

Ю.М.Борисов
Д.Н.Липатов
Ю.Н.Зорин

ЭЛЕКТРО- ТЕХНИКА

Издание второе, переработанное
и дополненное

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебника для студентов неэлектротехнических специальностей высших учебных заведений



МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1985

ББК 31.21
Б 82
УДК 621.3(075.8)

Рецензент Б. Г. Меньшов

Борисов Ю. М. и др.

Б 82 Электротехника/Ю. М. Борисов, Д. Н. Липатов, Ю. Н. Зорин. Учебник для вузов. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 552 с., ил.

В пер.: 1 р. 50 к. 97 000 экз.

Рассматриваются свойства, методы анализа и расчета электрических цепей постоянного и переменного тока, магнитных цепей, электрические приборы и измерения, трансформаторы и электрические машины, а также принципы выбора электродвигателя и аппаратуры управления и защиты электротехнических устройств. Первое издание выпущено в 1974 г. Данное, второе, переработано и дополнено в соответствии с ныне действующей программой и замечаниями читателей.

Предназначается в качестве учебника по курсу «Общая электротехника» для студентов неэлектротехнических специальностей.

Б 2302010000-061 53-85
051(01)-85

ББК 31.21

6П2.1

© Издательство «Высшая школа», 1974

© Энергоатомиздат, 1985

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемый учебник написан в соответствии с программой курса «Электротехника» для студентов машиностроительных, горных, металлургических и теплоэнергетических специальностей вузов. В нем учтен опыт преподавания в МВТУ им. Н. Э. Баумана на факультетах автоматизации и механизации промышленности, а также конструкторском и энергомашиностроительном, где изучение этого курса ведется с использованием элементов программированного обучения.

Основа глубоких знаний – это систематическая самостоятельная работа студента над курсом и умение применять теорию к решению практических задач. Для активизации работы над курсом учебник снабжен примерами и задачами, которые студент должен рассмотреть после проработки соответствующего раздела курса. Для самостоятельного решения задач рекомендуется использовать учебное пособие Д. Н. Липатова «Вопросы и задачи по электротехнике для программированного обучения» издания 1973, 1977, 1984 гг. Оно может служить также для контроля знаний студентов с помощью технических средств.

Работа по написанию учебника распределена между авторами следующим образом.

Главы 1 (кроме § 1.5), 3, 6 (кроме п. 6.5.5, § 6.6 и 6.10), 9 (кроме § 9.23) и 11 (кроме § 11.13) написаны канд. техн. наук, доц. Ю. М. Борисовым.

Главы 2, 4, 7 (кроме § 7.7 и 7.8), 10 и 12 написаны канд. техн. наук, и. о. проф. Д. Н. Липатовым.

Введение, гл. 5, § 7.7, 7.8, 9.23 и 11.13 написаны канд. техн. наук, доц. Ю. Н. Зориным.

Глава 8 написана совместно Д. Н. Липатовым и Ю. Н. Зориным, п. 6.5.5, § 6.6 и 6.10 написаны совместно Ю. М. Бори-

совым и Ю. Н. Зориным, § 1.5 написан совместно Ю. М. Борисовым и Д. Н. Липатовым.

Авторы благодарны преподавателям кафедры электротехники, электроники и электрооборудования МВТУ им. Н. Э. Баумана за сделанные ими замечания по первому изданию книги.

Авторы считают своим долгом выразить благодарность рецензенту проф. Б. Г. Меньшову за ряд полезных замечаний, что несомненно способствовало улучшению учебника.

Особенно признательны авторы доц. Л. Е. Алекину, предоставившему огромную работу по редактированию рукописи учебника.

Замечания по учебнику авторы просят направлять по адресу 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоатомиздат.

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

Одним из основных направлений научно-технического прогресса является электрификация народного хозяйства. Она имеет огромное социальное и экономическое значение. Только при электрификации производства возможен рост производительности труда, повышение эффективности всех отраслей народного хозяйства, улучшение культуры производства и условий труда. В настоящее время невозможно дальнейшее развитие промышленности, сельского хозяйства, транспорта и т. д., а также улучшение бытовых условий трудящихся без расширения использования электрической энергии.

Электротехника является наукой о техническом использовании электричества и магнетизма в народном хозяйстве. Без достаточно глубокого знания электротехники невозможно представить себе инженеров — создателей и руководителей современного высокоразвитого производства.

Интенсивное использование электрической энергии связано со следующими ее особенностями: возможностью достаточно легкого преобразования в другие виды энергии (механическую, тепловую, лучистую и т. д.); возможностью централизованного и экономичного получения на различных электростанциях; простотой передачи с помощью линий электропередачи с малыми потерями на большие расстояния к потребителям.

Только после Великой Октябрьской социалистической революции стала осуществляться плановая электрификация нашей страны. В первые же годы Советской власти В. И. Ленин говорил о том, что широкое использование электрической энергии является одной из предпосылок осуществления коренных революционных преобразований в экономике страны, а также создания материально-технической базы социализма и коммунизма. Это было высказано в его гениальной, ставшей впоследствии крылатой фразе: «Коммунизм — это есть Советская власть плюс электрификация всей страны».

План ГОЭЛРО, созданный под непосредственным руководством В. И. Ленина, был утвержден VIII Всероссийским съездом

Советов в декабре 1920 г. Ему придавалось настолько большое значение, что он рассматривался как вторая программа партии.

В плане предусматривалась программа-минимум электрификации страны. При этом учитывались как существующие, так и вновь строившиеся электростанции, а также основные линии электропередачи. План ГОЭЛРО предусматривал опережающее развитие электроэнергетики, т. е. создание энергетической базы индустриального развития страны. Он предполагал грандиозное по тем временам для нашей страны строительство 10 гидростанций и 20 тепловых электростанций общей мощностью 1,5 млн. кВт. Интересно отметить, что в Государственной комиссии по электрификации России делались предложения о возможном энергетическом использовании таких великих рек России, как Волга и Ангара. План ГОЭЛРО, рассчитанный на 10—15 лет, был не только выполнен, но и перевыполнен.

В настоящее время благодаря повседневной заботе Партии и Правительства в нашей стране достигнуты значительные успехи в электрификации народного хозяйства. По производству электроэнергии Советский Союз занимает первое место в Европе и второе место в мире. В 1983 г. в стране было произведено 1416 млрд кВт·ч электроэнергии, что превысило уровень 1940 г. в 29,5 раза. В том же году выработка электроэнергии на душу населения составила 5181,6 кВт·ч, что почти в 21,2 раза больше в сравнении с 1940 г. Значительно, а именно в 7,7 раза, повысилась энерговооруженность труда в промышленности.

Успешно развивается Единая энергосистема страны. В настоящее время она объединяет более 900 электростанций, которые имеют суммарную установленную мощность около 83 % мощности всех электростанций страны. Единая энергосистема страны продолжает развиваться. Она связана линиями электропередачи с МНР, Финляндией, Норвегией и Турцией. Развивается энергосистема «Мир» стран СЭВ. Единая энергосистема значительно повысила надежность и эффективность энергоснабжения страны.

XXVI съезд КПСС поставил задачу дальнейшей, последовательной электрификации народного хозяйства. При этом было подчеркнуто, что электрификация является важным фактором научно-технического прогресса, повышения качественного уровня и эффективности производства, роста производительности общественного труда и народного благосостояния. В Энергетической программе СССР на длительную перспективу предусматривается опережающее развитие атомной энергетики. В европейской части страны прирост выработки электроэнергии

предусматривается в основном за счет атомных электростанций. В Сибири, на Дальнем Востоке и в Средней Азии будет продолжено строительство мощных тепловых и гидроэлектростанций.

В настоящее время жизненные интересы требуют разработки принципиально новых источников электрической энергии. В связи с этим ведутся научно-исследовательские и практические работы по проектированию атомных реакторов на быстрых нейтронах, использованию энергии прилива и отлива, по более полному освоению солнечной и геотермальной энергии и т. д.

С целью передачи электроэнергии в центральные районы страны с меньшими потерями осуществляется строительство уникальных линий электропередачи сверхвысоких напряжений. Так, к концу 80-х годов будет введена в действие первая очередь линии электропередачи постоянного тока напряжением 1500 кВ Сибирь — Казахстан — Урал и линия электропередачи переменного тока напряжением 1150 кВ Экибастуз — Центр.

В одиннадцатой пятилетке предусматривается дальнейшее усовершенствование и развитие Единой энергосистемы страны, повышение надежности и качества электроснабжения народного хозяйства.

Научно-технический прогресс предусматривает широкую механизацию и автоматизацию производственных процессов. При высоком уровне энерговооруженности современных предприятий создание автоматизированных систем управления производственными процессами невозможно без значительного использования электротехнической аппаратуры и электрооборудования. В современных производственных машинах с помощью электротехнической аппаратуры осуществляется управление ее механизмами, автоматизация их работы, контроль за ведением производственного процесса, обеспечивается безопасность обслуживания и т. д. Следовательно, функции электротехнических устройств машин настолько значительны по сравнению с их механической частью, что именно они во многом определяют такие важные показатели, как производительность, качество и надежность создаваемой продукции.

Инженер-механик не должен заниматься проектированием и созданием электротехнической части производственных машин, однако он должен уметь квалифицированно эксплуатировать автоматизированные установки, принимать участие в разработке систем автоматизированного управления производственными процессами, грамотно использовать электротехническую аппаратуру и электрооборудование при проведении научных исследований. Все это возможно лишь в том случае,

если инженер-механик имеет хорошую электротехническую подготовку.

В курсе «Электротехника» осуществляется анализ явлений, происходящих в электрических и магнитных цепях. Изучаются вопросы, связанные с установившимися и переходными процессами, периодическими несинусоидальными токами в линейных электрических цепях. Определенное внимание уделено электрическим измерениям и электроизмерительным приборам. Изучается устройство, принцип действия трансформаторов и электрических машин. Рассматриваются пуск, регулирование частоты вращения, реверс, тормозные режимы, механические и электро-механические характеристики двигателей постоянного и переменного тока. Излагаются вопросы электропривода, аппаратуры управления, защиты электротехнических устройств.

Знание перечисленного материала дает возможность будущим специалистам не только свободно разобраться в устройстве и принципе действия разнообразной электротехнической аппаратуры, электрических машин и оборудования, но и грамотно использовать их на практике.

Особое внимание будущих инженеров хотелось бы обратить на возникшее противоречие между техническим прогрессом и окружающей средой, так как многие отходы производства в значительной степени стали оказывать отрицательное влияние на почву, воду, атмосферу и космос, что в то же время отражается на всех живых организмах и, конечно, на человеке.

К сожалению, приходится констатировать, что производство электрической энергии и ее преобразование в другие виды энергии могут приносить и приносят вред окружающей среде. Так, тепловые электростанции при сжигании топлива выбрасывают в атмосферу окись азота и углерода, двуокись серы и т. д. Эти электростанции требуют больших земельных площадей для золоотвалов (шлаков).

Работа самих гидроэлектростанций для окружающей среды безвредна. Однако создание значительных водохранилищ сказывается на микроклимате, т. е. может повыситься влажность, могут чаще наблюдаться туманы. Оказывается негативное влияние на рыбное хозяйство, а замедление течения рек приводит к загрязнению воды.

Атомные электростанции практически относятся к чистым предприятиям, однако необходимо решение очень важного вопроса — безопасного хранения их отходов.

Источники энергии прилива и отлива, солнечной и геотермальной энергии, энергии ветра относятся к чистым и безвредным источникам.

Заметим, что значительное выделение теплоты при про-

изводстве и потреблении электроэнергии может оказывать влияние на изменение климата.

В настоящее время изучается вопрос о физическом воздействии как на живые организмы, так и на атмосферу электромагнитных полей, образующихся вдоль воздушных ЛЭП, так как радиус воздействия подобных полей достигает нескольких десятков метров.

В СССР и социалистических странах вопросам экологии уделяется большое внимание. Так, для борьбы с загрязнением атмосферы на электрических станциях, промышленных предприятиях и транспорте используются очистительные фильтры, механические золоуловители и т. п. Осуществляется переход на центральное теплоснабжение, производится электрификация быта, повышается безотходность в промышленности, создаются мощные очистительные сооружения, замкнутые циклы использования воды, ведутся разработки сверхпроводящих и криогенных ЛЭП. С учетом загрязнения окружающей среды выхлопными газами двигателей внутреннего сгорания просматривается замена их на транспорте электрическими двигателями. Вопросы охраны окружающей среды должны постоянно находиться в поле зрения будущих инженеров.

Глава первая

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1.1. ПОЛУЧЕНИЕ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Постоянным называется ток, значение и направление которого при неизменных параметрах электротехнической установки остаются постоянными. В отличие от этого под переменным понимается обычно ток, значение и направление которого периодически изменяются.

На основе технико-экономических соображений электрическая энергия вырабатывается на электростанциях, распределяется между приемниками и потребляется последними преимущественно в виде энергии переменного тока (см. гл. 2). Однако широкое применение имеет в настоящее время также и постоянный ток.

Для некоторых приемников постоянный ток является единственно возможным родом тока, а иногда его применение позволяет существенно улучшить технические и эксплуатационные свойства установок.

Электрическая энергия постоянного тока используется, например, для питания электролитических ванн, двигателей постоянного тока многих производственных машин и механизмов, различных устройств промышленной электроники, автоматики и т. д.

Электрическую энергию постоянного тока получают в настоящее время чаще всего из электрической энергии переменного тока с помощью полупроводниковых преобразовательных устройств. Реже для этой цели используют генераторы, приводимые во вращение электрическими и неэлектрическими двигателями, аккумуляторы, гальванические элементы и термогенераторы.

1.2. ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ УСТАНОВОК, ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СХЕМЫ

Основными элементами электротехнических установок являются источники и приемники электрической энергии, а также преобразовательные устройства.

С помощью источников тот или иной вид энергии (энергия сжигаемого топлива, падающей воды, атомная и химическая энергия и т. д.) преобразуется в электрическую энергию. Приемники, наоборот, преобразуют электрическую энергию в другие ее виды (механическую, тепловую, химическую, энергию светового излучения и т. д.). С помощью преобразовательных установок электрическая энергия одного вида преобразуется в электрическую энергию другого вида (энергия переменного тока — в энергию постоянного тока, энергия переменного тока одной частоты — в энергию переменного тока других частот и т. д.).

Кроме основных элементов электротехнические установки содержат большое число вспомогательных элементов, выполняющих разнообразные функции. К ним относятся, например, выключатели и переключатели различного назначения, аппараты автоматизированного управления, электроизмерительные приборы, резисторы для регулирования тока, напряжения и мощности приемников, защитные устройства.

Вспомогательные элементы, не являясь в прямом смысле приемниками, потребляют некоторое количество энергии, что ухудшает коэффициент полезного действия (КПД) установок.

Основные и вспомогательные элементы соединяются между собой с помощью проводов и образуют в совокупности электрическую цепь установки.

Различные элементы электрических цепей обозначаются в технической документации и литературе согласно ГОСТ с помощью условных обозначений, некоторые из которых будут приведены по мере изложения материала книги.

Графическое изображение электрической цепи с помощью условных обозначений ее элементов называется электрической схемой цепи.

1.3. ЗАДАЧИ РАСЧЕТА И АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ. ПАРАМЕТРЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ РАСЧЕТЕ И АНАЛИЗЕ

Задачи, возникающие при расчете электрических цепей, бывают весьма разнообразными. Одной из наиболее часто встречающихся задач расчета является определение напряжений, токов и мощностей различных элементов цепей при заданных их параметрах. Нередко возникает и другая задача, когда бывает необходимо найти значения параметров тех или иных элементов, например электродвижущих сил (ЭДС) источников, обеспечивающих получение требуемых напряжений, токов или мощностей.

Во многих случаях при расчете приходится определять не только значения ЭДС, напряжений и токов, но и их направления. Объясняется это тем, что направления указанных величин характеризуют ряд показателей, которые могут представлять интерес при изучении электротехнического устройства. Например, направление тока в намагничивающей обмотке некоторого электромагнитного устройства, включенной в данную цепь, определяет направление магнитного поля, возбуждаемого этой катушкой. Определив при расчете электрической цепи направления ЭДС и тока или напряжения и тока некоторых элементов цепи, можно легко определить, какие из них являются источниками, а какие приемниками.

Кроме расчета электрических цепей часто возникают задачи их анализа, которые бывают также весьма разнообразными. Так, иногда требуется установить характер изменения значений различных величин или соотношений между ними при изменении параметров цепи.

При рассмотрении вопроса о параметрах различных элементов электрических цепей необходимо учитывать следующее. Каждый элемент электрической цепи имеет в общем случае несколько параметров, с помощью которых могут быть учтены электромагнитные и тепловые явления, свойственные данному элементу. Однако далеко не всегда необходимо принимать во внимание наличие всех параметров.

Например, при расчете и анализе установившегося режима работы цепи постоянного тока, содержащей катушку индуктивности, такой параметр, как индуктивность, учитывать не следует. Объясняется это тем, что при постоянном токе индуктивность не влияет на значения напряжений, токов и мощностей.

На значения напряжений, токов и мощностей при установившемся режиме в цепях постоянного тока оказывают влияние, а поэтому используются при расчете и анализе следующие параметры:

ЭДС E источников электрической энергии, являющиеся причиной возникновения напряжений, токов и мощностей;

ЭДС электродвигателей и аккумуляторов (при зарядке последних), являющихся приемниками электрической энергии; сопротивления r различных элементов электрических цепей, в том числе и внутренние сопротивления r_0 источников, а также приемников, имеющих в качестве параметра ЭДС. Вместо сопротивлений могут быть использованы соответствующие им проводимости $g = 1/r$ и $g_0 = 1/r_0$.

Элементы электрических цепей, имеющие в качестве параметров ЭДС, называются активными элементами, не имеющие ЭДС — пассивными элементами. Во многих случаях вместо

ЭДС и внутренних сопротивлений элементов указывается напряжение, подводимое от них к данной электрической цепи (см. рис. 1.1, д).

При определенных условиях активные элементы могут быть либо источниками, либо приемниками электрической энергии. Соотношение между ЭДС и напряжениями активных элементов рассматривается в § 1.10 и 1.12.

В этом случае, когда при расчете и анализе не ясно, источниками или приемниками являются активные элементы, будем называть их источниками ЭДС и источниками с указанным напряжением.

Многие вспомогательные элементы электрических цепей имеют такие сопротивления, что они не влияют практически на значения напряжений, токов и мощностей. К ним относятся, например, контакты коммутационных и других аппаратов, электроизмерительные приборы, некоторые защитные устройства, соединительные провода небольшой протяженности и др. Подобные элементы на электрических схемах, предназначенных для расчета и анализа электрических цепей, обычно не изображают.

Элемент электрической цепи, характеризующийся одним параметром (при наличии у него и других параметров), либо отдельные части элемента, каждая из которых характеризуется одним параметром и изображается на схеме с помощью соответствующего условного обозначения от других частей, называются часто идеальными элементами. А электрические схемы, содержащие идеальные элементы, называют иногда схемами замещения.

1.4. НЕКОТОРЫЕ УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ. ПОНЯТИЕ О ДВУХ ПОЛЮСНИКАХ

С точки зрения расчета и анализа электрических цепей не имеет значения, с какими именно источниками, приемниками и вспомогательными элементами приходится иметь дело. Важно знать только их параметры и способ соединения друг с другом. Учитывая это, при изучении методов расчета и анализа цепей будем использовать в основном одни и те же условные обозначения для различных элементов, имеющих одинаковые параметры. Активные элементы будем обозначать в основном кружочками со стрелками внутри, указывающими направление ЭДС (рис. 1.1); для батарей из гальванических элементов используем обозначение, приведенное на рис. 1.1, б.

В сопротивлениях различных элементов электрических цепей происходит процесс преобразования электрической энергии в теплоту. Такие элементы называются резистивными и обозначаются прямоугольниками (см. рис. 1.1).

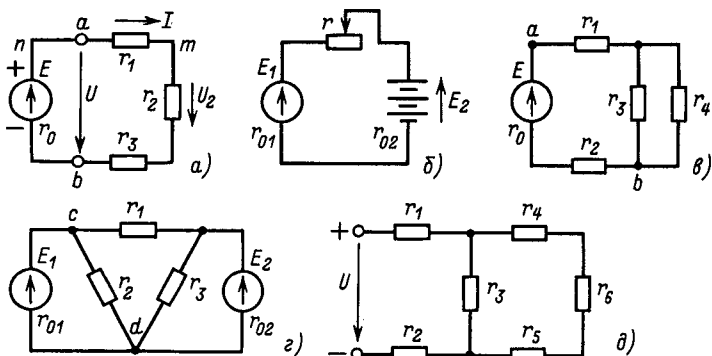


Рис. 1.1. Примеры схем электрических цепей

Электрические цепи постоянного тока (как и переменного) и соответственно их электрические схемы бывают весьма разнообразными. Так, встречаются электрические цепи неразветвленные (рис. 1.1, а, б) и разветвленные (рис. 1.1, в–д), с одним активным элементом (рис. 1.1, а, в, д) и с двумя (рис. 1.1, б, г) или с большим количеством активных элементов, линейные и нелинейные.

Линейной называется электрическая цепь, параметры которой не зависят от напряжений или токов в цепи. Если параметр хотя бы одного из элементов не остается постоянным при изменении напряжений или токов в цепи, то данный элемент и вся электрическая цепь называются нелинейными. Некоторые нелинейные элементы и цепи постоянного тока рассматриваются в § 1.16.

Часть электрической цепи, имеющая два вывода, с помощью которых она соединяется с другой частью цепи, называется двухполюсником. Различают пассивные и активные двухполюсники. Пассивные двухполюсники содержат только пассивные элементы, активные — как пассивные, так и активные элементы. Например, справа от точек а и б на рис. 1.1, в расположена схема пассивного двухполюсника, соединенного с активным двухполюсником, схема которого дана слева от указанных точек. Справа и слева от точек с и d на рис. 1.1, г расположены схемы двух активных двухполюсников, а между этими точками — пассивный двухполюсник.

1.5. ПРОВОДНИКОВЫЕ И ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ. СОПРОТИВЛЕНИЕ ПРОВОДНИКОВ И ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРОЧНОСТЬ ДИЭЛЕКТРИКОВ

Токоведущие части различных элементов электрических цепей изготавливаются из проводниковых материалов, которые бывают твердыми, жидкими и газообразными. Основными проводниковыми материалами являются металлы и их сплавы.

В большинстве случаев токоведущие части (проводники) изготавливаются из проволоки круглого или прямоугольного сечения. Такие проводники используются, например, при сооружении линий электропередачи и электрических сетей, нагревательных устройств, обмоток электрических машин, различных электротехнических аппаратов и измерительных приборов.

Если проводник имеет одну и ту же площадь поперечного сечения по всей длине, то его сопротивление, Ом,

$$r = \rho l / S, \quad (1.1)$$

где l — длина проводника, м; S — площадь поперечного сечения проводника, м^2 ; ρ — удельное сопротивление материала проводника, Ом·м.

На практике часто пользуются единицами l , S и ρ в 1 м, 1 мм^2 и 1 Ом·мм²/м = 1 мкОм·м соответственно.

При использовании тех или других из указанных единиц следует помнить, что в обоих случаях удельные сопротивления не равны и находятся в соотношении 1 Ом·м = 10⁻⁶ Ом·мм²/м.

Кроме единицы сопротивления 1 Ом часто используют более крупные единицы: 1 килоом (1 кОм = 10³ Ом) и 1 мегаом (1 МОм = 10⁶ Ом).

Единицей проводимости $g = 1/r$ является 1/Ом = 1 См (1 сименс).

Единицы удельной проводимости $\gamma = 1/\rho$ зависят от единиц удельного сопротивления. Когда единицей удельного сопротивления является 1 Ом·м, единица удельной проводимости будет 1/(Ом·м) = 1 См/м. Когда же единицей сопротивления является 1 Ом·мм²/м = 1 мкОм·м, единица удельной проводимости будет 1 м/(Ом·мм²) = 1 См·м/мм². Соотношение между указанными единицами проводимости таково: 1 См/м = 1 См·м/мм² = 10⁶ См·м/мм².

Сопротивление металлических проводников при повышении температуры возрастает. Зависимость сопротивления от температуры выражается следующей формулой:

$$r_2 = r_1 [1 + \alpha(t_2 - t_1)], \quad (1.2)$$

где t_1 и t_2 — начальная и конечная температуры, °С; r_1 и r_2 — сопротивления при температурах t_1 и t_2 , Ом; α — температурный коэффициент сопротивления, °С⁻¹.

Сведения об удельных сопротивлениях и температурных коэффициентах проводниковых материалов приводятся в справочной литературе.

В зависимости от требований, предъявляемых в отношении значений удельного сопротивления, температурного коэффициента сопротивления, допустимой температуры нагрева, механической прочности и ряда других свойств, для изготовления токоведущих частей электротехнических устройств применяются весьма разнообразные металлы и их сплавы.

Так, для многих устройств находят применение материалы с относительно малым удельным сопротивлением. В первую очередь к таким материалам относятся медь и алюминий, имеющие при комнат-

ной температуре удельное сопротивление соответственно 0,0175 и 0,0283 мкОм·м, а также средние температурные коэффициенты 0,0039 и 0,004 °С⁻¹ в диапазоне температур от 0 до 100 °С.

Из меди и алюминия изготавливают провода электрических сетей и линий электропередачи; медь получила широкое применение для изготовления обмоток электрических машин, различных электрических аппаратов и электроизмерительных приборов, а также контактов коммутационных и других аппаратов. При изготовлении контактов многих аппаратов используются часто серебро и его соединения с другими металлами, а также вольфрам и молибден. Последние два металла вследствие своей тугоплавкости и большой механической прочности нашли широкое применение в электровакуумной технике для изготовления нитей накала. Для коррозионно-устойчивых покрытий контактов используется в некоторых случаях золото. Сооружение контактных проводов передвижных приемников электрической энергии (например, электрических кранов) осуществляется в большинстве случаев из стального проката.

Постоянные и переменные проволочные резисторы общего назначения, шунтирующие и добавочные резисторы к электроизмерительным приборам и нагревательные приборы изготавливаются обычно из различных сплавов, одной из отличительных особенностей которых являются их относительно большие удельные сопротивления. Основным сплавом для шунтирующих и добавочных резисторов является манганин, состоящий из меди, марганца и никеля. Манганин обладает очень малым температурным коэффициентом сопротивления, что необходимо для уменьшения влияния температуры на точность измерений. Константан, состоящий из меди и никеля, используется для изготовления постоянных и переменных резисторов и нагревательных приборов с рабочей температурой до 400—450 °С. Для нагревательных приборов с рабочей температурой до 1000—1500 °С используются хромоникелевые, железохромоалюминиевые сплавы (нихромы и фехрالي).

Электроизоляционные материалы (диэлектрики) обладают очень малой электрической проводимостью и служат для изолирования (отделения) токоведущих частей друг от друга, а также от металлоконструкций производственных и электрических машин, аппаратов и приборов, что необходимо для исключения возможности аварийных режимов (например, коротких замыканий), обеспечения надежности работы установки и безопасности ее эксплуатации.

В настоящее время применяют множество различных электроизоляционных материалов. Так, для изоляции проводов, с помощью которых осуществляется питание электроэнергией приемников в заводских цехах, лабораториях, бытовых помещениях, применяются главным образом резина, бумага, поливинилхлорид.

Голые провода линий электропередачи изолируют от опор опорными или подвесными изоляторами из фарфора или стекла.

Провода обмоток электрических машин и аппаратов изолируют лаковым покрытием и иногда бумагой и хлопчатобумажной тканью, пропитанными различными лаками или компаундами, а также асбе-

стом, стекловолокном, слюдой, эмалями и синтетическими материалами типа «лавсан».

Кроме малой проводимости электроизоляционные материалы должны обладать рядом других свойств, например достаточной электрической и механической прочностью, нагревостойчивостью, малой гигроскопичностью.

Диэлектрики выполняют свои изолирующие функции, пока напряжение устройства и, следовательно, напряженность электрического поля в диэлектрике данного устройства не превысят определенных значений. Если напряженность окажется больше некоторого критического значения, наступает пробой диэлектрика. Пробой различных (твердых, жидких и газообразных) диэлектриков вызван различными явлениями. Однако во всех случаях проводимость и ток диэлектрика недопустимо возрастают и он теряет свои изолирующие свойства.

Предельная напряженность поля, при которой происходит пробой диэлектрика, называется его электрической прочностью. Электрическая прочность зависит не только от свойств диэлектрика, но также от многих условий, в которых он работает, например от рода тока, скорости изменения и времени воздействия электрического поля, температуры и влажности.

Сведения об электрической прочности диэлектриков приводятся в справочной литературе. В качестве примера укажем, что при длительном воздействии электрического поля с частотой $f = 50$ Гц электрическая прочность воздуха 2–3, дерева 2,5–5, резины мягкой 15–25, трансформаторного масла 16–20, фарфора 15–20 МВ/м.

1.6. НАПРАВЛЕНИЯ ТОКОВ, НАПРЯЖЕНИЙ И ЭДС. ЕДИНИЦЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЯ

Для проведения расчета и анализа электрических цепей необходимо знать не только значения заданных ЭДС, напряжений или токов, но и их направления, так как последние определяют знаки слагаемых в расчетных выражениях. В связи с этим следует напомнить о направлениях токов, напряжений и ЭДС, принятых в физике.

За направление тока принимают направление движения положительных зарядов.

За направление напряжения между какими-либо точками электрической цепи принимают направление, в котором перемещались бы положительные заряды между этими точками под действием сил электрического поля, т. е. от большего потенциала к меньшему.

За направление ЭДС между выводами источника или активного приемника принимают направление, в котором перемещались бы положительные заряды под действием сил стороннего поля, т. е. от меньшего потенциала к большему.

Так, в электрической цепи рис. 1.1, *a* потенциал точки *a* больше потенциала точки *b* ($\varphi_a > \varphi_b$), поэтому напряжение направлено от точки *a* к точке *b*, а ЭДС *E* — от точки *b* к точке *a*.

На участке *amb*, содержащем пассивные элементы, положительные заряды перемещаются под действием сил электрического поля от большего потенциала к меньшему; направления напряжения и тока на этом участке совпадают. На участке *bna*, содержащем источник электрической энергии, положительные заряды перемещаются под действием ЭДС от меньшего потенциала к большему, направление тока на таком участке совпадает с направлением ЭДС и противоположно направлению напряжения.

Для удобства дальнейшего изложения будем называть указанные выше направления действительными направлениями.

Расчет и анализ любых электрических цепей может быть произведен с помощью основных законов электрических цепей: закона Ома, первого и второго законов Кирхгофа. Указанные законы используются также для обоснования различных методов, упрощающих расчет и анализ цепей.

Запись выражений по законам Ома и Кирхгофа, различных методов расчета и анализа, а также расчетных формул приводится с учетом определенных направлений как заданных величин (например, ЭДС, напряжений или токов), так и величин, подлежащих определению.

При расчете и анализе электрических цепей направления заданных и искомых величин указывают на схемах стрелками, считают их положительными ($E > 0$, $U > 0$ и $I > 0$) и поэтому называют положительными направлениями.

За положительные направления заданных и искомых величин при постоянном токе принимают их действительные направления. Если они не очевидны, можно задаться положительными направлениями произвольно, так как от выбора тех или иных положительных направлений зависят лишь знаки искомых величин, а не их значения.

В качестве положительных направлений величин, изменяющих свои действительные направления с течением времени, например при расчете или анализе цепей переменного тока, задают одно из двух возможных их направлений, с учетом которого и производят расчет.

Если в результате расчета или анализа какая-либо из искомых величин оказывается положительной, это означает, что она направлена в действительности так, как показано на схеме стрелкой; отрицательное значение искомой величины указывает на ее противоположное направление. Сказанное относится

и к величинам, действительные направления которых с течением времени изменяются.

В книге используется Международная система единиц (СИ), в которой основной единицей ЭДС, напряжения и потенциала является 1 вольт (1 В). Кроме единицы 1 вольт в практике используется единица 1 киловольт ($1 \text{ кВ} = 10^3 \text{ В}$) и 1 милливольт ($1 \text{ мВ} = 10^{-3} \text{ В}$).

Основной единицей тока является 1 ампер (1 А). Для тока используются также единицы 1 миллиампер ($1 \text{ мА} = 10^{-3} \text{ А}$) и 1 микроампер ($1 \text{ мкА} = 10^{-6} \text{ А}$).

1.7. НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЗАКОНОВ ОМА И КИРХГОФА ПРИ РАСЧЕТЕ И АНАЛИЗЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Как известно, согласно закону Ома в замкнутой неразветвленной электрической цепи (см. рис. 1.1, а)

$$I = \frac{E}{r_0 + r_1 + r_2 + r_3}. \quad (1.3)$$

А в любом пассивном элементе цепи, например с сопротивлением r_2 (рис. 1.1, а),

$$I = U_2 / r_2. \quad (1.4)$$

Выражение (1.3) справедливо при совпадающих направлениях ЭДС E и тока I , а выражение (1.4) — при совпадающих направлениях напряжения U и тока I , что и следует учитывать при нанесении на схеме стрелок, указывающих положительные направления в случае использования закона Ома.

Согласно первому закону Кирхгофа алгебраическая сумма токов ветвей, соединенных в любой узловой точке электрической цепи, равна нулю, т. е.

$$\Sigma I = 0. \quad (1.5)$$

Со знаком «+» в уравнение следует включать токи, положительные направления которых обращены к узлу, со знаком «-» — положительные направления которых обращены от узла (можно и наоборот). Например, для узла А (рис. 1.2)

$$I_1 + I_2 + I_3 - I_4 - I_5 = 0.$$

Согласно второму закону Кирхгофа в любом замкнутом контуре электрической цепи алгебраическая сумма ЭДС равна алгебраической сумме напряжений на всех резистивных элементах контура, т. е.

$$\Sigma E = \Sigma I r. \quad (1.6)$$

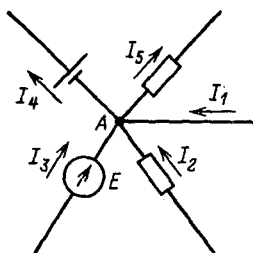


Рис. 1.2. К пояснению первого закона Кирхгофа

Часто в электрических цепях встречаются элементы, между выводами которых имеются те или иные напряжения U (например, напряжение сети, напряжение, снимаемое с делителя напряжения, и т. д.).

Учитывая это, вместо (1.6) удобнее использовать следующую форму записи второго закона Кирхгофа:

$$\sum E = \sum Ir + \sum U. \quad (1.7)$$

При этом ЭДС, напряжения и токи, положительные направления которых совпадают с направлением обхода контура при составлении уравнения (1.7), следует включать в уравнение со знаком «+», а те, положительные направления которых не совпадают с направлением обхода контура, — со знаком «−» (можно и наоборот).

При подстановке в уравнения (1.5)–(1.7) числовых значений ЭДС, напряжений и токов следует учитывать, что указанные величины могут быть как положительными, так и отрицательными, что повлияет на окончательные знаки перед ЭДС, напряжениями и токами.

Следует заметить, что уравнение (1.7) может быть применено и к такому контуру, который замкнут в геометрическом смысле. Это значит, что часть контура может проходить по стрелке, указывающей положительное направление напряжения между какими-либо точками. Таким образом, можно всегда записать уравнение для напряжения между двумя любыми точками электрической цепи.

При составлении уравнений по второму закону Кирхгофа следует включать в них либо ЭДС и падение напряжения во внутренних сопротивлениях активных элементов, либо только их напряжения.

Например, для электрической цепи рис. 1.1, а по второму закону Кирхгофа можно написать

$$E = Ir_0 + I(r_1 + r_2 + r_3)$$

либо

$$0 = I(r_1 + r_2 + r_3) - U_{ab}.$$

Исключением является случай, когда уравнение составляется для контура, проходящего через активный элемент и стрелку, указывающую положительное направление напряжения этого же элемента. Только в этом случае в уравнение войдут ЭДС,

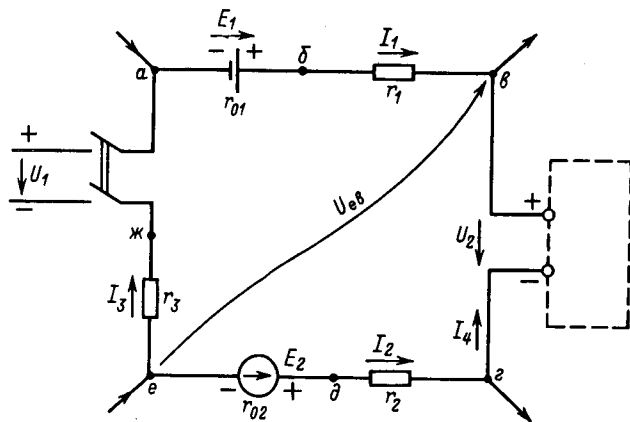


Рис. 1.3. К пояснению второго закона Кирхгофа

падение напряжения во внутреннем сопротивлении и напряжение данного элемента. Так, для той же цепи рис. 1.1, а получим $E = Ir_0 + U_{ab}$.

Пример 1.1. В замкнутом контуре рис. 1.3 $E_1 = 100$ В, $E_2 = 50$ В, $U_1 = 120$ В, $U_2 = 80$ В, $r_{01} = r_{02} = 1$ Ом, $r_1 = 9$ Ом, $r_2 = 4$ Ом, $r_3 = 15$ Ом, $I_1 = 2$ А, $I_2 = 1$ А, $I_4 = 3$ А.

Определить ток I_3 в ветви *аж*е и напряжение $U_{ев}$ между точками *е* и *в*.

Решение. Выбрав положительное направление тока I_3 таким, как показано на рис. 1.3, и обходя контур по часовой стрелке, на основании второго закона Кирхгофа получим

$$E_1 - E_2 = I_1(r_1 + r_{01}) - I_2(r_2 + r_{02}) + I_3 r_3 - U_1 + U_2.$$

После решения относительно тока I_3 и подстановки числовых значений найдем $I_3 = 5$ А. Так как ток $I_3 > 0$, то он направлен, как показано на рис. 1.3.

При указанном на рис. 1.3 положительном направлении напряжения $U_{ев}$ по второму закону Кирхгофа для контура *вгде*в получим $-E_2 = -I_2(r_2 + r_{02}) + U_2 + U_{ев}$. В результате вычислений найдем $U_{ев} = -125$ В.

Поскольку $U_{ев} < 0$, то $\varphi_e < \varphi_v$ и действительное направление напряжения между точками *е* и *в* будет противоположным указанному на рисунке.

1.8. НАГРЕВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Тепловое действие электрического тока находит в технике широкое применение. Оно используется в бытовых и промышленных электронагревательных устройствах различного принципа действия, назначения и конструктивного исполнения, для целей электросварки, в осветительной технике, в устройствах автоматики, защиты, измерительной технике и т. д.

Однако теплота, выделяемая в сопротивлениях многих элементов электрических цепей, бесполезно их нагревает и рассеивается в окружающую среду, а затрачиваемая на это энергия приводит к снижению КПД установок. Так, совершенно бесполезно нагреваются провода электрических сетей, обмотки электрических машин, различных электротехнических аппаратов и т. д.

Рассмотрим вопросы нагревания токоведущих частей электротехнических устройств.

Как известно, согласно закону Джоуля – Ленца при постоянном токе энергия, потребляемая резистивным элементом с сопротивлением r в течение времени t и преобразуемая им в теплоту, определяется по формулам

$$W = I^2 r t = U I t = \frac{U^2}{r} t = U^2 g t. \quad (1.8)$$

Мощность представляет собой энергию в единицу времени, $P = W/t$. Учитывая это, получим следующие выражения мощности:

$$P = I^2 r = U I = U^2 / r = U^2 g. \quad (1.9)$$

Основными единицами электрической энергии и мощности являются соответственно 1 джоуль ($1 \text{ Дж} = 1 \text{ В} \cdot \text{А} \cdot \text{с}$) и 1 ватт ($1 \text{ Вт} = 1 \text{ Дж/с} = 1 \text{ В} \cdot \text{А}$). Учитывая принятую единицу для мощности в 1 Вт, электрическую энергию можно выражать в ватт-секундах ($1 \text{ Дж} = 1 \text{ Вт} \cdot \text{с}$). Для мощности и энергии используются часто более крупные единицы: 1 киловатт ($1 \text{ кВт} = 10^3 \text{ Вт}$), 1 мегаватт ($1 \text{ МВт} = 10^6 \text{ Вт}$), 1 киловатт-час ($1 \text{ кВт} \cdot \text{ч} = 3,6 \cdot 10^6 \text{ Вт} \cdot \text{с}$).

При сравнительно небольших температурах, с которыми работают токоведущие части многих элементов электрических цепей (провода электрических сетей, обмотки электрических машин, аппаратов и др.), можно считать, что количество отдаваемой теплоты пропорционально разности температур токоведущей части и окружающей среды. В этом случае на основании уравнения теплового равновесия можно получить следующее выражение для установившейся температуры токоведущей части:

$$t_{\text{уст}}^{\circ} = \frac{I^2 r}{A} + t'_{\text{окр}} \quad (1.10)$$

где I^2r — количество теплоты, выделяемой за 1 с в сопротивлении токоведущей части, равное мощности, потребляемой элементом цепи с сопротивлением r , Дж/с; A — теплоотдача токоведущей части, представляющая собой количество теплоты, отдаваемой в окружающую среду за 1 с при разности температур в 1°C , Дж/(с·°C); $t_{\text{уст}}^\circ$ и $t_{\text{окр}}^\circ$ — установившаяся температура токоведущей части и температура окружающей среды, °C. Теплоотдача зависит от конструктивных особенностей токоведущей части, ее поверхности и способа охлаждения.

Как видно, установившаяся температура (при данной температуре $t_{\text{окр}}^\circ$) зависит от потребляемой резистивным элементом r мощности и теплоотдачи.

Токотводящие части различных элементов электрических цепей должны быть рассчитаны так, чтобы их температура $t_{\text{уст}}^\circ$ не превышала допустимых значений, которые определяются различными факторами. Так, наибольшая допустимая температура изолированных проводов определяется нагревостойкостью изоляции.

Обеспечение заданной температуры $t_{\text{уст}}^\circ$ при больших мощностях электротехнических устройств требует увеличения теплоотдачи, что приводит к увеличению габаритных размеров, массы и стоимости устройства.

Для обоснования применяемой часто методики расчета токоведущих частей по нагреванию предположим, что мы имеем прямолинейный проводник, для которого выражение (1.10) может быть преобразовано к виду

$$t_{\text{уст}}^\circ = \frac{J^2 \rho d}{4A_0} + t_{\text{окр}}^\circ \quad (1.11)$$

где A_0 — коэффициент теплоотдачи, представляющий собой теплоотдачу с 1 м^2 поверхности охлаждения проводника, Дж/(°C·с·м²); J — плотность тока в проводнике, А/м²; ρ — удельное сопротивление материала проводника, Ом·м; d — диаметр проводника, м.

Как видно, при заданных значениях ρ , d , A_0 и $t_{\text{окр}}^\circ$ установившаяся температура зависит от плотности тока в проводнике. Для получения той же температуры $t_{\text{уст}}^\circ$ плотность тока проводников большего диаметра должна быть меньше.

Очевидно, можно задать такую плотность тока (или такой ток в проводнике с данной площадью поперечного сечения), при которой температура проводника не превышала бы допустимого значения. Этим часто пользуются при расчете токоведущих частей по нагреванию. Так, на основании расчетных и экспериментальных данных разработаны таблицы, в которых указаны площади поперечного сечения проводов и соответствующие им по условиям нагревания допустимые значения токов. Таблицы предназначены для выбора площадей поперечного сечения проводов электрических сетей.

Допустимой плотностью тока в проводнике пользуются обычно для предварительного или приближенного расчета по нагреванию катушек электрических машин и аппаратов. В зависимости от условий охлаждения допустимая плотность тока при длительной работе многослойных катушек из медных проводов с хлопчатобумажной, шелковой и эмалевой изоляцией принимается 1,5–3 А/мм².

1.9. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

При включении различного количества приемников, изменении их параметров или сопротивлений регулировочных резисторов будут изменяться напряжения, токи и мощности в электрической цепи, от значений которых зависит режим работы цепи и ее элементов. Наиболее характерными являются следующие режимы работы: номинальный, согласованный, холостого хода и короткого замыкания.

Номинальным называется режим, при котором данный элемент электрической цепи работает со значениями различных величин (тока, напряжения и др.), на которые он рассчитан заводом-изготовителем и которые называются его номинальными (или техническими) данными. Номинальные данные указываются в справочной литературе, технической документации или на самом элементе.

Для различных элементов электрических цепей указываются различные номинальные данные. Так, основными номинальными данными генераторов являются номинальные напряжение, электрическая мощность, отдаваемая приемнику, и ток; основными номинальными данными аккумуляторов являются номинальные напряжение и емкость в ампер-часах; в качестве основных номинальных данных электродвигателей указываются номинальные напряжение, ток, механическая мощность, развиваемая двигателем, и частота вращения; для нагревательных приборов и осветительных ламп задаются номинальные напряжения и мощности, для резисторов — номинальные сопротивления и токи (или мощности). Следует обратить внимание на то, что номинальные мощности и токи многих элементов электрических цепей (двигателей, генераторов, резисторов и др.) устанавливают, исходя из их нагревания до наибольшей допустимой температуры.

С учетом номинальных напряжений и токов источников и приемников производится выбор проводов и других элементов электрических цепей.

Согласованным называется режим, при котором мощность, отдаваемая источником или потребляемая приемником, достигает максимального значения. Это возможно при определенном соотношении (согласовании) параметров электрической цепи, откуда и вытекает название данного режима.

Под режимом холостого хода понимается такой режим, при котором приемник отключен от источника. При этом источник не отдает энергию во внешнюю цепь, а приемник не потребляет ее. Режимом холостого хода двигателей считается ре-

жим, возникающий при работе двигателей без механической нагрузки на валу.

Режимом короткого замыкания называется режим, возникающий при соединении между собой выводов источника, приемника или соединительных проводов, а также иных элементов электрической цепи, между которыми имеется напряжение. При этом сопротивление в месте соединения оказывается практически равным нулю.

Режим короткого замыкания является следствием выхода из строя изоляции, обрыва проводов, поломки деталей, небрежности обслуживающего персонала. При коротких замыканиях могут возникнуть недопустимо большие токи, электрическая дуга, возможно резкое снижение напряжения. Все это может привести к весьма тяжелым последствиям, поэтому режим короткого замыкания рассматривают как аварийный.

Следует заметить, что энергетические установки работают чаще всего в режиме, при котором токи и мощности не превышают номинальных значений, а напряжения близки к номинальным. Однако, как будет показано далее, при пуске и электрическом торможении двигателей и включении многих аппаратов (при переменном токе) в течение относительно короткого времени возникают токи, превышающие номинальные, что учитывается при расчете устройств по условиям нагревания.

1.10. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ С ОДНИМ ИСТОЧНИКОМ ЭНЕРГИИ И ПАССИВНЫМИ (РЕЗИСТИВНЫМИ) ЭЛЕМЕНТАМИ

Многие электрические цепи имеют лишь один источник энергии и то или иное число пассивных (резистивных) элементов. Это могут быть приемники электрической энергии и различные вспомогательные элементы.

Расчет и анализ неразветвленных и некоторых разветвленных цепей с одним источником и пассивными элементами производится с помощью закона Ома, первого и второго законов Кирхгофа, не требует совместного решения уравнений. Во многих случаях расчет и анализ осуществляются путем замены отдельных участков, а затем всей цепи одним элементом с эквивалентным сопротивлением и последующего перехода в процессе расчета к заданной цепи. В некоторых случаях целесообразно воспользоваться методом эквивалентного генератора (см. § 1.14).

1.10.1. Простейшая цепь с одним приемником. Допустим, что мы имеем простейшую неразветвленную электрическую цепь

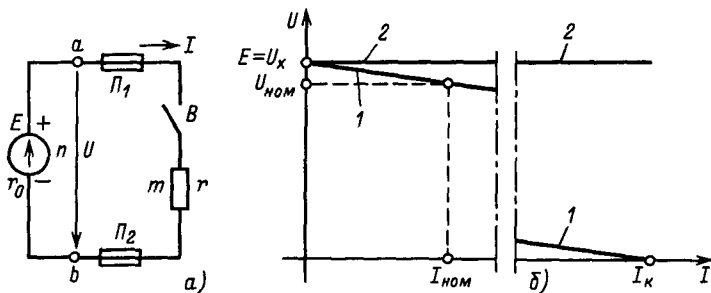


Рис. 1.4. Схема простейшей электрической цепи (а) и внешние характеристики источника (б)

(рис. 1.4, а). В этой цепи участок amb представляет собой простейший пассивный двухполюсник, являющийся приемником электрической энергии, участок anb — простейший активный двухполюсник, являющийся источником.

Необходимость изучения указанной цепи объясняется тем, что такие цепи часто встречаются на практике, а также тем, что к такой цепи могут быть сведены более сложные цепи, что облегчает их расчет и анализ.

Для рассматриваемой электрической цепи по второму закону Кирхгофа можно написать

$$E = Ir_0 + Ir; \quad (1.12)$$

$$E = Ir_0 + U. \quad (1.13)$$

Из приведенных уравнений нетрудно получить формулу для определения тока и соотношение между напряжением и ЭДС источника:

$$I = E/(r_0 + r) = E/r_3; \quad (1.14)$$

$$U = E - Ir_0, \quad (1.15)$$

где $r_3 = r_0 + r$ — эквивалентное сопротивление цепи.

Как видно, при неизменных значениях ЭДС E и внутреннего сопротивления r_0 ток в цепи зависит от сопротивления r приемника. Напряжение источника U (равное в данной цепи напряжению приемника) меньше его ЭДС на падение напряжения $I \cdot r_0$ во внутреннем сопротивлении источника.

Если умножить (1.12) и (1.15) на ток, получим соотношения между мощностями

$$EI = I^2 r_0 + I^2 r; \quad (1.16)$$

$$UI = EI - I^2 r_0. \quad (1.17)$$

Правая часть (1.16) содержит потери мощности во внутреннем сопротивлении $I^2 r_0$ и мощность, потребляемую приемником $I^2 \cdot r$. Очевидно, произведение EI представляет собой мощность, вырабатываемую источником, т. е. электрическую мощность, преобразуемую им из другого вида мощности; например, если это генератор, — из механической мощности.

Если из вырабатываемой мощности вычесть потери мощности во внутреннем сопротивлении источника $I^2 r_0$, получим мощность UI , отдаваемую источником во внешнюю цепь, что нашло свое отражение в (1.17). Мощность, отдаваемая источником в данной цепи, равна мощности, потребляемой приемником, $UI = I^2 r$.

В связи с выражениями (1.16) и (1.17), а также схемой рис. 1.4, а необходимо обратить внимание на следующее. Вырабатываемая источником мощность определяется произведением тока на ЭДС, совпадающую по направлению с током, отдаваемая им мощность — произведением тока на напряжение, направленное внутри источника против тока; мощность, потребляемая приемником, определяется произведением тока на напряжение, совпадающее по направлению с током. Такие взаимные направления тока и ЭДС, а также тока и напряжения характерны для источников и приемников и в других электрических цепях. Учитывая это, выражения мощностей, вырабатываемых и отдаваемых источниками, а также потребляемых приемниками могут быть записаны следующим образом:

$$P_{\text{выр}} = \underline{E} \underline{I}; \quad (1.18)$$

$$P_{\text{отд}} = \underline{U} \underline{I}; \quad (1.19)$$

$$P_{\text{потр}} = \underline{U} \underline{I}. \quad (1.20)$$

Выражения (1.19) и (1.20) справедливы также и для сколь угодно сложных активных двухполюсников, отдающих и потребляющих электрическую энергию.

Отношение мощности, отдаваемой источником, к вырабатываемой им мощности представляет собой КПД источника

$$\eta = \frac{P_{\text{отд}}}{P_{\text{выр}}} = \frac{UI}{EI} = \frac{U}{E} = \frac{r}{r_0 + r}. \quad (1.21)$$

Пользуясь полученными соотношениями, нетрудно установить, как будут меняться значения тока, напряжения, мощности и других величин при изменении сопротивления r , например, при подключении к источнику различных приемников или изменении числа параллельно включенных приемников. Если отключить приемник с помощью выключателя B (рис. 1.4, а), то электрическая цепь и все ее элементы будут работать в режиме холостого хода. В этом случае следует считать $r = \infty$. Из (1.14) видно, что при холостом ходе $I = 0$. Вследствие этого оказываются равными нулю падение напряжения $I r_0$, потери мощно-

сти $I^2 r_0$ и мощности EI и UI . Так как $I r_0 = 0$, то согласно (1.15) $U = U_x = E$.

Уменьшение сопротивления r приводит к увеличению тока I , падения напряжения $I r_0$, потерь мощности $I^2 r_0$ и мощности EI . Напряжение U и КПД при этом уменьшаются.

Для того чтобы можно было судить о характере изменения мощности приемника, выразим ее следующим образом:

$$P_{\text{потр}} = I^2 r = E^2 \frac{r}{(r_0 + r)^2}. \quad (1.22)$$

Анализ выражения (1.22) показывает, что с уменьшением сопротивления r мощность $P_{\text{потр}}$ возрастает и при $r = r_0$ достигает максимального значения. Дальнейшее уменьшение r приводит к уменьшению $P_{\text{потр}}$. При $r = 0$ $P_{\text{потр}} = 0$. Максимальное значение мощности $P_{\text{потр}}$ соответствует согласованному режиму работы приемника. Нетрудно установить, что при согласованном режиме $U = 0,5E$, $P_{\text{потр}} = 0,5P_{\text{выр}}$, $\eta = 0,5$.

С технико-экономической точки зрения согласованный режим является нерациональным, так как к приемнику поступает лишь половина вырабатываемой источником мощности. Согласованный режим используется в некоторых радиотехнических устройствах, в автоматике и измерительной технике, когда важно получить максимальную мощность приемника. Энергетические соображения при этом не имеют решающего значения из-за малого абсолютного значения мощности.

В промышленных установках, где приходится иметь дело со значительными мощностями, важно, чтобы к приемнику поступала основная часть вырабатываемой мощности, а КПД имел большое значение. Это имеет место при $r \gg r_0$.

Именно такое соотношение сопротивлений и характерно для номинального режима работы энергетических установок. Так как при номинальном режиме $r \gg r_0$, то $U_{\text{ном}} = I_{\text{ном}} r \gg I_{\text{ном}} r_0$ и согласно (1.15) напряжение источника будет мало отличаться от его ЭДС.

Если выводы приемника окажутся замкнутыми накоротко, например вследствие выхода из строя изоляции, то электрическая цепь будет работать в режиме короткого замыкания. В этом случае во всех соотношениях, полученных ранее, следует положить $r = 0$.

Так как при номинальном режиме $r \gg r_0$, то номинальный ток $I = I_{\text{ном}}$ определяется в основном значением сопротивления r [см. (1.14)]. Поскольку при коротком замыкании $r = 0$, то $r_s = r_0$ и ток короткого замыкания оказывается намного больше

номинального тока:

$$I_k = E/r_0 \gg I_n$$

Естественно, что при коротком замыкании $U = I_k r = 0$ и $P_{\text{потр}} = UI_k = 0$. Мощность $P_{\text{выр}} = EI_k$ значительно возрастет и целиком преобразуется в теплоту в сопротивлении r_0 . Последнее может привести к выходу из строя изоляции и даже к перегоранию проводов. В источнике, кроме того, наблюдается ряд других нежелательных явлений.

Простейшими аппаратами для защиты от возможных последствий коротких замыканий являются предохранители (P_1 и P_2 на рис. 1.4, а). Предохранитель имеет плавкую вставку, представляющую собой короткий проводник с меньшей термической стойкостью по сравнению с другими элементами цепи. При коротком замыкании плавкая вставка перегорает и отключает поврежденный участок цепи. Плавкие вставки изготавливаются в большинстве случаев из медной проволоки и имеют настолько малое сопротивление, что практически не влияют на токи, напряжения и мощность в электрической цепи.

В дальнейшем предохранители на схемах изображаться не будут.

Одной из важнейших характеристик источников электрической энергии является их внешняя характеристика $U(I)$. Внешняя характеристика показывает, как зависит напряжение источника от тока нагрузки, подчиняется уравнению (1.15), при $E = \text{const}$ и $r_0 = \text{const}$ представляет собой прямую линию (рис. 1.4, б, характеристика 1). На характеристике показаны точки, соответствующие режимам холостого хода, короткого замыкания и номинальному режиму работы источника.

Из соотношения (1.15) следует, что напряжение источника можно считать постоянным и равным его ЭДС ($U = E = \text{const}$), если пренебречь внутренним сопротивлением r_0 источника. В этом случае источник называют идеальным источником ЭДС. Внешняя характеристика идеального источника приведена на рис. 1.4, б (характеристика 2).

1.10.2. Электрические цепи с последовательным соединением резистивных элементов. Последовательным соединением называется такое соединение элементов, когда условный конец первого элемента соединяется с условным началом второго, конец второго — с началом третьего и т. д. Характерным для последовательного соединения является один и тот же ток во всех элементах. Последовательное соединение нашло широкое применение на практике. Например, последовательно с приемником r часто включается резистор r_p для регулирования напряжения, тока или мощности приемника (рис. 1.5, а). Для расширения пределов измерения вольтметров последовательно с ними включают добавочные резисторы r_d (рис. 1.5, б). С помощью рео-

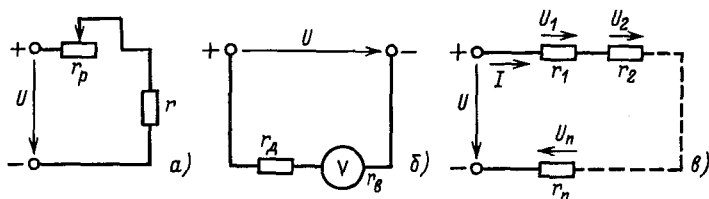


Рис. 1.5. Схема электрических цепей с последовательным соединением резистивных элементов

стата, включаемого последовательно в различные ветви цепи двигателя постоянного тока, производят изменение его пускового тока или частоты вращения.

В общем случае при последовательном соединении n резистивных элементов (рис. 1.5, в) ток в цепи, напряжения на элементах и потребляемые ими мощности определяются следующими соотношениями:

$$I = U / \sum_{k=1}^n r_k = U / r_z, \quad U_k = I r_k, \quad P_k = I U_k = I^2 r_k,$$

где $k = 1, 2, \dots, n$ — номер элемента; $r_z = \sum_{k=1}^n r_k$ — эквивалентное сопротивление цепи.

Напряжение и мощность всей цепи

$$U = \sum_{k=1}^n U_k = I \sum_{k=1}^n r_k, \quad P = \sum_{k=1}^n P_k = I U = I \sum_{k=1}^n U_k = I^2 \sum_{k=1}^n r_k.$$

Соотношение между напряжениями, мощностями и сопротивлениями элементов

$$U_k / U_l = P_k / P_l = r_k / r_l,$$

где $l = 1, 2, \dots, n$ — номер элемента.

С помощью приведенных формул нетрудно выяснить характер изменения тока, напряжений и мощностей при изменении значений сопротивлений или числа включенных резистивных элементов. Например, если увеличить число элементов, то эквивалентное сопротивление возрастает, а ток, напряжения и мощности ранее включенных элементов уменьшаются; уменьшается также и общая мощность.

Приемники электрической энергии последовательно, как правило, не соединяются, так как при этом требуется согласование номинальных данных приемников, исключается возможность независимого их включения и отключения, а при выходе из строя одного из приемников отключаются также остальные приемники. Чаще их включают параллельно.

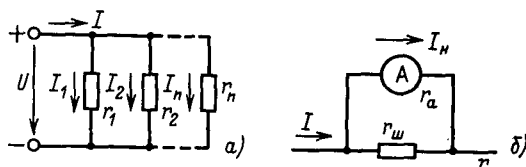


Рис. 1.6. Схемы электрических цепей с параллельным соединением резистивных элементов

1.10.3. Электрические цепи с параллельным соединением резистивных элементов. Параллельным называется такое соединение резистивных элементов, при котором соединяются между собой как условные начала всех элементов, так и их концы (рис. 1.6, а). Характерным для параллельного соединения является одно и то же напряжение U на выводах всех элементов. Параллельно соединяются обычно различные приемники электрической энергии и другие элементы электрических цепей, рассчитанные на одно и то же напряжение. При параллельном соединении не требуется согласовывать номинальные данные приемников, возможно включение и отключение любых приемников независимо от остальных, а при выходе из строя какого-либо приемника остальные остаются включенными.

Параллельное соединение применяется часто для расширения пределов измерения амперметров (рис. 1.6, б): если ток I в электрической цепи превышает номинальный ток $I_{\text{ном}}$ амперметра, параллельно с ним включают шунтирующий резистор $r_{\text{ш}}$. Нередко параллельное соединение используют для уменьшения эквивалентного сопротивления какого-либо участка электрической цепи.

Токи и мощности параллельно соединенных ветвей (рис. 1.6, а) при $U = \text{const}$ не зависят друг от друга и определяются по формулам

$$I_k = U/r_k = U g_k; \quad P_k = U I_k = U^2/r_k = U^2 g_k = I_k^2 r_k.$$

Ток и мощность всей цепи

$$I = \sum_1^n I_k = U \sum_1^n 1/r_k = U \sum_1^n g_k = U g_3 = U/r_3;$$

$$P_k = \sum_1^n P_k = U I = U \sum_1^n I_k = U^2 g_3 = U^2/r_3 = I^2 r_3,$$

где $g_3 = \sum_1^n g_k$ — эквивалентная проводимость; $r_3 = 1/g_3$ — эквивалентное сопротивление.

Соотношения между токами, мощностями, проводимостями и сопротивлениями:

$$I_k/I_l = P_k/P_l = g_k/g_l = r_l/r_k.$$

При увеличении числа параллельно соединенных ветвей эквивалентная проводимость электрической цепи возрастает, а эквивалентное сопротивление соответственно уменьшается. Это приводит к увеличению тока I . Если напряжение остается постоянным, то увеличивается также общая мощность P ; токи и мощности ранее включенных ветвей не изменяются.

1.10.4. Электрические цепи со смешанным соединением резистивных элементов. Смешанным, или последовательно-параллельным, называется такое соединение резистивных элементов, при котором на одних участках электрической цепи они соединены параллельно, а на других последовательно.

Смешанное соединение имеет место, например, при питании приемников с сопротивлениями r_1 и r_2 по проводам электрической сети с сопротивлениями r_d (рис. 1.7, а), при регулировании напряжения приемника r с помощью делителя напряжения (потенциометра) r_d (рис. 1.8, а), в случае измерения вольтметром напряжения на одном из резисторов (рис. 1.8, б).

Анализ и расчет электрических цепей со смешанным соединением резистивных элементов производится чаще всего путем преобразований их преобразований. Рассмотрим в качестве примера последовательность расчета электрической цепи, изображенной на рис. 1.7, а.

Пример 1.2. В электрической цепи рис. 1.7, а $U = 115$ В, $r_1 = 20$ Ом, $r_2 = 30$ Ом, $r_d = 0,5$ Ом.

Определить токи, напряжение U_{ab} приемников, мощности приемников, потери напряжения и мощности в проводах, мощность, потребляемую от источника.

Решение. Электрическая цепь рис. 1.7, а может быть заменена цепями, изображенными на рис. 1.7, б и в, в которых

$$r_{31} = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2} = 12 \text{ Ом}, \quad r_3 = r_{31} + 2r_d = 13 \text{ Ом}.$$

Используя электрическую цепь, изображенную на рис. 1.7, в, определим ток I , а перейдя к цепям рис. 1.7, а и б, найдем напряжение U_{ab} и токи I_1 и I_2 :

$$I = U/r_3 \approx 8,85 \text{ А}; \quad U_{ab} = I r_{31} = 106,2 \text{ В};$$

$$I_1 = U_{ab}/r_1 \approx 5,31 \text{ А}; \quad I_2 = U_{ab}/r_2 \approx 3,54 \text{ А}.$$

Мощности приемников и мощность, потребляемая из сети,

$$P_1 = U_{ab} I_1 \approx 564 \text{ Вт}, \quad P_2 = U_{ab} I_2 \approx 376 \text{ Вт},$$

$$P = UI \approx 1018 \text{ Вт}.$$

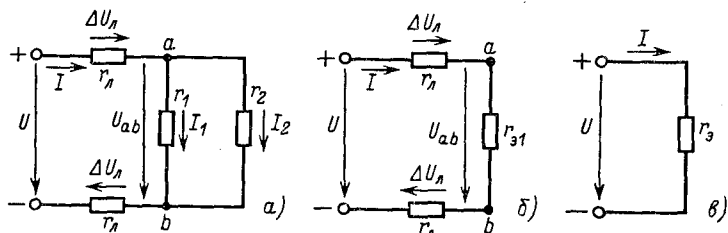
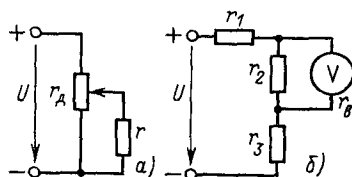


Рис. 1.7. Схема электрической цепи (а) к примеру 1.2 и схемы эквивалентных ей цепей (б и в)

Рис. 1.8. Примеры электрических цепей со смешанным соединением резистивных элементов



Потери напряжения и мощности в проводах

$$2I_{\text{д}}r_{\text{л}} = 8,85 \text{ В}, \quad 2I_{\text{д}}^2r_{\text{л}} \approx 78 \text{ Вт.}$$

Используя соотношения, полученные в примере 1.2, нетрудно сделать следующие важные выводы в отношении характера изменения различных величин при смешанном соединении резистивных элементов. С увеличением числа приемников в электрической цепи (см. рис. 1.7, а) сопротивления $r_{\text{з1}}$ и $r_{\text{з}}$ уменьшатся. Это приведет к увеличению тока I , мощности P , потерь напряжения $2Ir_{\text{л}}$ и мощности $2I^2r_{\text{л}}$. Из-за увеличения потерь напряжения в проводах снизится напряжение $U_{\text{аб}}$ и как следствие этого уменьшатся токи I_1 и I_2 , а также мощности P_1 и P_2 .

Чтобы напряжение приемников незначительно колебалось при изменении их числа или режима работы и было близким к номинальному, площадь поперечного сечения S проводов рассчитывают по допустимой потере напряжения ΔU при номинальном режиме из формулы

$$\Delta U_{\%} = \frac{2Ir_{\text{л}}}{U_{\text{ном}}} 100 = \frac{2I\rho l}{U_{\text{ном}}S} 100.$$

В электрических цепях различного назначения допустимая потеря напряжения лежит примерно в пределах 2–6%.

Из двух сечений проводов, определенных по нагреванию и допустимой потере напряжения, выбирают большее.

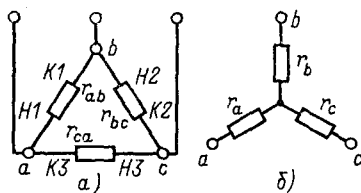


Рис. 1.9. Схема соединения резистивных элементов треугольником (а) и звездой (б)

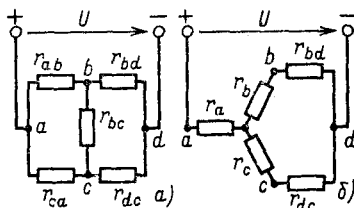


Рис. 1.10. Схема мостовой цепи (а) и соответствующая ей схема после замены одного из треугольников звездой (б)

1.10.5. Электрические цепи, содержащие соединения резистивных элементов треугольником. Под соединением треугольником (рис. 1.9, а) понимается такое, при котором вывод $K1$ одного из элементов соединяется с выводом $H2$ второго, вывод $K2$ второго — с выводом $H3$ третьего, а вывод $K3$ третьего — с выводом $H1$ первого элемента. Узловые точки a, b и c подключаются к остальной части электрической цепи.

Для упрощения анализа и расчета некоторых электрических цепей, содержащих соединения резистивных элементов треугольником, целесообразно заменить их эквивалентными резистивными элементами, соединенными звездой (рис. 1.9, б). Примером подобных электрических цепей являются мостовые цепи (рис. 1.10, а). Как видно, в мостовой цепи резистивные элементы образуют два смежных треугольника (r_{ab}, r_{bc}, r_{ca} и r_{bd}, r_{cd}, r_{ad}) и нет ни одного элемента, который был бы соединен с другими последовательно или параллельно. Это осложняет расчет и анализ электрической цепи. Однако если заменить, например, резистивные элементы r_{ab}, r_{bc} и r_{ca} , соединенные треугольником, эквивалентными элементами r_a, r_b и r_c , соединенными звездой (рис. 1.10, б), то получим цепь со смешанным соединением резистивных элементов, методика расчета которой была рассмотрена выше.

Замена треугольника резистивных элементов эквивалентной звездой должна производиться таким образом, чтобы после указанной замены токи в остальной части цепи, а также напряжения между точками ab, bc и ca остались без изменения.

С помощью законов Кирхгофа можно получить следующие формулы для определения сопротивлений эквивалентной звезды:

$$r_a = \frac{r_{ab}r_{ca}}{r_{ab} + r_{bc} + r_{ca}} = \frac{r_{ab}r_{ca}}{\sum r_{\Delta}}; \quad r_b = \frac{r_{ab}r_{bc}}{\sum r_{\Delta}}, \quad r_c = \frac{r_{ca}r_{bc}}{\sum r_{\Delta}}. \quad (1.23)$$

Иногда оказывается целесообразным заменить резистивные элементы, соединенные звездой, эквивалентным треугольником. Соответ-

ствующие формулы можно получить путем совместного решения выражений (1.23).

Следует заметить, что для расчета мостовых цепей часто используется метод эквивалентного генератора (см. § 1.14 и пример 1.4).

1.11. ПОНЯТИЕ ОБ ИСТОЧНИКЕ ТОКА

В подавляющем большинстве случаев при расчете и анализе электрических цепей используют источники электрической энергии с параметрами E и r_0 , т. е. источники ЭДС, либо источники с указанными напряжениями. Именно с такими источниками энергии и приходится чаще всего иметь дело на практике. Однако иногда оказывается целесообразным заменить источник ЭДС эквивалентным ему источником тока, параметрами которого являются неизменные по значению ток короткого замыкания I_k и сопротивление r_0 . Познакомимся с источником тока на примере электрической цепи рис. 1.4, *а*, в которой источник ЭДС заменим эквивалентным источником тока.

Источник тока следует считать эквивалентным в том случае, если после замены им источника ЭДС значения тока I , напряжения U и отдаваемой источником мощности UI при различных значениях сопротивления r внешней цепи остаются без изменения. Очевидно, это условие будет выполнено, если источник тока будет иметь такую же внешнюю характеристику, какую имеет источник ЭДС.

Воспользуемся указанным соображением для обоснования структуры электрической цепи источника тока. Разделив левую и правую части уравнения внешней характеристики источника ЭДС (1.15) на сопротивление r_0 , получим

$$U/r_0 = E/r_0 - I, \quad (1.24)$$

где $E/r_0 = I_k$ — ток короткого замыкания источника ЭДС, являющийся вместе с тем одним из параметров источника тока; $U/r_0 = I_0$ — некоторый ток, определяемый как частное от деления U на r_0 .

Решив (1.24) относительно E/r_0 , получим $E/r_0 = U/r_0 + I$, или

$$I_k = I_0 + I. \quad (1.25)$$

Так как токи I_0 и I определяются путем деления одного и того же напряжения U на соответствующие сопротивления, то в электрической цепи с источником тока должны быть две ветви с соединенными параллельно резистивными элементами r_0 и r . Согласно (1.25) параллельно указанным ветвям должна быть включена третья ветвь, содержащая элемент с током I_k .

Схема электрической цепи, эквивалентная приведенной на рис. 1.4, *а*, но содержащая источник тока, дана на рис. 1.11, *а*. Элемент с током I_k в совокупности с резистором r_0 и представляет собой источник тока.

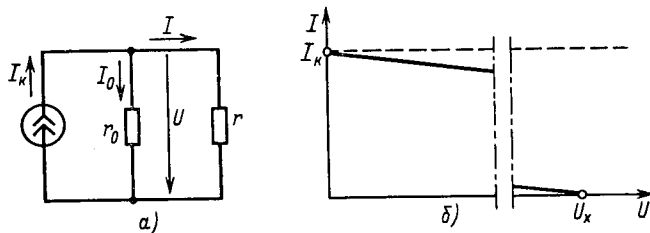


Рис. 1.11. Схема электрической цепи с источником тока (а) и внешняя характеристика источника тока (б)

Записав (1.25) в виде

$$I = I_k - I_0 = I_k - U/r_0, \quad (1.26)$$

получим уравнение внешней характеристики $I(U)$ источника тока, которое представляет собой по существу несколько преобразованное уравнение (1.15) источника ЭДС. Уравнение (1.26) и внешняя характеристика, построенная с помощью этого уравнения (рис. 1.11, б), дадут при любом режиме работы цепи такие же значения тока I и напряжения U , как и в случае источника ЭДС. Убедимся в сказанном и рассмотрим попутно последовательность расчета простейшей цепи с источником тока (рис. 1.11, а). Будем считать, что параметры I_k , r_0 и r цепи с источником тока, а также E эквивалентного источника ЭДС известны.

При холостом ходе $r = \infty$, $r_3 = \frac{rr_0}{r+r_0} = r_0$, $U = I_k r_3 = I_k r_0$; так как у источника тока $I_k r_0 = E$, то и $U = E$; $I = U/r = E/r = 0$.

При коротком замыкании $r = 0$, $r_3 = \frac{rr_0}{r+r_0} = 0$, $U = I_k r_3 = 0$, $I_0 = U/r_0 = 0$, $I = I_k$; поскольку у источника тока $I_k = E/r_0$, то и $I = E/r_0$.

Как видно, токи I и напряжения U во внешней цепи источника тока при $r = \infty$ и $r = 0$ определяются в конечном итоге по тем же формулам, что и в случае источника ЭДС. Это значит, что токи и напряжения источников тока и напряжения будут равны.

Для замены источника тока эквивалентным источником ЭДС и наоборот достаточно воспользоваться приведенной ранее формулой $I_k = E/r_0$.

Источник тока удобно использовать для расчета и анализа, когда $r_0 \gg r$. В этом случае можно считать, что при изменении сопротивления r приемника $I_0 \approx 0$ и $I \approx I_k$. Напряжение U и мощность $P = UI$, потребляемая приемником, будут, конечно, при этом изменяться, так как $U = Ir \approx I_k r$ и $P = UI \approx UI_k = I_k^2 r$. Указанное соотношение сопротивлений ($r_0 \gg r$) может быть получено, если под r_0 понимать сумму внутреннего сопротивления источника ЭДС и сопротивления некоторого резистора, включенного в цепь последовательно с источником.

Источник тока считается идеальным, если $r_0 = \infty$. В цепи с идеальным источником при любых режимах работы $I_0 = 0$, а $I = I_k$.

1.12. НЕРАЗВЕТВЛЕННАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ С ОДНИМ ИСТОЧНИКОМ ЭНЕРГИИ И АКТИВНЫМ ПРИЕМНИКОМ

Изучение соотношений в неразветвленной электрической цепи с одним источником и активным приемником (рис. 1.12) представляет большой интерес, поскольку подобные цепи имеют широкое распространение. Например, часто находит применение система электропривода генератор — двигатель, в которой двигатель постоянного тока подключается к генератору, служащему только для питания данного двигателя; очень часто двигатель получает питание от сети постоянного тока с указанным напряжением; к таким же электрическим цепям следует отнести аккумуляторную батарею, получающую питание при ее зарядке от какого-либо источника постоянного тока.

Для расчета и анализа неразветвленных электрических цепей с несколькими источниками ЭДС, в том числе и рассматриваемой цепи (рис. 1.12), можно ограничиться вторым законом Кирхгофа и иногда дополнительно законом Ома. Кроме источников ЭДС электрическая цепь может содержать элементы, между выводами которых имеются некоторые напряжения.

При указанных положительных направлениях ЭДС E_1 и E_2 , а также тока I по второму закону Кирхгофа для цепи рис. 1.12 можно написать следующие уравнения:

$$E_1 - E_2 = Ir_{01} + Ir_{02}, \quad E_1 = Ir_{01} + U, \quad -E_2 = Ir_{02} - U,$$

из которых нетрудно получить формулу для определения тока, а также соотношения между ЭДС и напряжением:

$$I = \frac{E_1 - E_2}{r_{01} + r_{02}}; \quad (1.27)$$

$$U = E_1 - Ir_{01}; \quad (1.28)$$

$$E_2 = U - Ir_{02}. \quad (1.29)$$

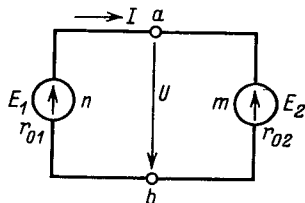


Рис. 1.12. Схема неразветвленной электрической цепи с двумя источниками ЭДС

Умножив (1.28) и (1.29) на ток, получим соотношения между мощностями

$$UI = E_1 I - I^2 r_{01}; \quad (1.30)$$

$$E_2 I = UI - I^2 r_{02}. \quad (1.31)$$

Из (1.27) следует, что если $E_2 > 0$, а $E_1 > E_2$, то $I > 0$, т. е. ток I будет направлен так, как показано на схеме. Поскольку в этом случае ток I и напряжение U активного двухполюсника amb направлены в разные стороны, а ток I и напряжение U активного двухполюсника amb совпадают по направлению, двухполюсник amb является источником электрической энергии, а двухполюсник amb — приемником. При неизменных E_1 , r_{01} и r_{02} ток I зависит только от значения ЭДС E_2 .

Выражения (1.28) и (1.30) не отличаются от полученных ранее выражений (1.15) и (1.17) и дают те же соотношения между напряжением U и ЭДС E_1 , а также между отдаваемой UI и вырабатываемой $E_1 I$ мощностями источника, что и в цепи с пассивным приемником.

Из (1.29) следует, что ЭДС E_2 приемника меньше его напряжения U на падение напряжения $I r_{02}$ на его внутреннем сопротивлении r_{02} .

Таким образом, между ЭДС и напряжением в электрической цепи существуют следующие соотношения: $E_1 > U > E_2$.

Если из мощности, потребляемой приемником, вычесть потери мощности $I^2 r_{02}$ в его внутреннем сопротивлении r_{02} [см. (1.31)], получим мощность $P_{пр} = E_2 I$, преобразуемую из электрической в другие виды мощности, кроме теплоты. Например, если это электродвигатель, — в механическую мощность.

Следовательно, в рассматриваемой цепи справедливы такие соотношения между мощностями:

$$E_1 I > UI > E_2 I,$$

или

$$P_{выр} > P_{отд} = P_{потр} > P_{пр}.$$

Так как электрическая мощность, преобразуемая в другие виды мощности (кроме теплоты), выражается произведением тока на ЭДС, направленную против тока, то для нее может быть принята такая форма записи:

$$P_{пр} = \overleftarrow{E} \cdot \overrightarrow{I}. \quad (1.32)$$

В данной электрической цепи КПД представляет собой отношение мощности, преобразуемой активным приемником из электрической в другие виды мощности, кроме теплоты,

к мощности, вырабатываемой источником:

$$\eta = \frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{выр}}} = \frac{E_2}{E_1}. \quad (1.33)$$

Как будет показано в гл. 9, направление и значение ЭДС двигателя зависят от направления и значения частот его вращения. Учитывая это, представляется интересным выяснить, как будут изменяться различные величины в электрической цепи рис. 1.12 при изменении ЭДС E_2 .

Как следует из (1.27), при $E_2 = E_1$ $I = 0$, что соответствует режиму холостого хода двигателя и всей цепи. При холостом ходе падения напряжения $I r_{01}$, $I r_{02}$ и потери мощности $I^2 r_{01}$, $I^2 r_{02}$ равны нулю и, как следует из полученных выше соотношений,

$$E_1 = U = E_2, \quad E_1 I = U I = E_2 I = 0.$$

При уменьшении ЭДС E_2 ток I возрастает, что приводит к увеличению падений напряжения, потерь мощности и мощности, вырабатываемой источником $E_1 I$; напряжение U и КПД при этом уменьшаются.

Для выяснения характера изменения мощности $P_{\text{пр}}$ выразим ее следующим образом:

$$P_{\text{пр}} = E_2 I = E_2 \frac{E_1 - E_2}{r_{01} + r_{02}} = \frac{E_1 E_2 - E_2^2}{r_{01} + r_{02}}. \quad (1.34)$$

Анализ (1.34) показывает, что с уменьшением E_2 мощность $P_{\text{пр}}$ сначала возрастает, при $E_2 = E_1/2$ достигает наибольшего значения, а при дальнейшем уменьшении E_2 также уменьшается. Значение ЭДС $E_2 = E_1/2$ соответствует согласованному режиму работы, который, очевидно, с энергетической точки зрения нерационален, так как мощность $P_{\text{пр}}$ составляет всего $0,5 P_{\text{выр}}$ и соответственно $\eta = 0,5$.

При $E_2 = 0$ (что для двигателя соответствует частоте вращения, равной нулю) ток ограничивается лишь относительно небольшим сопротивлением $r_{01} + r_{02}$ и может достигнуть недопустимо большого значения, равного $I = I_k = E_1 / (r_{01} + r_{02})$.

Этот режим работы считается аварийным и называется часто режимом короткого замыкания. Естественно, что при режиме короткого замыкания $U = I_k r_{02}$ и $P_{\text{пр}} = E_2 I_k = 0$.

Интересным является режим, возникающий при изменении направления ЭДС E_2 (что может произойти, например, при изменении направления вращения двигателя). Для анализа цепи в этом случае мож-

но воспользоваться полученными выше выражениями, положив в них $E_2 < 0$. Учитывая это, из (1.27), (1.29) и (1.31) получим $I > I_k$, $I r_{02} = U + |E_2|$ и $I^2 r_{02} = UI + |E_2 I|$.

Как видно, ток получается больше тока короткого замыкания, падение напряжения во внутреннем сопротивлении оказывается равным сумме U и E_2 , потери мощности в нем получаются равными сумме потребляемой UI и вырабатываемой $|E_2 I|$ мощностей и так как мощность, преобразуемая из электрической, $P_{пр} = E_2 I < 0$, то на самом деле в двухполюснике *amb* происходит преобразование мощности в электрическую из другого вида мощности, например, если это двигатель, — из механической мощности.

1.13. УРАВНЕНИЕ БАЛАНСА МОЩНОСТЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

В любой электрической цепи сумма мощностей всех источников электрической энергии должна быть равна сумме мощностей всех приемников и вспомогательных элементов.

Получив ранее выражения мощностей (1.9), (1.18) — (1.20) и (1.32), можно записать в общем виде уравнение баланса мощности для любой электрической цепи:

$$\sum \vec{E} \cdot \vec{I} + \sum \vec{U} \cdot \vec{I} = \sum \vec{E} \cdot \vec{I} + \sum \vec{U} \cdot \vec{I} + \sum I^2 r. \quad (1.35)$$

Уравнение (1.35) может быть написано как для действительных направлений ЭДС, напряжений и токов, так и для случая, когда некоторые из них являются произвольно выбранными положительными направлениями. В первом случае все члены в нем будут положительными и соответствующие элементы цепи будут в действительности источниками или приемниками электрической энергии.

Если же некоторые члены записаны с учетом произвольно выбранных положительных направлений, соответствующие элементы нужно рассматривать как предполагаемые источники и приемники. В результате расчета или анализа какие-то из них могут оказаться отрицательными. Это будет означать, что какой-то из предполагаемых источников является на самом деле приемником, а какой-то из предполагаемых приемников — источником.

Например, если оказалось, что в соответствии с произвольно выбранным положительным направлением напряжения или тока какой-то предполагаемый приемник потребляет мощность $P_{потр} = \vec{U} \cdot \vec{I} < 0$, то он на самом деле является источником и отдает мощность $P_{отд} = |\vec{U} \cdot \vec{I}|$.

Чтобы уравнение баланса мощности давало более наглядное представление о характере энергетических процессов, целе-

сообразнее составлять его для действительных направлений ЭДС, напряжений и токов.

Следует обратить внимание на то, что при составлении уравнения баланса мощности нужно учитывать мощность активного элемента либо произведением UI , либо совокупностью произведений EI и I^2r_0 .

Если (1.35) умножить на время, то получим уравнение баланса энергии.

1.14. РАЗВЕТВЛЕННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ С НЕСКОЛЬКИМИ ИСТОЧНИКАМИ

Для расчета и анализа цепей с несколькими источниками используются различные методы, некоторые из которых будут рассмотрены далее. В том случае, когда в разветвленной электрической цепи с несколькими источниками имеется группа активных или пассивных элементов, соединенных последовательно или параллельно, следует для упрощения расчета и анализа заменить их соответственно одним эквивалентным пассивным или одним активным элементом. Иногда может показаться целесообразным использовать преобразование треугольника резистивных элементов в звезду.

1.14.1. Метод законов Кирхгофа. Используя первый и второй законы Кирхгофа, можно для любой разветвленной электрической цепи составить необходимое число независимых уравнений и путем их совместного решения найти все подлежащие определению величины, например токи. Решая совместно уравнения, можно установить также зависимость между какими-либо величинами: между током и ЭДС, между двумя токами и т. д.

Перед составлением уравнений необходимо показать на схеме положительные направления известных и неизвестных величин. Сначала следует составить более простые уравнения по первому закону Кирхгофа, максимальное число которых должно быть на единицу меньше числа узловых точек. Недостающие уравнения следует составить по второму закону Кирхгофа.

В качестве примера составим схему уравнений для определения токов в электрической цепи, схема которой изображена на рис. 1.13. Будем считать, что ЭДС и напряжения с их направлениями, а также сопротивления известны. Поскольку данная цепь имеет пять ветвей с неизвестными токами, необходимо составить пять уравнений. Выбрав положительные направления токов I_1, I_2, I_3, I_4 и I_5 , для узлов a и b , а также для контуров $agda$, $abga$ и $bвгб$ при обходе последних по

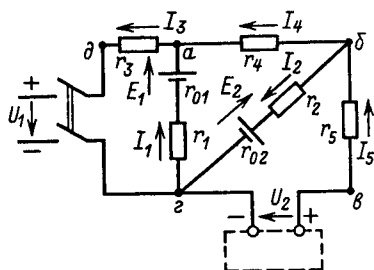


Рис. 1.13. К расчету разветвленных электрических цепей с помощью законов Кирхгофа

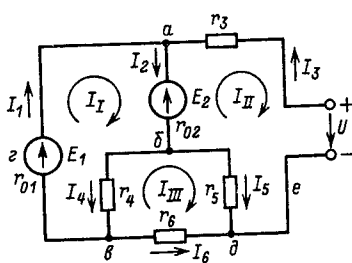


Рис. 1.14. К пояснению метода контурных токов

часовой стрелке получим

$$\begin{aligned}
 I_1 - I_3 + I_4 &= 0; & -I_2 - I_4 + I_5 &= 0; & -E_1 &= -I_1(r_1 + r_{01}) - I_3r_3 - U_1; \\
 E_1 - E_2 &= I_1(r_1 + r_{01}) + I_2(r_2 + r_{02}) - I_4r_4; & E_2 &= \\
 &= -I_2(r_2 + r_{02}) - I_5r_5 + U_2.
 \end{aligned}$$

1.14.2. Метод контурных токов. Метод контурных токов дает возможность упростить расчет электрических цепей по сравнению с методом законов Кирхгофа за счет уменьшения числа уравнений, которые приходится решать совместно.

Дадим обоснование указанного метода.

Любая разветвленная электрическая цепь состоит из нескольких смежных контуров. Например, в электрической цепи рис. 1.14 таких контуров три: *абага*, *бдбб* и *аедба*. Каждый контур имеет несмежные ветви, принадлежащие лишь данному контуру, и смежные ветви, принадлежащие также соседним контурам. Так, контур *абага* имеет несмежную ветвь *вга* и две смежные ветви *аб* и *ба*.

Допустим, что в каждом контуре рис. 1.14 имеется некоторый контурный ток, одинаковый для всех элементов контура. На рис. 1.14 контурные токи обозначены I_I , I_{II} и I_{III} . Положительные направления контурных токов могут быть выбраны произвольно. Наложим на контурные токи следующее условие: контурные токи должны быть равны по абсолютному значению токам несмежных ветвей соответствующих контуров.

Если удастся найти контурные токи, то через них легко определить и токи всех ветвей. В силу наложенного условия токи несмежных ветвей следует определять так: если выбрать положительное направление тока несмежной ветви совпадающим с контурным током, то ток ветви должен быть равен контурному току; если же направить ток несмежной ветви против контурного тока, то он должен быть равен контурному току со знаком «-». Так, токи в несмежных ветвях цепи (рис. 1.14) будут равны

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

Чтобы выяснить, как определять токи смежных ветвей, выразим ток I_2 через токи I_1 и I_3 и заменим последние контурными токами: $I_2 = I_1 + I_3 = I_I - I_{III}$. Аналогично найдем

$$I_4 = I_I - I_{III}, \quad I_5 = I_{III} - I_{II}.$$

Как видно, со знаком «+» должен быть взят тот контурный ток, направление которого совпадает с направлением тока смежной ветви; контурный ток, направленный в противоположную сторону, должен быть взят со знаком «-».

Нетрудно доказать, что контурные токи могут быть определены путем совместного решения системы уравнений, составленных по второму закону Кирхгофа, в которые вместо падений напряжения от токов ветвей следует ввести падения напряжения от контурных токов с соответствующими знаками.

Уравнение по второму закону Кирхгофа при включении в него контурных токов в общем случае имеет вид

$$\sum E = \sum I_k r + \sum U_k. \quad (1.36)$$

Для рассматриваемой цепи (рис. 1.14) уравнения будут:

$$E_2 = -I_I r_{02} + I_{II}(r_{02} + r_3 + r_5) - I_{III} r_5 + U;$$

$$E_1 - E_2 = I_I(r_{01} + r_{02} + r_4) - I_{II} r_{02} - I_{III} r_4;$$

$$0 = I_{III}(r_4 + r_5 + r_6) - I_I r_4 - I_{II} r_5.$$

При решении задач рассмотренным методом целесообразно выбирать положительные направления токов ветвей после определения контурных токов. В этом случае можно выбрать положительные направления токов ветвей так, чтобы все они совпадали с их действительными направлениями.

1.14.3. Метод узлового напряжения. Метод узлового напряжения дает возможность весьма просто произвести анализ и расчет электрической цепи, содержащей несколько параллельно соединенных активных и пассивных ветвей, например цепи, схема которой изображена на рис. 1.15, а.

Пренебрегая сопротивлением проводов, соединяющих ветви цепи, схему рис. 1.15, а можно заменить более удобной для рассмотрения (рис. 1.15, б).

В зависимости от значений и направлений ЭДС и напряжений, а также значений сопротивлений ветвей между узловыми точками a и b установится определенное узловое напряжение U_{ab} . Предположим, что оно направлено так, как показано на рис. 1.15, и известно. Зная напряжение U_{ab} , легко найти все токи.

Выберем положительные направления токов, например так, как показано на рисунке. Тогда по второму закону Кирхгофа для контура,

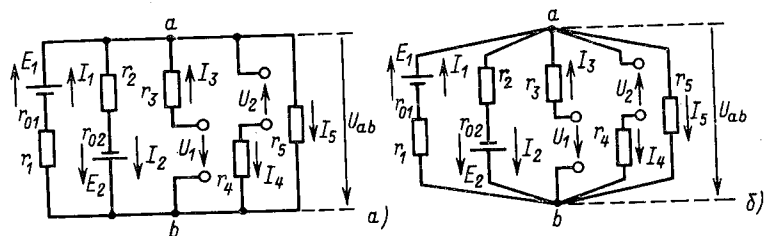


Рис. 1.15. К пояснению метода узлового напряжения

проходящего по первой ветви,

$$E_1 = I_1(r_1 + r_{01}) + U_{ab},$$

откуда

$$I_1 = \frac{E_1 - U_{ab}}{r_1 + r_{01}} = (E_1 - U_{ab})g_1. \quad (1.37)$$

Поступая аналогичным способом, нетрудно получить формулы для токов I_2 , I_3 и I_4 :

$$I_2 = (E_2 + U_{ab})g_2, \quad I_3 = (U_1 - U_{ab})g_3, \quad I_4 = (U_2 + U_{ab})g_4. \quad (1.38)$$

По закону Ома для пятой ветви

$$I_5 = U_{ab}/r_5 = U_{ab}g_5. \quad (1.39)$$

Для вывода формулы, позволяющей определить напряжение U_{ab} , напомним уравнение по первому закону Кирхгофа для узла a :

$$I_1 - I_2 + I_3 - I_4 - I_5 = 0.$$

После замены токов их выражениями (1.37) – (1.39) и преобразований получим

$$U_{ab} = \frac{E_1g_1 - E_2g_2 + U_1g_3 - U_2g_4}{g_1 + g_2 + g_3 + g_4 + g_5}.$$

Формула узлового напряжения в общем случае имеет вид

$$U_{ab} = \frac{\sum Eg + \sum Ug}{\sum g}. \quad (1.40)$$

Перед определением напряжения по формуле (1.40) следует задаться его положительным направлением. Со знаком «+» в (1.40) должны входить ЭДС, направленные между точками a и b встречно напряжению U_{ab} , и напряжения ветвей, направ-

ленные согласно с U_{ab} . Знаки в формуле (1.40) не зависят от направления токов ветвей.

При анализе и расчете электрических цепей методом узлового напряжения целесообразно выбирать положительные направления токов после определения узлового напряжения. В этом случае положительные направления токов нетрудно выбрать таким образом, чтобы все они совпадали с их действительными направлениями.

Пример 1.3. В электрической цепи рис. 1.15, б $E_1 = 40$ В, $E_2 = 20$ В, $r_{01} = r_{02} = 1$ Ом, $r_1 = 9$ Ом, $r_2 = 39$ Ом, $r_3 = 10$ Ом, $r_4 = 30$ Ом, $r_5 = 15$ Ом, $U_1 = 45$ В, $U_2 = 30$ В.

Пользуясь методом узлового напряжения, определить токи в ветвях.

Решение. По формулам (1.37) – (1.40) при указанных положительных направлениях напряжения U_{ab} и токов

$$U_{ab} = \frac{E_1/(r_1 + r_{01}) - E_2/(r_2 + r_{02}) + U_1/r_3 - U_2/r_4}{1/(r_1 + r_{01}) + 1/(r_2 + r_{02}) + 1/r_3 + 1/r_4 + 1/r_5} = 21,54 \text{ В};$$

$$I_1 = (E_1 - U_{ab})/(r_1 + r_{01}) \approx 1,85 \text{ А}; \quad I_2 = (E_2 + U_{ab})/(r_2 + r_{02}) = 1,04 \text{ А};$$

$$I_3 = (U_1 - U_{ab})/r_3 = 2,35 \text{ А}; \quad I_4 = (U_2 + U_{ab})/r_4 = 1,72 \text{ А}; \quad I_5 = U_{ab}/r_5 = 1,44 \text{ А}.$$

1.14.4. Метод наложения. Метод наложения основан на том, что в линейных электрических цепях ток любой ветви может быть определен как алгебраическая сумма токов от каждого источника в отдельности.

Расчет электрических цепей методом наложения производят в таком порядке. Из электрической цепи удаляют все источники ЭДС и напряжения, кроме одного. Сохранив в электрической цепи все резистивные элементы, в том числе и внутренние сопротивления источников, производят расчет электрической цепи. Внутренние сопротивления источников с указанными напряжениями полагают равными нулю. Подобным образом поступают столько раз, сколько имеется в цепи источников.

Результирующий ток каждой ветви определяют как алгебраическую сумму токов от всех источников. Для того чтобы результирующие токи совпадали с действительными направлениями, целесообразно выбирать положительные направления результирующих токов после определения токов от всех источников.

Метод наложения весьма удобен для анализа явлений, происходящих в электрических цепях при изменении их параметров.

Например, используя метод наложения, нетрудно определить характер изменения токов ветвей в цепи (см. рис. 1.15) при увеличении

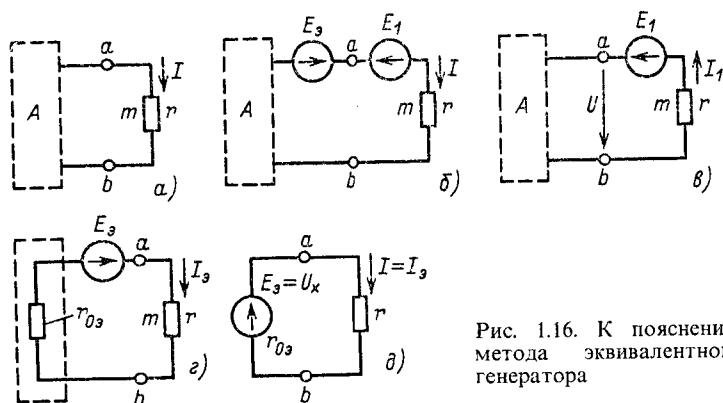


Рис. 1.16. К пояснению метода эквивалентного генератора

ЭДС E_1 до E_1' . Действительно, предположим, что при некоторых параметрах цепи до увеличения E_1 установились токи, действительные направления которых совпадают с указанными на рисунке. Для решения задачи заменим мысленно увеличение ЭДС E_1 введением в первую ветвь дополнительного источника с $r_{0\text{доп}} = 0$ и $E_{\text{доп}} = E_1' - E_1$. После этого удалим из цепи все источники, кроме источника с ЭДС $E_{\text{доп}}$, и определим действительные направления дополнительных токов от этого источника, которые очевидны.

Поскольку дополнительный ток первой ветви $I_{1\text{доп}}$ будет совпадать по направлению с током I_1 , для определения результирующего тока первой ветви следует воспользоваться формулой $I_1' = I_1 + I_{1\text{доп}}$. На основании данной формулы можно сделать вывод о том, что при увеличении E_1 ток I_1 будет возрастать. К такому же выводу можно прийти и в отношении токов других ветвей, кроме третьей.

Так как дополнительный ток третьей ветви $I_{3\text{доп}}$ направлен против тока I_3 , то для определения результирующего тока нужно использовать формулу $I_3' = I_3 - I_{3\text{доп}}$. В отношении результирующего тока третьей ветви можно сделать такой вывод: при увеличении ЭДС E_1 ток I_3 будет сначала уменьшаться, при некотором значении E_1 окажется равным нулю, а при дальнейшем увеличении E_1 изменит направление ($I_3 < 0$) и по абсолютному значению будет возрастать.

1.14.5. Метод эквивалентного генератора. Метод эквивалентного генератора дает возможность упростить анализ и расчет электрических цепей в том случае, когда требуется определить ток, напряжение или мощность лишь одной ветви.

Предположим, что требуется найти ток I ветви amb некоторой электрической цепи (рис. 1.16, а), остальные элементы которой сосредоточены в пределах прямоугольника, представляющего собой активный двухполюсник А.

Согласно методу наложения ток I не изменится, если в данную ветвь ввести два источника, ЭДС которых E_1 и E_2 равны и направлены в разные стороны (рис. 1.16, б). Ток I можно определить тогда как раз-

ность двух токов $I = I_2 - I_1$, где I_1 — ток, вызванный всеми источниками двухполюсника A и ЭДС E_1 (рис. 1.16, а); I_2 — ток, вызванный только ЭДС E_2 (рис. 1.16, в).

Если выбрать ЭДС E_1 таким образом, чтобы получить $I_1 = 0$, то ток I будет равен

$$I = I_2 = \frac{E_2}{r_{02} + r},$$

где r_{02} — эквивалентное сопротивление двухполюсника A относительно выводов a и b .

Так как при $I_1 = 0$ (рис. 1.16, в) активный двухполюсник A будет работать относительно ветви amb в режиме холостого хода, то между выводами a и b установится напряжение холостого хода $U = U_x$ и по второму закону Кирхгофа получим $E_1 = I_1 r + U_x = U_x$. Но по условию $E_2 = E_1$, поэтому и $E_2 = U_x$. Учитывая это, формулу для определения тока I можно записать в такой форме:

$$I = \frac{E_2}{r_{02} + r} = \frac{U_x}{r_{02} + r}. \quad (1.41)$$

В соответствии с (1.41) электрическая цепь рис. 1.16, а может быть заменена эквивалентной цепью рис. 1.16, д, в которой $E_2 = U_x$ и r_{02} следует рассматривать как ЭДС и внутреннее сопротивление некоторого эквивалентного генератора. В результате возможности такой замены и возникло название изложенного метода.

Значения $E_2 = U_x$ и r_{02} можно определить как расчетным, так и экспериментальным путем. Для расчетного определения U_x и r_{02} необходимо знать параметры элементов активного двухполюсника A и схему их соединения. При определении сопротивления r_{02} необходимо удалить из схемы двухполюсника все источники, сохранив все резистивные элементы, в том числе и внутренние сопротивления источников ЭДС. Внутренние сопротивления источников с указанными напряжениями следует принять равными нулю.

Пример 1.4. В электрической цепи рис. 1.17, а $U = 100$ В, $E = 40$ В, $r_1 = r_4 = 30$ Ом, $r_2 = r_3 = 20$ Ом, $r = 15$ Ом, $r_0 = 1$ Ом. Пользуясь методом эквивалентного генератора, определить ток I и напряжение U_{ab} .

Решение. При отключенном резистивном элементе r (рис. 1.17, б) по закону Ома и на основании второго закона Кирхгофа

$$I_1 = \frac{U}{r_1 + r_3} = 2 \text{ А}, \quad I_2 = \frac{U}{r_2 + r_4} = 2 \text{ А},$$

$$E_2 = U_x = E - I_1 r_1 + I_2 r_2 = 20 \text{ В}.$$

После мысленного удаления из схемы рис. 1.17, б источников получим схему, изображенную на рис. 1.17, в. Глядя на эту схему, можно сделать заключение о том, что между точками a и b последовательно соединены три участка: участок с параллельно соединенными резисторами r_1 и r_3 ; участок, на котором параллельно соединены резисторы r_2

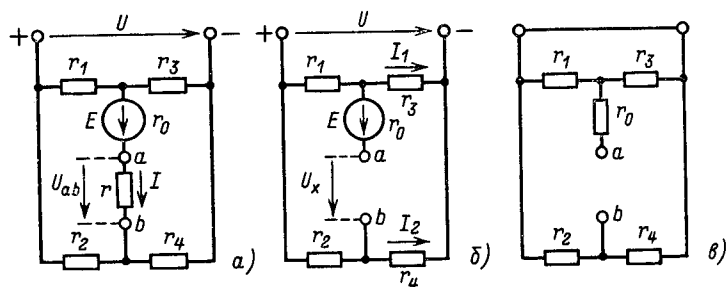


Рис. 1.17. Схемы электрических цепей к примеру 1.4

и r_4 ; участок, содержащий только резистор r_0 . В соответствии с этим внутреннее сопротивление эквивалентного генератора (сопротивление цепи относительно точек a и b) будет

$$r_{03} = \frac{r_1 r_3}{r_1 + r_3} + \frac{r_2 r_4}{r_2 + r_4} + r_0 = 25 \text{ Ом.}$$

По формуле (1.41) и закону Ома

$$I = \frac{U_x}{r + r_{03}} = 0,5 \text{ А,} \quad U_{ab} = Ir = 7,5 \text{ В.}$$

1.15. СПОСОБЫ СОЕДИНЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

В тех случаях, когда номинальное напряжение или номинальный ток и мощность источника электрической энергии оказываются недостаточными для питания приемников, вместо одного используют два или больше источников. Существуют два основных способа соединения источников: последовательное и параллельное.

Последовательное соединение (рис. 1.18) осуществляется обычно таким образом, чтобы ЭДС источников были направлены в одну сторону. Характерным для последовательного соединения является один и тот же ток I всех источников, на который каждый из них должен быть рассчитан.

По второму закону Кирхгофа

$$U = \sum_1^n U_k.$$

Соединяя источники последовательно, можно получить бо-

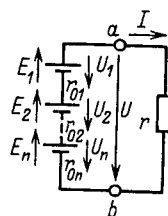


Рис. 1.18. Схема последовательного соединения источников

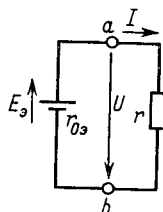


Рис. 1.19. Схема электрической цепи с эквивалентным генератором

лее высокое напряжение U на выходных выводах a и b , для чего и используется данный способ соединения.

Электрическая цепь рис. 1.18 может быть заменена цепью с эквивалентным генератором, имеющим параметры E_3 и r_{03} (рис. 1.19). Согласно методу эквивалентного генератора ЭДС E_3 при холостом ходе ($r = \infty$, $I = 0$) должна быть равна напряжению холостого хода, $E_3 = U_x$. Учитывая это, на основании второго закона Кирхгофа для цепи рис. 1.18 получим

$$E_3 = U_x = \sum_1^n E_k.$$

Внутреннее сопротивление r_{03} эквивалентного генератора равно сопротивлению цепи рис. 1.18 относительно ее выходных выводов, т. е.

$$r_{03} = \sum_1^n r_{0k}.$$

При параллельном соединении источников (рис. 1.20) соединяются между собой положительные выводы всех источников, а также их отрицательные выводы. Характерным для параллельного соединения является одно и то же напряжение U на выводах всех источников. Для электрической цепи рис. 1.20 можно написать следующие уравнения:

$$I = \sum_1^n I_k, \quad P = \sum_1^n P_k = UI = U \sum_1^n I_k.$$

Как видно, при параллельном соединении источников ток и мощность внешней цепи равны соответственно сумме токов и мощностей источников. Параллельное соединение источников применяется в первую очередь тогда, когда номинальные ток

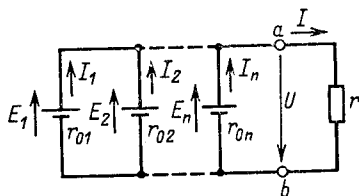


Рис. 1.20. Схема параллельного соединения источников

и мощность одного источника недостаточны для питания приемников.

На параллельную работу включают обычно источники с одинаковыми ЭДС, мощностями и внутренними сопротивлениями. Используя метод узлового напряжения, нетрудно показать, что в этом случае при отключенной внешней цепи токи источников будут равны нулю, а при подключенной внешней цепи они будут одинаковыми.

Электрическую цепь рис. 1.20 можно заменить цепью с эквивалентным генератором рис. 1.19. Положив в электрической цепи рис. 1.20 $I = 0$, что будет при $r = \infty$ и $g = 1/r = 0$, по формуле (1.40) метода узкого напряжения получим

$$E_g = U_x = \frac{\sum_1^n E_k g_{0k}}{\sum_1^n g_{0k}} = \frac{\sum_1^n E_k g_{0k}}{g_{03}},$$

где $g_{03} = \sum_1^n g_{0k}$ — внутренняя проводимость эквивалентного генератора.

Внутреннее сопротивление r_{03} эквивалентного генератора проще всего определить через проводимость $r_{03} = 1/g_{03}$.

1.16. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1.16.1. Нелинейные элементы электрических цепей, их вольт-амперные характеристики и сопротивления. Нелинейным элементом электрической цепи считается элемент, значения параметров которого зависят от значения тока данного элемента или напряжения на его выводах.

К нелинейным элементам электрических цепей относятся разнообразные электронные, полупроводниковые и ионные приборы, устройства, содержащие намагничивающие обмотки с ферромагнитными магнитопроводами (при переменном токе), лампы накаливания, электрическая дуга и др.

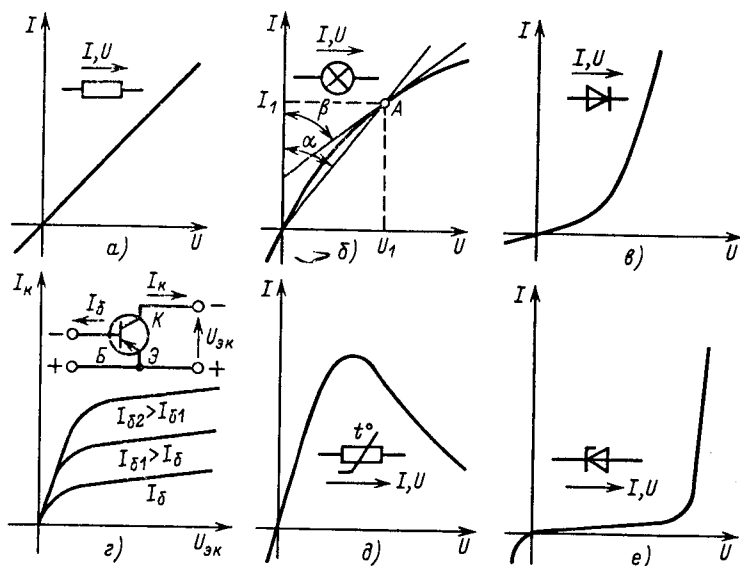


Рис. 1.21. Примеры вольт-амперных характеристик:

a — линейного элемента; *б* — лампы накаливания; *в* — полупроводникового диода; *г* — транзистора (при различных токах базы); *д* — терморезистора; *е* — стабилитрона

Нелинейные элементы получают в настоящее время все более широкое распространение, так как они дают возможность решать многие технические задачи. Так, с помощью нелинейных элементов можно осуществить преобразование переменного тока в постоянный, усиление электрических сигналов, генерирование электрических сигналов различной формы, стабилизацию тока и напряжения, изменение формы сигналов, вычислительные операции и т. д. Нелинейные элементы широко используются в радиотехнических устройствах, в устройствах промышленной электроники, автоматики, измерительной и вычислительной техники.

Важнейшей характеристикой нелинейных элементов является вольт-амперная характеристика (в. а. х.), представляющая собой зависимость между током нелинейного элемента и напряжением на его выводах: $I(U)$ или $U(I)$.

Зависимость между током I и напряжением U любого пассивного элемента электрической цепи подчиняется закону Ома, согласно которому $I = U/r$. Поскольку у линейных элементов с изменением тока или напряжения сопротивление остается постоянным, их в. а. х. не отличаются от прямой (рис. 1.21, *a*).

У нелинейных элементов в. а. х. весьма разнообразны и для некоторых из них даны на рис. 1.21, *б* — *е*. Там же приведены

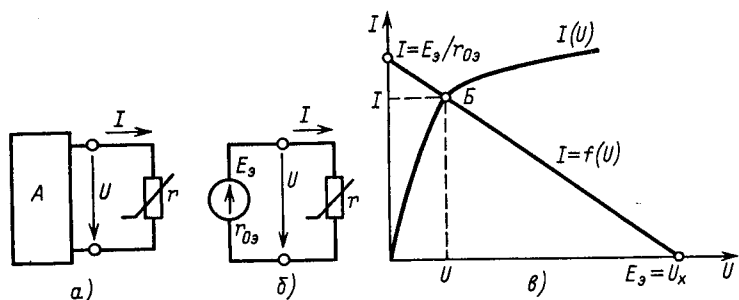


Рис. 1.22. К расчету электрической цепи с нелинейным элементом графоаналитическим методом

условные графические обозначения соответствующих элементов. Общее условное обозначение любого нелинейного резистивного элемента показано на рис. 1.22, а.

Имея в а. х. нелинейного элемента, можно определить его сопротивления при любых значениях тока или напряжения. Различают два вида сопротивлений нелинейных элементов: статическое и дифференциальное.

Статическое сопротивление дает представление о соотношении конечных значений напряжения и тока нелинейного элемента и определяется в соответствии с законом Ома. Например, для точки А в а. х. (рис. 1.21, б) статическое сопротивление

$$r_s = \frac{U_1}{I_1} = \frac{m_u}{m_i} \operatorname{tg} \alpha,$$

где m_u и m_i — масштабы напряжения и тока.

Дифференциальное сопротивление позволяет судить о соотношении приращений напряжения и тока и определяется следующим образом:

$$r_d = \frac{dU_1}{dI_1} = \frac{m_u}{m_i} \operatorname{tg} \beta.$$

К нелинейным электрическим цепям применимы основные законы электрических цепей, т. е. закон Ома и законы Кирхгофа. Однако расчет нелинейных цепей значительно труднее, чем линейных. Объясняется это тем, что кроме токов и напряжений, подлежащих обычно определению, неизвестными являются также зависящие от них сопротивления нелинейных элементов.

Для расчета нелинейных электрических цепей применяется в большинстве случаев графоаналитический метод. Однако если в предполагаемом диапазоне изменения тока или напряжения нелинейного элемента его в. а. х. можно заменить прямой линией, то расчет можно производить и аналитическим методом.

Следует отметить, что к той части электрической цепи, которая содержит линейные элементы, применимы все методы расчета и преобразования электрических цепей, рассмотренные ранее.

1.16.2. Графоаналитический метод расчета нелинейных электрических цепей. Предположим, что имеется электрическая цепь, схема которой приведена на рис. 1.22, а. В этой цепи нелинейный резистивный элемент r соединен с активным линейным двухполюсником A , который может быть любой сложности.

Расчет данной электрической цепи следует начать с замены активного двухполюсника эквивалентным генератором с параметрами $E_0 = U_x$ и r_{00} (рис. 1.22, б) согласно методу эквивалентного генератора. Для дальнейшего расчета целесообразно воспользоваться методом графического решения двух уравнений с двумя неизвестными. Одним из уравнений следует считать зависимость $I(U)$ нелинейного элемента, которой соответствует его в. а. х., приведенная на рис. 1.22, в. Другое уравнение, связывающее те же ток I и напряжение U , нетрудно получить по второму закону Кирхгофа. Применив его к цепи с эквивалентным генератором (рис. 1.22, б), получим

$$I = \frac{E_0 - U}{r_{00}} = f(U).$$

Поскольку зависимость $I = f(U)$ линейная, график $I = f(U)$ может быть построен по двум точкам (рис. 1.22, в). Например: в режиме холостого хода эквивалентного генератора $I = 0$ и $U = U_x = E_0$; в режиме короткого замыкания $U = 0$ и $I = I_k = E_0/r_{00}$.

Очевидно, искомые ток I и напряжение U определяются точкой B пересечения в. а. х. $I(U)$ нелинейного элемента и графика $I = f(U)$ эквивалентного генератора.

Если к двухполюснику будут подключены два нелинейных элемента r_1 и r_2 , соединенные последовательно (рис. 1.23, а), то перед расчетом согласно методике, изложенной выше, необходимо заменить их эквивалентным нелинейным элементом r_3 (рис. 1.23, б) с эквивалентной в. а. х. $I(U)$ (рис. 1.23, в). Построение эквивалентной в. а. х. $I(U)$ производится на основании следующего соображения: при любом значении тока I напряжение U равно сумме напряжений U_1 и U_2

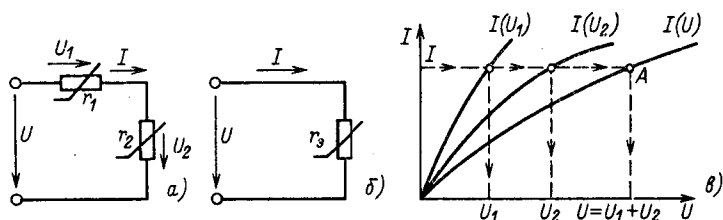


Рис. 1.23. К построению в. а. х. электрической цепи при последовательном соединении нелинейных элементов

нелинейных элементов (рис. 1.23, а), т. е.

$$U = U_1 + U_2. \quad (1.42)$$

Задавшись несколькими значениями тока I , по в. а. х. $I(U_1)$ и $I(U_2)$ нелинейных элементов r_1 и r_2 находят соответствующие напряжения U_1 и U_2 , после чего согласно выражению (1.42) определяют напряжение U и строят в. а. х. $I(U)$.

На рис. 1.23, в показано в качестве примера определение при токе I напряжения U одной из точек (А) в. а. х. $I(U)$.

Когда двухполюсник представляет собой источник с заданным напряжением, после построения в. а. х. $I(U)$ можно при любом напряжении U найти ток I , а затем с помощью в. а. х. $I(U_1)$ и $I(U_2)$ — напряжения U_1 и U_2 .

При параллельном соединении двух нелинейных элементов (рис. 1.24) для построения в. а. х. $I(U)$ эквивалентного нелинейного элемента r_3 (рис. 1.25) необходимо воспользоваться тем, что при любом значении напряжения U токи связаны соотношением

$$I = I_1 + I_2. \quad (1.43)$$

Задавшись несколькими значениями напряжения U , по в. а. х. $I_1(U)$ и $I_2(U)$ (рис. 1.25) нелинейных элементов r_1 и r_2 находят соответствующие токи I_1 и I_2 , после чего согласно (1.43) определяют ток I и строят в. а. х. $I(U)$.

При смешанном соединении нелинейных элементов следует сначала построить ВАХ участка с параллельным соединением элементов. После этого можно перейти к построению ВАХ всей цепи. Имея в распоряжении все ВАХ, нетрудно определить токи и напряжения всех элементов цепи.

1.16.3. Аналитический метод расчета нелинейных электрических цепей. Предположим, что имеется некоторый нелинейный элемент, в. а. х. которого приведена на рис. 1.26, а. Если данный элемент должен работать на линейном участке cd в. а. х., то для расчета и анализа можно использовать аналитический метод.

Чтобы выяснить зависимость между напряжением и током участка cd и построить схему замещения нелинейного элемен-

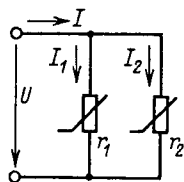


Рис. 1.24. Параллельное соединение нелинейных элементов

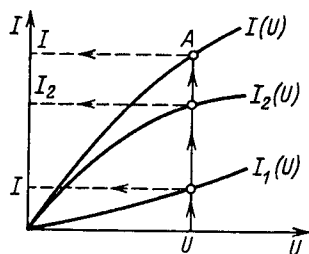
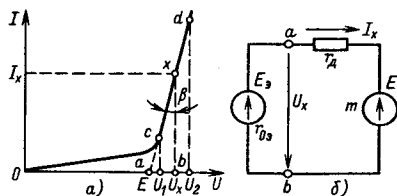


Рис. 1.25. К построению в.а.х. электрической цепи при параллельном соединении нелинейных элементов

Рис. 1.26. К расчету электрической цепи с нелинейным элементом аналитическим методом



та, работающего на данном участке, продлим его до пересечения в точке a с осью абсцисс и будем считать, что в точке пересечения напряжение U равно некоторой ЭДС E . Для рис. 1.26, a справедливо следующее очевидное соотношение:

$$Ob = Oa + ab = Oa + bx \operatorname{tg} \beta. \quad (1.44)$$

Выразив в (1.44) отрезки через соответствующие электротехнические величины и масштабы напряжения и тока, получим

$$U_x/m_u = E/m_u + I_x/m_i \operatorname{tg} \beta.$$

После умножения на масштаб напряжения будем иметь

$$U_x = E + I_x \frac{m_u}{m_i} = E + I_x r_d, \quad (1.45)$$

где r_d — дифференциальное сопротивление нелинейного элемента на участке cd его в. а. х.

Полученному уравнению (1.45) согласно второму закону Кирхгофа соответствует схема замещения amb (рис. 1.26, б) нелинейного элемента, работающего на линейном участке cd .

Допустим, что нелинейный элемент получает питание от эквивалентного генератора с параметрами E_3 и r_{03} (рис. 1.26, б),

заменяющего некоторый активный двухполюсник. Тогда по второму закону Кирхгофа можно написать

$$E_3 - E = I_x(r_{o3} + r_d),$$

откуда

$$I_x = \frac{E_3 - E}{r_{o3} + r_d}. \quad (1.46)$$

Используя (1.45) и (1.46), нетрудно решать многие задачи, связанные с расчетом и анализом нелинейной электрической цепи. Например, по (1.46) можно определить ток I_x , а по (1.45) — напряжение U_x при заданных E_3 , r_{o3} и r_d .

Если графическое определение ЭДС E вызывает затруднение, можно найти ее, воспользовавшись выражением (1.45) и подставив в него известные координаты одной из точек участка cd .

1.17. МОСТОВЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Широкое распространение в технике получили мостовые цепи. Один из вариантов такой цепи приведен на рис. 1.27. Выводы a и d резисторов $r_1 - r_4$ присоединены к источнику постоянного тока, к точкам b и c с помощью подвижных контактов (движков) присоединен некоторый приемник r_5 . Изменяя с помощью движков места подключения b и c приемника, можно изменять не только значения напряжения U_5 и тока I_5 приемника в широких пределах, но также и их направления. Действительно, переместив верхний движок к выводу a , нижний — к выводу d , согласно второму закону Кирхгофа и закону Ома получим $U_5 = U$ и $I_5 = U/r_5$. Изменив положения движков местами, будем иметь $U_5 = -U$ и $I_5 = -U/r_5$.

Нулевые значения напряжения U_5 и тока I_5 , или, как говорят, равновесное состояние моста, может быть при таких положениях движков, при которых выполняется следующее соотношение между сопротивлениями:

$$r_1 r_4 = r_2 r_3. \quad (1.47)$$

Равновесное состояние моста используется для измерения сопротивлений. Если, например, в электрической цепи рис. 1.27 r_1 — элемент, сопротивление которого требуется определить, $r_2 = \text{const}$, то, включив вместо приемника r_5 измерительный прибор (например, вольтметр с соответствующими параметрами)

и изменяя значения сопротивлений r_3 и r_4 , можно добиться равновесного состояния моста, а затем по (1.47) подсчитать сопротивление r_1 .

Если r_1 — элемент, сопротивление которого изменяется под действием тех или иных величин (температуры, давления и др.), то при неизменных r_2 , r_3 и r_4 напряжение U_5 будет также изменяться. В этом случае измерительный прибор может быть отградуирован на значения величины, оказывающей воздействие на сопротивление r_1 , и, таким образом, оказывается возможным измерять неэлектрические величины.

Изменение напряжения U_5 может быть использовано также в системах автоматического регулирования, например для поддержания величины, оказывающей воздействие на значение сопротивления r_1 , на заданном уровне и с заданной степенью точности.

Для расчета мостовых цепей можно использовать преобразование треугольника резистивных элементов в эквивалентную звезду или наоборот (см. § 1.10). Однако для этой цели целесообразно воспользоваться методом эквивалентного генератора (см. § 1.14), особенно если в цепи имеется нелинейный резистивный элемент.

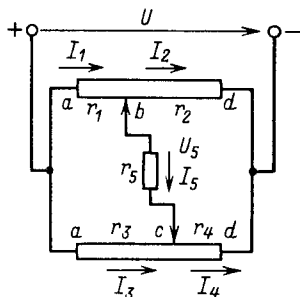


Рис. 1.27. Схема мостовой электрической цепи

1.18. ПОНЯТИЕ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ МОДЕЛИРОВАНИИ

В некоторых случаях физические процессы и соотношения различных объектов неэлектромагнитной природы описываются большим числом уравнений, вследствие чего их расчет и анализ становятся чрезвычайно затруднительными. Они особенно осложняются, когда объекты содержат нелинейные элементы, так как при этом приходится иметь дело с нелинейными уравнениями. В этих случаях для облегчения расчета и анализа используется моделирование, под которым понимают замену реального объекта его моделью. Особая ценность моделирования состоит в том, что оно позволяет произвести всесторонний экспериментальный анализ модели, а затем использовать результаты анализа при разработке объекта. Про-

изводить экспериментальный анализ непосредственно объекта не всегда возможно хотя бы потому, что объект находится еще в стадии проектирования или имеет очень большие размеры.

Чаще всего для замены объектов неэлектромагнитной природы используются электрические модели, т. е. применяется электрическое моделирование. Объясняется это тем, что электрические модели отличаются простотой изготовления, возможностью легко и в широких пределах изменять их параметры, небольшими габаритными размерами, простотой и точностью измерений. Электрические модели используются для расчета и анализа механических, гидравлических, пневматических и других объектов.

Основой для создания модели являются следующие соображения: соотношения между электротехническими параметрами модели должны описываться такими же по структуре уравнениями, что и для реального объекта; при замене различных величин в уравнениях модели соответствующими величинами реального объекта (с учетом коэффициентов, связывающих их) должны получиться уравнения реального объекта.

Для разработки электрической модели исследуемого объекта необходимо: составить систему уравнений исследуемого объекта; разработать схему электрической цепи модели, которая подчиняется уравнениям, подобным по структуре уравнениям исследуемого объекта; определить, исходя из возможностей для проведения эксперимента, параметры модели.

В качестве примера рассмотрим методику разработки и использования электрической модели для простейшего случая — балки, лежащей свободно на двух опорах (рис. 1.28, а).

Как известно, для балки, лежащей на двух опорах, справедливы следующие уравнения:

$$P = P_A + P_B; \quad (1.48)$$

$$P_A = P \frac{l_1}{l}; \quad P_B = P \frac{l_2}{l} = P \left(1 - \frac{l_1}{l} \right), \quad (1.49)$$

где P — сила, действующая на балку; P_A и P_B — силы реакций опор; l_1 и l_2 — расстояния между местом приложения силы P и опорами; $l = l_1 + l_2$ — расстояние между опорами.

Аналогом силы P , действующей на балку, можно считать в модели напряжение U некоторого источника электрической энергии. Силы реакции опор P_A и P_B возникают в результате действия силы P . Аналогом сил P_A и P_B можно считать напряжения U_A и U_B , возникающие на резисторах r_1 и r_2 в результате действия напряжения U источника; чтобы уравнение модели было подобно уравнению исследуемого объекта [см. (1.48)], резисторы r_1 и r_2 должны быть соединены после-

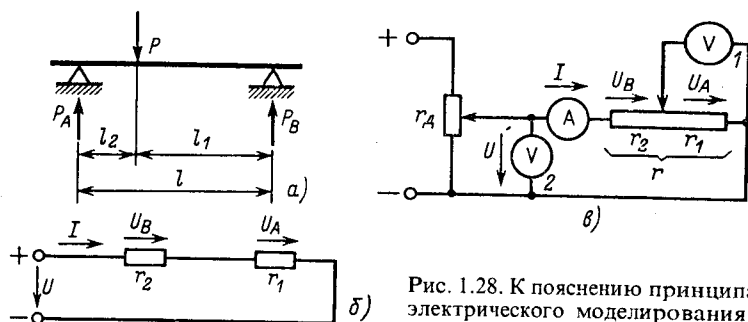


Рис. 1.28. К пояснению принципа электрического моделирования

довательно. Учитывая это, для модели получим

$$U = U_A + U_B. \quad (1.50)$$

Как следует из (1.49), значения сил P_A и P_B зависят от соотношения расстояний l_1 , l_2 и l . Для последовательного соединения резисторов r_1 и r_2 при указанных на рис. 1.28, б обозначениях можно написать соотношение, подобное (1.49), т. е.

$$U_A = U \frac{r_1}{r}, \quad U_B = U \frac{r_2}{r} = U \left(1 - \frac{r_1}{r} \right), \quad (1.51)$$

где $r = r_1 + r_2 = \text{const.}$

В силу подобия соотношений (1.50) и (1.51) соотношениям (1.48) и (1.49) можно утверждать, что электрическая цепь, схема которой приведена на рис. 1.28, б, является электрической моделью балки на двух опорах. Очевидно, аналогами расстояний l_1 , l_2 и l в модели являются соответственно сопротивления резисторов r_1 , r_2 и r .

Для того чтобы можно было производить исследование объекта (балки на двух опорах) с помощью электрической модели (рис. 1.28, б), необходимо выбрать значения параметров модели. Это делается с помощью масштабных коэффициентов, представляющих собой отношение величин-аналогов изучаемого объекта и его модели. Для однотипных величин масштабные коэффициенты должны быть одинаковыми.

В рассматриваемом случае масштабные коэффициенты выражаются следующим образом:

$$m_P = \frac{P}{U} = \frac{P_A}{U_A} = \frac{P_B}{U_B}, \quad m_l = \frac{l}{r} = \frac{l_1}{r_1} = \frac{l_2}{r_2} = \text{const.}$$

Очевидно, что если все величины в уравнениях электрической модели (1.50) и (1.51) заменить величинами-аналогами исследуемого объекта и соответствующими масштабными коэффициентами, то получим уравнения исследуемого объекта (1.48), (1.49).

Масштабные коэффициенты могут иметь различные значения и выбираются, исходя из имеющихся возможностей для создания модели.

Например, если сила $P = 1000$ Н, а для построения модели имеется источник с напряжением $U = 100$ В, то масштабный коэффициент m_P может быть принят $m_P \geq 1000/100 = 10$ Н/В.

С помощью электрических моделей различных объектов можно решать самые разнообразные задачи их расчета и анализа. Так, в рассматриваемом примере можно получить на основании экспериментальных данных зависимости $P_A = f(I_1)$ и $P_B = f(I_1)$ при $I = \text{const}$ и $P = \text{const}$. Для проведения экспериментального исследования несколько изменим и дополним схему (рис. 1.28, б) электроизмерительными приборами и делителем напряжения (потенциометром) r_d (рис. 1.28, в). Последний служит для поддержания при проведении эксперимента $U = \text{const}$ и $I = \text{const}$.

Изменяя положение движка потенциометра $r = r_1 + r_2$, необходимо фиксировать в каждом его положении значение напряжения U_A .

Подсчитав для каждого положения движка согласно закону Ома $r_1 = U_A/I$ и используя выражения (1.50) и (1.51), можно построить графики зависимости $U_A(r_1)$ и $U_B(r_1)$. Воспользовавшись масштабными коэффициентами, нетрудно перейти к графикам $P_A(I_1)$ и $P_B(I_1)$.

Для построения электрических моделей могут быть использованы также электрические цепи с источниками тока.

Глава вторая

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

2.1. ПОЛУЧЕНИЕ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ЭДС. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Электрические цепи, в которых значения и направления ЭДС, напряжения и тока периодически изменяются во времени по синусоидальному закону, называются цепями синусоидального тока. Иногда их называют просто цепями переменного тока.

Электрические цепи, в которых значения и направления ЭДС, напряжения и тока периодически изменяются во времени по законам, отличным от синусоидального, называются цепями несинусоидального тока.

Генераторы электрических станций переменного тока устроены так, что возникающая в их обмотках ЭДС изменяется по синусоидальному закону. Синусоидальная ЭДС в линейных цепях, где содержатся резистивные, индуктивные и емкостные элементы, возбуждает ток, изменяющийся по закону синуса.

Возникающие при этом ЭДС самоиндукции в катушках и напряжения на конденсаторах, как это вытекает из выражений

$$e = -L \frac{di}{dt}, \quad i = C \frac{du_c}{dt},$$

также изменяются по синусоидальному закону, так как производная синусоидальной функции есть функция синусоидальная. Напряжение на резистивном элементе будет также изменяться по синусоидальному закону, так как

$$u = ir.$$

Целесообразность технического использования синусоидального тока обусловлена тем, что КПД генераторов, двигателей, трансформаторов и линий электропередачи при синусоидальной форме ЭДС, напряжения и тока получается наивысшим по сравнению с несинусоидальным током. Кроме того, при иных формах изменения тока из-за ЭДС самоиндукции могут возникать значительные перенапряжения на отдельных участках цепи. Важную роль играет и тот факт, что расчет цепей, где ЭДС, напряжение и ток изменяются синусоидально, значительно проще, чем расчет цепей, где указанные величины изменяются по несинусоидальному закону.

Рассмотрим механизм возникновения и основные соотношения, характерные для синусоидальной ЭДС. Для этого удобно использовать простейшую модель — рамку, вращающуюся с постоянной угловой скоростью ω в равномерном магнитном поле (рис. 2.1, а). Проводники рамки, перемещаясь в магнитном поле, пересекают его, и в них на основании закона электромагнитной индукции наводится ЭДС. Значение ЭДС пропорционально магнитной индукции B , длине проводника l и скорости перемещения проводника относительно поля v_t :

$$e = Blv_t.$$

Выразив скорость v_t через окружающую скорость v и угол α , получим

$$e = Blv \sin \alpha = E_m \sin \alpha.$$

Угол α равен произведению угловой скорости рамки ω на время t :

$$\alpha = \omega t.$$

Таким образом, ЭДС, возникающая в рамке, будет равна

$$e = E_m \sin \alpha = E_m \sin \omega t. \quad (2.1)$$

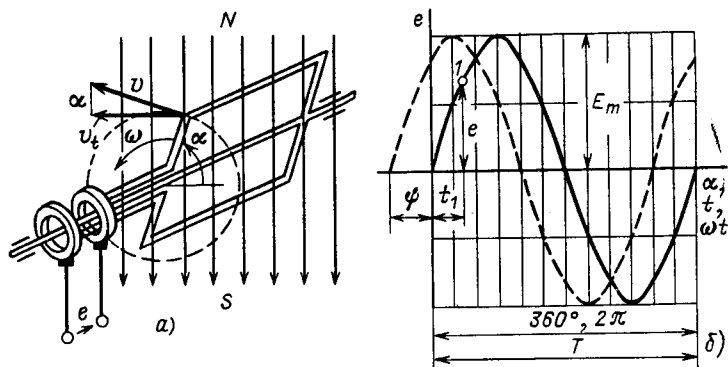


Рис. 2.1. Модель, поясняющая возникновение синусоидальной ЭДС (а); графики мгновенных значений ЭДС (б)

За один поворот рамки происходит полный цикл изменения ЭДС.

Если при $t = 0$ ЭДС e не равна нулю, то выражение ЭДС записывается в виде

$$e = E_m \sin(\omega t + \psi),$$

где e — мгновенное значение ЭДС (значение ЭДС в момент времени t); E_m — амплитудное значение ЭДС (значение ЭДС в момент времени $\omega t + \psi = \pi/2$), $(\omega t + \psi)$ — фаза; ψ — начальная фаза. Фаза определяет значение ЭДС в момент времени t , начальная фаза — при $t = 0$.

Время одного цикла называется периодом T , а число периодов в секунду — частотой f :

$$f = 1/T.$$

Единицей измерения частоты является s^{-1} , или герц (Гц). Величина $\omega = \alpha/t = 2\pi/T = 2\pi f$ в электротехнике называется угловой частотой и измеряется в рад/с.

График зависимости ЭДС e от времени изображен на рис. 2.1, б (сплошная линия — для $\psi = 0$, пунктирная — для $\psi \neq 0$).

Частота вращения рамки n и частота ЭДС f связаны между собой соотношением

$$\omega = 2\pi f = \pi n/30,$$

откуда

$$f = n/60.$$

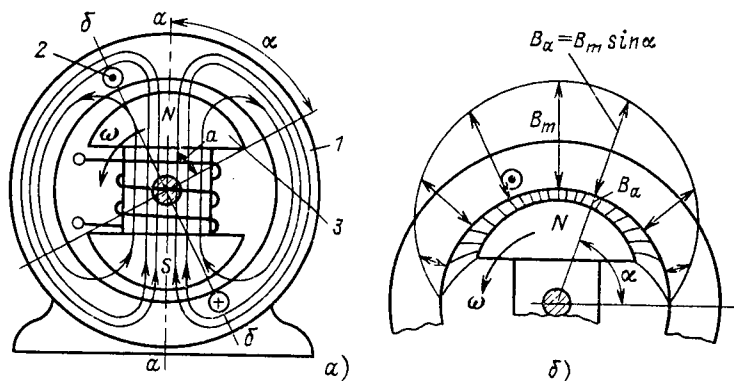


Рис. 2.2. Устройство синхронного генератора (а) и график распределения магнитной индукции под полюсом генератора (б)

Электрическая энергия вырабатывается синхронными генераторами электрических станций в виде энергии переменного (синусоидального) тока с частотой 50 Гц в Советском Союзе и странах Европы и 60 Гц в США.

Синхронный генератор¹, устройство которого показано на рис. 2.2, а, состоит из неподвижного статора 1, в котором уложена обмотка 2, и вращающегося ротора 3, представляющего собой электромагнит.

Магнитное поле вращающегося с постоянной частотой ротора пересекает проводники обмотки статора и наводит в них переменную ЭДС. Чтобы ЭДС при постоянной частоте вращения ротора изменялась синусоидально, воздушный зазор между полюсами ротора и поверхностью статора должен иметь такую форму, при которой магнитная индукция вдоль зазора изменялась бы по синусоидальной зависимости (рис. 2.2, б)

$$B_a = B_m \sin \alpha. \quad (2.2)$$

Амплитудное значение ЭДС будет при $\alpha = 90^\circ$, когда ось ротора (а, а), где $B = B_m$, совпадает с осью (б, б) проводника обмотки статора.

Выбор частоты промышленных установок 50 Гц в СССР и странах Европы и 60 Гц в США обусловлен технико-экономическими соображениями. При меньших частотах габаритные размеры, масса и стоимость трансформаторов и машин выше, заметно мигание света осветительных приборов и т. п. При больших частотах в трансформаторах

¹ Подробно устройство синхронного генератора изложено в гл. 11.

и машинах увеличиваются потери энергии, повышается падение напряжения в проводах вследствие возрастания индуктивного сопротивления и т. п.

Для питания энергией высокоскоростных асинхронных двигателей при частотах до 500 Гц используют многополюсные синхронные или индукторные генераторы, для нагревательных установок и высокоскоростных асинхронных двигателей при частотах до 8000 Гц — специальные индукторные генераторы. Переменный ток высокой частоты (от тысяч до нескольких сотен миллионов герц) для радиотехнических и других установок получают с помощью ламповых или полупроводниковых генераторов. Принцип действия генераторов основан на возникновении синусоидальных колебаний в контуре с емкостью и индуктивностью.

Целесообразность применения энергии переменного тока вместо постоянного тока обусловлена многими технико-экономическими причинами. Приведем некоторые из них.

Источники энергии переменного тока — синхронные генераторы — дешевле, надежнее и могут быть выполнены на значительно большие мощности и более высокие напряжения, чем генераторы постоянного тока.

Энергия переменного тока одного напряжения легко преобразуется в энергию переменного тока другого (высшего или низшего) напряжения с помощью относительно простого, дешевого и надежного аппарата — трансформатора, что очень важно при передаче энергии на большие расстояния.

Приемники электрической энергии, такие как осветительные приборы и электрические печи, в которых используются проволочные нагреватели постоянного и переменного тока, мало различаются по своим технико-экономическим показателям, однако двигатели переменного тока дешевле и надежнее двигателей постоянного тока.

Следует отметить также широкое применение нагревательных устройств для плавления металлов, поверхностной закалки и т. п., принцип действия которых основан на использовании переменного тока.

2.2. ДЕЙСТВУЮЩЕЕ И СРЕДНЕЕ ЗНАЧЕНИЯ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ТОКА, ЭДС И НАПРЯЖЕНИЯ

Для установления эквивалентности переменного тока в отношении энергии и мощности, общности методов расчета, а также сокращения вычислительной работы изменяющиеся непрерывно во времени токи, ЭДС и напряжения заменяют эквивалентными неизменными во времени величинами. Действующим или эквивалентным значением называется такой неизменный во времени ток, при котором выделяется в резистивном элементе с активным сопротивлением r за период то же

количество энергии, что и при действительном изменяющемся синусоидально токе.

Энергия за период, выделяющаяся в резистивном элементе при синусоидальном токе,

$$W = \int_0^T i^2 r \, dt = \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t r \, dt.$$

При неизменном во времени токе энергия

$$W = I^2 r T.$$

Приравняв правые части

$$I^2 r T = \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t r \, dt,$$

получим действующее значение тока

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t \, dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0,707 I_m.$$

Таким образом, действующее значение тока меньше амплитудного в $\sqrt{2}$ раз.

Аналогично определяют действующие значения ЭДС и напряжения:

$$E = E_m / \sqrt{2}, \quad U = U_m / \sqrt{2}.$$

Действующему значению тока пропорциональна сила, действующая на ротор двигателя переменного тока, подвижную часть измерительного прибора и т. д. Когда говорят о значениях напряжения, ЭДС и тока в цепях переменного тока, имеют в виду их действующие значения. Шкалы измерительных приборов переменного тока отградуированы соответственно в действующих значениях тока и напряжения. Например, если прибор показывает 10 А, то это значит, что амплитуда тока

$$I_m = \sqrt{2} I = 1,41 \cdot 10 = 14,1 \text{ А},$$

и мгновенное значение тока

$$i = I_m \sin (\omega t + \psi) = 14,1 \sin (\omega t + \psi).$$

При анализе и расчете выпрямительных устройств пользуются средними значениями тока, ЭДС и напряжения, под которыми понимают среднее арифметическое значение соответствующей величины за

полпериода (среднее значение за период, как известно, равно нулю):

$$E_{cp} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} E_m \sin \omega t \, dt = \frac{2E_m}{T\omega} \int_0^{\pi} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2E_m}{T\omega} [\cos \omega t]_{\pi}^0 = \frac{2E_m}{\pi} = 0,637E_m.$$

Аналогично можно найти средние значения тока и напряжения:

$$I_{cp} = 2I_m/\pi; \quad U_{cp} = 2U_m/\pi.$$

Отношение действующего значения к среднему значению какой-либо периодически изменяющейся величины называется коэффициентом формы кривой. Для синусоидального тока

$$K_{\Phi} = \frac{E}{E_{cp}} = \frac{I}{I_{cp}} = \frac{U}{U_{cp}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11.$$

2.3. ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ

Для упрощения анализа и расчета цепей переменного тока целесообразно использовать векторы.

В электротехнике векторами изображаются изменяющиеся синусоидально ЭДС, напряжения и токи, но в отличие от векторов, которыми изображались силы и скорости в механике, эти векторы вращаются с постоянной угловой частотой ω и не означают направление действия.

Допустим, что радиус-вектор OA (рис. 2.3, а), представляющий собой в определенном масштабе амплитудное значение ЭДС E_m , вращается с постоянной угловой частотой $\omega = 2\pi f$ против часовой стрелки. Проекция вектора OA на вертикальную ось (ось y) будет равна

$$Oa = OA \sin \alpha.$$

Выразив OA через амплитудное значение ЭДС E_m и α через ωt , получим выражение мгновенного значения ЭДС, изменяющейся синусоидально:

$$e = E_m \sin \omega t.$$

График мгновенных значений ЭДС изображен на рис. 2.3, б. За начало отсчета выбран момент времени, когда радиус-вектор совпадает с горизонтальной осью (ось x).

Если в момент $t = 0$ радиус-вектор OA совпадает с линией, расположенной под углом ψ к оси x , то проекция Oa' и, следо-

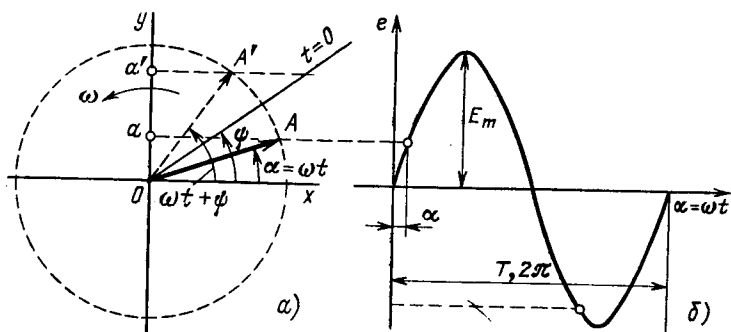


Рис. 2.3. Вращающиеся векторы (а) и график мгновенных значений синусоидальной ЭДС (б)

вательно, ЭДС будут соответственно равны

$$Oa' = OA' \sin(\omega t + \psi), \quad e = E_m \sin(\omega t + \psi).$$

Аналогично можно представить в виде векторов, вращающихся против часовой стрелки с постоянной угловой частотой ω , напряжение и ток.

Расчет цепей синусоидального тока производят в действующих значениях ЭДС, напряжений и токов. При этом суммирование E , U , I проще осуществить с помощью вращающихся векторов, вместо того чтобы, сложив мгновенные значения e , u , i , определить действующие значения результирующих E , U , I интегрированием гармонических функций. Адекватность этих действий можно обосновать так.

Допустим, что в каком-то узле цепи переменного тока (рис. 2.4, а) известны значения токов i_1 и i_2 :

$$i_1 = I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1);$$

$$i_2 = I_{2m} \sin(\omega t + \psi_2).$$

Требуется определить ток i .

На основании первого закона Кирхгофа мгновенное значение тока

$$i = i_1 + i_2,$$

т. е.

$$i = I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + I_{2m} \sin(\omega t + \psi_2).$$

Ток i можно определить аналитически путем тригонометрических преобразований или графически сложением графиков

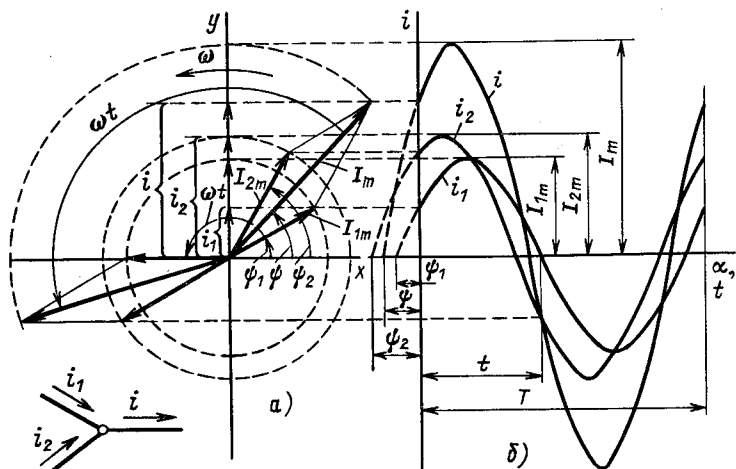


Рис. 2.4. Сложение синусоидальных токов с помощью векторов (а); графики мгновенных значений токов (б)

мгновенных значений токов i_1 и i_2 , как это сделано на рис. 2.4, б. Результирующий ток также изменяется синусоидально и в соответствии с рис. 2.4, б

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi).$$

Значительно проще произвести сложение токов i_1 и i_2 , если изобразить амплитуды токов в виде векторов и сложить их по правилу параллелограмма. На рис. 2.4, а амплитуды токов I_{1m} и I_{2m} изображены в виде векторов под углами начальных фаз ψ_1 и ψ_2 относительно оси x . По прошествии времени t векторы повернутся на угол $\alpha = \omega t$. Проекции амплитуд на ось y составят

$$i_1 = I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1);$$

$$i_2 = I_{2m} \sin(\omega t + \psi_2).$$

Сложив векторы I_{1m} и I_{2m} по правилу параллелограмма (см. рис. 2.4, а), получим амплитуду результирующего тока I_m . Сумма проекций токов I_{1m} и I_{2m} равна проекции результирующего тока I_m :

$$i = i_1 + i_2.$$

Полученное выражение соответствует первому закону Кирхгофа для рассматриваемого узла цепи (см. рис. 2.4, а). Из

Рис. 2.5. Векторная диаграмма напряжений

рис. 2.4, а видно, что взаимное расположение векторов I_{1m} , I_{2m} и I_m в любой момент времени остается неизменным, так как они вращаются с постоянной угловой частотой ω . Аналогично можно определить сумму

нескольких изменяющихся синусоидально с одинаковой частотой напряжений или ЭДС. Например, в последовательной цепи переменного тока действуют три напряжения:

$$u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \psi_1);$$

$$u_2 = U_{2m} \sin(\omega t + \psi_2);$$

$$u_3 = U_{3m} \sin(\omega t + \psi_3).$$

Сумму $u = u_1 + u_2 + u_3$ напряжений можно определить путем сложения векторов их амплитуд (рис. 2.5)

$$\bar{U}_m = \bar{U}_{1m} + \bar{U}_{2m} + \bar{U}_{3m}$$

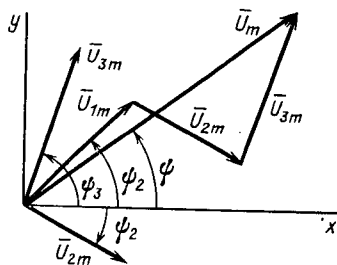
и последующей записи результирующего напряжения $u = U_m \sin(\omega t + \psi)$.

Совокупность нескольких вращающихся векторов, соответствующих уравнениям электрической цепи, называется векторной диаграммой.

Обычно векторные диаграммы строят не для амплитудных, а для действующих значений. Векторы действующих значений отличаются от векторов амплитудных значений только масштабами, так как

$$I = I_m / \sqrt{2}.$$

При построении векторных диаграмм обычно один из исходных векторов располагают на плоскости произвольно, остальные же векторы — под соответствующими углами к исходному. При этом в подавляющем большинстве случаев можно обойтись без нанесения осей координат x и y .



2.4. ЦЕПЬ, СОДЕРЖАЩАЯ РЕЗИСТИВНЫЙ ЭЛЕМЕНТ С АКТИВНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ r

В общем случае электрическая цепь переменного тока может содержать резистивные, индуктивные и емкостные элементы, параметрами которых соответственно являются сопротивление r , индуктивность L и емкость C . Анализ и расчет таких цепей значительно сложнее, чем цепей постоянного тока. В цепях постоянного тока индуктивные и емкостные элементы проявляют себя только в моменты включения, отключения цепи или изменения ее параметров, когда изменяется ток и появляется ЭДС самоиндукции $e = L di/dt$ в индуктивном элементе и напряжение $u_C = \frac{1}{C} \int i dt$ на емкостном элементе.

В установившемся режиме ток в цепях постоянного тока не изменяется и ЭДС самоиндукции равна нулю, а напряжение на емкости u_C соответствует какому-то постоянному значению.

В цепях переменного тока происходит непрерывное изменение напряжения и тока, в результате чего возникает изменяющаяся во времени ЭДС самоиндукции e и напряжение на емкости u_C .

Таким образом, режим работы цепи переменного тока определяется не только сопротивлением r , но индуктивностью L и емкостью C . Прежде чем разбирать общий случай цепи с r , L и C , остановимся на частных случаях.

Рассмотрим цепь, содержащую только резистивный элемент с активным сопротивлением r . Под активным сопротивлением понимают сопротивление проводников переменному току. Вследствие вытеснения тока к поверхности проводника сопротивление проводника переменному току больше, чем постоянному. При малых частотах (несколько десятков и сотен герц) увеличение сопротивления незначительно и активное сопротивление определяется по той же формуле, что и сопротивление постоянному току. При частотах в сотни тысяч и миллионы герц активное сопротивление может оказаться намного больше сопротивления постоянному току и для его определения используют соответствующие формулы.

Мгновенное значение тока в цепи с активным сопротивлением (рис. 2.6, а) определяется по закону Ома:

$$i = u/r.$$

Выразив u через амплитудное значение

$$u = U_m \sin \omega t,$$

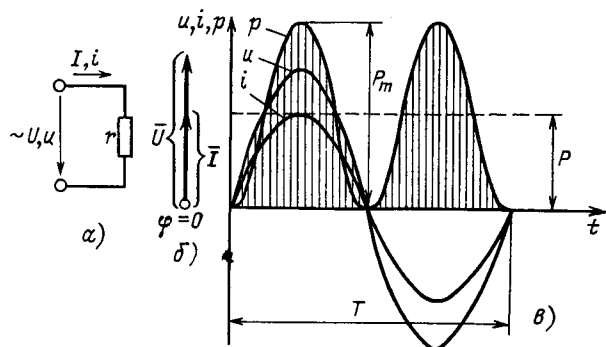


Рис. 2.6. Электрическая цепь, содержащая резистивный элемент с активным сопротивлением r (а), ее векторная диаграмма (б) и графики мгновенных значений u , i , p (в)

получим

$$i = \frac{U_m \sin \omega t}{r} = I_m \sin \omega t, \quad (2.3)$$

где

$$I_m = U_m / r.$$

Разделив левую и правую части на $\sqrt{2}$, получим закон Ома для цепи с активным сопротивлением, выраженный через действующие значения напряжения и тока:

$$I = U / r.$$

Из выражения (2.3) следует, что ток и напряжение совпадают по фазе. Векторная диаграмма цепи изображена на рис. 2.6, б, а график мгновенных значений тока и напряжения — на рис. 2.6, в.

Мгновенная мощность цепи равна произведению мгновенных значений напряжения и тока:

$$p = ui = U_m \sin \omega t \cdot I_m \sin \omega t.$$

Из графика мгновенной мощности (рис. 2.6, в) видно, что мощность изменяется от нуля до P_m , оставаясь все время положительной. Это означает, что в цепи с активным сопротивлением энергия все время поступает из сети к приемнику r и необратимо преобразуется в нем в теплоту, которая нагревает сопротивление и рассеивается в окружающей среде.

Среднее значение мощности за период

$$P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_m I_m \sin^2 \omega t \, dt = \frac{U_m I_m}{T} \int_0^T \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \, dt = \frac{U_m I_m}{2}.$$

Выразив амплитудные значения напряжения и тока через действующие значения, получим

$$P_{cp} = UI.$$

После подстановки $U = Ir$ будем иметь

$$P_{cp} = UI = I^2 r = P. \quad (2.4)$$

Из выражения (2.4) вытекает, что среднее значение мощности есть электрическая мощность, которая преобразуется в активном сопротивлении в теплоту. Такую мощность называют активной и обозначают символом P .

К приемникам активной мощности относятся также электрические двигатели, в которых электрическая мощность преобразуется в механическую мощность, развиваемую двигателем на валу.

Активная мощность измеряется ваттметром, включенным соответствующим образом в электрическую цепь переменного тока.

2.5. ЦЕПЬ, СОДЕРЖАЩАЯ ИНДУКТИВНЫЙ ЭЛЕМЕНТ С ИНДУКТИВНОСТЬЮ L

Обмотки (катушки) электрических машин, трансформаторов, магнитных усилителей, электромагнитов, реле, контакторов, индукторов электрических нагревательных устройств и печей переменного тока обладают значительной индуктивностью. В радиотехнических устройствах индуктивные катушки используются для образования колебательных контуров, электрических фильтров и т. п. Параметрами катушек являются активное сопротивление r и индуктивность L . Изменяющийся во времени ток наводит в этих катушках ЭДС самоиндукции, которая по значению во многих случаях заметно больше, чем падение напряжения на активных сопротивлениях.

Рассмотрим вначале катушку, активное сопротивление которой настолько мало, что им можно пренебречь.

Для выяснения процессов, происходящих в цепи с индуктивностью (рис. 2.7, а), допустим, что ток в индуктивности изменяется синусоидально

$$i = I_m \sin \omega t. \quad (2.5)$$

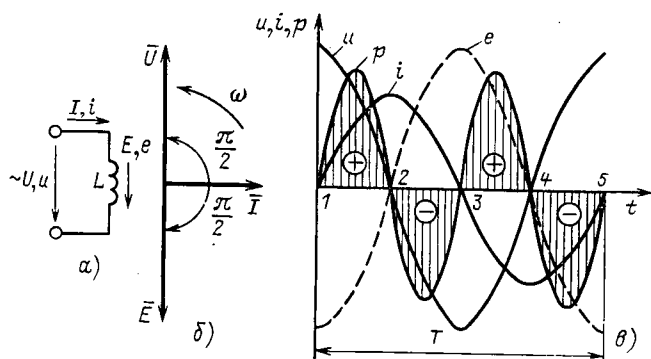


Рис. 2.7. Электрическая цепь, содержащая индуктивный элемент с индуктивностью L (а), ее векторная диаграмма (б) и графики мгновенных значений u , i , p (в)

Ток вызывает в индуктивности ЭДС самоиндукции

$$e_L = -L di/dt. \quad (2.6)$$

Уравнение, составленное по второму закону Кирхгофа для данной цепи, имеет вид

$$e_L = -u. \quad (2.7)$$

Выразив e_L и i через их значения из (2.5) и (2.6), найдем напряжение на индуктивности:

$$u = L \frac{dI_m \sin \omega t}{dt}.$$

Выполнив операцию дифференцирования, получим

$$u = \omega LI_m \cos \omega t = \omega LI_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) = U_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right). \quad (2.8)$$

Из сравнения выражений (2.5) и (2.8) можно сделать вывод, что ток в цепи с индуктивностью и напряжение на индуктивности изменяются по синусоиде, а напряжение опережает по фазе ток на угол 90° .

Векторная диаграмма цепи с индуктивностью изображена на рис. 2.7, б, а графики мгновенных значений тока и напряжения — на рис. 2.7, в.

Напряжение и ток в цепи с индуктивностью, как следует из

выражения (2.8), связаны соотношением

$$U_m = \omega L I_m,$$

откуда

$$I_m = U_m / \omega L. \quad (2.9)$$

Разделив левую и правую части (2.9) на $\sqrt{2}$, получим закон Ома для цепи переменного тока с индуктивностью:

$$I = \frac{U}{\omega L} = \frac{U}{x_L},$$

где $x_L = \omega L = 2\pi fL$ — индуктивное сопротивление, Ом.

Представив в (2.7) ЭДС самоиндукции и напряжение векторами, получим уравнение цепи в векторной форме для действующих значений

$$\bar{E} = -\bar{U},$$

или после замены напряжения произведением тока и индуктивного сопротивления

$$\bar{E} = -\bar{I}x_L$$

Таким образом, ЭДС самоиндукции может быть выражена через ток и индуктивное сопротивление. Такой способ выражения ЭДС во многих случаях значительно упрощает анализ цепей с индуктивностью.

Мгновенная мощность цепи с индуктивностью равна

$$\begin{aligned} p = ui &= I_m \sin \omega t \cdot U_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) = \frac{U_m I_m}{2} \sin 2\omega t = UI \sin 2\omega t = \\ &= P_m \sin 2\omega t. \end{aligned}$$

Мгновенное значение мощности (рис. 2.7, в) изменяется синусоидально с частотой, в 2 раза большей частоты тока. Амплитудное значение мощности

$$P_m = UI.$$

Легко показать аналитически и из графика рис. 2.7, в, что среднее значение мощности за период (активная мощность) равно нулю:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt = 0.$$

Для пояснения энергетических процессов в цепи с индуктивностью используем график рис. 2.7, в.

В интервале времени от $t = 0$ (точка 1) до $t = T/4$ (точка 2), когда ток в цепи возрастает от 0 до I_m , электрическая энергия из сети поступает в индуктивность, преобразуется и накапливается в ней в виде энергии магнитного поля.

Наибольшее значение энергии магнитного поля будет в момент времени, соответствующий точке 2, когда ток достигает амплитудного значения:

$$W_L = \frac{I_m^2 L}{2}.$$

Можно показать, что эта энергия равна заштрихованной площади графика $p = f(t)$ в интервале времени между точками 1 и 2 (отмечена знаком «+»). Действительно,

$$\begin{aligned} W_L &= \int_0^{T/4} ui \, dt = \int_0^{T/4} \frac{U_m I_m}{2} \sin 2\omega t \, dt = \frac{U_m I_m}{2 \cdot 2\omega} | -\cos 2\omega t |_0^{T/4} = \frac{U_m I_m}{2\omega} = \\ &= \frac{I_m^2 x_L}{2\omega} = \frac{I_m^2 \omega L}{2\omega} = \frac{I_m^2 L}{2}. \end{aligned}$$

В интервале времени между точками 2 и 3 ток в цепи убывает. Энергия магнитного поля преобразуется в электрическую энергию и возвращается в сеть. В момент времени, соответствующий точке 3, ток и энергия магнитного поля равны нулю.

Энергия, отданная в сеть, равна заштрихованной площади графика $p = f(t)$ в интервале времени между точками 2 и 3 (отмечена знаком «-»). Из графиков рис. 2.7, в видно, что площади, определяющие запасенную и отданную энергию, равны. Следовательно, энергия, накопленная в магнитном поле индуктивности в первую четверть периода, полностью возвращается в сеть во вторую четверть периода.

В следующую четверть периода в интервале времени между точками 3 и 4 изменяются направления тока и магнитного потока. Происходит процесс, аналогичный процессу в первую четверть периода: энергия из сети поступает в индуктивность и накапливается в ней в виде энергии магнитного поля. В последнюю четверть периода в интервале времени между точками 4 и 5 энергия магнитного поля возвращается в сеть.

Таким образом, в цепи с индуктивностью происходит непрерывный периодический процесс обмена энергией между сетью (источником энергии) и индуктивностью.

2.6. ЦЕПЬ, СОДЕРЖАЩАЯ ЕМКОСТНЫЙ ЭЛЕМЕНТ С ЕМКОСТЬЮ С

В радиоэлектронных устройствах емкость является элементом колебательных контуров, фильтров, элементом связи между контурами и т. п. В силовых установках конденсаторы используют для улучшения коэффициента мощности, как элемент колебательного контура высокочастотных установок для закалки и плавки металлов. В любой электрической установке емкости образуются между проводами, проводами и землей и другими элементами токоведущих конструкций.

При большой протяженности проводов емкость может оказаться значительной, и при расчете цепей даже низкой, например промышленной, частоты ее необходимо учитывать. В высокочастотных цепях даже небольшие емкости оказывают существенное влияние на режим работы цепи и их необходимо учитывать.

Ток в цепи с емкостью (рис. 2.8, а) представляет собой движение зарядов к ее обкладкам:

$$i = dq/dt. \quad (2.10)$$

Выразив в (2.10) заряд q через емкость C и напряжение на емкости u_C , из выражения

$$C = q/u_C$$

получим

$$i = C du_C/dt.$$

Напряжение на емкости изменяется синусоидально:

$$u = u_C = U_m \sin \omega t. \quad (2.11)$$

Тогда ток в цепи

$$i = C \frac{dU_m \sin \omega t}{dt}.$$

Взяв производную, получим мгновенное значение тока в цепи с емкостью:

$$i = \omega C U_m \cos \omega t = I_m \sin (\omega t + \pi/2). \quad (2.12)$$

Сравнивая выражения (2.11) и (2.12), можно сделать вывод, что ток в емкости опережает напряжение на емкости по фазе на 90° .

Векторная диаграмма цепи с емкостью приведена на

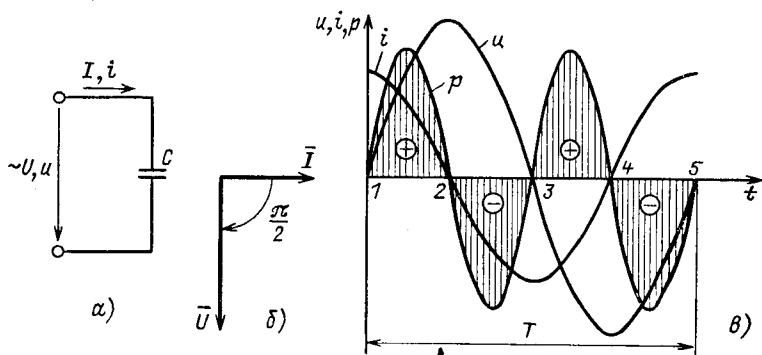


Рис. 2.8. Электрическая цепь, содержащая емкостный элемент с емкостью C (а), ее векторная диаграмма (б) и графики мгновенных значений u , i , p (в)

рис. 2.8, б, а график мгновенных значений тока и напряжения — на рис. 2.8, в.

Напряжение и ток в цепи с емкостью, как следует из выражения (2.12), связаны соотношением

$$I_m = \omega C U_m,$$

откуда

$$I_m = \frac{U_m}{1/\omega C}. \quad (2.13)$$

Разделив левую и правую части (2.13) на $\sqrt{2}$, получим закон Ома для цепи с емкостью:

$$I = \frac{U}{1/\omega C} = \frac{U}{x_C}, \quad (2.14)$$

где $x_C = 1/\omega C$ — емкостное сопротивление, Ом.

Таким образом, напряжение на емкости в цепи переменного тока может быть выражено через произведение тока на емкостное сопротивление:

$$U = U_C = I x_C.$$

Мгновенное значение мощности p в цепи с емкостью равно произведению мгновенных значений напряжения и тока:

$$\begin{aligned} p &= ui = U_m \sin \omega t I_m \sin (\omega t + \pi/2) = \frac{U_m I_m}{2} \sin 2\omega t = UI \sin 2\omega t = \\ &= P_m \sin 2\omega t. \end{aligned}$$

Из полученного выражения вытекает, что мгновенная мощность изменяется по закону синуса с частотой, в 2 раза большей частоты тока, и ее амплитудное значение

$$P_m = UI.$$

Среднее значение мощности за период (активная мощность), как видно из графика рис. 2.8, в, равно нулю:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt = 0.$$

Для пояснения энергетических процессов в цепях с емкостью воспользуемся графиками, изображенными на рис. 2.8, в. В первую четверть периода, в интервале времени между точками 1 и 2, напряжение на конденсаторе возрастает, происходит заряд конденсатора: электрическая энергия из сети поступает к конденсатору и накапливается в нем в виде энергии электрического поля. Накопленная энергия равна заштрихованной площади, ограниченной кривой $p(t)$ (отмечена знаком «+»), и составляет

$$W_C = \int_0^{T/4} ui \, dt = \int_0^{T/4} \frac{U_m I_m}{2} \sin 2\omega t \, dt = \frac{U_m^2 C}{2}.$$

В следующую четверть периода, в интервале времени между точками 2 и 3, ток изменяет направление, а напряжение на конденсаторе убывает. Происходит разряд конденсатора: энергия электрического поля возвращается в сеть. Энергия, возвращенная в сеть, равна площади, ограниченной кривой $p(t)$ (отмечена знаком «-»).

Из графиков рис. 2.8, в видно, что площади, определяющие запасенную и отданную энергии, равны. Следовательно, энергия, накопленная в электрическом поле емкости в первую четверть периода, полностью возвращается в сеть во вторую четверть периода.

В следующую четверть периода, в интервале времени между точками 3 и 4, изменяется полярность напряжения на обкладках конденсатора. Происходит заряд конденсатора: электрическая энергия из сети поступает к конденсатору и накапливается в нем в виде энергии электрического поля. В последнюю четверть периода, в интервале между точками 4 и 5, происходит разряд конденсатора: энергия электрического поля возвращается в сеть.

Таким образом, в цепи с емкостью, так же как и в цепи с индуктивностью, происходит непрерывный периодический процесс обмена энергией между сетью и конденсатором.

2.7. ЦЕПЬ, СОДЕРЖАЩАЯ КАТУШКУ С АКТИВНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ r И ИНДУКТИВНОСТЬЮ L

Реальная катушка (обмотка) любого электротехнического устройства обладает определенным активным сопротивлением r и индуктивностью L . Для удобства анализа таких цепей катушку обычно изображают в виде двух идеальных элементов — резистивного r и индуктивного L , соединенных последовательно (рис. 2.9, а). Используя выводы, вытекающие из анализа идеальных цепей, участок цепи с индуктивностью L будем рассматривать как участок, обладающий индуктивным сопротивлением x_L . Уравнение напряжений, составленное по второму закону Кирхгофа для цепи с r и L , имеет вид

$$u = u_r + u_L.$$

Выразив напряжения u_r и u_L через ток $i = I_m \sin \omega t$ и сопротивления участков цепи r и x_L , получим

$$u = I_m r \sin \omega t + I_m x_L \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right),$$

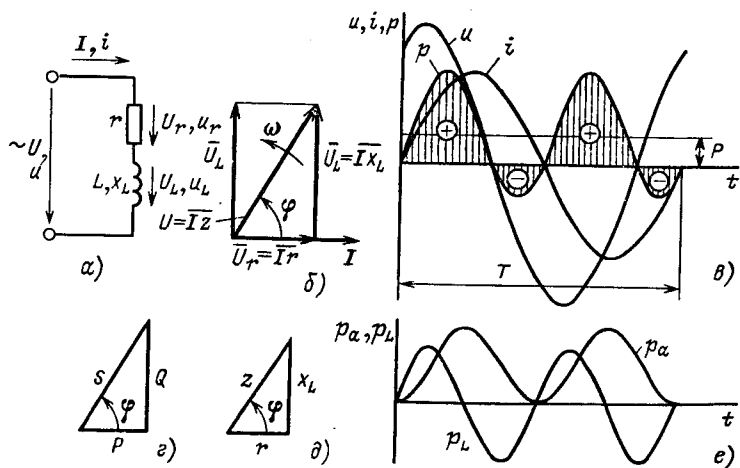


Рис. 2.9. Электрическая цепь, содержащая катушку индуктивности r и L (а), ее векторная диаграмма (б), графики мгновенных значений u, i, p (в), треугольники мощностей и сопротивлений (г, д), графики мгновенных значений p_a, p_L (е)

где $u_r = I_m r \sin \omega t$ — напряжение на активном сопротивлении (активное напряжение), совпадающее по фазе с током; $u_L = I_m x_L \sin (\omega t + \pi/2)$ — напряжение на индуктивном сопротивлении (индуктивное напряжение), опережающее ток по фазе на 90° .

На векторной диаграмме (рис. 2.9, б) вектор $\bar{U}_r$ совпадает с вектором тока, а вектор $\bar{U}_L$ опережает вектор тока на 90° .

Из диаграммы следует, что вектор напряжения сети равен геометрической сумме векторов $\bar{U}_r$ и $\bar{U}_L$:

$$\bar{U} = \bar{U}_r + \bar{U}_L,$$

а его значение

$$U = \sqrt{U_r^2 + U_L^2}.$$

Выразив напряжения через ток и сопротивления, получим

$$U = \sqrt{(Ir)^2 + (Ix_L)^2} = I\sqrt{r^2 + x_L^2}.$$

Последнее выражение представляет собой закон Ома цепи r, x_L :

$$I = \frac{U}{\sqrt{r^2 + x_L^2}} = \frac{U}{z},$$

где $z = \sqrt{r^2 + x_L^2}$ — полное сопротивление цепи, Ом.

Из векторной диаграммы следует, что напряжение цепи r, L опережает по фазе ток на угол φ и его мгновенное значение

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

Графики мгновенных значений напряжения и тока цепи изображены на рис. 2.9, в.

Угол сдвига по фазе φ между напряжением и вызванным им током определяют из соотношения

$$\cos \varphi = \frac{U_r}{U} = \frac{Ir}{Iz} = \frac{r}{z} = \frac{r}{\sqrt{r^2 + x_L^2}}. \quad (2.15)$$

Как видно, $\cos \varphi$ и, следовательно, угол φ зависят только от параметров цепи r и x_L .

Разделив стороны треугольника напряжений на ток, получим треугольник сопротивлений (рис. 2.9, д). Стороны треугольника сопротивлений представляют собой отрезки, а не векторы,

так как сопротивления есть постоянные, не изменяющиеся синусоидально величины.

Мгновенная мощность цепи с r и L равна произведению мгновенных значений напряжения и тока:

$$p = ui = I_m \sin \omega t U_m \sin (\omega t + \varphi).$$

Средняя мощность за период

$$P_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_m U_m \sin \omega t \cdot \sin (\omega t + \varphi) \, dt.$$

Выразив произведение синусов через разность косинусов, после почленного интегрирования получим

$$P_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U_m I_m}{2} [\cos \varphi - \cos (2\omega t + \varphi)] \, dt = UI \cos \varphi. \quad (2.16)$$

Подставив в (2.16) вместо $\cos \varphi$ его значение из (2.15), получим

$$P_{\text{cp}} = UI \cos \varphi = UI \frac{r}{z} = I^2 r = P. \quad (2.17)$$

Из (2.17) вытекает, что среднее значение мощности в цепи с r и L есть активная мощность, которая выделяется в активном сопротивлении r в виде теплоты.

График мгновенной мощности изображен на рис. 2.9, в.

Для анализа энергетических процессов в цепи r, L мгновенную мощность удобно представить в виде суммы мгновенных значений активной $p_a = u_r i$ и реактивной (индуктивной) $p_L = u_L i$ мощностей:

$$p = p_a + p_L$$

Графики $p_a(t)$, $p_L(t)$ изображены на рис. 2.9, е. График $p_a(t)$ аналогичен графику для цепи с активным сопротивлением (см. § 2.4), а график $p_L(t)$ — для цепи с индуктивностью L (см. § 2.5).

Таким образом, энергетические процессы в цепи с r, L можно рассматривать как совокупность процессов, происходящих в цепях только с активным сопротивлением r и только с индуктивностью L .

Из графика $p_a(t)$ видно, что активная мощность непрерывно поступает из сети и выделяется в активном сопротивлении

в виде теплоты. Она равна

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U_{mr} I_m \sin^2 \omega t \, dt = U_r I = UI \cos \varphi.$$

Мгновенная мощность p_L , обусловленная энергией магнитного поля индуктивности, циркулирует между сетью и катушкой. Ее среднее значение за период равно нулю:

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T U_{mL} I_m \sin \omega t \cdot \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) dt = 0.$$

2.8. ЦЕПЬ, СОДЕРЖАЩАЯ РЕЗИСТИВНЫЙ И ЕМКОСТНЫЙ ЭЛЕМЕНТЫ

Используя выводы § 2.6, участок цепи с емкостью C будем представлять как участок, обладающий емкостным сопротивлением x_C . В этом случае уравнение напряжений цепи (рис. 2.10, а) имеет вид

$$\bar{U} = \bar{U}_r + \bar{U}_C.$$

На рис. 2.10, б изображена векторная диаграмма цепи r и C . Вектор напряжения $\bar{U}_r$ совпадает с вектором тока, вектор $\bar{U}_C$ отстает от вектора тока на угол 90° . Из диаграммы следует, что модуль напряжения, приложенного к цепи, равен

$$U = \sqrt{U_r^2 + U_C^2}. \quad (2.18)$$

Выразив U_r и U_C в (2.18) через ток и сопротивления, получим

$$U = \sqrt{(Ir)^2 + (I x_C)^2},$$

откуда

$$U = I \sqrt{r^2 + x_C^2}.$$

Последнее выражение представляет собой закон Ома цепи r и C :

$$I = \frac{U}{\sqrt{r^2 + x_C^2}} = \frac{U}{z},$$

где $z = \sqrt{r^2 + x_C^2}$ — полное сопротивление, Ом.

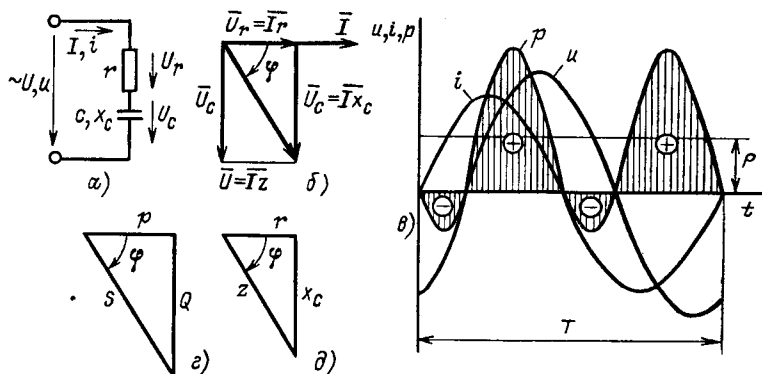


Рис. 2.10. Электрическая цепь, содержащая резистивный r и емкостный C элементы (а), ее векторная диаграмма (б), графики мгновенных значений u , i , p (в), треугольники мощностей и сопротивлений (г и д)

Из векторной диаграммы следует, что напряжение цепи r и C отстает по фазе от тока на угол φ и его мгновенное значение

$$u = U_m \sin(\omega t - \varphi).$$

Графики $u(t)$, $i(t)$ изображены на рис. 2.10, в. Разделив стороны треугольника напряжений (рис. 2.10, б) на ток, получим треугольник сопротивлений (рис. 2.10, д), из которого можно определить косинус угла сдвига фаз между током и напряжением

$$\cos \varphi = \frac{r}{z} = \frac{r}{\sqrt{r^2 + x_C^2}}. \quad (2.19)$$

Мгновенная мощность цепи

$$p = ui = I_m \sin \omega t U_m \sin(\omega t - \varphi).$$

Средняя мощность за период

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_m U_m \sin \omega t \cdot \sin(\omega t - \varphi) \, dt = UI \cos \varphi. \quad (2.20)$$

Подставив в (2.20) вместо $\cos \varphi$ его значение из (2.19), получим

$$P_{\text{ср}} = UI \cos \varphi = UI \frac{r}{z} = I^2 r = P. \quad (2.21)$$

Таким образом, среднее значение мощности цепи с r, C , так же как и цепи с r, L , представляет собой активную мощность, которая выделяется в активном сопротивлении r в виде теплоты.

На рис. 2.10, в изображен график мгновенной мощности цепи с r, C .

Энергетические процессы цепи с r, C можно рассматривать как совокупность процессов, происходящих отдельно в цепи с r и C . Из сети непрерывно поступает активная мощность. Реактивная мощность, обусловленная электрическим полем емкости, непрерывно циркулирует между источником и цепью. Ее среднее значение за период равно нулю.

2.9. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ r, L И C

Уравнение напряжений для цепи рис. 2.11, а имеет вид

$$\bar{U} = \bar{U}_r + \bar{U}_L + \bar{U}_C. \quad (2.22)$$

Векторные диаграммы для цепи рис. 2.11, а изображены на рис. 2.11, б и в. Вектор напряжения на активном сопротивлении $\bar{U}_r$ совпадает с вектором тока, вектор напряжения на индуктивности $\bar{U}_L$ опережает вектор тока на 90° , вектор

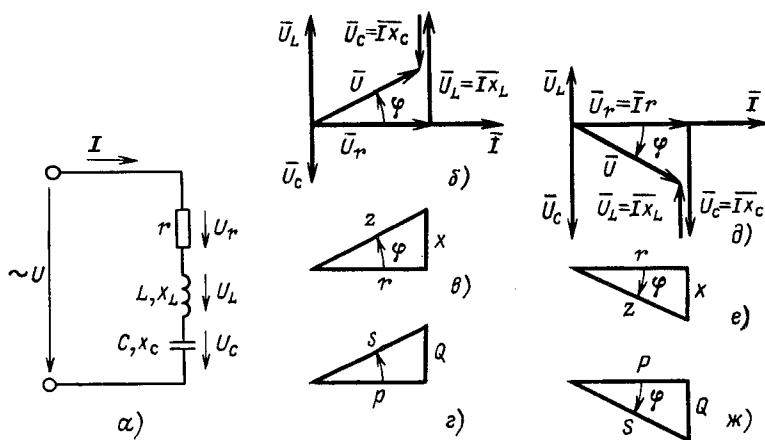


Рис. 2.11. Электрическая цепь, содержащая последовательно включенные r, L и C (а), ее векторная диаграмма (б), треугольники сопротивлений и мощностей (в и г) цепи при $x_L > x_C$, векторная диаграмма (д), треугольники сопротивлений и мощностей (е и ж) цепи при $x_C > x_L$

напряжения на емкости $\bar{U}_C$ отстает от вектора тока на 90° . Следовательно, между векторами напряжения на индуктивности и емкости образуется угол 180° .

Если $x_L > x_C$, то и $U_L > U_C$ и векторная диаграмма будет иметь вид, изображенный на рис. 2.11, б, а треугольник сопротивлений — на рис. 2.11, в, где $x = x_L - x_C$. Если $x_C > x_L$, то $U_C > U_L$ и векторная диаграмма будет иметь вид, изображенный на рис. 2.11, д, а треугольник сопротивлений — на рис. 2.11, е, где $x = x_C - x_L$. Значение напряжения, приложенного к цепи,

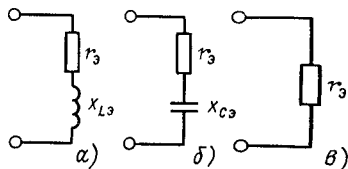


Рис. 2.12. Эквивалентные схемы цепи, изображенной на рис. 2.11, а: а — $x_L > x_C$; б — $x_C > x_L$; в — $x_L = x_C$

$$U = \sqrt{(U_r)^2 + (U_L - U_C)^2}. \quad (2.23)$$

Выразив в (2.23) напряжение через ток и сопротивления, получим

$$U = \sqrt{(Ir)^2 + (Ix_L - Ix_C)^2} = I\sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2}.$$

Последнее выражение представляет собой закон Ома для последовательной цепи r, L, C :

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

где $z = \sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2} = \sqrt{r^2 + x^2}$ — полное сопротивление цепи, Ом; x — реактивное сопротивление цепи, Ом.

На основании проведенного анализа цепи, состоящей из последовательно соединенных r, L, C , можно сделать следующие выводы.

Если $x_L > x_C$, то напряжение сети опережает по фазе ток на угол φ :

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

Цепь имеет активно-индуктивный характер.

Цепь может быть заменена эквивалентной цепью, изображенной на рис. 2.12, а. В эквивалентной схеме $r_3 = r, x_3 = x_L - x_C = x_{L3}$.

Если $x_C > x_L$ то напряжение сети отстает по фазе от тока на угол φ :

$$u = U_m \sin(\omega t - \varphi).$$

Цепь имеет активно-емкостный характер.

Цепь может быть заменена эквивалентной цепью, изображенной на рис. 2.12, б. В эквивалентной цепи $r_3 = r$, $x_3 = x_C - x_L = x_C$.

2.10. АКТИВНАЯ, РЕАКТИВНАЯ И ПОЛНАЯ МОЩНОСТИ ЦЕПИ

Умножив стороны треугольников напряжений (см. векторные диаграммы рис. 2.9, б, 2.10 б, 2.11, б) на ток I , получим треугольники мощностей.

Стороны треугольников мощностей соответственно означают:

$P = UI = I^2 r$ — активная мощность цепи, Вт, кВт (рис. 2.9, з, 2.10, з, 2.11, з и ж);

$Q_L = UI = I^2 x_L$ — реактивная индуктивная мощность цепи, обусловленная энергией магнитного поля, вар, квар (рис. 2.9, з);

$Q_C = UI = I^2 x_C$ — реактивная емкостная мощность цепи, обусловленная энергией электрического поля, вар, квар (рис. 2.10, з);

$Q = Q_L - Q_C = I^2 x$ — реактивная мощность цепи, вар, квар (рис. 2.11, з и ж), это та мощность, которой приемник обменивается с сетью;

$S = UI = I^2 z$ — полная мощность цепи, В·А, кВт·А (рис. 2.9, з, 2.10, з, 2.11, з и ж);

$\cos \varphi = \frac{r}{z} = \frac{P}{S}$ — коэффициент мощности цепи (рис. 2.9, з,

2.10, з, 2.11, з и ж).

Из треугольников мощностей можно установить следующие связи между P , Q , S и $\cos \varphi$:

$$P = S \cos \varphi = UI \cos \varphi;$$

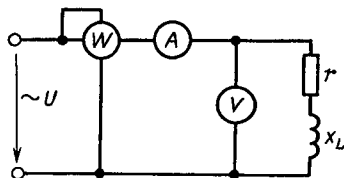
$$Q = S \sin \varphi = UI \sin \varphi;$$

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

За единицу активной мощности принят ватт (Вт) или киловатт (кВт), реактивной мощности — вольт-ампер реактивный (вар) или киловольт-ампер реактивный (квар), полной мощности — вольт-ампер (ВА) или киловольт-ампер (кВ·А).

Реактивные (индуктивная, емкостная) мощности, обусловленные соответственно энергией магнитного поля индуктивности и электрического поля емкости, не совершают никакой полезной работы, однако они оказывают существенное влияние на режим работы электрической цепи. Циркулируя по прово-

Рис. 2.13. Схема включения приборов для измерения активной, реактивной и полной мощностей цепи, а также ее параметров



дам трансформаторов, генераторов, двигателей, линий передач, они нагревают их. Поэтому расчет проводов и других элементов устройств переменного тока производят, исходя из полной мощности S , которая учитывает активную и реактивную мощности.

Коэффициент мощности имеет большое практическое значение: он показывает, какая часть полной мощности является активной мощностью. Полная мощность и коэффициент мощности наряду с другими параметрами являются расчетными величинами и в конечном счете определяют габаритные размеры трансформаторов, генераторов, двигателей и других электротехнических устройств.

Измерение активной, реактивной, полной мощностей и $\cos \varphi$, а также параметров цепи, например r и L , можно произвести с помощью ваттметра, амперметра и вольтметра, включенных в цепь по схеме, изображенной на рис. 2.13.

Ваттметр измеряет активную мощность P цепи. Полная мощность цепи равна произведению показаний вольтметра и амперметра.

Реактивную (индуктивную) мощность и коэффициент мощности цепи (рис. 2.13) определяют расчетным путем по формулам

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}, \quad \cos \varphi = P/S.$$

Активное сопротивление находят из формулы

$$P = I^2 r,$$

откуда

$$r = P/I^2.$$

Полное сопротивление цепи

$$z = U/I.$$

Индуктивное сопротивление

$$x_L = \sqrt{z^2 - r^2}.$$

Индуктивность L определяют из формулы

$$x_L = 2\pi fL$$

откуда

$$L = \frac{x_L}{2\pi f}$$

Пример 2.1. Приборы, включенные в цепь рис. 2.13, показывают: $P = 500$ Вт, $I = 5$ А, $U = 400$ В.

Определить активное сопротивление r и индуктивность цепи L , если частота сети $f = 50$ Гц.

Решение. Активное сопротивление цепи

$$r = P/I^2 = 500/5^2 = 20 \text{ Ом.}$$

Индуктивное сопротивление цепи

$$x_L = \sqrt{z^2 - r^2} = \sqrt{(U/I)^2 - r^2} = \sqrt{(400/5)^2 - 20^2} = 77,5 \text{ Ом.}$$

Индуктивность цепи

$$L = \frac{x_L}{2\pi f} = \frac{77,5}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,247 \text{ Гн.}$$

Пример 2.2. Определить ток, полную, активную и реактивную мощности, а также напряжения на отдельных участках цепи, изображенной на рис. 2.11, а, если $r = 40$ Ом, $L = 0,382$ Гн, $C = 35,5$ мкФ, $U = 220$ В, частота сети $f = 50$ Гц.

Решение. Индуктивное сопротивление цепи

$$x_L = 2\pi fL = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,382 = 120 \text{ Ом.}$$

Емкостное сопротивление цепи

$$x_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 35,5} = 90 \text{ Ом.}$$

Полное сопротивление цепи

$$z = \sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2} = \sqrt{40^2 + (120 - 90)^2} = 50 \text{ Ом.}$$

Ток в цепи

$$I = U/z = 220/50 = 4,4 \text{ А.}$$

Коэффициент мощности цепи

$$\cos \varphi = r/z = 40/50 = 0,8.$$

Полная, активная и реактивная мощности:

$$S = UI = I^2 z = 220 \cdot 4,4 = 4,4^2 \cdot 50 = 970 \text{ В} \cdot \text{А};$$

$$P = S \cos \varphi = I^2 r = 970 \cdot 0,8 = 4,4^2 \cdot 40 = 775 \text{ Вт};$$

$$Q = S \sin \varphi = I^2 (x_L - x_C) = 970 \cdot 0,56 = 4,4^2 (120 - 90) = 580 \text{ вар.}$$

Напряжения на отдельных участках цепи:

$$U_r = Ir = 4,4 \cdot 40 = 176 \text{ В};$$

$$U_L = Ix_L = 4,4 \cdot 120 = 528 \text{ В};$$

$$U_C = Ix_C = 4,4 \cdot 90 = 396 \text{ В.}$$

Пример 2.3. Определить характер нагрузки, полную, активную и реактивную мощности цепи, в которой мгновенные значения напряжения и тока составляют

$$u = 282 \sin (\omega t + 60^\circ);$$

$$i = 141 \sin (\omega t + 30^\circ).$$

Решение. Угол начальной фазы напряжения ($\psi_1 = 60^\circ$) больше, чем тока ($\psi_2 = 30^\circ$), поэтому напряжение опережает по фазе ток на угол $\varphi = \psi_1 - \psi_2 = 60 - 30 = 30^\circ$ и нагрузка имеет активно-индуктивный характер.

Полная мощность цепи

$$S = UI = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{282 \cdot 141}{1,41 \cdot 1,41} = 20\,000 \text{ В} \cdot \text{А.}$$

Активная мощность цепи

$$P = S \cos \varphi = 20\,000 \cos 30^\circ = 20\,000 (\sqrt{3}/2) = 17\,300 \text{ Вт.}$$

Реактивная мощность цепи

$$Q = S \sin \varphi = 20\,000 \sin 30^\circ = 20\,000 \cdot 0,5 = 10\,000 \text{ вар.}$$

2.11. ЗАКОНЫ КИРХГОФА В ВЕКТОРНОЙ ФОРМЕ

Анализ и расчет сложных цепей переменного тока, так же как и цепей постоянного тока, производятся с помощью уравнений электрического состояния, составленных по законам Кирхгофа. Для цепей переменного тока во многих случаях целесообразнее записывать уравнения электрического состояния цепей по законам Кирхгофа в векторной форме. На основании уравнений, записанных в векторной форме, легко построить векторную диаграмму.

Согласно первому закону Кирхгофа сумма токов в узле равна нулю при любом законе изменения токов во времени $\sum i = 0$. Для замкнутого контура электрической цепи может быть записано уравнение по второму закону Кирхгофа, связы-

вающее мгновенные значения ЭДС, токов и напряжений независимо от того, по какому закону изменяются эти величины:

$$\Sigma e = \Sigma ir + \Sigma u.$$

В цепях синусоидальных ЭДС ток и напряжение изменяются синусоидально, поэтому они могут быть представлены вращающимися векторами и законы Кирхгофа записаны в векторной форме.

Первый закон: Геометрическая сумма токов узла равна нулю:

$$\Sigma \vec{I} = 0.$$

Второй закон: Геометрическая сумма ЭДС при обходе по замкнутому контуру равна геометрической сумме произведений токов на полные сопротивления соответствующих ветвей контура плюс геометрическая сумма напряжений, действующих в контуре:

$$\Sigma \vec{E} = \Sigma \vec{IZ} + \Sigma \vec{U} = \Sigma \vec{Ir} + \Sigma \vec{IX} + \Sigma \vec{U}.$$

Знаки перед соответствующими членами уравнения определяются так же, как и для цепей постоянного тока: при совпадении направлений E , I , U с направлением обхода контура перед соответствующим членом уравнения проставляется знак плюс, при несовпадении — знак минус.

2.12. РЕЗОНАНС НАПРЯЖЕНИЙ

Известно, что в механической системе резонанс наступает при равенстве собственной частоты колебаний системы и частоты колебаний возмущающей силы, действующей на систему. Колебания механической системы, например колебания маятника, сопровождаются периодическим переходом кинетической энергии в потенциальную и наоборот. При резонансе механической системы малые возмущающие силы могут вызывать большие колебания системы, например большую амплитуду колебаний маятника.

В цепях переменного тока, где есть индуктивность и емкость, могут возникнуть явления резонанса, которые аналогичны явлению резонанса в механической системе. Однако полная аналогия — равенство собственной частоты колебаний электрического контура частоте возмущающей силы (частоте напряжения сети) — возможна не во всех случаях.

В общем случае под резонансом электрической цепи пони-

мают такое состояние цепи, когда ток и напряжение совпадают по фазе, и, следовательно, эквивалентная схема цепи представляет собой активное сопротивление. Такое состояние цепи имеет место при определенном соотношении ее параметров r , L , C , когда резонансная частота цепи равна частоте приложенного к ней напряжения.

Резонанс в электрической цепи сопровождается периодическим переходом энергии электрического поля емкости в энергию магнитного поля индуктивности и наоборот.

При резонансе в электрической цепи малые напряжения, приложенные к цепи, могут вызвать значительные токи и напряжения на отдельных ее участках. В цепи, где r , L , C соединены последовательно, может возникнуть резонанс напряжений, а в цепи, где r , L , C соединены параллельно, — резонанс токов.

Рассмотрим явление резонанса напряжений на примере цепи рис. 2.11, а.

Как отмечалось, при резонансе ток и напряжение совпадают по фазе, т. е. угол $\varphi = 0$, и полное сопротивление цепи равно ее активному сопротивлению:

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

Это равенство, очевидно, будет иметь место, если $x_L = x_C$, т. е. реактивное сопротивление цепи равно нулю:

$$x = x_L - x_C = 0.$$

Выразив x_L и x_C соответственно через L , C и f , получим

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC},$$

откуда

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = f_{\text{рез}},$$

где f — частота напряжения, подведенного к контуру; $f_{\text{рез}}$ — резонансная частота.

Таким образом, при $x_L = x_C$ в цепи возникает резонанс напряжений, так как резонансная частота равна частоте напряжения, подведенного к цепи.

Из выражения закона Ома для последовательной цепи

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

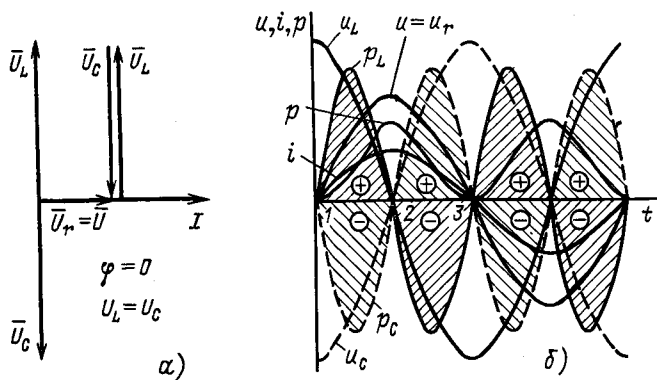


Рис. 2.14. Векторная диаграмма (а) и графики мгновенных значений u , i , p (б) цепи рис. 2.11, а при резонансе напряжений

вытекает, что ток в цепи при резонансе равен напряжению, деленному на активное сопротивление:

$$I = U/r.$$

Ток в цепи может оказаться значительно больше тока, который был бы при отсутствии резонанса.

При резонансе напряжение на индуктивности равно напряжению на емкости:

$$IX_L = IX_C = U_L = U_C.$$

При больших значениях x_L и x_C относительно r эти напряжения могут во много раз превышать напряжение сети. Резонанс в цепи при последовательном соединении потребителей носит название резонанса напряжений.

Напряжение на активном сопротивлении при резонансе равно напряжению, приложенному к цепи:

$$U_r = Ir = U.$$

На рис. 2.14, а изображена векторная диаграмма цепи рис. 2.11, а при резонансе напряжений.

Диаграмма подтверждает тот факт, что ток совпадает по фазе с напряжением сети и что напряжение на активном сопротивлении равно напряжению сети.

Реактивная мощность при резонансе равна нулю:

$$Q = Q_L - Q_C = U_L I - U_C I = 0,$$

так как $U_L = U_C$.

Полная мощность равна активной мощности:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = P,$$

так как реактивная мощность равна нулю.

Коэффициент мощности равен единице:

$$\cos \varphi = P/S = r/z = 1.$$

Поскольку резонанс напряжений возникает, когда индуктивное сопротивление последовательной цепи равно емкостному, а их значения определяются соответственно индуктивностью, емкостью цепи и частотой сети,

$$x_L = 2\pi fL, \quad x_C = \frac{1}{2\pi fC}.$$

Резонанс может быть получен или путем подбора параметров цепи при заданной частоте сети, или путем подбора частоты сети при заданных параметрах цепи.

На рис. 2.14, б изображены графики мгновенных значений тока i , напряжения u сети и напряжений u_L , u_C , u_r на отдельных участках, а также активной $p = iu_r$ и реактивной $p_L = iu_L$, $p_C = iu_C$ мощностей за период для цепи рис. 2.11, а при резонансе напряжений. С помощью этих графиков можно проследить энергетические процессы, происходящие в цепи при резонансе напряжений.

Активная мощность p все время положительна, она поступает из сети к активному сопротивлению и выделяется в нем в виде тепла. Мощности p_L и p_C знакопеременные, и, как видно из графика, их средние значения равны нулю.

В момент времени $t = 0$ (точка 1 на рис. 2.14, б) ток в цепи $i = 0$ и энергия магнитного поля $W_L = 0$. Напряжение на емкости равно амплитудному значению U_{mC} , конденсатор заряжен и энергия его электрического поля

$$W_C = \frac{U_{mC}^2 C}{2}.$$

В первую четверть периода, в интервале времени между точками 1 и 2, напряжение на емкости и, следовательно, энергия электрического поля убывают. Ток в цепи и энергия магнитного поля возрастают.

В конце первой четверти периода (точка 2) $u_C = 0$, $W_C = 0$, $i = I_m$, $W_L = I_m^2 L/2$.

Таким образом, в первую четверть периода энергия электрического поля переходит в энергию магнитного поля.

Так как площади $p_C(t)$ и $p_L(t)$, выражающие запас энергии соответственно в электрическом и магнитном полях, одина-

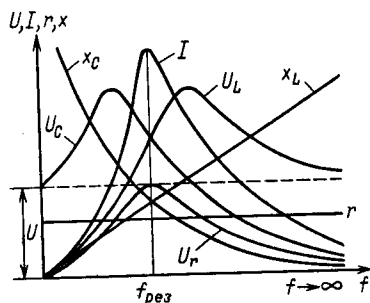


Рис. 2.15. Графики зависимости I , r , x_C , x_L , U_r , U_L , U_C от частоты цепи, изображенной на рис. 2.11, а

циркулирует внутри контура от индуктивности к емкости и обратно. Обмена реактивной энергией между источниками и цепью не происходит. Ток в проводниках, соединяющих источник с цепью, обусловлен только активной мощностью.

Для анализа цепей иногда используют частотный метод, позволяющий выяснить зависимость параметров цепи и других величин от частоты.

На рис. 2.15 изображены графики зависимости U_r , U_C , U_L , I , x_C , x_L от частоты при неизменном напряжении сети.

При $f = 0$ сопротивления $x_L = 2\pi fL = 0$, $x_C = 1/2\pi fC = \infty$, ток $I = 0$, напряжения $U_r = Ir = 0$, $U_L = Ix_L = 0$, $U_C = U$. При $f = f_{\text{рез}}$ $x_L = x_C$, $I = U/r$, $U_L = U_C$, $U_r = U$. При $f \rightarrow \infty$ $x_L \rightarrow \infty$, $x_C \rightarrow 0$, $U_r \rightarrow 0$, $U_C \rightarrow 0$, $U_L \rightarrow U$.

В интервале частот от $f = 0$ до $f = f_{\text{рез}}$ нагрузка имеет активно-емкостный характер, ток опережает по фазе напряжение сети. В интервале частот от $f = f_{\text{рез}}$ до $f \rightarrow \infty$ нагрузка носит активно-индуктивный характер, ток отстает по фазе от напряжения сети.

Наибольшее значение напряжения на емкости получается при частоте, несколько меньшей резонансной, на индуктивности — при частоте, несколько большей резонансной.

Явления резонанса широко используются в радиоэлектронных устройствах и в заводских промышленных установках.

Пример 2.4. Определить частоту сети, при которой в цепи рис. 2.11, а возникает резонанс напряжений. Определить также, во сколько раз напряжение на индуктивности больше напряжения сети при резонансе, если цепь имеет следующие параметры:

$$r = 20 \text{ Ом}, L = 0,1 \text{ Гн}, C = 5 \text{ мкф}.$$

Решение. Резонансная частота

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{0,1 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}} = 224 \text{ Гц}.$$

ковы, вся энергия электрического поля конденсатора переходит в энергию магнитного поля индуктивности. Во вторую четверть периода, в интервале между точками 2 и 3, энергия магнитного поля переходит в энергию электрического поля.

Аналогичные процессы происходят и в последующие четверти периода.

Таким образом, при резонансе реактивная энергия

Индуктивное сопротивление цепи при резонансе

$$x_L = 2\pi f_{\text{рез}} L = 6,28 \cdot 224 \cdot 0,1 = 140 \text{ Ом.}$$

Напряжение на индуктивности при резонансе

$$\frac{U_L}{U} = \frac{Ix_L}{Ir}, \quad U_L = U \frac{x_L}{r} = U \frac{140}{20} = 7U.$$

Напряжение на индуктивности при резонансе в 7 раз больше напряжения сети.

2.13. РАЗВЕТВЛЕННЫЕ ЦЕПИ

Параллельное соединение приемников. Вначале рассмотрим графоаналитический метод расчета цепи с параллельным соединением потребителей (рис. 2.16, а). Для такой цепи характерно то, что напряжения на каждой ветви одинаковы, общий ток равен сумме токов ветвей.

Ток в каждой ветви определяется по закону Ома:

$$I_1 = \frac{U}{\sqrt{r_1^2 + x_{L1}^2}}; \quad I_2 = \frac{U}{\sqrt{r_2^2 + x_{C2}^2}}; \quad I_3 = \frac{U}{\sqrt{r_3^2 + (x_{L3} - x_{C3})^2}} \quad (x_{L3} > x_{C3}).$$

Угол сдвига φ между током каждой ветви и напряжением определяют с помощью $\cos \varphi$:

$$\cos \varphi_1 = \frac{r_1}{\sqrt{r_1^2 + x_{L1}^2}}; \quad \cos \varphi_2 = \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + x_{C2}^2}};$$

$$\cos \varphi_3 = \frac{r_3}{\sqrt{r_3^2 + (x_{L3} - x_{C3})^2}}.$$

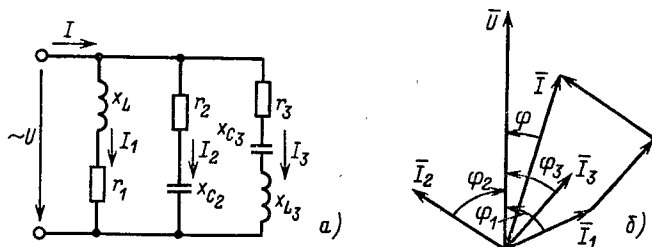


Рис. 2.16. Цепь с параллельным соединением потребителей (а) и ее векторная диаграмма (б)

Общий ток в цепи, как следует из первого закона Кирхгофа, равен геометрической сумме токов всех ветвей:

$$\bar{I} = \bar{I}_1 + \bar{I}_2 + \bar{I}_3.$$

Значение общего тока определяют графически по векторной диаграмме рис. 2.16, б.

Активная мощность цепи равна арифметической сумме активных мощностей всех ветвей:

$$P = P_1 + P_2 + P_3.$$

Реактивная мощность цепи равна алгебраической сумме реактивных мощностей всех ветвей:

$$Q = \sum_1^n Q_k,$$

причем реактивную мощность ветви с индуктивностью берут со знаком плюс, ветви с емкостью — со знаком минус.

Для цепи рис. 2.16 реактивная мощность равна

$$Q = Q_{L1} - Q_{C2} + Q_{L3} - Q_{C3}.$$

Полная мощность цепи

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

Угол сдвига φ между общим током и напряжением определяют из векторной диаграммы или из выражения:

$$\cos \varphi = P/S.$$

Графоаналитический метод не удобен для расчета разветвленных цепей: он отличается громоздкостью и невысокой степенью точности.

Для анализа и расчета разветвленных цепей переменного тока используют проводимости, с помощью которых разветвленную цепь можно преобразовать в простейшую цепь и аналитически рассчитать токи и напряжения всех ее участков.

В цепях постоянного тока проводимостью называется величина, обратная сопротивлению участка цепи:

$$g = 1/r$$

и ток в цепи выражается как произведение напряжения на проводимость:

$$I = Ug.$$

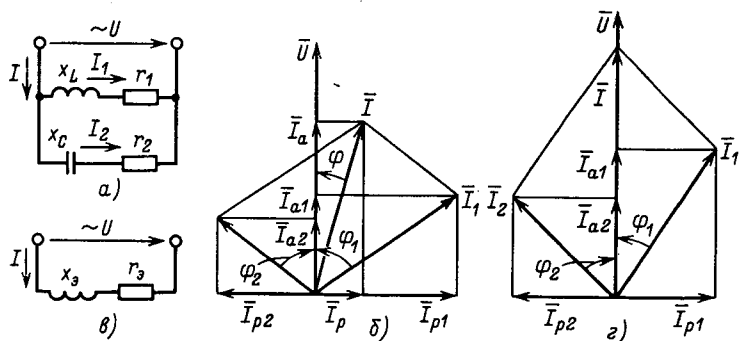


Рис. 2.17. Электрическая цепь (а), ее векторная диаграмма (б) и эквивалентная схема (в); векторная диаграмма цепи при резонансе токов (г)

В цепях переменного тока существуют три проводимости — полная, активная и реактивная, причем только полная проводимость является величиной, обратной полному сопротивлению последовательного участка цепи.

Выражения проводимостей в цепях переменного тока можно получить следующим образом.

Ток в каждом неразветвленном участке цепи раскладывают на две составляющие, одна из которых есть проекция на вектор напряжения (активная составляющая тока I_a), а другая — на линию, перпендикулярную вектору напряжения (реактивная составляющая тока I_p).

Активная составляющая тока определяет активную мощность

$$P = UI \cos \varphi = UI_a;$$

реактивная составляющая тока — реактивную мощность

$$Q = UI \sin \varphi = UI_p.$$

Из векторной диаграммы цепи рис. 2.17, а, изображенной на рис. 2.17, б, следует, что активная составляющая тока I_1 равна

$$I_{1a} = I_1 \cos \varphi_1 = \frac{U}{z_1} \frac{r}{z_1} = Ur_1/z_1^2 = Ug_1.$$

Величина

$$g_1 = r_1/z_1^2$$

называется активной проводимостью ветви.

Реактивная составляющая тока I_1 равна

$$I_{1p} = I_1 \sin \varphi_1 = \frac{U}{z_1} \frac{x_L}{z_1} = Ux_L/z_1^2 = Ub_1.$$

Величина

$$b_1 = x_L/z_1^2 = b_{L1}$$

называется реактивной проводимостью ветви цепи с индуктивностью и в общем случае обозначается b_L .

Аналогично определяют активную g_2 и реактивную b_2 проводимости второй ветви цепи:

$$I_{2a} = I_2 \cos \varphi_2 = U/z_2 \cdot r_2/z_2 = U g_2; \quad g_2 = r^2/z_2^2;$$

$$I_{2p} = I_2 \sin \varphi_2 = U/z_2 \cdot x_C/z_2 = U b_2; \quad b_2 = b_{C2} = x_{C2}/z_2^2.$$

Реактивная проводимость ветви с емкостью в общем случае обозначается b_C .

Вектор тока первой ветви равен геометрической сумме векторов активной и реактивной составляющих тока:

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_{1a} + \bar{I}_{1p},$$

а значение тока

$$I_1 = \sqrt{I_{1a}^2 + I_{1p}^2}.$$

Выразив составляющие тока через напряжение и проводимости, получим

$$I_1 = \sqrt{(U g_1)^2 + (U b_{L1})^2} = U \sqrt{g_1^2 + b_{L1}^2} = U y_1 = U/z_1,$$

где $y_1 = 1/z_1 = \sqrt{g_1^2 + b_{L1}^2}$ — полная проводимость ветви.

Аналогично определяют и полную проводимость второй ветви:

$$y_2 = 1/z_2 = \sqrt{g_2^2 + b_C^2}.$$

Эквивалентные активную, реактивную и полную проводимости цепи получают следующим образом.

Вектор общего тока цепи равен геометрической сумме векторов токов $\bar{I}_1$ и $\bar{I}_2$:

$$\bar{I} = \bar{I}_1 + \bar{I}_2$$

и может быть выражен через активную и реактивную составляющие тока и эквивалентные проводимости всей цепи:

$$\bar{I} = \bar{I}_a + \bar{I}_p = \bar{U} g_3 + \bar{U} b_3 = U y_3 = U/z_3.$$

Активная составляющая общего тока (см. рис. 2.17, б) равна арифметической сумме активных составляющих токов ветвей:

$$I_a = I_{1a} + I_{2a} = U g_1 + U g_2 = U (g_1 + g_2) = U g_3, \quad (2.24)$$

а реактивная составляющая — арифметической разности реактивных составляющих этих токов:

$$I_p = I_{1p} - I_{2p} = U b_{L1} - U b_{C2} = U (b_{L1} - b_{C2}) = U b_3. \quad (2.25)$$

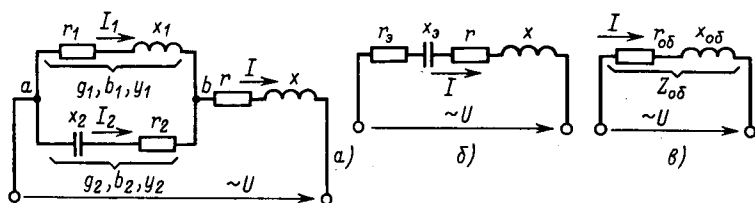


Рис. 2.18. К расчету разветвленной цепи с использованием проводимостей

Из выражений (2.24) и (2.25) следует, что эквивалентная активная проводимость цепи равна арифметической сумме активных проводимостей параллельно включенных ветвей:

$$g_3 = g_1 + g_2 + \dots + g_n, \quad (2.26)$$

а эквивалентная реактивная проводимость — алгебраической сумме реактивных проводимостей параллельно включенных ветвей:

$$b_3 = b_{L1} + b_{C2} + \dots + b_{Ln} + b_{Cn}. \quad (2.27)$$

При этом проводимости ветвей с индуктивным характером нагрузки берут со знаком плюс, ветвей с емкостным характером нагрузки — со знаком минус.

Полная эквивалентная проводимость цепи

$$y_3 = 1/z_3 = \sqrt{g_3^2 + b_3^2}. \quad (2.28)$$

По эквивалентным активной, реактивной и полной проводимостям можно определить параметры эквивалентной схемы (рис. 2.17, в) цепи.

Эквивалентные активное, реактивное и полное сопротивления цепи определяют с помощью выражений

$$z_3 = 1/y_3, \quad r_3 = g_3 z_3^2, \quad x_3 = b_3 z_3^2.$$

Необходимо отметить, что если $\sum b_L > \sum b_C$, то эквивалентное сопротивление x_3 будет индуктивным, если $\sum b_C > \sum b_L$ — емкостным.

Смешанное соединение потребителей. Расчет цепи при смешанном соединении потребителей (рис. 2.18, а) может быть произведен путем замены ее простейшей эквивалентной цепью. Для этого вначале определяют активные, реактивные и полные проводимости параллельно включенных ветвей: $g_1, g_2, b_1, b_2, y_1, y_2$.

Затем находят эквивалентные активную, реактивную и полную проводимости параллельного участка цепи:

$$g_3 = g_1 + g_2; \quad b_3 = b_1 + b_2;$$

$$y_3 = \sqrt{g_3^2 + b_3^2}.$$

Далее определяют эквивалентные активное, реактивное и полное сопротивления параллельного участка цепи:

$$r_3 = g_3 z_3^2; \quad x_3 = b_3 z_3^2; \quad z_3 = 1/y_3.$$

В результате расчетов цепь может быть заменена эквивалентной цепью (рис. 2.18, б), где все сопротивления включены последовательно. Общие активное, реактивное и полное сопротивления цепи равны

$$\begin{aligned} r_{06} &= r_3 + r, \\ x_{06} &= x \pm x_3, \\ z_{06} &= \sqrt{r_{06}^2 + x_{06}^2}. \end{aligned}$$

Цепь приобретает простейший вид, изображенный на рис. 2.18, в. Общий ток цепи определяют по закону Ома:

$$I = U/z_{06}.$$

Напряжение между точками *a* и *b*

$$U_{ab} = Iz_3 = I/y_3.$$

Токи в параллельных ветвях равны

$$I_1 = U_{ab}y_1, \quad I_2 = U_{ab}y_2.$$

2.14. РЕЗОНАНС ТОКОВ

Резонанс токов может возникнуть в параллельной цепи (см. рис. 2.17, а), одна из ветвей которой содержит *L* и *r*, а другая *C* и *r*.

Резонансом токов называется такое состояние цепи, когда общий ток совпадает по фазе с напряжением, реактивная мощность равна нулю и цепь потребляет только активную мощность. На рис. 2.17, з изображена векторная диаграмма цепи рис. 2.17, а при резонансе токов.

Как видно из векторной диаграммы, общий ток цепи совпадает по фазе с напряжением, если реактивные составляющие токов ветвей с индуктивностью и емкостью равны по модулю:

$$I_{1p} = I_{2p}.$$

Общий реактивный ток цепи, равный разности реактивных токов ветвей, в этом случае равен нулю:

$$I_{1p} - I_{2p} = 0.$$

Общий ток цепи имеет только активную составляющую, равную сумме активных составляющих токов ветвей:

$$I_a = I_{1a} + I_{2a}.$$

Выразив реактивные токи через напряжения и реактивные проводимости, получим

$$Ub_L = Ub_C,$$

откуда

$$b_L = b_C.$$

Итак, при резонансе токов реактивная проводимость ветви с индуктивностью равна реактивной проводимости ветви с емкостью.

Выразив b_L и b_C через сопротивления соответствующей ветви, можно определить резонансную частоту контура:

$$\frac{x_L}{r_1^2 + x_L^2} = \frac{x_C}{x_2^2 + x_C^2}, \quad \frac{2\pi fL}{r_1^2 + (2\pi fL)^2} = \frac{\frac{1}{2\pi fC}}{r_2^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2},$$

откуда

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{L/C - r_1^2}{L/C - r_2^2}}.$$

В идеальном случае, когда $r_1 = r_2 = 0$,

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

При резонансе токов коэффициент мощности равен единице:

$$\cos \varphi = 1.$$

Полная мощность равна активной мощности:

$$S = P.$$

Реактивная мощность равна нулю:

$$Q = Q_L - Q_C = 0.$$

Энергетические процессы в цепи при резонансе токов аналогичны процессам, происходящим при резонансе напряжений, которые были подробно рассмотрены в § 2.12.

Реактивная энергия действует внутри цепи: в одну часть периода энергия магнитного поля индуктивности переходит в энергию электрического поля емкости, в следующую часть периода энергия электрического поля емкости переходит в энергию магнитного поля индуктивности. Обмена реактив-

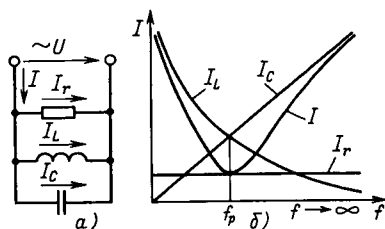


Рис. 2.19. Электрическая цепь (а) и графики зависимости I_r , I_L , I_C и I от частоты f (б)

в каждой ветви. Например, в идеальной цепи, когда $r_1 = r_2 = 0$ (см. рис. 2.18, а), общий ток равен нулю, а токи ветвей с емкостью и индуктивностью существуют: они равны по модулю и сдвинуты по фазе на 180° . Резонанс в цепи при параллельном соединении потребителей называется резонансом токов.

Резонанс токов может быть получен путем подбора параметров цепи при заданной частоте источника питания или путем подбора частоты источника питания при заданных параметрах цепи.

Представляет интерес влияние частоты источника питания на значения токов в цепи, например в цепи, изображенной на рис. 2.19, а.

Ток в ветви с индуктивностью обратно пропорционален частоте:

$$I_L = U/2\pi fL,$$

а ток в ветви с емкостью прямо пропорционален частоте:

$$I_C = U2\pi fC.$$

Ток в ветви с активным сопротивлением не зависит от частоты¹:

$$I_r = U/r.$$

Вектор общего тока в цепи равен геометрической сумме векторов токов ветвей:

$$\vec{I} = \vec{I}_r + \vec{I}_L + \vec{I}_C,$$

ной энергией между потребителями цепи и источником питания не происходит. Ток в проводах, соединяющих цепь с источником, обусловлен только активной мощностью.

Для резонанса токов характерно, что общий ток при определенном сочетании параметров цепи может быть значительно меньше токов

¹ Если пренебречь влиянием вытеснения тока к поверхности проводника.

а значение тока

$$I = \sqrt{I_r^2 + (I_L - I_C)^2}.$$

При $f = 0$

$$I_L = \infty; \quad I_C = 0; \quad I_r = U/r; \quad I = \infty.$$

При $f = f_{\text{рез}}$

$$I_L = I_C; \quad I = I_r = U/r.$$

При

При $f \rightarrow \infty$

$$I_L \rightarrow 0; \quad I_C \rightarrow \infty; \quad I_r = \frac{U}{r}; \quad I \rightarrow \infty.$$

Графики зависимости I_r , I_L , I_C и I от частоты изображены на рис. 2.19, б.

Большинство промышленных потребителей переменного тока имеют активно-индуктивный характер; некоторые из них работают с низким коэффициентом мощности и, следовательно, потребляют значительную реактивную мощность. К таким потребителям относятся асинхронные двигатели, особенно работающие с неполной нагрузкой, установки электрической сварки, высокочастотной закали и т. д.

Для уменьшения реактивной мощности и повышения коэффициента мощности параллельно потребителю включают батарею конденсаторов.

Реактивная мощность конденсаторной батареи уменьшает общую реактивную мощность установки, так как

$$Q = Q_L - Q_C,$$

и тем самым увеличивает коэффициент мощности.

Повышение коэффициента мощности приводит к уменьшению тока в проводах, соединяющих потребитель с источником энергии, и полной мощности источника.

Пример 2.5. Определить емкость конденсатора, при которой в цепи рис. 2.20 возникает резонанс токов, если $x_L = 40$ Ом, $r_1 = 30$ Ом, $r_2 = 28$ Ом, $f = 1000$ Гц.

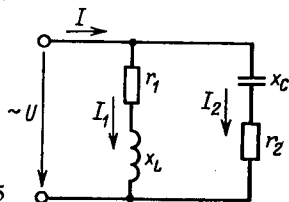


Рис. 2.20. Электрическая цепь к примеру 2.5

Решение. При резонансе токов реактивная мощность цепи равна нулю:

$$Q_L - Q_C = 0, \text{ или } Q_L = Q_C,$$

$$Q_L = I_1^2 x_L = \frac{U^2}{r_1^2 + x_L^2} x_L, \quad Q_C = I_2^2 x_C = \frac{U^2}{r_2^2 + x_C^2} x_C;$$

$$\frac{U^2}{30^2 + 40^2} 40 = \frac{U^2}{28^2 + x_C^2} x_C, \quad x_C = 17,75 \text{ Ом.}$$

Емкость конденсатора

$$x_C = \frac{1}{2\pi f C};$$

$$C = \frac{1}{2\pi f x_C} = \frac{1 \cdot 10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 1000 \cdot 17,75} = 9 \text{ мкф.}$$

2.15. ПОНЯТИЕ О КРУГОВЫХ ДИАГРАММАХ

Иногда для анализа цепей переменного тока целесообразно использовать круговые диаграммы.

Для любой электрической цепи может быть изображена векторная диаграмма токов и напряжений.

Векторная диаграмма, в которой геометрическое место точек конца вектора тока или напряжения представляет собой дугу окружности при изменении параметра какого-либо одного элемента электрической цепи и неизменном напряжении, приложенном к цепи, называется круговой диаграммой.

Рассмотрим векторную диаграмму простейшей электрической цепи (рис. 2.21, а) и покажем, что она является круговой диаграммой. Уравнение напряжений цепи имеет вид $\bar{U} = \bar{U}_r + \bar{U}_L = \bar{I}r + \bar{I}x_L$. Векторная диаграмма изображена на рис. 2.21, б. При изменении значения x_L одновременно изменяются значения тока, угла φ и напряжений U_r и U_L , но угол между векторами $\bar{U}_r$ и $\bar{U}_L$ остается неизменным и равным 90° . На рис. 2.21, б пунктиром изображена векторная диаграмма цепи для $x'_L > x_L$, при этом

$$\varphi' > \varphi, \quad U'_r < U_r, \quad U'_L > U_L, \quad I' < I.$$

Так как катеты прямоугольного треугольника напряжений U_r и U_L изменяются, а гипотенуза U остается неизменной, то вершина прямого угла и, следовательно, конец вектора напря-

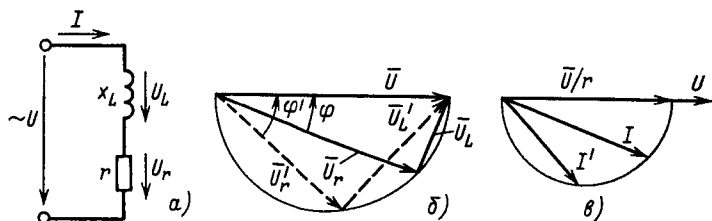


Рис. 2.21. Электрическая цепь (а) и ее круговые диаграммы (б, в)

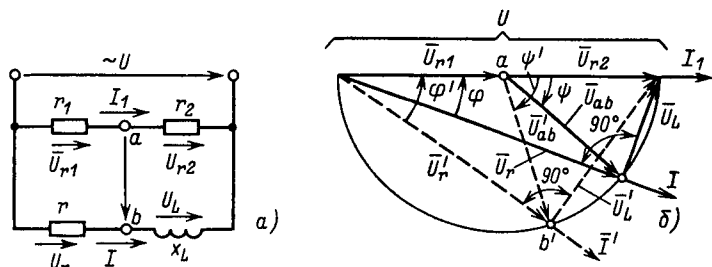


Рис. 2.22. Электрическая цепь (а) и ее круговая диаграмма (б)

жения $\bar{U}_r$ будет описывать дугу окружности. Легко показать, что и конец вектора тока в этом случае будет описывать также дугу окружности. Действительно, если напряжение $\bar{U} = \bar{I}r$, а значение сопротивления резистора r остается неизменным, то вектор тока $I = U/r$ будет описывать дугу окружности, так же как и конец вектора напряжения $\bar{U}_r$ (рис. 2.21, в).

При $x_L = 0$ $\varphi = 0$, $I = U/r$; при $x_L > 0$ $0 < \varphi < 90^\circ$,

$$I = \frac{U}{\sqrt{r^2 + x_L^2}}, \quad \cos \varphi = \frac{r}{\sqrt{r^2 + x_L^2}};$$

при $x_L = \infty$ $I = 0$, $\varphi = 90^\circ$.

В системах автоматического управления находят применение фазовращательные мосты, анализ и расчет которых удобно производить с помощью круговых диаграмм. Рассмотрим мостовую цепь, изображенную на рис. 2.22, а, и покажем, что при изменении одного из параметров цепи, например значения сопротивления резистора r , при условии, что $r_1 = r_2$, напряжение между точками цепи a, b остается неизменным по модулю, но изменяется по фазе.

На рис. 2.22, б изображена векторная диаграмма цепи рис. 2.22, а при двух значениях сопротивления резистора $r' < r$.

Напряжение U_{ab} , как это следует из уравнения Кирхгофа,

$$\bar{U}_{ab} = \bar{U}_{r_2} - \bar{U}_L = \bar{I}_1 r_2 - I x_L$$

Из векторной диаграммы рис. 2.22, б видно, что значение напряжения U_{ab} при изменении сопротивления резистора r остается неизменным, а его фаза изменяется.

2.16. РАСЧЕТ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОМПЛЕКСНЫХ ЧИСЕЛ

В практике расчета цепей переменного тока широко используются комплексные числа.

Комплексными числами и векторами на комплексной плоскости изображаются изменяющиеся синусоидально ЭДС, ток и напряжение, а также полное сопротивление и проводимость, полная мощность и некоторые другие параметры цепи.

Использование комплексных чисел при расчете электрических цепей переменного тока позволяет заменить графические действия над векторами алгебраическими действиями над комплексными числами. Кроме того, при использовании комплексных чисел возникает полная аналогия записей уравнений по законам Ома и Кирхгофа и методов расчета цепей переменного тока с цепями постоянного тока.

В цепях постоянного тока в уравнения входят действительные значения E , U , I , r , в цепях переменного тока — комплексные значения $\underline{U}$, $\underline{E}$, $\underline{I}$, $\underline{Z}$.

Как известно из курса математики, комплексное число $C = a + jb$, где $j = \sqrt{-1}$, имеет две составляющие — действительную a и мнимую b , которые являются координатами точки на комплексной плоскости (рис. 2.23, а). Комплексная плоскость представляет собой прямоугольную систему координат. По одной оси, называемой действительной и обозначаемой $(+)$, $(-)$, откладывается действительная составляющая комплекса (a), по другой оси, называемой мнимой и обозначаемой $(+j)$, $(-j)$, — мнимая составляющая комплекса (b).

Комплексное число обозначается чертой под буквенным обозначением. Комплексное число может быть представлено вектором, длина которого является модулем комплекса, а положение определяется углом α относительно положительной действительной оси комплексной плоскости (рис. 2.23, а).

Выразив a и b через модуль (длину вектора) и угол, можно записать комплексное число в тригонометрической форме:

$$\underline{C} = a + jb = c \cos \alpha + jc \sin \alpha,$$

где $c = \sqrt{a^2 + b^2}$ — модуль комплексного числа.

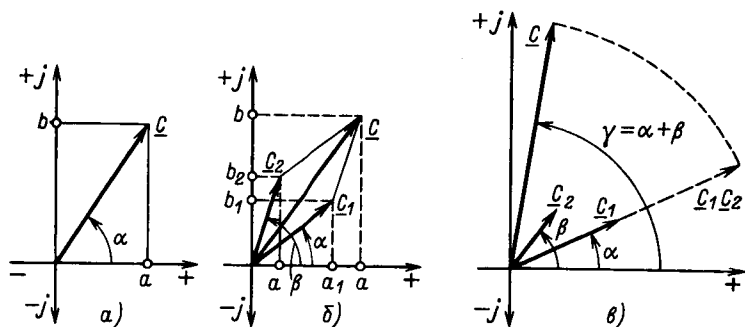


Рис. 2.23. Изображение комплексного числа на комплексной плоскости (а), сложение (б) и умножение (в) комплексов

Согласно формуле Эйлера комплексное число можно записать в показательной форме:

$$\underline{C} = ce^{j\alpha},$$

где e — основание натуральных логарифмов.

Рассмотрим основные геометрические операции над векторами и алгебраические действия над комплексными числами, их изображающими.

Сложение двух комплексов можно произвести аналитически:

$$\underline{C} = \underline{C}_1 + \underline{C}_2 = (a_1 + jb_1) + (a_2 + jb_2) = (a_1 + a_2) + j(b_1 + b_2) = a + jb$$

или графически по правилу сложения векторов (рис. 2.23, б).

Произведение двух комплексных чисел, изображающих векторы $\underline{C}_1$ и $\underline{C}_2$, является комплексным числом, которому соответствует вектор $\underline{C}$:

$$\underline{C} = \underline{C}_1 \underline{C}_2 = c_1 e^{j\alpha} c_2 e^{j\beta} = c_1 c_2 e^{j(\alpha + \beta)} = ce^{j\gamma}.$$

Вектор комплекса произведения двух векторов имеет длину, равную произведению модулей, а его положение относительно действительной положительной оси определяется суммой углов векторов сомножителей (рис. 2.23, в).

Новый вектор, возникающий в результате умножения комплексного числа $\underline{C} = ce^{j\alpha}$ на $+j$ или $-j$, имеет тот же модуль c , но повернут на 90° относительно исходного вектора: в одном случае — против часовой стрелки, в другом — по часовой стрелке.

Действительно, векторы $+j$ и $-j$ в показательной форме могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{aligned} j &= 1e^{j90^\circ} = e^{j90^\circ}; \\ -j &= 1e^{-j90^\circ} = e^{-j90^\circ}. \end{aligned}$$

Тогда

$$\underline{C}j = ce^{j\alpha}j = ce^{j\alpha}e^{j90^\circ} = ce^{j(\alpha+90^\circ)},$$

$$\underline{C}(-j) = ce^{j\alpha}(-j) = ce^{j\alpha}e^{-j90^\circ} = ce^{j(\alpha-90^\circ)}.$$

В результате деления двух комплексных чисел получается комплексное число

$$\underline{C} = \frac{\underline{C}_1}{\underline{C}_2} = \frac{c_1 e^{j\alpha}}{c_2 e^{j\beta}} = \frac{c_1}{c_2} e^{j(\alpha-\beta)} = ce^{j\gamma},$$

модуль которого равен частному от деления модулей, а угол — разности углов исходных комплексов.

2.17. ИЗОБРАЖЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ КОМПЛЕКСНЫМИ ЧИСЛАМИ И ВЕКТОРАМИ НА КОМПЛЕКСНОЙ ПЛОСКОСТИ

Запишем комплексное число в виде

$$\underline{I}_m = I_m e^{j\alpha} = I_m \cos \alpha + jI_m \sin \alpha.$$

Допустим, что вектор комплексного числа $\underline{I}_m$ вращается с постоянной угловой частотой ω и угол $\alpha = \omega t + \psi$. Тогда

$$\underline{I}_m = I_m e^{j(\omega t + \psi)} = I_m \cos(\omega t + \psi) + jI_m \sin(\omega t + \psi).$$

Слагаемое $I_m \cos(\omega t + \psi)$ представляет собой действительную часть комплексного числа и обозначается

$$I_m \cos(\omega t + \psi) = \operatorname{Re} \underline{I}_m e^{j(\omega t + \psi)}.$$

Слагаемое $I_m \sin(\omega t + \psi)$ есть коэффициент при мнимой части комплексного числа и обозначается

$$I_m \sin(\omega t + \psi) = \operatorname{Im} \underline{I}_m e^{j(\omega t + \psi)}.$$

Легко видеть, что коэффициент при мнимой части комплексного числа представляет собой выражение мгновенного значения синусоидального тока

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi)$$

и является проекцией вращающегося вектора $\underline{I}_m$ на мнимую ось комплексной плоскости.

Синусоидально изменяющиеся по времени величины изображаются на комплексной плоскости для момента времени

$t = 0$. Тогда комплексная амплитуда $\underline{I}_m$ записывается в виде

$$\underline{I}_m = I_m e^{j\psi},$$

где $\underline{I}_m$ — комплексная амплитуда; I_m — ее модуль, а ψ — угол между вектором $\underline{I}_m$ и действительной осью.

Таким образом, комплексная амплитуда изображает синусоидальный ток на комплексной плоскости для момента времени $t = 0$.

Допустим, что в электрической цепи мгновенные значения напряжения и тока имеют выражения

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_1);$$

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_2).$$

Комплексные амплитуды напряжения и тока должны быть записаны в виде

$$\underline{U}_m = U_m e^{j\psi_1};$$

$$\underline{I}_m = I_m e^{j\psi_2},$$

где U_m и I_m — соответственно модули комплексных амплитуд напряжения и тока; ψ_1 и ψ_2 — начальные фазы $\underline{U}_m$ и $\underline{I}_m$ относительно действительной оси (углы начальных фаз).

Обычно принято выражать в виде комплексных чисел не амплитуды, а действующие значения напряжений и токов:

$$\underline{U} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} e^{j\psi_1} = U e^{j\psi_1}, \quad \underline{I} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{j\psi_2} = I e^{j\psi_2}.$$

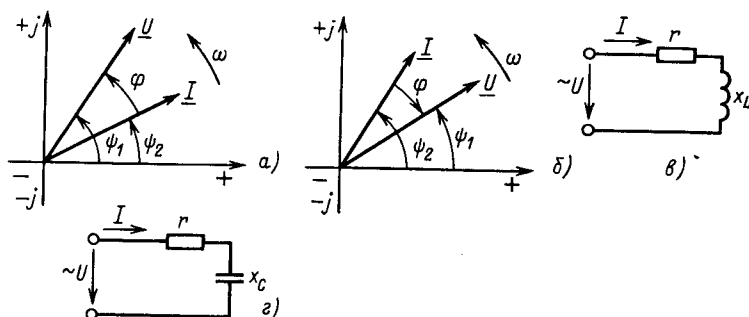


Рис. 2.24. Изображение напряжения и тока в виде векторов на комплексной плоскости (а и б) электрических цепей (в и г)

Если $\psi_1 > \psi_2$, то векторы напряжения и тока расположены на комплексной плоскости так, как показано на рис. 2.24, а. Напряжение опережает по фазе ток, так как векторы вращаются против часовой стрелки и, следовательно, цепь имеет активно-индуктивный характер (рис. 2.24, в).

При $\psi_2 > \psi_1$ (рис. 2.24, б) ток опережает по фазе напряжение и цепь имеет активно-емкостный характер (рис. 2.24, з).

2.18. КОМПЛЕКСНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПОЛНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ И ПРОВОДИМОСТЕЙ ЦЕПИ. ЗАКОН ОМА В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ

Разделив комплексное напряжение на комплексный ток, получим комплексное полное сопротивление

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{U e^{j\psi_1}}{I e^{j\psi_2}} = \frac{U}{I} e^{j(\psi_1 - \psi_2)} = z e^{j\varphi},$$

где $z = U/I$ — модуль полного сопротивления; φ — угол сдвига фаз между током и напряжением.

Выразив комплексное значение полного сопротивления в тригонометрической и затем в алгебраической форме, получим:

для цепи с активно-индуктивным характером (рис. 2.24, в), $\psi_1 > \psi_2$,

$$\underline{Z} = z e^{j\varphi} = z \cos \varphi + jz \sin \varphi = r + jx_L;$$

для цепи с активно-емкостным характером (рис. 2.24, з), $\psi_2 > \psi_1$,

$$\underline{Z} = z e^{-j\varphi} = z \cos \varphi - jz \sin \varphi = r - jx_C,$$

где $r = z \cos \varphi$, $x_L = z \sin \varphi$, $x_C = z \sin \varphi$ — соответственно активное, индуктивное и емкостное сопротивления цепи.

Закон Ома в комплексной форме:

$$\underline{I} = \underline{U} / \underline{Z},$$

где $\underline{Z} = r + jx_L$ для цепи, состоящей из последовательно включенных активного r и индуктивного x_L сопротивлений; $\underline{Z} = r - jx_C$ для цепи, состоящей из последовательно включенных активного r и емкостного x_C сопротивлений.

Полная проводимость в комплексной форме записывается следующим образом:

для цепи, состоящей из последовательно включенных активного и индуктивного сопротивлений,

$$\underline{Y} = \frac{\underline{I}}{\underline{U}} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{r + jx_L} = \frac{(r - jx_L)}{(r + jx_L)(r - jx_L)} = \frac{r - jx_L}{r^2 + x_L^2} = \\ = \frac{r}{z^2} - j \frac{x_L}{z^2} = g - jb_L; \quad \checkmark$$

для цепи, состоящей из последовательно включенных активного и емкостного сопротивлений,

$$\underline{Y} = \frac{\underline{I}}{\underline{U}} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{r - jx_C} = \frac{r}{z^2} + j \frac{x_C}{z^2} = g + jb_C, \quad \checkmark$$

где g и b — соответственно активная и реактивная проводимости цепи.

2.19. ЗАКОНЫ КИРХГОФА В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ

Первый закон Кирхгофа гласит, что алгебраическая сумма мгновенных значений токов в любом узле цепи равна нулю:

$$\sum i = 0.$$

Выразив мгновенные значения токов через их комплексные выражения, получим первый закон Кирхгофа в комплексной форме:

$$\sum I = 0.$$

Сумма комплексных значений токов в любом узле цепи равна нулю.

Поскольку комплексные значения токов состоят из действительных и мнимых частей, очевидно, должны быть равны нулю отдельно сумма действительных и сумма мнимых частей комплексных значений токов в узле цепи:

$$\sum I \cos \psi = 0, \quad \sum I \sin \psi = 0.$$

Для любого замкнутого контура цепи переменного тока может быть составлено уравнение мгновенных значений ЭДС, токов и напряжений по второму закону Кирхгофа:

$$\sum e = \sum ir + \sum u.$$

Выразив ЭДС, токи и напряжения в комплексной форме, получим второй закон Кирхгофа в комплексной форме:

$$\sum \underline{E} = \sum \underline{I} \underline{Z} + \sum \underline{U}.$$

Сумма комплексных значений ЭДС при обходе замкнутого контура равна сумме произведений комплексных значений токов на соответствующие комплексные значения полных сопротивлений и сумме комплексных значений напряжений.

Комплексные $\underline{E}$, $\underline{U}$ и $\underline{I}$ имеют знак плюс, если принятые направления этих величин совпадают с произвольно выбранным направлением обхода контура, и знак минус, когда направления противоположны.

Необходимо отметить, что равенство суммы комплексов правой и левой частей уравнения не означает равенства их модулей. Должны быть отдельно равны суммы действительных и мнимых составляющих комплексов левой и правой частей уравнения.

2.20. ВЫРАЖЕНИЕ МОЩНОСТИ В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ

Полная мощность цепи переменного тока равна произведению действующих значений напряжения и тока:

$$S = UI.$$

Казалось бы, выразив напряжение и ток в комплексной форме, можно получить комплексное значение полной мощности. Однако перемножение комплексных значений напряжения и тока не дает реальных полной, активной и реактивной мощностей цепи.

Комплексное значение полной мощности, отражающее реальные мощности в цепи, получится, если умножить комплексное значение напряжения на сопряженное комплексное значение тока:

$$\underline{S} = \underline{U} \underline{I}^*.$$

Сопряженное комплексное значение тока $\underline{I}^*$ отличается от $\underline{I}$ знаком перед мнимой частью. Если комплексное значение тока $\underline{I} = I e^{j\psi}$, то сопряженное ему комплексное значение $\underline{I}^* = I e^{-j\psi}$.

Покажем, что комплексное значение мощности отражает реальные мощности в цепи.

Допустим, что комплексные значения напряжения и тока какой-то цепи имеют выражения

$$\underline{U} = U e^{j\psi_1}; \quad \underline{I} = I e^{j\psi_2}.$$

Комплексное значение полной мощности

$$\underline{S} = \underline{U} \underline{I}^* = U e^{j\psi_1} I e^{-j\psi_2} = UI e^{j(\psi_1 - \psi_2)} = S e^{j\varphi}.$$

Выразив комплексное значение полной мощности в тригонометрической, а затем в алгебраической форме, получим

$$S = S \cos \varphi + jS \sin \varphi = P + jQ,$$

где $S \cos \varphi = P$ — активная мощность цепи; $S \sin \varphi = Q$ — реактивная мощность цепи; $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$ — полная мощность.

Следует отметить, что при активно-индуктивном характере нагрузки ($\psi_1 > \psi_2$) знак перед jQ положительный, при активно-емкостном ($\psi_2 > \psi_1$) — отрицательный.

2.21. РАСЧЕТ СЛОЖНЫХ ЦЕПЕЙ

При расчете сложных цепей с одним источником (рис. 2.25, а) целесообразно использовать метод преобразования сложной цепи в простейшую эквивалентную цепь.

Вначале записывают комплексные значения полных сопротивлений отдельных последовательных участков цепи:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_1 &= r_1 + j(x_{L1} - x_{C1}); \quad \underline{Z}_2 = r_2 + j(x_{L2} - x_{C2}); \\ \underline{Z}_3 &= r_3 + jx_{L3}; \quad \underline{Z}_4 = r_4 + jx_{L4}. \end{aligned}$$

Затем определяют комплексное значение полного эквивалентного сопротивления $\underline{Z}_{ab}$ участка цепи между точками ab :

$$\underline{Z}_{ab} = \frac{\underline{Z}_2 \underline{Z}_3}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} = r_{ab} + jx_{ab}.$$

В результате цепь может быть преобразована в эквивалентную, изображенную на рис. 2.25, б, где сопротивления $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_{ab}$ и $\underline{Z}_4$ включены последовательно.

Комплексное значение полного сопротивления всей цепи

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{\text{общ}} &= \underline{Z}_1 + \underline{Z}_{ab} + \underline{Z}_4 = r_1 + j(x_{L1} - x_{C1}) + \\ &+ r_{ab} + jx_{ab} + r_4 + jx_{L4} = (r_1 + r_{ab} + r_4) + \\ &+ j(x_{L1} - x_{C1} + x_{ab} + x_{L4}) = r_{\text{общ}} + jx_{\text{общ}}. \end{aligned}$$

Таким образом, эквивалентная схема цепи будет иметь вид, изображенный на рис. 2.25, в.

Общий ток цепи

$$I_1 = U / \underline{Z}_{\text{общ}}.$$

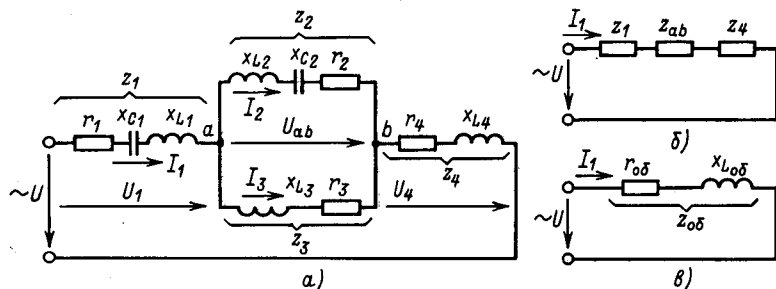


Рис. 2.25. Сложная цепь (а) и ее эквивалентные схемы (б, в)

Напряжение $\underline{U}_{ab}$ между точками ab

$$\underline{U}_{ab} = \underline{I}_1 \underline{Z}_{ab} = \underline{U} - \underline{I}_1 \underline{Z}_1 - \underline{I}_3 \underline{Z}_4.$$

Токи $\underline{I}_2$ и $\underline{I}_3$ на основании закона Ома

$$\underline{I}_2 = \underline{U}_{ab} / \underline{Z}_2; \quad \underline{I}_3 = \underline{U}_{ab} / \underline{Z}_3.$$

Полная мощность цепи

$$\underline{S} = \underline{U} \underline{I}^* = P + jQ.$$

Для проверки правильности решения целесообразно построить векторную диаграмму, а также подсчитать активную и реактивную мощности всех участков цепи и сопоставить их с результатами, полученными при помощи формулы комплексного значения мощности.

Расчетные значения токов и напряжений изображают в виде векторов на комплексной плоскости. Затем строят векторную диаграмму напряжений по уравнению

$$\underline{U} = \underline{U}_1 + \underline{U}_{ab} + \underline{U}_4 = \underline{I}_1 \underline{Z}_1 + \underline{I}_1 \underline{Z}_{ab} + \underline{I}_1 \underline{Z}_4$$

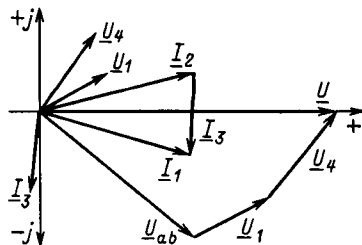
и векторную диаграмму токов по уравнению

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_2 + \underline{I}_3.$$

Если взаимное расположение векторов токов и напряжений на отдельных участках цепи соответствует характеру нагрузки и многоугольники напряжений и токов получаются замкнутыми, значит, решение правильное. Векторная диаграмма токов и напряжений цепи рис. 2.25, а с параметрами, заданными в примере 2.6, изображена на рис. 2.26.

Активная мощность всех участков цепи должна быть равна

Рис. 2.26. Векторная диаграмма цепи, изображенной на рис. 2.25, а



действительной части P комплексного значения полной мощности:

$$P = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 + I_3^2 r_3 + I_1^2 r_4,$$

а реактивная мощность — мнимой части Q комплексного значения полной мощности:

$$Q = I_1^2 x_{L1} - I_1^2 x_{C1} + I_2^2 x_{L2} - I_2^2 x_{C2} + I_3^2 x_{L3} + I_1^2 x_{L4}.$$

При выполнении этого условия решение следует считать правильным.

Пример 2.6. Определить токи I_1, I_2, I_3 , напряжения U_1, U_{ab} и U_4 цепи, изображенной на рис. 2.25, а. Построить векторную диаграмму токов и напряжений, а также определить активные и реактивные мощности цепи.

Параметры цепи: $r_1 = 15$ Ом, $r_2 = 30$ Ом, $r_3 = 60$ Ом, $r_4 = 10$ Ом, $x_{L1} = 35$ Ом, $x_{L2} = 20$ Ом, $x_{L3} = 80$ Ом, $x_{L4} = 25$ Ом, $x_{C1} = 20$ Ом, $x_{C2} = 60$ Ом. Напряжение сети $U = 300$ В.

Решение. Комплексные значения полных сопротивлений последовательных участков цепи

$$\underline{Z}_1 = 15 + j(35 - 20) = 15 + j15, \quad \underline{Z}_3 = 60 + j80,$$

$$\underline{Z}_2 = 30 + j(20 - 60) = 30 - j40, \quad \underline{Z}_4 = 10 + j25.$$

Комплексное значение полного сопротивления участка цепи между точками ab

$$\underline{Z}_{ab} = \frac{\underline{Z}_2 \underline{Z}_3}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} = 46,4 - j20,6.$$

Комплексное значение полного сопротивления всей цепи

$$\underline{Z}_{\text{общ}} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_{ab} + \underline{Z}_4 = 71,4 + j19,4.$$

Вектор напряжения сети совмещают с положительной действительной осью комплексной плоскости: $\underline{U} = U e^{j0} = 300$.

Комплексное значение тока I_1

$$I_1 = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_{\text{общ}}} = 3,9 - j1,05; \quad I_1 = \sqrt{3,9^2 + 1,05^2} = 4,04 \text{ А.}$$

Напряжения $\underline{U}_{ab}$, $\underline{U}_1$ и $\underline{U}_4$ равны

$$\underline{U}_{ab} = I_1 \underline{Z}_{ab} = 159 - j130; \quad U_{ab} = 200,6 \text{ В};$$

$$\underline{U}_1 = I_1 \underline{Z}_1 \approx 74,5 + j42,5; \quad U_1 = 86 \text{ В};$$

$$\underline{U}_4 = I_1 \underline{Z}_4 \approx 64,8 + j87; \quad U_4 = 109 \text{ В}.$$

Токи $\underline{I}_2$ и $\underline{I}_3$ составляют

$$\underline{I}_2 = \underline{U}_{ab} / \underline{Z}_2 = 4 + j1; \quad I_2 = 4,1 \text{ А};$$

$$\underline{I}_3 = \underline{U}_{ab} / \underline{Z}_3 = -0,1 - j2,05; \quad I_3 = 2,1 \text{ А}.$$

На рис. 2.26 отложены комплексные значения токов и напряжений. На том же рисунке изображена векторная диаграмма напряжений и токов. Векторная диаграмма напряжений строится на основании уравнения, составленного по второму закону Кирхгофа:

$$\underline{U} = \underline{U}_1 + \underline{U}_{ab} + \underline{U}_4,$$

а векторная диаграмма токов — на основании уравнения, составленного по первому закону Кирхгофа: $\underline{I}_1 = \underline{I}_2 + \underline{I}_3$.

Полная мощность цепи

$$\underline{S} = \underline{U} \underline{I}_1^* = P + jQ = 1170 \text{ Вт} + j318 \text{ вар}.$$

Активная мощность всех участков цепи

$$P = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 + I_3^2 r_3 + I_1^2 r_4 = 1170 \text{ Вт}$$

равна действительной части комплексного значения полной мощности.

Реактивная мощность всех участков цепи

$$Q = I_1^2 x_{L1} - I_1^2 x_{C1} + I_2^2 x_{L2} + I_3^2 x_{L3} + I_1^2 x_{L4} = 318 \text{ вар}$$

равна мнимой части комплекса полной мощности.

Следовательно, задача решена правильно.

Пример 2.7. Определить характер нагрузки и параметры эквивалентных цепей схем, изображенных на рис. 2.27, а и б, если $x_L > x_C$.

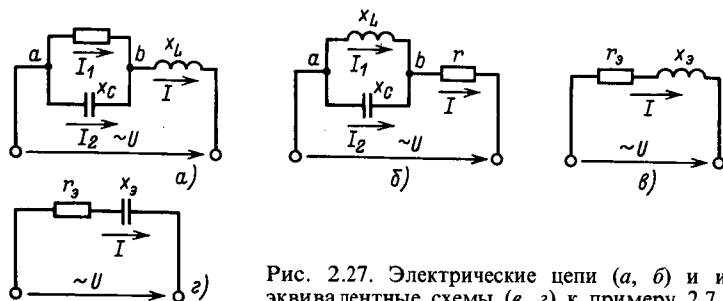


Рис. 2.27. Электрические цепи (а, б) и их эквивалентные схемы (в, г) к примеру 2.7

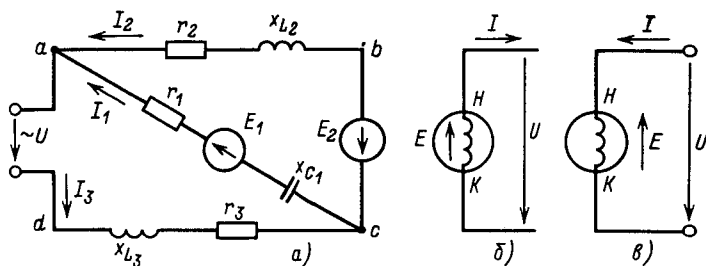


Рис. 2.28. Сложная цепь с несколькими источниками (а); действительные (положительные) направления ЭДС, напряжения и тока генератора (б), приемника (в)

Решение. Характер нагрузки легко определить путем анализа реактивной мощности цепи.

а) Для цепи рис. 2.27, а: так как $I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2}$, то $I_2 < I$ и, следовательно,

$$Q_C = I_2^2 x_C < Q_L = I^2 x_L.$$

Характер нагрузки цепи активно-индуктивный. Эквивалентная схема цепи изображена на рис. 2.27, в.

Параметры эквивалентной схемы: $Z_{эк} = Z_{ab} + jx_L = r_{эк} + jx_{эк}$.

б) Для цепи рис. 2.27, б: так как $x_L > x_C$, то $I_1 = \frac{U_{ab}}{x_L} < I_2 = \frac{U_{ab}}{x_C}$ и $Q_C = I_2^2 x_C = I_2 U_{ab} > Q_L = I_1^2 x_L = I_1 U_{ab}$.

Характер нагрузки цепи активно-емкостный. Эквивалентная схема цепи изображена на рис. 2.27, г.

Параметры эквивалентной цепи схемы: $Z_{эк} = Z_{ab} + jx_C = r_{эк} - jx_{эк}$.

Расчет сложных цепей с несколькими источниками производится теми же методами, что и цепей постоянного тока: методом непосредственного использования первого и второго законов Кирхгофа;

методом контурных токов;

методом двух узлов;

методом эквивалентного генератора и т. п.

Рассмотрим первый метод на примере цепи рис. 2.28, а.

Поскольку цепь имеет три ветви, неизвестными являются три тока. Для их определения необходимо составить три уравнения.

Прежде чем составлять уравнения, следует указать на схеме действительные (положительные) направления ЭДС и напряжений источников в соответствии со схемой их включения.

За действительное (положительное) направление ЭДС и тока в обмотках генераторов принимают направление от конца

к началу обмотки (рис. 2.28, б), напряжения, наоборот, — от начала к концу.

Если внутреннее сопротивление источника мало и им можно пренебречь ($\underline{Z} = 0$), то

$$\underline{E} = \underline{U}.$$

Затем необходимо указать произвольно предполагаемые направления токов в каждой из ветвей, выбрать произвольно направление обхода контура и составить необходимое число уравнений.

Первое уравнение составляют по первому закону Кирхгофа:

$$\underline{I}_3 = \underline{I}_1 + \underline{I}_2,$$

второе и третье уравнения — по второму закону Кирхгофа. Одно из них составляют для контура $acda$ (направление обхода контура по часовой стрелке):

$$-\underline{E}_1 = -\underline{I}_1 r_1 + j\underline{I}_1 x_C - \underline{I}_3 r_3 - j\underline{I}_3 x_{L3} - \underline{U};$$

другое — для контура $abca$:

$$\underline{E}_1 + \underline{E}_2 = -\underline{I}_2 r_2 - j\underline{I}_2 x_{L2} - j\underline{I}_1 x_{C1} + \underline{I}_1 r_1.$$

Из совместного решения уравнений определяют комплексные значения токов $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$ и $\underline{I}_3$.

Проверить правильность решения задачи можно с помощью векторной диаграммы или баланса активных и реактивных мощностей. Для этого необходимо подсчитать активную и реактивную мощности, развиваемые источниками и потребляемые всеми элементами цепи. Для расчета активной и реактивной мощностей приемников, как указывалось, используют формулы $P = I^2 r$, $Q_L = I^2 x_L$, $Q_C = I^2 x_C$.

Труднее определять соответствующие мощности источников, так как в сложных цепях некоторые из источников могут работать в режиме приемника.

О режиме работы источника нельзя судить по взаимным направлениям тока, ЭДС или напряжения, как это было в цепях постоянного тока. В цепях постоянного тока в результате решения задачи определяются не только значения, но и действительные направления токов, что дает возможность по взаимным направлениям тока, ЭДС или напряжения источника судить о режиме его работы, поскольку мощность $P = UI$, $P = EI$.

В цепях переменного тока активная и реактивная мощности равны соответственно $P = UI \cos \varphi$; $P = EI \cos \varphi$; $Q = UI \sin \varphi$; $Q = EI \sin \varphi$, т. е. зависят не только от взаимных направлений

токов, ЭДС и напряжений, но и косинуса и синуса соответственно, угла сдвига φ по фазе между током и напряжением или током и ЭДС, который в сложных цепях может быть больше 90° .

Режимы работы источника по активной и реактивной мощностям могут быть установлены при соответствующих взаимных действительных (положительных) направлениях величин E , I и U , I по знакам активной и реактивной мощностей, развиваемых источником, полученным в результате расчета электрической цепи.

Для источника, работающего в режиме генератора, действительные (положительные) направления E , I и U , I соответствуют указанным на рис. 2.28, б, работающего в режиме потребителя — на рис. 2.28, в.

Если в результате расчета активная и реактивная мощности для рис. 2.28, б и в оказались положительными, то действительно в первом случае источник работает в режиме генератора (отдает активную и реактивную индуктивную мощность), во втором — в режиме потребителя (потребляет активную и реактивную индуктивную мощности. Если же значения мощностей оказались отрицательными, то в первом случае источник работает в режиме потребителя, а во втором — в режиме генератора.

В разветвленных цепях с несколькими источниками после нанесения произвольно положительных направлений токов в ветвях, что необходимо для составления расчетных уравнений по законам Кирхгофа, уже условно определены режимы работы источников. Например, для цепи рис. 2.28, а предполагается, что источник с ЭДС E_1 работает в режиме генератора, а источники с ЭДС E_2 и напряжением U — в режиме приемника. Если же направления токов изменить, то изменится и предполагаемый режим работы источников. Естественно, что от выбора направлений токов действительный режим работы источников не изменится.

Как уже говорилось, действительный режим работы источников будет установлен после расчета электрической цепи и определения мощности каждого из источников. Допустим, мощность источника с ЭДС E_1 цепи (рис. 2.28, а) оказалась положительной, источника с ЭДС E_2 — отрицательной, источника с напряжением U — положительной. Это означает, что источник с ЭДС E_1 работает в режиме генератора, как и условно предполагалось, источник с ЭДС E_2 работает в режиме генератора, а не в режиме приемника, как это предполагалось до получения результатов расчета, источник с напряжением U работает в режиме приемника, как и предполагалось.

2.22. ЦЕПИ, СВЯЗАННЫЕ ВЗАИМНОЙ ИНДУКЦИЕЙ

Когда две катушки 1, 2 (рис. 2.29, а) расположены достаточно близко, так что часть Φ_{12} магнитного потока Φ_1 ($\Phi_1 = \Phi'_1 + \Phi_{12}$), создаваемого током первой катушки, пронизывает вторую, а часть Φ_{21} магнитного потока Φ_2 ($\Phi_2 = \Phi'_2 + \Phi_{21}$), создаваемого током второй катушки, пронизывает первую, между катушками возникает магнитная связь¹. На схемах магнитная связь обозначается фигурной скобкой и буквой M (рис. 2.29, б).

Магнитная связь между катушками проявляется в том, что при изменении тока в катушках изменяются магнитные потоки и в катушках кроме ЭДС самоиндукции $e_1 = -w_1 d\Phi_1/dt$, $e_2 = -w_2 d\Phi_2/dt$ возникают ЭДС взаимной индукции: во второй катушке — от потока Φ_{12} $e_{12} = -w_2 d\Phi_{12}/dt$, в первой — от потока Φ_{21} $e_{21} = -w_1 d\Phi_{21}/dt$.

Явление наведения ЭДС во втором контуре при изменении тока в первом называется явлением взаимной индукции.

Рассмотрим контур, состоящий из двух соединенных последовательно катушек, согласно (потоки Φ_1 , Φ_2 действуют в одном направлении) и встречно (потоки Φ_1 , Φ_2 действуют встречно).

Для обозначения согласного или встречного включения начала обмоток обозначаются жирными точками (рис. 2.29, б). Предполагается, что направления намотки катушек одинаковы (рис. 2.29, а).

Результирующая ЭДС, возникающая в контуре при изменении тока в нем:

при согласном включении (рис. 2.29, б)

$$e_{\text{эк}} = e_1 + e_2 + e_{12} + e_{21}; \quad (2.29)$$

при встречном включении

$$e_{\text{эк}} = e_1 + e_2 - e_{12} - e_{21}. \quad (2.30)$$

ЭДС самоиндукции и взаимной индукции могут быть выражены соответственно через индуктивность L и взаимную индуктивность M . Если индуктивность L устанавливает количественное соотношение тока в катушке и создаваемого им потоко-

¹ Картина магнитных полей значительно сложнее, чем та, что условно изображена на рис. 2.29, а для пояснения явления взаимной индукции. Предполагается, что Φ_{12} и Φ_{21} — эквивалентные магнитные потоки, сцепленные соответственно со всеми витками w_2 , w_1 .

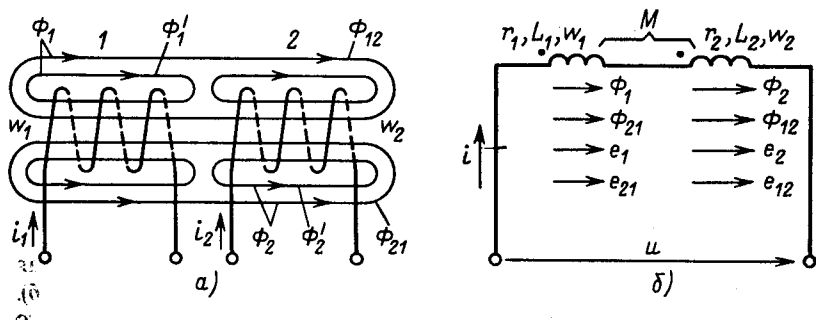


Рис. 2.29. К пояснению явления взаимной индукции (а), эквивалентная схема (б)

сцепления $L = \Psi/I$, то взаимная индуктивность M устанавливает количественное соотношение между током первой катушки и создаваемым им потоком сцепления со второй катушкой $M_{12} = \Psi_{12}/I_1$ и соответственно $M_{21} = \Psi_{21}/I_2$.

Выразив в (2.29) и (2.30) соответствующие ЭДС через L и M и имея в виду, что $M_{12} = M_{21} = M$, получим¹:

при согласном включении

$$L_{\text{эк}} \frac{di}{dt} = L_1 \frac{di}{dt} + L_2 \frac{di}{dt} + 2M \frac{di}{dt}; \quad (2.31)$$

при встречном включении

$$L_{\text{эк}} \frac{di}{dt} = L_1 \frac{di}{dt} + L_2 \frac{di}{dt} - 2M \frac{di}{dt}. \quad (2.32)$$

Сократив (2.31), (2.32) на di/dt , получим эквивалентные значения индуктивности контура $L_{\text{эк}}$:

при согласном включении

$$L_{\text{эк}} = L_1 + L_2 + 2M = L_1 + L_2 + 2k\sqrt{L_1 L_2}; \quad (2.33)$$

при встречном включении

$$L_{\text{эк}} = L_1 + L_2 - 2M = L_1 + L_2 - 2k\sqrt{L_1 L_2}, \quad (2.34)$$

¹ Так как магнитные потоки Φ_{12} , Φ_{21} расположены в одном и том же пространстве, магнитные сопротивления R_M потокам будут одинаковыми и тогда $\Phi_{12} = I_1 w_1 / R_M$, $\Phi_{21} = I_2 w_2 / R_M$. Подставив Φ_{12} и Φ_{21} в выражения M_{12} и M_{21} , получим $M_{12} = M_{21} = w_1 w_2 / R_M = M$.

где

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \sqrt{\frac{\Phi_{12} \Phi_{21}}{\Phi_1 \Phi_2}}$$

— коэффициент магнитной связи между контурами. Так как $\Phi_{12} < \Phi_1$, $\Phi_{21} < \Phi_2$, то $k < 1$.

Умножив правые и левые части выражений (2.33), (2.34) на ω , получим:

при согласном включении $L_{\text{эк}}\omega = L_1\omega + L_2\omega + 2M\omega$, или

$$x_{\text{эк}} = x_1 + x_2 + 2x_M; \quad (2.35)$$

при встречном включении

$$x_{\text{эк}} = x_1 + x_2 - 2x_M, \quad (2.36)$$

где $x_{\text{эк}}$ — эквивалентное индуктивное сопротивление двух контуров, связанных взаимной индукцией; x_1 , x_2 — индуктивные сопротивления, обусловленные индуктивностями L_1 и L_2 ; x_M — индуктивное сопротивление, обусловленное взаимной индукцией M .

Эквивалентное активное сопротивление в обоих случаях

$$r_{\text{эк}} = r_1 + r_2.$$

Таким образом, электрическая цепь, состоящая из двух последовательно включенных, связанных взаимной индукцией катушек (рис. 2.30, а), может быть заменена эквивалентной цепью, изображенной на рис. 2.30, б.

Определение токов в параллельно включенных катушках с r и L , связанных взаимной индукцией (рис. 2.30, в), производится с помощью совместного решения двух уравнений, составленных по второму закону Кирхгофа,

$$\underline{I}_1 (r_1 + jx_1) + \underline{I}_2 jx_M = \underline{U};$$

$$\underline{I}_2 (r_2 + jx_2) + \underline{I}_1 jx_M = \underline{U}.$$

Общий ток

$$\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2.$$

В сложных электрических цепях, когда две катушки, связанные взаимной индукцией, включены в разные ветви цепи

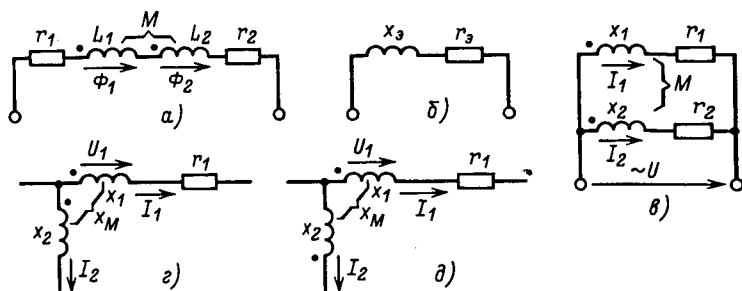


Рис. 2.30. Последовательное (а) и параллельное (в) включения катушек, связанных взаимной индукцией, эквивалентная схема (б) последовательной цепи а; узлы сложных цепей с взаимно связанными индуктивностями (г и д)

(рис. 2.30, г, д), напряжение U_1 имеет две составляющие, обусловленные собственной и взаимной индуктивностями:

для схемы рис. 2.30, г.

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 j x_1 + \underline{I}_2 j x_M;$$

для схемы рис. 2.30, д

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 j x_1 - \underline{I}_2 j x_M.$$

Знак плюс перед $\underline{I}_2 j x_M$ означает, что направление тока $\underline{I}_2$ такое же, что и тока $\underline{I}_1$: от начала к концу катушки. Во втором случае ток $\underline{I}_2$ имеет направление от конца к началу катушки, а ток $\underline{I}_1$ — от начала к концу катушки, поэтому перед $\underline{I}_2 j x_M$ стоит знак минус.

Глава третья

ТРЕХФАЗНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

3.1. ПОНЯТИЕ О ТРЕХФАЗНЫХ ЦЕПЯХ И ИХ ПРЕИМУЩЕСТВА

Трехфазной называется электрическая цепь, в ветвях которой действуют три одинаковые по амплитуде синусоидальные ЭДС, имеющие одну и ту же частоту, сдвинутые по фазе одна относительно другой на угол $2\pi/3 (120^\circ)$.

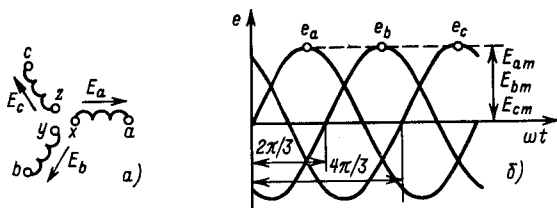


Рис. 3.1. Положительные направления (а) и графики (б) ЭДС синхронного генератора

В качестве источника электрической энергии в трехфазных цепях используются синхронные генераторы (см. § 11.1). В трех обмотках статора (якоря) синхронного генератора, называемых его фазами (рис. 3.1, а), и индуцируются указанные три ЭДС.

При указанных на рис. 3.1, а положительных направлениях ЭДС (от концов x , y и z фаз к их началам a , b и c) ЭДС изменяются в соответствии с выражениями

$$e_a = E_{am} \sin \omega t, \quad e_b = E_{bm} \sin(\omega t - 2\pi/3), \quad e_c = E_{cm} \sin(\omega t - 4\pi/3). \quad (3.1)$$

На рис. 3.1, б приведены графики $e_a(t)$, $e_b(t)$ и $e_c(t)$.

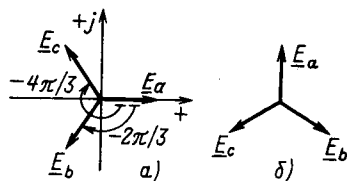
Совместив вектор ЭДС E_a с осью действительных величин комплексной плоскости (рис. 3.2, а), получим следующие выражения ЭДС в комплексной форме:

$$\left. \begin{aligned} \underline{E}_a &= E_a \\ \underline{E}_b &= E_b e^{-j2\pi/3} = E_b \cos(-2\pi/3) + jE_b \sin(-2\pi/3) = \\ &= -\frac{1}{2}E_b - j\frac{\sqrt{3}}{2}E_b; \\ \underline{E}_c &= E_c e^{-j4\pi/3} = E_c \cos(-4\pi/3) + jE_c \sin(-4\pi/3) = \\ &= -\frac{1}{2}E_c + j\frac{\sqrt{3}}{2}E_c. \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Следует заметить, что при изображении векторных диаграмм вектор ЭДС E_a принято направлять вертикально вверх, что соответствует повороту комплексной плоскости на 90° против вращения часовой стрелки. При этом оси действительных и мнимых величин обычно не указывают (рис. 3.2, б).

Пользуясь положительными направлениями и зная законы изменения ЭДС или соответствующие им графики, можно определить мгновенные значения и действительные направле-

Рис. 3.2. Векторные диаграммы ЭДС генератора в комплексной плоскости



ния ЭДС в любой момент времени. Например, при $t = 0$ $e_a = 0$,

$$e_b = E_{bm} \sin(-2\pi/3) = -\frac{\sqrt{3}}{2} E_{bm}, \quad e_c = E_{cm} \sin(-4\pi/3) = \frac{\sqrt{3}}{2} E_{cm}.$$

Так как $e_c > 0$, а $e_b < 0$, то при $t = 0$ ЭДС e_c направлена в действительности так, как показано на рис. 3.1, а, а ЭДС e_b — в противоположную сторону.

Согласно (3.1) и графикам (см. рис. 3.1, б) ЭДС достигает максимального значения сначала в фазе a , затем в фазе b и, наконец, в фазе c . Указанная последовательность, в которой ЭДС достигают максимального значения, называется прямой последовательностью чередования фаз. Если бы ротор генератора вращался в противоположную сторону, получилась бы обратная последовательность чередования фаз. Получить обратную последовательность чередования фаз работающего генератора можно, изменив названия любых двух фаз (например, фазу b назвать фазой c , а фазу c — фазой b). Как будет показано далее, от последовательности чередования фаз зависит, в частности, направление вращения асинхронных и синхронных двигателей. Анализ и расчет трехфазных цепей будут производиться в предположении прямой последовательности чередования фаз.

Условимся называть в дальнейшем систему из трех ЭДС, напряжений или токов симметричной, если три ЭДС, напряжения или тока имеют одинаковые действующие значения и сдвинуты по фазе относительно друг друга на угол $2\pi/3$. В том случае, когда три ЭДС, напряжения или тока имеют различные действующие значения либо сдвинуты по фазе на углы, отличные от $2\pi/3$, будем называть их несимметричной системой ЭДС, напряжений или токов. Трехфазные генераторы имеют симметричную систему ЭДС.

Приемники электрической энергии сравнительно редко получают питание непосредственно от трехфазных генераторов. Это объясняется тем, что экономически целесообразнее передавать на расстояние электрическую энергию более высокого напряжения, чем вырабатывают генераторы. Поэтому на электрических станциях напряжение с помощью трансформаторов повышают, а в местах потребления снижают до значения, необходимого для питания приемников. Таким образом,

в большинстве случаев приемники получают питание от трех вторичных обмоток трансформаторов, которые подобно генераторам имеют практически симметричную систему ЭДС. Условимся, говоря далее о трехфазных источниках, не учитывать, чем создаются ЭДС — генераторами или трансформаторами.

От трехфазного источника получают питание как трехфазные, так и однофазные приемники электрической энергии, а также различные трехфазные и однофазные устройства для преобразования переменного тока в постоянный.

Трехфазный приемник можно рассматривать в простейшем случае как устройство, состоящее из трех двухполюсников с одинаковыми параметрами, рассчитанное на подключение к трем проводам трехфазной сети, между которыми имеются три напряжения, сдвинутые относительно друг друга по фазе на угол $2\pi/3$. Отдельные двухполюсники трехфазного приемника называются его фазами. К трехфазным приемникам относятся, например, большинство электродвигателей переменного тока, крупные электрические печи, некоторые электромагниты.

Однофазный приемник можно рассматривать как двухполюсник, рассчитанный на подключение к двум проводам сети, между которыми имеется, естественно, лишь одно напряжение. К однофазным приемникам относятся осветительные лампы, электрические нагревательные приборы, двигатели переменного тока небольшой мощности, многие электромагниты и др.

Трехфазные электрические цепи имеют ряд преимуществ по сравнению с однофазными: возможность получения вращающегося магнитного поля и использования наиболее простых, надежных и дешевых асинхронных электродвигателей; меньший расход проводниковых материалов на сооружение линий электропередачи и электрических сетей; лучшие экономические показатели трехфазных генераторов и трансформаторов; возможность подключения к трехфазному источнику или трехфазной сети приемников, рассчитанных на два различных по значению напряжения. Благодаря своим преимуществам трехфазные цепи получили исключительно широкое распространение. Электрическая энергия вырабатывается на электростанциях, распределяется с помощью линий электропередачи и электрических сетей между приемниками и потребляется последними главным образом в виде энергии трехфазного переменного тока.

3.2. СПОСОБЫ СОЕДИНЕНИЯ ФАЗ ИСТОЧНИКОВ И ПРИЕМНИКОВ. ПОЛОЖИТЕЛЬНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ЭДС, НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

Чтобы уменьшить число проводов, которыми соединяются источник и приемники, и сократить тем самым расход дефицитных полупроводниковых материалов и затраты на сооружение линий электропередач и электрических сетей, отдельные фазы источников соединяют между собой звездой или треугольником.

При соединении звездой (рис. 3.3) концы x , y и z трех фаз объединяют в одну общую, так называемую нейтральную точку N_1 . При соединении треугольником (рис. 3.4) конец x одной фазы соединяют с началом b второй фазы, конец y второй фазы — с началом c третьей фазы, а конец z третьей фазы — с началом a первой фазы. В обоих случаях начала a , b и c трех фаз с помощью трех линейных проводов подключаются к приемникам электрической энергии, которые также соединяются звездой или треугольником (см. рис. 3.7 и 3.12).

Следует заметить, что способы фаз источников и приемников могут быть как одинаковыми, так и различными. При соединении фаз источника звездой иногда применяется нейтральный провод, соединяющий нейтральные точки N_1 и N источника и приемника (см. рис. 3.3 и 3.7).

Может показаться, что при соединении фаз источника треугольником в замкнутом контуре возникает ток даже при отключенных приемниках. Однако это не так, поскольку $\underline{E}_a + \underline{E}_b + \underline{E}_c = 0$ (см. рис. 3.2).

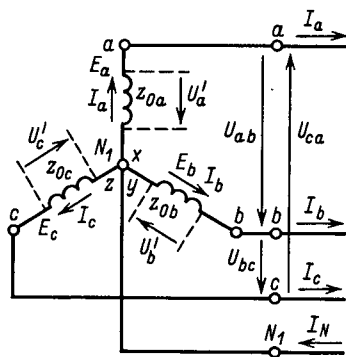


Рис. 3.3. Схема соединения фаз генератора звездой

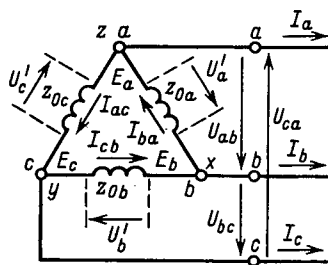


Рис. 3.4. Схема соединения фаз генератора треугольником

Электрические цепи при соединении источника треугольником и звездой без нейтрального провода называют трехпроводными, при соединении источника звездой с нейтральным проводом — четырехпроводными.

В трехфазных электрических цепях различают фазные и линейные напряжения и токи.

Фазными называются напряжения между началами и концами отдельных фаз источника или приемника.

Под фазными понимают токи в фазах источника или приемника. Например, на рис. 3.3 фазными напряжениями и токами являются $U'_a, U'_b, U'_c, I_a, I_b$ и I_c . На рис. 3.4 фазные напряжения и токи обозначены $U'_a, U'_b, U'_c, I_{ba}, I_{cb}$ и I_{ac} .

Линейными называются напряжения между началами фаз источника или приемника либо между линейными проводами. Линейными токами являются токи в трех линейных проводах, соединяющих источник и приемник. Так, на рис. 3.3 и 3.4 линейными напряжениями и токами являются $U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}, I_a, I_b$ и I_c .

При анализе и расчете трехфазных цепей большое значение имеют положительные направления ЭДС, напряжений и токов, так как от их выбора зависят знаки в уравнениях, составленных по законам Кирхгофа, и, следовательно, соотношения между векторами на векторных диаграммах.

За положительные направления ЭДС источника принимают направления от концов фаз к их началам (см. рис. 3.3 и 3.4). Как это обычно делается для источников, фазные токи направляют согласно с ЭДС, а фазные напряжения — в противоположную сторону.

Линейные напряжения направляют следующим образом: напряжение U_{ab} — от a к b , U_{bc} — от b к c , U_{ca} — от c к a . Линейные токи во всех линейных проводах направляют к приемникам.

Фазные напряжения и токи приемников направляют в одну и ту же сторону (см. рис. 3.7 и 3.11), как это обычно делается для приемников. Ток нейтрального провода I_N направляют от приемника к источнику (см. рис. 3.3 и 3.7).

3.3. СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ ФАЗНЫМИ И ЛИНЕЙНЫМИ НАПРЯЖЕНИЯМИ ИСТОЧНИКОВ. НОМИНАЛЬНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Фазные напряжения источника отличаются от его ЭДС вследствие падений напряжения во внутренних сопротивлениях источника, а напряжения приемника отличаются от напряжений источника за счет падений напряжения в сопротивлениях

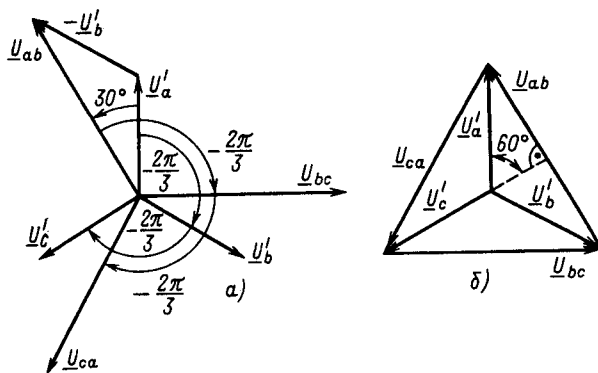


Рис. 3.5. Векторные диаграммы фазных и линейных напряжений при соединении источника звездой

проводов электрической сети. Вопрос об учете влияния падений напряжения в проводах сети на напряжения приемников будет рассмотрен в § 3.8. Пока же для упрощения анализа соотношений в трехфазных цепях будем пренебрегать указанными падениями напряжения.

Применяя второй закон Кирхгофа поочередно ко всем фазам, при сделанном допущении и соединении источников звездой (см. рис. 3.3) получим

$$\underline{U}'_a = \underline{E}_a, \quad \underline{U}'_b = \underline{E}_b, \quad \underline{U}'_c = \underline{E}_c. \quad (3.3)$$

На основании выражений (3.3) можно сделать вывод о том, что если генератор имеет симметричную систему ЭДС, то его фазные напряжения тоже симметричны, а векторная диаграмма фазных напряжений (рис. 3.5, а) не отличается от векторной диаграммы ЭДС генератора (рис. 3.2, б).

На основании уравнений по второму закону Кирхгофа для контуров N_1abN_1 , N_1bcN_1 и N_1caN_1 (см. рис. 3.3) нетрудно получить следующие уравнения, связывающие линейные и фазные напряжения:

$$\underline{U}_{ab} = \underline{U}'_a - \underline{U}'_b, \quad \underline{U}_{bc} = \underline{U}'_b - \underline{U}'_c, \quad \underline{U}_{ca} = \underline{U}'_c - \underline{U}'_a. \quad (3.4)$$

Используя (3.4) и имея векторы фазных напряжений (рис. 3.5, а), можно построить векторы линейных напряжений $\underline{U}_{ab}$, $\underline{U}_{bc}$ и $\underline{U}_{ca}$.

Из векторной диаграммы рис. 3.5, а следует, что при соединении источника звездой линейные напряжения равны и сдвинуты по фазе относительно друг друга на угол $2\pi/3$. Векторы

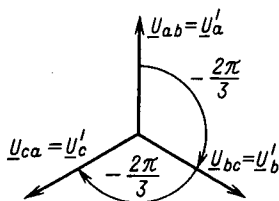


Рис. 3.6. Векторная диаграмма фазных и линейных напряжений при соединении источника треугольником

линейных напряжений изображают чаще соединяющими векторы соответствующих фазных направлений, как показано на рис. 3.5, 6. Из векторной диаграммы рис. 3.5, 6 следует, что

$$U_{ab} = 2U'_a \sin 60^\circ = \sqrt{3}U'_a. \quad (3.5)$$

Такое же соотношение существует между любыми другими линейными и фазными напряжениями. Поэтому можно написать, что вообще при соединении источника звездой

$$U_{\text{л}} = \sqrt{3}U'_{\text{ф}}. \quad (3.6)$$

Выражения (3.3) справедливы и при соединении источника треугольником (см. рис. 3.4). Непосредственно из схемы рис. 3.4 следует, что линейные напряжения равны соответствующим фазным напряжениям:

$$\underline{U}_{ab} = \underline{U}'_a, \quad \underline{U}_{bc} = \underline{U}'_b, \quad \underline{U}_{ca} = \underline{U}'_c. \quad (3.7)$$

Можно написать, что при соединении источника треугольником вообще

$$U_{\text{л}} = U'_{\text{ф}}. \quad (3.8)$$

Векторная диаграмма фазных и линейных напряжений при соединении источника треугольником приведена на рис. 3.6.

На основании изложенного можно сделать следующие выводы.

Независимо от способа соединения фаз источника между линейными проводами трехфазной цепи существуют три одинаковых по действующему значению линейных напряжения, сдвинутых по фазе относительно друг друга на угол $2\pi/3$. В случае соединения фаз источника звездой линейные напряжения оказываются в $\sqrt{3}$ раз больше, чем при соединении фаз того же источника треугольником.

В четырехпроводной цепи кроме трех линейных напряжений между линейными проводами и нейтральным проводом имеются три фазных напряжения. Последние в $\sqrt{3}$ раз меньше линейных напряжений и сдвинуты по фазе относительно друг

друга также на угол $2\pi/3$. Фазные и линейные напряжения не совпадают по фазе.

Наиболее распространенными номинальными напряжениями приемников переменного тока являются напряжения 380, 220 и 127 В. Напряжения 380 и 220 В используют преимущественно для питания промышленных приемников, а напряжения 220 и 127 В — для бытовых приемников. Напряжения 380, 220 и 127 В считают также номинальными напряжениями трехфазных электрических сетей. При линейном напряжении 380 В фазное напряжение четырехпроводной трехфазной сети $380/\sqrt{3} = 220$ В, а при линейном напряжении 220 В оно составляет $220/\sqrt{3} = 127$ В. Наличие в четырехпроводных сетях линейных и фазных напряжений дает возможность подключать однофазные приемники, рассчитанные на два напряжения, например на 380 и 220 В или 220 и 127 В.

3.4. СОЕДИНЕНИЕ ПРИЕМНИКОВ ЗВЕЗДОЙ

Как видно из схемы рис. 3.7, при соединении звездой фазные напряжения приемника U_a , U_b и U_c не равны линейным напряжениям U_{ab} , U_{bc} и U_{ca} . Применяя второй закон Кирхгофа и к контурам $aNba$, $bNcb$ и $cNac$, можно получить следующие соотношения между линейными и фазными напряжениями:

$$\underline{U}_{ab} = \underline{U}_a - \underline{U}_b, \quad \underline{U}_{bc} = \underline{U}_b - \underline{U}_c, \quad \underline{U}_{ca} = \underline{U}_c - \underline{U}_a. \quad (3.8a)$$

Пользуясь соотношениями (3.7) и имея векторы фазных напряжений, нетрудно построить векторы линейных напряжений (рис. 3.8).

Если не учитывать сопротивлений линейных проводов и нейтрального провода, то следует считать комплексные значения линейных и фазных напряжений приемника равными соответственно комплексным значениям линейных и фазных напряжений источника. Вследствие указанного равенства векторная диаграмма напряжений приемника не отличается от векторной диаграммы источника при соединении звездой (см. рис. 3.5, б и 3.8). Линейные и фазные напряжения приемника, как и источника, образуют две симметричные системы напря-

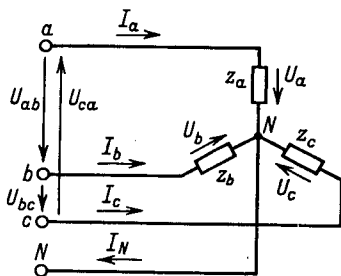


Рис. 3.7. Схема соединения фаз приемника звездой

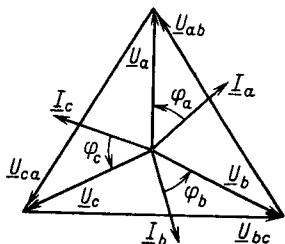


Рис. 3.8. Векторная диаграмма при соединении приемника звездой в случае симметричной нагрузки

жений. Очевидно, между линейными и фазными напряжениями приемника существует соотношение, подобное (3.6), т. е.

$$U_{\text{л}} = \sqrt{3} U_{\text{ф}}. \quad (3.9)$$

Как будет показано далее, соотношение (3.9) справедливо при определенных условиях так же в случае отсутствия нейтрального провода, т. е. в трехпроводной цепи.

На основании указанного соотношения можно сделать вывод о том, что соединение звездой следует применять в том случае, когда каждая фаза трехфазного приемника или однофазные приемники рассчитаны на напряжение в $\sqrt{3}$ раз меньшее, чем номинальное линейное напряжение сети.

Из схемы рис. 3.7 видно, что при соединении звездой линейные токи равны соответствующим фазным токам:

$$I_{\text{л}} = I_{\text{ф}}. \quad (3.10)$$

С помощью первого закона Кирхгофа получим следующее соотношение между фазными токами и током нейтрального провода:

$$\underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c = \underline{I}_N. \quad (3.11)$$

Имея векторы фазных токов, с помощью (3.11) нетрудно построить вектор тока нейтрального провода.

Если нейтральный провод отсутствует, то, очевидно,

$$\underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c = 0.$$

3.4.1. Симметричная нагрузка. Нагрузка считается симметричной, когда равны в отдельности активные и реактивные сопротивления всех фаз:

$$r_a = r_b = r_c \quad \text{и} \quad x_a = x_b = x_c,$$

где $x_a = x_{La} - x_{Ca}$ и т. д.

Условие симметричности нагрузки может быть записано

также через комплексные значения полных сопротивлений фаз: $\underline{Z}_a = \underline{Z}_b = \underline{Z}_c$.

Симметричная нагрузка трехфазной цепи возникает при подключении к сети трехфазных приемников (см. § 3.1).

Будем считать сначала, что при симметричной нагрузке имеется нейтральный провод.

В отношении любой фазы справедливы все формулы, полученные ранее для однофазных цепей. Например, для фазы a

$$\left. \begin{aligned} I_a &= U_a / Z_a; \quad \varphi_a = \arcsin \frac{x_a}{z_a}; \quad P_a = U_a I_a \cos \varphi_a = I_a^2 r_a; \\ Q_a &= U_a I_a \sin \varphi_a = I_a^2 x_a'; \quad S_a = U_a I_a = I^2 z_a = \sqrt{P_a^2 + Q_a^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

Так как в четырехпроводной цепи $U_a = U_b = U_c = U_\phi = U_\pi / \sqrt{3}$, то, очевидно, при симметричной нагрузке

$$\begin{aligned} I_a &= I_b = I_c = I_\phi; \quad \varphi_a = \varphi_b = \varphi_c = \varphi_\phi; \quad P_a = P_b, \quad P_c = P_\phi; \\ Q_a &= Q_b = Q_c = Q_\phi; \quad S_a = S_b = S_c = S_\phi. \end{aligned}$$

Векторная диаграмма при симметричной активно-индуктивной нагрузке приведена на рис. 3.8.

Из приведенных выражений и векторной диаграммы следует, что при симметричной нагрузке образуется симметричная система токов, поэтому ток в нейтральном проводе $\underline{I}_N = \underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c = 0$.

Очевидно, отключение нейтрального провода при $I_N = 0$ не приведет к изменению фазных напряжений, токов, углов сдвига фаз, мощностей и векторной диаграммы. Даже при отсутствии нейтрального провода фазные напряжения оказываются равными $U_\phi = U_\pi / \sqrt{3}$, т. е. тому напряжению, на которое рассчитаны фазы трехфазного приемника.

Из сказанного следует, что при симметричной нагрузке в нейтральном проводе нет необходимости и при симметричной нагрузке нейтральный провод не применяется.

Мощности трехфазного приемника могут быть выражены так:

$$\left. \begin{aligned} P &= 3P_\phi = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi_\phi; \quad Q = 3Q_\phi = 3U_\phi I_\phi \sin \varphi_\phi; \\ S &= 3S_\phi = 3U_\phi I_\phi = \sqrt{P^2 + Q^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

В качестве номинальных напряжений и токов трехфазных приемников указываются обычно линейные напряжения и токи. Учитывая это, мощности трехфазных приемников целесообразно также выражать через линейные напряжения и токи. Заме-

нив в (3.13) фазные напряжения и ток согласно (3.8) и (3.9), получим

$$\left. \begin{aligned} P &= \sqrt{3} U_{л} I_{л} \cos \varphi_{\phi}; & Q &= \sqrt{3} U_{л} I_{л} \sin \varphi_{\phi}; \\ S &= \sqrt{3} U_{л} I_{л}. \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

Пример 3.1. К трехфазной сети с линейным напряжением $U_{л} = U_{ab} = U_{bc} = U_{ca} = 380$ В должен быть подключен трехфазный приемник, каждая фаза которого рассчитана на напряжение 220 В и имеет активное сопротивление $r_{\phi} = 10$ Ом, а также индуктивное сопротивление $x_{\phi} = 10$ Ом, соединенные последовательно.

Определить фазные токи, углы сдвига фаз между фазными напряжениями и токами, а также мощности.

Решение. Так как каждая из фаз приемника рассчитана на напряжение, в $\sqrt{3}$ раз меньшее номинального напряжения сети, то приемник должен быть соединен звездой (см. рис. 3.7). Поскольку нагрузка симметричная, нейтральный провод подводить к приемнику не следует.

Полные сопротивления фаз, фазные токи и углы сдвига фаз между фазными напряжениями и токами

$$z_{\phi} = \sqrt{r_{\phi}^2 + x_{\phi}^2} \approx 14,1 \text{ Ом}; \quad I_{\phi} = U_{\phi} / z_{\phi} = \frac{U_{л}}{\sqrt{3} z_{\phi}} \approx 15,6 \text{ А},$$

$$\varphi_{\phi} = \arcsin \frac{x_{\phi}}{z_{\phi}} = 45^{\circ}.$$

Полная, активная и реактивная мощности приемника и любой фазы

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{3} U_{л} I_{л} \approx 10250 \text{ В} \cdot \text{А} = 10,25 \text{ кВ} \cdot \text{А}; \\ S_{\phi} &= S/3 \approx 3416 \text{ В} \cdot \text{А} \approx 3,42 \text{ кВ} \cdot \text{А}; \\ P &= S \cos \varphi_{\phi} = S \frac{r_{\phi}}{z_{\phi}} \approx 7270 \text{ Вт} = 7,27 \text{ кВт}, \\ P_{\phi} &= P/3 \approx 2426 \text{ Вт} \approx 2,43 \text{ кВт}; \\ Q &= S \sin \varphi_{\phi} = S \frac{x_{\phi}}{z_{\phi}} \approx 7270 \text{ вар} = 7,27 \text{ квар}; \\ Q &= \frac{Q}{3} \approx 2426 \text{ вар} \approx 2,43 \text{ квар}. \end{aligned}$$

Векторная диаграмма приемника приведена на рис. 3.8.

3.4.2. Несимметричная нагрузка. Нагрузка считается несимметричной, когда сопротивление хотя бы одной из фаз не равно сопротивлениям других фаз. Например, нагрузка будет несимметричной, если $r_a = r_b = r_c$, $x_a = x_b \neq x_c$. В общем случае при не-

симметричной нагрузке является полное отключение одной или двух фаз.

Несимметричная нагрузка возникает обычно при подключении к трехфазной сети однофазных приемников (см. § 3.1). Последние могут иметь различные мощности, могут располагаться территориально в разных местах (в различных помещениях, на разных этажах и т. д.), могут включаться и отключаться независимо друг от друга.

Когда имеется несколько однофазных приемников, для более равномерной загрузки линейных проводов сети их делят на три примерно одинаковые в отношении мощности группы (рис. 3.9), называемые фазами приемников. Одни выводы приемников различных фаз подключают к трем различным линейным проводам сети, а другие выводы приемников всех фаз — к нейтральному проводу. Так как все приемники рассчитаны на одно и то же напряжение, то в пределах каждой фазы они соединяются параллельно.

Если в пределах каждой фазы приемники заменить одним приемником с эквивалентным сопротивлением и расположить их соответствующим образом, получим схему, приведенную на рис. 3.7.

Особенностью электрической цепи при несимметричной нагрузке является то, что она должна иметь обязательно нейтральный провод. Объясняется это тем, что при его отсутствии значения фазных напряжений приемников существенно зависят от степени несимметрии нагрузки, т. е. от значений и характера сопротивлений приемников различных фаз. Поскольку последние могут изменяться в широких пределах при изменении числа включенных приемников, существенно могут изменяться и фазные напряжения. На одних приемниках напряжение может оказаться значительно больше, а на других — меньше фазного напряжения сети $U_{\phi}/\sqrt{3}$, т. е. того напряжения, на которое рассчитаны приемники. А это недопустимо.

Для иллюстрации сказанного на рис. 3.10 приведена векторная диаграмма цепи рис. 3.7 с несимметричной активной нагрузкой фаз при наличии нейтрального провода, а на рис. 3.11 — диаграмма той же цепи при его обрыве. Из сравнения

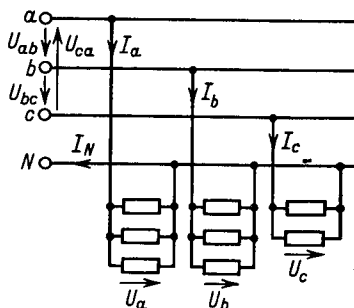


Рис. 3.9. К вопросу о соединении однофазных приемников звездой

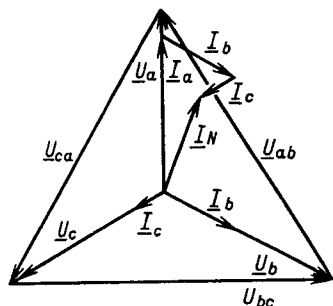


Рис. 3.10. Векторная диаграмма при соединении приемников звездой в случае несимметричной нагрузки и при наличии нейтрального провода

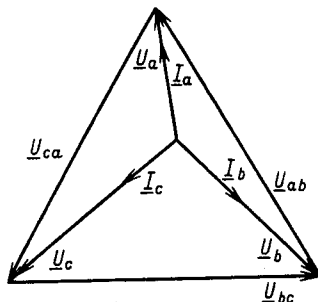


Рис. 3.11. Векторная диаграмма при соединении приемников звездой в случае несимметричной нагрузки и обрыве нейтрального провода

диаграмм отчетливо видны последствия обрыва нейтрального провода.

Необходимость нейтрального провода становится особенно очевидной, если представить себе, что при отсутствии нейтрального провода отключили все приемники, например, фаз a и b . Очевидно, напряжение фазы c при этом окажется равным нулю, так как фаза c окажется также отключенной. Если вообразить, что имеется всего лишь один однофазный приемник, рассчитанный на напряжение $U_{\text{л}}/\sqrt{3}$, то при отсутствии нейтрального провода его попросту было бы некуда включить.

Для повышения надежности соединения приемников с источником с помощью нейтрального провода в цепи последнего не ставят выключателей и даже защитных устройств, например предохранителей.

Фазные токи, углы сдвига фаз между фазными напряжениями и токами, а также фазные мощности при несимметричной нагрузке в цепи с нейтральным проводом будут в общем случае различными. Все они могут быть определены по приведенным ранее формулам (3.12). Для определения мощностей всех фаз следует воспользоваться выражениями

$$P = P_a + P_b + P_c, \quad Q = Q_a + Q_b + Q_c. \quad (3.15)$$

Очевидно, формулы (3.13) и (3.14) не пригодны для определения мощностей при несимметричной нагрузке.

Если требуется определить ток I_N нейтрального провода, то следует решать задачу комплексным методом. Можно также определить ток I_N по векторной диаграмме, которая, естественно, должна быть построена в масштабе.

При решении задачи в комплексной форме необходимо прежде всего выразить в комплексной форме полные сопротивления фаз и фазные напряжения. После этого нетрудно найти комплексные выражения фазных токов. Например, комплексное выражение тока I_a будет равно $I_a = \underline{U}_a / \underline{Z}_a$.

Комплексное значение тока в нейтральном проводе определяют по формуле (3.10).

Комплексным методом можно воспользоваться и для определения фазных мощностей. Так, мощности фазы a будут равны

$$\underline{S}_a = \underline{U}_a \underline{I}_a^*, \quad P_a = \operatorname{Re} \underline{S}_a, \quad Q_a = \operatorname{Im} \underline{S}_a, \quad S_a = \sqrt{P_a^2 + Q_a^2}.$$

Пример 3.2. В электрической цепи рис. 3.7 линейные напряжения $U_\Delta = 220$ В. В фазе a включено параллельно 20 ламп, в фазе b — 10 ламп, в фазе c — 5 ламп. Номинальное напряжение и мощность каждой лампы равны $U_{\text{ном}} = 127$ В, $P_{\text{ном}} = 100$ Вт. Определить фазные токи, ток каждой лампы и ток нейтрального провода.

Решение. Учитывая, что лампы имеют только активное сопротивление, из формулы мощности найдем номинальный ток лампы, а по закону Ома — сопротивление лампы:

$$I_{\text{ном}} = P_{\text{ном}} / U_{\text{ном}} = 100 / 127 \approx 0,79 \text{ А},$$

$$r_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} / I_{\text{ном}} = 127 / 0,79 \approx 161 \text{ Ом}.$$

Зная сопротивление лампы и число ламп в каждой фазе, нетрудно определить сопротивление фаз, а затем фазные токи:

$$r_a \approx 161 / 20 = 8,05 \text{ Ом}, \quad r_b \approx 161 / 10 = 16,1 \text{ Ом},$$

$$r_c \approx 161 / 5 = 32,2 \text{ Ом}, \quad I_a = U_a / r_a = 127 / 8,05 \approx 15,8 \text{ А},$$

$$I_b \approx 7,9 \text{ А}, \quad I_c \approx 3,95 \text{ А}.$$

Так как при $U_\Delta = 220$ В напряжение на лампах равно их номинальному напряжению, т. е. 127 В, то каждая лампа будет потреблять ток, равный номинальному, т. е. 0,79 А.

Для определения тока в нейтральном проводе решим задачу комплексным методом. Так как при сделанных ранее допущениях комплексные значения фазных напряжений приемника равны комплексным значениям соответствующих ЭДС [см. (3.2)], то

$$\underline{U}_a = U_a = 127 \text{ В}, \quad \underline{U}_b \cos(-2\pi/3) + j \underline{U}_b \sin(-2\pi/3) = -63,5 - j 110 \text{ В},$$

$$\underline{U}_c = U_c \cos(-4\pi/3) + j U_c \sin(-4\pi/3) = -63,5 + j 110 \text{ В}.$$

Комплексные значения фазных сопротивлений: $\underline{Z}_a = 8,05 \text{ Ом}$, $\underline{Z}_b = 16,1 \text{ Ом}$, $\underline{Z}_c = 32,2 \text{ Ом}$.

Комплексные значения токов и действующее значение тока нейтрального провода:

$$\underline{I}_a = \underline{U}_a / \underline{Z}_a \approx 15,8 \text{ A}; \quad \underline{I}_b \approx (-3,94 - j6,83) \text{ A}; \quad \underline{I}_c \approx (-1,97 + j3,41) \text{ A};$$

$$\underline{I}_N = \underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c \approx (9,89 - j3,42) \text{ A}; \quad I_N \sqrt{9,89^2 + 3,42^2} \approx 10,5 \text{ A}.$$

Векторная диаграмма к примеру 3.2 дана на рис. 3.10.

3.5. СОЕДИНЕНИЕ ПРИЕМНИКОВ ТРЕУГОЛЬНИКОМ

Как видно из схемы рис. 3.12, каждая фаза приемника при соединении треугольником подключена к двум линейным проводам. Поэтому независимо от значения и характера сопротивлений приемника каждое фазное напряжение равно соответствующему линейному напряжению:

$$U_\phi = U_\Delta. \quad (3.16)$$

Если не учитывать сопротивлений проводов сети, то напряжения приемника следует считать равными линейным напряжениям источника.

На основании схемы рис. 3.12 и выражения (3.16) можно сделать вывод о том, что соединение треугольником следует применять тогда, когда каждая фаза трехфазного приемника или однофазные приемники рассчитаны на напряжение, равное номинальному линейному напряжению сети.

Фазные токи I_{ab} , I_{bc} и I_{ca} в общем случае не равны линейным токам I_a , I_b и I_c . Применяя первый закон Кирхгофа к узловым точкам a , b и c , можно получить следующие соотношения между линейными и фазными токами:

$$\underline{I}_a = \underline{I}_{ab} - \underline{I}_{ca}, \quad \underline{I}_b = \underline{I}_{bc} - \underline{I}_{ab}, \quad \underline{I}_c = \underline{I}_{ca} - \underline{I}_{bc}. \quad (3.17)$$

Используя указанные соотношения и имея векторы фазных токов, нетрудно построить векторы линейных токов.

3.5.1. Симметричная нагрузка. В отношении любой фазы справедливы все формулы, полученные ранее для однофазных цепей, например

$$\left. \begin{aligned} I_{ab} &= U_{ab} / z_{ab}; \quad \varphi_{ab} = \arcsin \frac{x_{ab}}{z_{ab}}; \quad P_{ab} = U_{ab} I_{ab} \cos \varphi_{ab} = I_{ab}^2 r_{ab}; \\ Q_{ab} &= U_{ab} I_{ab} \sin \varphi_{ab} = I_{ab}^2 x_{ab}; \quad S_{ab} = U_{ab} I_{ab} = I_{ab}^2 z_{ab} = \sqrt{P_{ab}^2 + Q_{ab}^2} \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

Рис. 3.12. Соединение фаз приемника треугольником

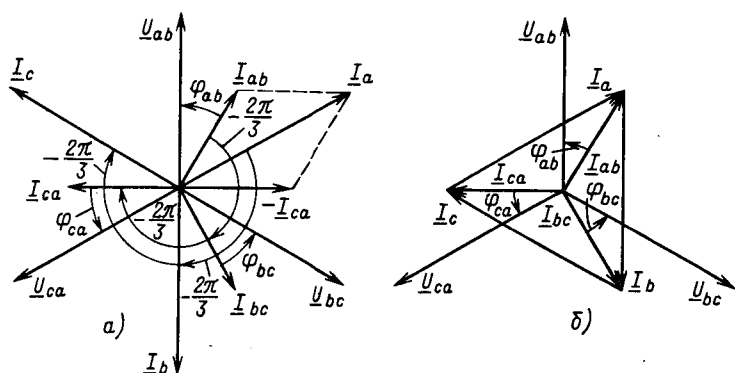
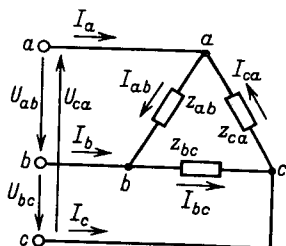


Рис. 3.13. Векторные диаграммы при соединении приемника треугольником в случае симметричной нагрузки

Очевидно, при симметричной нагрузке

$$I_{ab} = I_{bc} = I_{ca} = I_{\phi}; \quad \varphi_{ab} = \varphi_{bc} = \varphi_{ca} = \varphi_{\phi}; \quad P_{ab} = P_{bc} = P_{ca} = P_{\phi};$$

$$Q_{ab} = Q_{bc} = Q_{ca} = Q_{\phi}; \quad S_{ab} = S_{bc} = S_{ca} = S_{\phi}.$$

Векторная диаграмма фазных (линейных) напряжений, а также фазных токов при симметричной активно-индуктивной нагрузке приведена на рис. 3.13, а. Там же в соответствии с выражениями (3.17) построены векторы линейных токов. Следует обратить внимание на то, что при изображении векторных диаграмм в случае соединения треугольником вектор линейного напряжения U_{ab} принято направлять вертикально вверх.

Из приведенных выражений и векторной диаграммы следует, что при симметричной нагрузке существуют симметричные системы фазных и линейных токов.

Векторы линейных токов чаще изображают соединяющими векторы соответствующих фазных токов, как показано на

рис. 3.13, б. На основании векторной диаграммы рис. 3.13, б $I_a = 2I_{ab} \sin 60^\circ = \sqrt{3}I_{ab}$. Такое же соотношение существует между любыми другими фазными и линейными токами. Поэтому можно написать, что при симметричной нагрузке вообще

$$I_L = \sqrt{3}I_\Phi. \quad (3.19)$$

Для определения мощностей трехфазного приемника при симметричной нагрузке можно воспользоваться полученными ранее формулами (3.13) и (3.14).

Пример 3.3. К трехфазной сети с линейными напряжениями $U_L = 220$ В должен быть подключен трехфазный приемник, каждая фаза которого рассчитана на напряжение 220 В и содержит активное сопротивление $r_\Phi = 8,65$ Ом, а также индуктивное сопротивление $x_\Phi = 5$ Ом, соединенные последовательно.

Определить фазные и линейные токи, углы сдвига фаз между фазными напряжениями и токами, а также мощности.

Решение. Так как каждая из фаз приемника рассчитана на напряжение, равное линейному напряжению трехфазной сети, фазы приемника должны быть соединены треугольником (см. рис. 3.12).

Полные сопротивления фаз, фазные и линейные токи:

$$z_\Phi = \sqrt{r_\Phi^2 + x_\Phi^2} = 10 \text{ Ом}, \quad I_\Phi = U_\Phi / z_\Phi = 22 \text{ А}, \quad I_L = \sqrt{3}I_\Phi = 38 \text{ А}.$$

Углы сдвига фаз между напряжениями и токами

$$\varphi_\Phi = \arcsin \frac{x_\Phi}{z_\Phi} = 30^\circ.$$

Полная активная и реактивная мощности приемника и любой фазы

$$S = \sqrt{3}U_L I_L = 4730 \text{ В} \cdot \text{А} = 4,73 \text{ кВ} \cdot \text{А};$$

$$S_\Phi = S/3 \approx 1576 \text{ В} \cdot \text{А} \approx 1,58 \text{ кВ} \cdot \text{А};$$

$$P = S \cos \varphi_\Phi = S r_\Phi / z_\Phi \approx 4100 \text{ Вт} = 4,1 \text{ кВт};$$

$$P_\Phi = P/3 \approx 1366 \text{ Вт} \approx 1,37 \text{ кВт};$$

$$Q = S \sin \varphi_\Phi = S x_\Phi / z_\Phi \approx 2365 \text{ вар} \approx 2,36 \text{ квар};$$

$$Q_\Phi = Q/3 \approx 788 \text{ вар} = 0,788 \text{ квар}.$$

Векторные диаграммы приемника приведены на рис. 3.13.

3.5.2. Несимметричная нагрузка. Как и при соединении звездой, в случае соединения треугольником однофазные приемники делят на три примерно равные в отношении мощности группы. Каждая группа подключается к двум проводам, между которыми имеется напряжение, отличающееся по фазе от двух

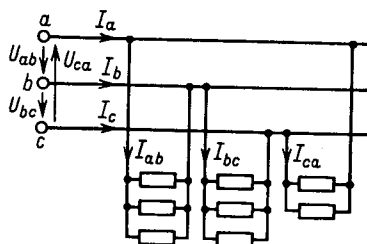


Рис. 3.14. К вопросу о соединении однофазных приемников треугольником

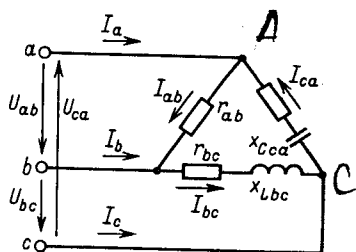


Рис. 3.15. Схема цепи к примеру 3.4

других напряжений сети (рис. 3.14). В пределах каждой группы приемники соединяются параллельно.

После замены приемников каждой фазы одним приемником с эквивалентным сопротивлением и соответствующего их расположения получим схему, приведенную на рис. 3.12.

Фазные токи, углы сдвига фаз между фазными напряжениями и токами, а также фазные мощности можно определить по формулам (3.18). При несимметричной нагрузке фазные токи, углы сдвига фаз и фазные мощности будут в общем случае различными. Векторная диаграмма для случая, когда в фазе ab имеется активная нагрузка, в фазе bc — активно-индуктивная, а в фазе ca — активно-емкостная (рис. 3.15), приведена на рис. 3.16. Построение векторов линейных токов произведено в соответствии с выражениями (3.17).

Для определения мощностей всех фаз следует пользоваться формулами

$$P = P_{ab} + P_{bc} + P_{ca}, \quad Q = Q_{ab} + Q_{bc} + Q_{ca}. \quad (3.20)$$

Формулы (3.13) и (3.14), полученные ранее для симметричной нагрузки, не пригодны для определения мощностей при несимметричной нагрузке.

Если кроме фазных токов требуется определить линейные токи, задачу следует решать в комплексной форме. Для этой же цели можно воспользоваться векторной диаграммой.

При решении задачи в комплексной форме необходимо прежде всего выразить в комплексной форме фазные напряжения, а также полные сопротивления фаз. Когда это сделано, нетрудно по закону Ома определить фазные токи. Например, комплексное выражение тока I_{ab} будет

$$\underline{I}_{ab} = \underline{U}_{ab} / \underline{Z}_{ab}. \quad (3.21)$$

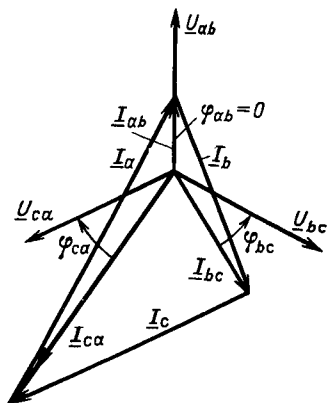


Рис. 3.16. Векторная диаграмма фазных и линейных напряжений и токов при соединении приемника треугольником в случае несимметричной нагрузки

Линейные токи определяются через фазные с помощью выражений (3.17).

Комплексным методом можно воспользоваться и для определения фазных мощностей. Так, мощности

фазы ab будут равны

$$\underline{S}_{ab} = \underline{U}_{ab} \underline{I}_{ab}^*, \quad \underline{P}_{ab} = \operatorname{Re} \underline{S}_{ab}, \quad \underline{Q}_{ab} = \operatorname{Im} \underline{S}_{ab}; \quad \underline{S}_{ab} = \sqrt{P_{ab}^2 + Q_{ab}^2}. \quad (3.22)$$

Рассмотрим, как будут изменяться значения различных величин в электрической цепи рис. 3.15 при изменении сопротивления приемников. Например, если при $x_{Cca}/r_{ca} = \text{const}$ увеличить вдвое сопротивление z_{ca} , то ток I_{ca} уменьшится, а угол φ_{ca} не изменится (см. рис. 3.16). Очевидно, при этом уменьшатся и токи I_a, I_c , а также мощности P_{ca}, Q_{ca}, S_{ca} . Токи I_{ab}, I_{bc}, I_b , углы $\varphi_{ab}, \varphi_{bc}$, а также мощности $P_{ab}, Q_{ab}, S_{ab}, P_{bc}, Q_{bc}, S_{bc}$ останутся постоянными. При отключении фазы ca сопротивление $z_{ca} = \infty$, $I_{ca} = 0$, токи I_{ab}, I_{bc}, I_b , а также углы $\varphi_{ab}, \varphi_{bc}$ не изменятся, а токи I_a и I_c уменьшатся и $\underline{I}_a = \underline{I}_{ab}, \underline{I}_c = -\underline{I}_{bc}$.

Пример 3.4. В электрической цепи рис. 3.15 $U_d = 220$ В, $r_{ab} = 40$ Ом, $r_{bc} = 17,3$ Ом, $x_{Lbc} = 10$ Ом, $r_{ca} = 8,65$ Ом, $x_{Cca} = 5$ Ом.

Определить фазные и линейные токи, а также мощности.

Решение. Условимся определять линейные токи аналитически, для чего будем решать задачу комплексным методом. Поскольку вектор линейного напряжения $\underline{U}_{ab}$ при соединении в треугольник принято обычно направлять как вектор ЭДС E_a вертикально вверх (см. рис. 3.2, б), для определения комплексных значений линейных напряжений можно воспользоваться выражениями (3.2). Получим

$$\underline{U}_{ab} = U_{ab} = 220 \text{ В},$$

$$\underline{U}_{bc} = U_{bc} \cos(-2\pi/3) + jU_{bc} \sin(-2\pi/3) = -110 - j190 \text{ В},$$

$$\underline{U}_{ca} = U_{ca} \cos(-4\pi/3) + jU_{ca} \sin(-4\pi/3) = -110 + j190 \text{ В}.$$

Комплексные значения полных сопротивлений фаз

$$\underline{Z}_{ab} = 40 \text{ Ом}, \quad \underline{Z}_{bc} = 17,3 + j10 \text{ Ом}, \quad \underline{Z}_{ca} = 8,65 - j5 \text{ Ом}.$$

Комплексные и действующие значения фазных и линейных токов:

$$\underline{I}_{ab} = \frac{\underline{U}_{ab}}{\underline{Z}_{ab}} = \frac{220}{40} = 5,5 \text{ А}; \quad \underline{I}_{bc} = -9,5 - j5,5 \text{ А};$$

$$I_{bc} = \sqrt{9,5^2 + 5,5^2} \approx 11 \text{ А};$$

$$\underline{I}_{ca} = -19 + j11 \text{ А}; \quad I_{ca} = \sqrt{19^2 + 11^2} \approx 22 \text{ А};$$

$$\underline{I}_a = \underline{I}_{ab} - \underline{I}_{ca} \approx 24,5 - j11 \text{ А}; \quad I_a \approx 26,9 \text{ А};$$

$$\underline{I}_b = \underline{I}_{bc} - \underline{I}_{ab} \approx -15 - j5,5 \text{ А}; \quad I_b \approx 16 \text{ А};$$

$$\underline{I}_c = \underline{I}_{ca} - \underline{I}_{bc} \approx -9,5 + j16,5 \text{ А}; \quad I_c \approx 19 \text{ А}.$$

Далее можно решать задачу, не прибегая к комплексному методу. Активные, реактивные и полные мощности фаз:

$$P_{ab} = I_{ab}^2 r_{ab} = 1210 \text{ Вт}; \quad P_{bc} = 2090 \text{ Вт}; \quad P_{ca} = 4190 \text{ Вт}; \quad Q_{ab} = 0; \quad Q_{bc} = I_{bc}^2 x_{Lbc} = 1210 \text{ вар}; \quad Q_{ca} = I_{ca}^2 x_{Cca} = -2420 \text{ вар}; \quad S_{ab} = P_{ab} = 1210 \text{ В} \cdot \text{А}; \\ S_{bc} = U_{bc} I_{bc} = 2420 \text{ В} \cdot \text{А}; \quad S_{ca} = U_{ca} I_{ca} = 4840 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

Общие активные и реактивные мощности:

$$P = P_{ab} + P_{bc} + P_{ca} = 7490 \text{ Вт}; \quad Q = Q_{ab} + Q_{bc} + Q_{ca} = -1210 \text{ вар}.$$

Углы сдвига фаз между фазными напряжениями и токами

$$\varphi_{ab} = 0, \quad \varphi_{bc} = \arcsin \frac{x_{Lbc}}{z_{bc}} = 30^\circ, \quad \varphi_{ca} = \arcsin \frac{x_{Cca}}{z_{ca}} = -30^\circ.$$

Векторная диаграмма приемника дана на рис. 3.16.

3.6. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ С НЕСКОЛЬКИМИ ПРИЕМНИКАМИ

От трехфазного источника или от трехфазной сети обычно получают питание несколько приемников. Это могут быть как однофазные, так и трехфазные приемники.

При выборе способа соединения фаз трехфазных приемников и подключения однофазных приемников следует исходить из того, чтобы на фазах трехфазных приемников и на однофазных приемниках были те напряжения, на которые они рассчитаны.

Предположим, что в четырехпроводной трехфазной цепи (рис. 3.17) линейное напряжение $U_{\text{л}} = 220 \text{ В}$, а фазное соответственно $U_{\text{ф}} = U_{\text{л}}/\sqrt{3} = 127 \text{ В}$.

Если каждая фаза трехфазного приемника 1 рассчитана на 127 В, трехфазного приемника 2 — на 220 В, каждый приемник в группе однофазных приемников 3 — на 127 В, однофазный приемник 4 — на 220 В,

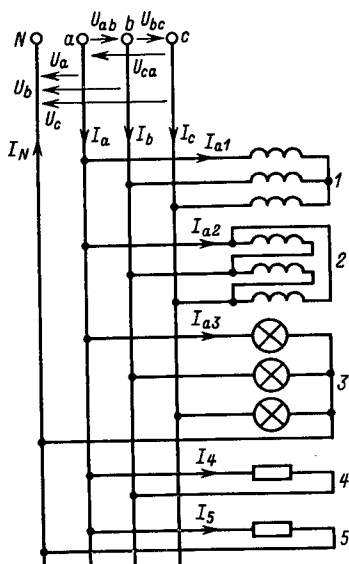


Рис. 3.17. Схемы включения приемников в трехфазную сеть

а однофазный приемник 5 — на 127 В, то приемники должны быть соединены и включены, как показано на рис. 3.17.

Если бы имелись три группы однофазных приемников и каждый из приемников был рассчитан на напряжение 220 В, то эти группы следовало бы соединить треугольником и включить в сеть, как включен приемник 2. Если бы сеть была трехпроводной с линейным напряжением 220 В, то включить приемники 3 и 5 в эту сеть было бы невозможно.

Следует обратить внимание на то, что в качестве номинальных напряжений трехфазных приемников указываются часто два напряжения, отличающиеся одно от другого в $\sqrt{3}$ раз, например 380/220 В. При этом низшее напряжение — это то напряжение, на которое рассчитана каждая фаза. Два напряжения означают, что приемник может быть включен как в сеть с линейным напряжением 380 В, так и в сеть с линейным напряжением 220 В. Очевидно, при напряжении сети 380 В приемник следует соединить звездой, а при напряжении 220 В — треугольником.

Если в группу приемников входит хотя бы один приемник, создающий несимметричную нагрузку, то вся нагрузка будет также несимметричной. В этом случае токи группы приемников следует определять по первому закону Кирхгофа. Например, комплексное значение тока I_a в электрической цепи рис. 3.17 будет равно $I_a = I_{a1} + I_{a2} + I_{a3} + I_{a4} + I_{a5}$.

Общие мощности цепи определяются по очевидным формулам

$$P = P_1 + P_2 + \dots;$$

$$Q = Q_1 + Q_2 + \dots, \quad (3.23)$$

где в общем случае $Q_1 = Q_{L1} - Q_{C1}$ и т. д.

При расчете в комплексной форме цепи с несколькими приемниками следует помнить, что фазные и линейные напряжения четырехпроводной сети не совпадают по фазе.

Если электрическая цепь содержит только трехфазные приемники, то общая нагрузка группы приемников будет симметричной. В этом случае токи группы приемников проще всего определить через мощности.

Определив согласно (3.23) активную и реактивную мощности группы трехфазных приемников, нетрудно найти полную мощность, а затем ток группы приемников:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}, \quad I_{\text{л}} = \frac{S}{\sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}}}. \quad (3.24)$$

Через мощности можно найти также угол сдвига фаз между фазными напряжениями и токами группы приемников (или эквивалентного приемника):

$$\varphi_{\text{ф}} = \arcsin \frac{Q}{S}.$$

3.7. КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ И СПОСОБЫ ЕГО ПОВЫШЕНИЯ

Площади поперечного сечения проводов линий электропередачи и электрических сетей, обмоток электрических машин, трансформаторов, электротехнических аппаратов и приборов выбираются, исходя из нагревания, по значению тока в них, который при заданном напряжении переменного тока прямо пропорционален полной мощности S . А энергия, преобразуемая из электрической в другие виды (в механическую, тепловую и т. д.) и используемая в большей части для практических целей, пропорциональна активной энергии и соответствующей ей активной мощности P .

Как известно, между указанными мощностями и реактивной мощностью существуют соотношения

$$P = S \cos \varphi; \quad S = \sqrt{P^2 + Q^2}.$$

Входящий в первое выражение $\cos \varphi$ называется коэффициентом мощности и показывает, какую часть полной мощности составляет активная мощность: $\cos \varphi = P/S = P/\sqrt{P^2 + Q^2}$.

Считая, что активная мощность установки, значение которой зависит в основном от мощности приемников, остается постоянной, выясним, к чему приведет увеличение коэффициента мощности установки.

Как следует из приведенных формул, при увеличении $\cos \varphi$ мощность S уменьшается. При $P = \text{const}$ это может происходить лишь за счет уменьшения реактивной мощности Q установки. Снижение мощности S приводит к уменьшению линей-

ного тока I_d . Последнее будет сопровождаться уменьшением потерь напряжения и мощности в сопротивлениях проводов сети, обмотках трансформаторов и генераторов.

Очевидно, при уменьшении тока площади поперечного сечения названных элементов могут быть также уменьшены. В отношении трансформаторов и генераторов это приводит к уменьшению габаритных размеров, расхода дефицитных материалов на изготовление, массы, номинальной мощности и стоимости.

В действующей установке повышение $\cos \varphi$ при существующей площади поперечного сечения проводов позволит увеличить число приемников, которые могут быть подключены к данной сети.

Таким образом, повышение коэффициента мощности дает определенные выгоды во многих отношениях, а поэтому имеет большое народнохозяйственное значение.

Большая часть элементов электрических цепей переменного тока потребляет кроме активной мощности также индуктивную мощность. К ним относятся в первую очередь наиболее распространенные в народном хозяйстве асинхронные электродвигатели. Значительная часть индуктивной мощности потребляется трансформаторами, широко используемыми в различных установках. Индуктивная мощность потребляется также различными электромагнитными аппаратами, такими, например, как электромагниты, контакторы и магнитные пускатели, реле и т. д.

Для уменьшения индуктивной мощности и увеличения тем самым $\cos \varphi$ необходимо прежде всего:

выбирать правильно двигатели по мощности, так как необоснованное завышение мощности приведет к их работе с недогрузкой, а при этом, как правило, $\cos \varphi$ понижается;

заменять двигатели, работающие с недогрузкой, двигателями меньшей мощности;

сокращать по возможности времена работы двигателей и трансформаторов холостую.

Если все же $\cos \varphi$ оказывается недостаточно высоким, прибегают часто к его искусственному повышению. Для этой цели подключают к трехфазной сети компенсирующие устройства, к которым относятся батареи конденсаторов и трехфазные синхронные компенсаторы (см. гл. 11). Последние применяются реже. Батарея конденсаторов соединяется обычно треугольником, как показано на рис. 3.18, а. Батарея конденсаторов потребляет емкостную мощность, которая частично компенсирует индуктивную мощность установки, в результате чего реактивная мощность уменьшается, а коэффициент мощности повы-

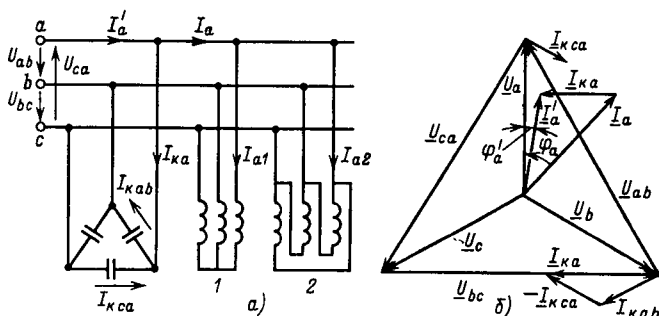


Рис. 3.18. Схема и векторная диаграмма к примеру 3.5

шается. Естественно, что $\cos \varphi$ самих приемников при этом остается прежним.

Чтобы уменьшить ток проводов сети, батарею конденсаторов устанавливают по возможности вблизи приемников.

Пример 3.5. К трехфазной сети рис. 3.18, а с линейными напряжениями $U_n = 220$ В подключены два трехфазных приемника. Активная мощность и коэффициент мощности первого приемника $P_1 = 10$ кВт, $\cos \varphi_1 = 0,7$. Фазные сопротивления второго приемника $r_\phi = 6$ Ом, $x_{L\phi} = 8$ Ом, нагрузка симметричная.

Определить токи, мощности и коэффициент мощности $\cos \varphi$ установки из двух приемников. Найти мощность, токи и емкость батареи конденсаторов, если требуется повысить коэффициент мощности до $\cos \varphi' = 0,95$. Определить токи и мощности установки из двух приемников и батареи конденсаторов.

Решение. Полная и реактивная мощности первого приемника

$$S_1 = P_1 / \cos \varphi_1 = 14,3 \text{ кВ} \cdot \text{А}, \quad Q_1 = \sqrt{S_1^2 - P_1^2} \approx 10,2 \text{ квар.}$$

Полное сопротивление и ток фазы второго приемника

$$z_2 = \sqrt{r_2^2 + x_{L2}^2} = 10 \text{ Ом}; \quad I_{\phi 2} = U_\phi / z_2 = U_n / z_2 = 22 \text{ А.}$$

Активная и реактивная мощности второго приемника

$$P_2 = 3I_{\phi 2}^2 r_2 = 8,7 \text{ кВт}; \quad Q_2 = 3I_{\phi 2} x_{L\phi} \approx 11,6 \text{ квар.}$$

Активная, реактивная и полная мощности установки, состоящей из двух приемников,

$$P = P_1 + P_2 = 18,7 \text{ кВт}; \quad Q = Q_1 + Q_2 = 21,8 \text{ квар};$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \approx 28,7 \text{ кВ} \cdot \text{А.}$$

Линейный ток и коэффициент мощности установки из двух приемников

$$I_n = I_a = S / \sqrt{3} U_n \approx 75,5 \text{ А}; \quad \cos \varphi = P / S \approx 0,65.$$

Мощности установки из приемников и батареи конденсаторов

$$P' = P = 18,7 \text{ кВт}; \quad S' = P/\cos \varphi' = 19,68 \text{ кВ} \cdot \text{А};$$

$$Q' = \sqrt{S'^2 - P'^2} = 6,13 \text{ квар.}$$

Линейные токи установки из приемников и батареи конденсаторов, мощность и линейные токи батареи конденсаторов

$$I'_\text{л} = I'_\text{а} = S'/\sqrt{3} U_\text{л} = 51,7 \text{ А}; \quad Q_\text{к} = Q - Q' = 15,67 \text{ квар};$$

$$I_{\text{к,л}} = Q_\text{к}/\sqrt{3} U_\text{л} = 41,2 \text{ А}.$$

Фазные токи и сопротивление фазы батареи конденсаторов

$$I_{\text{к,ф}} = I_{\text{к,л}}/\sqrt{3} = 20,8 \text{ А}; \quad x_{\text{к,ф}} = U_\text{ф}/I_{\text{к,ф}} = U_\text{л}/I_{\text{к,ф}} = 10,58 \text{ Ом}.$$

Емкость одной фазы и всей батареи конденсаторов

$$C_{\text{к,ф}} = 1/2\pi f x_{\text{к,ф}} = 30 \text{ мкФ}; \quad C_\text{к} = 3C_{\text{к,ф}} = 90 \text{ мкФ}.$$

Векторная диаграмма цепи рис. 3.18, а приведена на рис. 3.18, б. На диаграмме показаны только те токи, которые определяют ток $I'_\text{а}$ (т. е. $I_\text{а}$ и $I_{\text{ка}}$), а также токи, определяющие ток $I_{\text{ка}}$ (т. е. I_{kab} и $I_{\text{кад}}$).

3.8. ВЛИЯНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ ПРОВОДОВ СЕТИ НА НАПРЯЖЕНИЯ ПРИЕМНИКОВ. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ РАСЧЕТА.

При изменении числа приемников, подключенных к трехфазной сети, изменяются падения напряжения в сопротивлениях проводов сети, в результате чего напряжения приемников не остаются неизменными.

При симметричной нагрузке и равенстве сопротивлений проводов сети падения напряжения получаются одинаковыми, в результате чего фазные и линейные напряжения приемников оказываются симметричными. В отличие от этого при несимметричной нагрузке падения напряжения в сопротивлениях проводов сети получаются неодинаковыми, что приводит к несимметрии фазных и линейных напряжений приемников.

Для уменьшения колебаний и степени несимметрии напряжения приемников площадь поперечного сечения проводов электрических сетей выбирают не только по нагреванию, но и по допустимой потере напряжения. Учитывая относительно небольшую потерю напряжения в сопротивлениях проводов при нормальной их загрузке, часто принимают линейные и фазные напряжения приемников симметричными даже при несимметричной нагрузке.

Рассмотрим последовательность расчета трехфазных цепей с учетом сопротивлений проводов, считая, что заданы симметричные напряжения в начале электрической сети.

При симметричной нагрузке и соединении приемника звездой следует определить эквивалентные фазные сопротивления, включающие в себя сопротивления приемника и проводов. После этого нетрудно определить фазные токи, а затем фазные напряжения приемника. Для определения линейных напряжений приемника следует воспользоваться формулой (3.9).

Если при соединении звездой нагрузка несимметричная, необходимо решать задачу в комплексной форме. При этом целесообразно использовать метод узлового напряжения. Определив напряжение между нейтральными точками N_1 и N (см. рис. 3.3 и 3.7) трехфазного источника и приемников, можно найти фазные токи и напряжения, а затем — линейные напряжения.

При симметричной нагрузке и соединении треугольником следует, используя комплексный метод, найти активное и реактивное сопротивления эквивалентной звезды. Далее задача решается в порядке, изложенном выше для соединения звездой. Фазные токи при соединении треугольником определяют по формуле (3.19).

Если при соединении треугольником нагрузка несимметричная, то следует воспользоваться комплексным методом и решать задачу в такой последовательности: преобразовать треугольник сопротивлений в эквивалентную звезду; определить эквивалентные сопротивления, включающие в себя сопротивления эквивалентной звезды и проводов; преобразовать звезду с эквивалентными сопротивлениями в эквивалентный треугольник; с помощью закона Ома определить фазные токи, а зная их и используя выражения (3.17), найти линейные токи; в заданной цепи с соединением приемников треугольником определить по второму закону Кирхгофа фазные напряжения приемников, после чего по закону Ома вычислить их фазные токи.

Глава четвертая

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

4.1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Процессы, протекающие в электромагнитах, механических и тепловых системах при переходе из одного установившегося (стационарного) состояния к другому, при котором энергия системы (соответственно энергия электрического и магнитного полей, кинетическая энергия и тепловая энергия и обуславливающие их величины — напряжение, ток, скорость и температура) изменяется, называются переходными или неустановившимися процессами.

Процесс перехода от одного установившегося состояния к другому протекает не мгновенно (скачком), а постепенно в те-

чение определенного времени в силу того, что энергия скачком изменяться не может и, следовательно, не может изменяться скачком обуславливающая ее величина. Если предположить, что энергия изменится мгновенно за время $t = 0$, то мощность, необходимая для этого,

$$P = \frac{dw}{dt} = \frac{w}{0} = \infty$$

оказалась бы равной бесконечности, а источников с бесконечной мощностью в природе не существует.

В электрических цепях, содержащих в общем случае резистивный, индуктивный и емкостный элементы, переходный процесс возникает при включении, выключении и изменении параметров цепи. Такие действия в общем случае называют коммутацией электрической цепи или просто коммутацией. После коммутации изменяется энергия индуктивного $W_L = I^2 L / 2$ и емкостного $W_C = C U^2 / 2$ элементов. Поскольку энергия мгновенно изменяться не может, следовательно, не может изменяться мгновенно ток в индуктивности и напряжение на емкости. Из этого вытекают два важных положения (их называют законами коммутации), без знания которых невозможно рассчитывать и анализировать переходные процессы в электрических цепях.

Первый закон коммутации: ток в ветви с индуктивностью после коммутации $i_L(0_+)$ (включение, отключение, изменение параметров цепи) при $t = 0_+$ имеет то же значение, что и до коммутации $i_L(0_-)$:

$$i_L(0_+) = i_L(0_-).$$

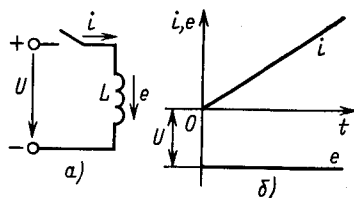
Второй закон коммутации: напряжение на емкости после коммутации $u_C(0_+)$ при $t = 0_+$ имеет такое же значение, что и до коммутации:

$$u_C(0_+) = u_C(0_-).$$

Аналогичные законы есть и в механике, например скорость тела (массы) после начала действия силы при $t = 0_+$ равна скорости до начала действия силы.

При расчетах переходных процессов используют так называемые начальные значения тока и напряжения в ветвях цепи, которые в совокупности с законами коммутации позволяют определить постоянные интегрирования. Под начальными значениями тока и напряжения понимают их значения до коммутации при $t = 0_-$. Необходимо отметить, что ток в ветви толь-

Рис. 4.1. Зависимости $i(t)$, $e(t)$ (б) при подключении идеальной катушки с индуктивностью L (а) к сети с постоянным напряжением



ко с одним резистивным элементом изменяется скачком по той причине, что энергия в нем не накапливается, а все время преобразуется необратимо в теплоту и ее значение $w = uit$ пропорционально времени, а мощность $p = dw/dt = ui$ имеет конечное значение.

Общность переходных процессов в механических системах и электрических цепях можно проследить на примере протекания процесса при действии силы F на тело с массой m и при включении индуктивного элемента с индуктивностью L к источнику с постоянным напряжением.

Известно, что сила, действующая на тело, связана с массой и ускорением законом Ньютона

$$F = m dv/dt, \quad (4.1)$$

откуда следует, что постоянно действующая сила вызывает движение тела с ускорением, равным

$$dv/dt = F/m. \quad (4.2)$$

Скачкообразное изменение скорости тела, когда $dv/dt = \infty$, невозможно, так как сила может иметь конечное, а не бесконечно большое значение.

При включении идеальной катушки ($r = 0$) с индуктивностью L (рис. 4.1, а) под действием напряжения сети в ней возникает ток и ЭДС самоиндукции. Идеальные индуктивности существуют реально — это обмотки электромагнитных исследовательских устройств элементарных частиц, выполненные из сверхпроводящих материалов, сопротивление которых при криогенных температурах равно нулю.

Из выражения, составленного по второму закону Кирхгофа,

$$U = -e = L di/dt \quad (4.3)$$

вытекает, что скорость нарастания тока равна

$$di/dt = U/L, \quad (4.4)$$

откуда

$$i = \frac{U}{L} t + A.$$

Сопоставляя (4.1) и (4.3), можно заключить, что индуктивность по своему действию аналогична массе в механической системе.

Из выражения (4.4) следует, что при определенном конечном значении U скорость изменения тока в индуктивности имеет определенное конечное значение. На рис. 4.1, б изображены графики тока i и ЭДС e при включении цепи по рис. 4.1, а.

В системах автоматического управления часто происходит нарушение установившихся режимов и они практически работают в условиях переходного режима. В большинстве систем автоматического управления используются электротехнические устройства, поэтому необходимо рассмотреть переходные процессы хотя бы в простейших электрических цепях.

4.2. ПОДКЛЮЧЕНИЕ КАТУШКИ С r , L К СЕТИ С ПОСТОЯННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Схема замещения реальной катушки (рис. 4.2, а) представляет собой последовательно соединенные резистивный r и индуктивный L элементы.

После включения выключателя (рис. 4.2, а) в цепи возникают ток и ЭДС самоиндукции. Уравнение для цепи, составленное по второму закону Кирхгофа, имеет вид

$$e = ir - U.$$

Выразив в уравнении e через

$$e = -L di/dt,$$

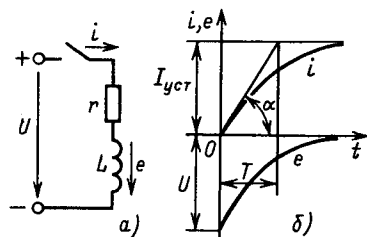
получим

$$e = -L di/dt = ir - U. \quad (4.5)$$

Разделив почленно (4.5) на r , получим

$$\frac{L}{r} \frac{di}{dt} + i = \frac{U}{r},$$

Рис. 4.2. Зависимости $i(t)$, $e(t)$ (б) при подключении катушки r , L (а) к сети с постоянным напряжением



или

$$T \frac{di}{dt} + i = \frac{U}{r}, \quad (4.6)$$

где $T = L/r$ — электромагнитная постоянная времени, с.

В результате решения дифференциального уравнения (4.6) методом разделения переменных получим

$$\int \frac{dt}{T} = \int \frac{di}{\frac{U}{r} - i}, \quad -\frac{t}{T} = \ln\left(\frac{U}{r} - i\right) - \ln A. \quad (4.7)$$

Выражение (4.7) в показательной форме будет иметь вид

$$\frac{U}{r} - i = A e^{-t/T}, \quad (4.8)$$

где A — постоянная интегрирования.

Постоянную интегрирования определяют на основании первого закона коммутации.

При $t = 0$ $i(0_+) = i(0_-) = 0$;

$$A = U/r.$$

После подстановки в (4.8) значения A и решения его относительно i получим уравнение тока в цепи r , L

$$i = \frac{U}{r} - \frac{U}{r} e^{-t/T} = I_{уст} - I_{уст} e^{-t/T}, \quad (4.9)$$

где $I_{уст} = U/r$ — установившийся ток в цепи после окончания переходного процесса.

Подставив в (4.5) значение тока из (4.9), получим уравнение ЭДС самоиндукции e , возникающей в индуктивности:

$$e = -U e^{-t/T}. \quad (4.10)$$

На рис. 4.2, б изображены графики тока $i(t)$ и ЭДС $e(t)$ при включении цепи рис. 4.2, а.

Легко показать, что касательная, проведенная к кривой тока в начале координат, отсекает отрезок на линии установившегося значения тока, равный постоянной времени цепи T . Действительно, как вытекает из выражения (4.5), при $t = 0$ и $i = 0$

$$di/dt = U/L = \operatorname{tg} \alpha.$$

Из рис. 4.2, б

$$\operatorname{tg} \alpha = I_{\text{уст}}/T.$$

После подстановки получим

$$U/L = I_{\text{уст}}/T = U/rT,$$

отсюда

$$T = L/r. \quad (4.11)$$

Постоянная времени характеризует темп нарастания тока в цепи. Она зависит только от параметров цепи и позволяет без расчета и построения графиков оценить длительность переходного процесса.

Длительность переходного процесса, как видно из выражений (4.9) и (4.10), теоретически равна бесконечности. Практически же

$$\text{при } t = 3T \quad i = 0,95I_{\text{уст}};$$

$$\text{при } t = 4T \quad i = 0,98I_{\text{уст}};$$

$$\text{при } t = 5T \quad i = 0,993I_{\text{уст}}.$$

Обычно считают, что длительность переходного процесса составляет

$$t = (3 \div 4) T.$$

В практике расчетов переходных процессов в электрических цепях используют известный метод решения линейных дифференциальных уравнений с правой частью. Результат решения дифференциального уравнения равен сумме частного решения неоднородного дифференциального уравнения и общего однородного уравнения (когда правая часть исходного уравнения равна нулю). Для использования этого метода действительный (переходный) ток в ветви в соответствии с уравнением (4.9) представляют как сумму двух составляющих

$$i = i_{\text{уст}} + i_{\text{св}}, \quad (4.12)$$

где $i_{уст}$ — установившийся ток, т. е. ток, который устанавливается в цепи после окончания переходного процесса; $i_{св}$ — свободный ток — ток, действующий только в течение времени переходного процесса.

Выразив в дифференциальном уравнении (4.5) ток через две составляющие, получим

$$L \frac{d}{dt} (i_{уст} + i_{св}) + (i_{уст} + i_{св})r = U. \quad (4.13)$$

Так как в установившемся режиме $i_{св} = 0$, то уравнение (4.13) приобретает вид

$$L \frac{di_{уст}}{dt} + i_{уст}r = U. \quad (4.14)$$

Ток в установившемся режиме есть величина постоянная, и его производная

$$\frac{di_{уст}}{dt} = 0.$$

Тогда из (4.14) следует, что

$$i_{уст} = U/r = I_{уст}.$$

Вычитая (4.14) из (4.13), получим дифференциальное уравнение для свободного тока

$$L di_{св}/dt + i_{св}r = 0. \quad (4.15)$$

Решением этого уравнения является выражение

$$i_{св} = Ae^{pt}, \quad (4.16)$$

где p — корень характеристического уравнения

$$\begin{aligned} pL + r &= 0, \\ p &= -\frac{r}{L} = -\frac{1}{T}. \end{aligned} \quad (4.17)$$

Таким образом,

$$i_{св} = Ae^{-t/T}.$$

Действительный ток в цепи в переходном режиме

$$i = i_{уст} + Ae^{-t/T} = U/r + Ae^{-t/T}. \quad (4.18)$$

Значение A определяют из начальных условий: при $t = 0$
 $i(0_+) = i(0_-) = 0$ и

$$A = -U/r.$$

Подставив значение A в (4.18), получим такое же уравнение для тока в цепи, как и при решении дифференциального уравнения методом разделения переменных:

$$i = \frac{U}{r} - \frac{U}{r} e^{-t/T} = I_{уст} - I_{уст} e^{-t/T}.$$

Из изложенного вытекает, что установившийся ток определяется с помощью закона Ома, как в этом случае, или в разветвленных цепях с помощью законов Кирхгофа, а свободный — из решения исходного дифференциального уравнения без правой части.

4.3. ПОДКЛЮЧЕНИЕ РАЗВЕТВЛЕННОЙ ЦЕПИ С РЕЗИСТИВНЫМ И ИНДУКТИВНЫМ ЭЛЕМЕНТАМИ К СЕТИ С ПОСТОЯННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

После включения выключателя (рис. 4.3, а) в цепи возникает переходный процесс. Поскольку в цепи действуют три тока, необходимо составить три уравнения по законам Кирхгофа:

$$i = i_1 + i_2; \quad (4.19)$$

$$e = ir + i_2 r_2 - U; \quad (4.20)$$

$$e = i_2 r_2 - i_1 r_1. \quad (4.21)$$

Совместное решение уравнений относительно тока i_2 дает

$$e \left(\frac{r_1 + r}{rr_1} \right) - i_2 \left(\frac{r_2 r_1 + r_2 r + rr_1}{rr_1} \right) = -\frac{U}{r}.$$

Выразив e через $-L di_2/dt$, получим дифференциальное уравнение

$$L \frac{r_1 + r}{rr_1} \frac{di_2}{dt} + \left(\frac{r_2 r_1 + r_2 r + rr_1}{rr_1} \right) i_2 = \frac{U}{r}. \quad (4.21a)$$

Решением дифференциального уравнения без правой части (для свободного тока) будет выражение

$$i_{2св} = A e^{pt}.$$

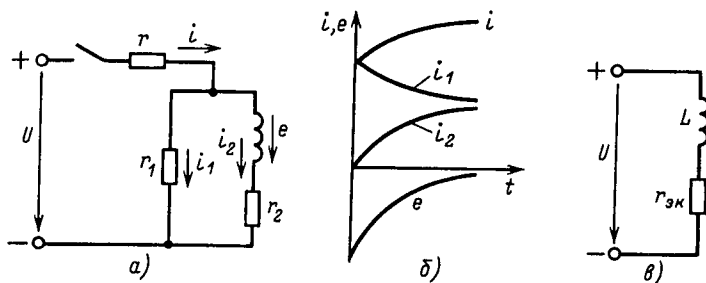


Рис. 4.3. Зависимости $i(t)$, $i_1(t)$, $i_2(t)$, $e(t)$ (б) при включении разветвленной цепи r , L (а) в сеть постоянного тока, эквивалентная относительно постоянной времени T цепь (в)

Значение p определяют из характеристического уравнения

$$L \frac{r_1 + r}{rr_1} p + \frac{r_2 r_1 + r_2 r + rr_1}{rr_1} = 0;$$

$$p = - \frac{r_2 r_1 + r_2 r + rr_1}{(r_1 + r) L} = - \frac{1}{T},$$

где $T = \frac{L(r_1 + r)}{r_2 r_1 + r_2 r + rr_1}$ — постоянная времени цепи.

Как видно, постоянная времени цепи определяется параметрами всех ее элементов, а не только ветви с индуктивностью.

Ток i_2 в переходный период будет равен

$$i_2 = i_{2\text{уст}} + Ae^{-t/T}.$$

Принужденный ток определяют из выражения (4.21а), в котором при $t = \infty$ $di_2/dt = 0$ и

$$i_{2\text{уст}} = I_{2\text{уст}} = \frac{Ur_1}{r_2 r_1 + r_2 r + rr_1}.$$

Таким образом,

$$i_2 = I_{2\text{уст}} + Ae^{-t/T}.$$

Значение A определяют с помощью первого закона коммутации: при $t = 0$ $i_2(0_+) = i_2(0_-) = 0$ и

$$A = -I_{2\text{уст}}.$$

Ток i_2 в переходный период будет равен

$$i_2 = I_{2\text{уст}} - I_{2\text{уст}} e^{-t/T}. \quad (4.22)$$

Подставив в (4.21) значение тока i_2 и его производную, получим выражение для тока i_1 :

$$i_1 = I_{1\text{уст}} - (I_{1\text{уст}} - I_{1\text{нач}}) e^{-t/T}, \quad (4.23)$$

где

$$I_{1\text{уст}} = \frac{U r_2}{r_2 r_1 + r_2 r + r r_1}; \quad I_{1\text{нач}} = \frac{U}{r + r_1}.$$

После подстановки i_2 и i_1 в (4.19) найдем выражение для тока i :

$$i = I_{\text{уст}} - (I_{\text{уст}} - I_{\text{нач}}) e^{-t/T}, \quad (4.24)$$

где

$$I_{\text{уст}} = \frac{U (r_1 + r_2)}{r_2 r_1 + r_2 r + r r_1}; \quad I_{\text{нач}} = \frac{U}{r + r_1}.$$

Выражение ЭДС e можно получить из (4.21) после подстановки в него вместо i_2 и i_1 их значений из (4.23) и (4.22):

$$e = -e_{\text{нач}} e^{-t/T} = -\frac{U}{r + r_1} r_1 e^{-t/T}. \quad (4.25)$$

На рис. 4.3, б изображены графики токов $i(t)$, $i_1(t)$, $i_2(t)$ и ЭДС $e(t)$ при включении цепи рис. 4.3, а (при $r_1 = r_2$).

Следует обратить внимание на то, что расчет токов в ветвях разветвленных цепей с одним накопителем, например катушкой с индуктивностью L , можно значительно упростить и выполнить без составления и решения уравнений (4.19) – (4.21). Это можно сделать, если предварительно определить постоянную времени T цепи с помощью эквивалентной схемы (рис. 4.3, в). Для этого все резистивные элементы заменить одним эквивалентным относительно индуктивного элемента. Цепь, эквивалентная рис. 4.3, а, изображена на рис. 4.3, в. Цепь эквивалентна только в отношении постоянной времени T .

Эквивалентное сопротивление цепи составит

$$r_{\text{эк}} = r_2 + \frac{r r_1}{r + r_1} = \frac{r_2 r + r_2 r_1 + r r_1}{r + r_1}.$$

Постоянная времени эквивалентной цепи

$$T = \frac{L}{r_{\text{эк}}} = \frac{L(r + r_1)}{r_2 r + r_2 r_1 + r r_1}$$

имеет то же значение, что и реальной.

Зная постоянную времени и определив начальные и установившиеся значения токов в ветвях, легко написать их выражения для переходного процесса в цепи. Они будут такими же, как и ранее полученные из решения системы уравнений.

Пример 4.1. Определить начальные и установившиеся значения токов i , i_1 , i_2 , ЭДС e , постоянную времени и длительность переходного процесса при включении цепи рис. 4.3, а в сеть постоянного тока. Параметры цепи: $r = 2000$ Ом, $r_1 = r_2 = 3000$ Ом, $U = 200$ В, $L = 0,1$ Гн.

Решение. Начальные значения токов:

$$I_{2\text{нач}} = 0; I_{\text{нач}} = I_{1\text{нач}} = \frac{U}{r + r_1} = \frac{200}{2000 + 3000} = 0,04 \text{ А.}$$

Начальное значение ЭДС

$$E_{\text{нач}} = I_{1\text{нач}} r_1 = 0,04 \cdot 3000 = 120 \text{ В.}$$

Установившиеся значения токов и ЭДС:

$$I_{\text{уст}} = \frac{U}{r + \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2}} = \frac{200}{2000 + \frac{3000 \cdot 3000}{3000 + 3000}} = \frac{200}{3500} = 0,057 \text{ А;}$$

$$I_{1\text{уст}} = \frac{U - I_{\text{уст}} r}{r_1} = \frac{200 - 0,057 \cdot 2000}{3000} \approx 0,0285 \text{ А;}$$

$$I_{2\text{уст}} = \frac{U - I_{1\text{уст}} r}{r_2} = \frac{200 - 0,057 \cdot 2000}{3000} \approx 0,0285 \text{ А;}$$

$$E_{\text{уст}} = 0.$$

Постоянная времени контура

$$T = \frac{L(r_1 + r)}{r_2 r_1 + r_2 r + r_1 r} = \frac{0,1(3000 + 2000)}{3000 \cdot 3000 + 3000 \cdot 2000 + 3000 \cdot 2000} = 2,38 \cdot 10^{-5} \text{ с.}$$

Длительность переходного процесса

$$t = 4T = 9,6 \cdot 10^{-5} \text{ с.}$$

4.4. ПОДКЛЮЧЕНИЕ КАТУШКИ С r, L К СЕТИ С СИНУСОИДАЛЬНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Уравнение для цепи рис. 4.4, а, составленное по второму закону Кирхгофа, имеет вид

$$e = ir - u. \quad (4.26)$$

Выразив в (4.26) напряжение u через амплитудное значение и ЭДС e — через индуктивность и скорость изменения тока, получим дифференциальное уравнение

$$L \, di/dt + ir = U_m \sin(\omega t + \psi).$$

Решение дифференциального уравнения для свободного тока

$$L \, di_{св}/dt + i_{св}r = 0$$

имеет вид

$$i_{св} = Ae^{pt}.$$

Показатель степени p определяют из характеристического уравнения $Lp + r = 0$:

$$p = -\frac{r}{L} = -\frac{1}{T},$$

где $T = L/r$ — постоянная времени цепи.

Ток в цепи в переходный период

$$i = i_{уст} + Ae^{-t/T}. \quad (4.27)$$

Принужденный ток в цепи после окончания переходного процесса определяют по закону Ома:

$$i_{уст} = \frac{U_m}{z} \sin(\omega t + \psi - \varphi),$$

где

$$z = \sqrt{r^2 + x_L^2}, \quad \varphi = \arccos \frac{r}{z}.$$

Значение A определяют из (4.27) с помощью первого закона коммутации: при $t = 0_+$ $i(0_+) = i(0_-) = 0$ и

$$0 = \frac{U_m}{z} \sin(\psi - \varphi) + A,$$

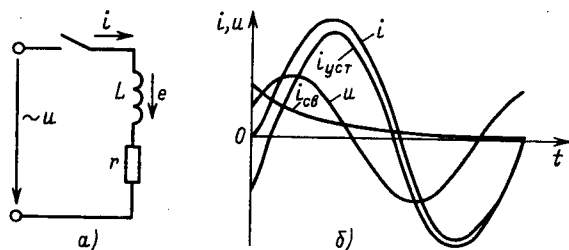


Рис. 4.4. Зависимости $i(t)$, $i_{уст}(t)$, $i_{св}(t)$, $u(t)$ (б) при подключении цепи r , L (а) к сети с синусоидальным напряжением

откуда

$$A = -\frac{U_m}{z} \sin(\psi - \varphi).$$

После подстановки A в (4.27) получим

$$i = \frac{U_m}{z} \sin(\omega t + \psi - \varphi) - \frac{U_m}{z} \sin(\psi - \varphi) e^{-t/T}. \quad (4.28)$$

Из анализа (4.28) вытекает, что характер переходного процесса зависит от ψ и φ . На рис. 4.4,б изображены графики мгновенных значений напряжения, установившегося, свободного и полного токов при включении цепи рис. 4.4,а. Следует отметить, что если в момент включения при $t = 0_+$ $\psi - \varphi = 0$, или $\psi = \varphi$, то принужденный ток равен нулю, поэтому свободный ток не возникает и в цепи после включения сразу наступает установившийся режим.

4.5. ОТКЛЮЧЕНИЕ КАТУШКИ С r , L ОТ СЕТИ С ПОСТОЯННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Допустим, что до отключения в цепи рис. 4.5,а был установившийся ток $I = U/r$ и энергия магнитного поля катушки составляла

$$W_L = I^2 L/2.$$

Казалось бы, после размыкания выключателя ток должен мгновенно прекратиться. Однако на основании первого закона коммутации при $t = 0_+$ ток сохраняет свое прежнее значение.

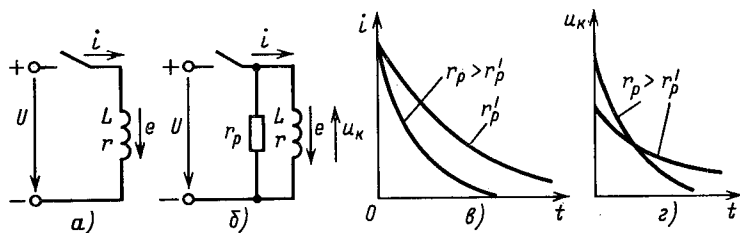


Рис. 4.5. Отключение цепи r, L (а) от сети постоянного тока: без разрядного резистора (а), с разрядным резистором (б); зависимости $i(t)$ (в) и $u_L(t)$ (з) при отключении цепи r, L с разрядным резистором

Возникает как будто несоответствие: цепь разомкнута, ток есть. В действительности при размыкании выключателя происходит следующее. Ток уменьшается, и в катушке индуцируется значительная ЭДС. При этом напряжение между контактами выключателя, равное сумме напряжения сети и ЭДС самоиндукции, пробивает воздушный промежуток между контактами — возникает электрическая дуга и электрическая цепь оказывается замкнутой. По мере увеличения расстояния между контактами сопротивление дуги возрастает, ток и ЭДС уменьшаются и цепь оказывается разомкнутой. За время переходного процесса энергия магнитного поля катушки выделяется в виде теплоты в электрической дуге и сопротивлении катушки.

Переходный процесс в этом случае получается довольно сложным вследствие того, что сопротивление дуги нелинейное и изменяется во времени (его анализ выходит за рамки данного учебного пособия).

Отключение цепи с индуктивностью вызывает обгорание контактов размыкающего устройства и появление значительных ЭДС и напряжения на выводах катушки, превышающих в несколько раз напряжение сети (это может привести к пробое изоляции катушки).

Во избежание этого в силовых цепях, обладающих значительной индуктивностью (обмотки возбуждения генераторов и двигателей постоянного тока, синхронных двигателей, магнитных плит и т. п.), параллельно обмоткам включают разрядные резисторы (рис. 4.5, б).

В этом случае после отключения выключателя катушка индуктивности (r, L) оказывается замкнутой на разрядное сопротивление r_p . Ток в цепи будет убывать значительно медленнее. По этой причине значение возникающей ЭДС будет существенно меньше, чем без разрядного резистора, и возникшая слабая

дуга исчезает почти мгновенно. В последующих рассуждениях и выводах предполагается, что дуга между контактами не возникает и цепь размыкается мгновенно.

Уравнение цепи, составленное по второму закону Кирхгофа, имеет вид

$$e = i(r + r_p). \quad (4.29)$$

Заменяя e в (4.29), получим

$$L di/dt + i(r + r_p) = 0. \quad (4.30)$$

Решением дифференциального уравнения будет выражение

$$i = Ae^{pt}. \quad (4.31)$$

Из характеристического уравнения $pL + (r + r_p) = 0$ определяют показатель степени p :

$$p = -\frac{r + r_p}{L} = -\frac{1}{T},$$

Подставив это выражение в (4.31), получим

$$i = Ae^{-t/T},$$

где $T = L/(r + r_p)$ — постоянная времени цепи.

Значение A определяют из начальных условий на основании первого закона коммутации: при $t = 0_+$

$$i = I_{\text{нач}} = U/r \quad \text{и} \quad A = U/r.$$

Выражение тока в цепи имеет вид

$$i = \frac{U}{r} e^{-t/T} = I_{\text{нач}} e^{-t/T}. \quad (4.32)$$

Подставив в (4.29) значение i из (4.32), получим ЭДС

$$e = \frac{U}{r} (r + r_p) e^{-t/T} = I_{\text{нач}} (r + r_p) e^{-t/T}.$$

Напряжение на выводах катушки равно напряжению на разрядном резисторе:

$$u_k = ir_p = \frac{U}{r} r_p e^{-t/T} = I_{\text{нач}} r_p e^{-t/T}.$$

В начальный момент при $t = 0_+$

$$e_{\text{нач}} = I_{\text{нач}} (r + r_p), \quad (4.33)$$

а

$$u_{к, нач} = I_{нач} r_p. \quad (4.34)$$

Из выражений (4.33) и (4.34) вытекает, что начальные значения $e_{нач}$ и $u_{к, нач}$ зависят от сопротивления разрядного резистора. При больших значениях r_p они могут оказаться чрезмерно большими и опасными для изоляции установки.

На рис. 4.5, в изображены графики $i(t)$ и $u_k(t)$ катушки после отключения цепи для двух значений r_p , $r_p > r'_p$.

На практике обычно выбирают r_p в 4–8 раз больше собственного сопротивления обмотки индуктивной катушки:

$$r_p = (4 \div 8) r. \quad (4.35)$$

Пример 4.2. Определить начальные значения ЭДС самоиндукции и напряжения на катушке при отключении цепи, изображенной на рис. 4.5, б, для двух значений r_p : а) $r_p = 4r$; б) $r_p = 20r$. Параметры цепи: $r = 100$ Ом, $U = 400$ В.

Решение. Начальное значение тока в катушке

$$I_{нач} = U/r = 400/100 = 4 \text{ А.}$$

Начальные значения ЭДС:

$$\text{а) } E_{нач} = I_{нач} (r + r_p) = 4 (100 + 4 \cdot 100) = 2000 \text{ В;}$$

$$U_{к, нач} = I_{нач} r_p = 4 \cdot 400 = 1600 \text{ В;}$$

$$\text{б) } E_{нач} = I_{нач} (r + r_p) = 4 (100 + 20 \cdot 100) = 8400 \text{ В;}$$

$$U_{к, нач} = I_{нач} r_p = 4 \cdot 20 \cdot 100 = 8000 \text{ В.}$$

4.6. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС В ЦЕПИ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ЕЕ ПАРАМЕТРОВ

Рассмотрим переходный процесс в цепи, вызванный изменением ее параметров, например изменением сопротивления в одном из участков цепи, изображенной на рис. 4.6, а.

До замыкания выключателя ток в цепи

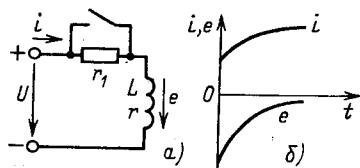
$$I_{нач} = \frac{U}{r + r_1}.$$

После замыкания выключателя

$$I_{уст} = U/r.$$

Таким образом, при замыкании выключателя в цепи возникает переходный процесс, в течение которого ток изменяется от $I_{нач}$ до $I_{уст}$.

Рис. 4.6. Зависимости $i(t)$, $e(t)$ (б) при изменении параметров цепи r , L (а)



Уравнение цепи, составленное по второму закону Кирхгофа, имеет вид

$$L di/dt + ir = U: \quad (4.36)$$

Решением уравнения без правой части (для свободного тока)

$$L di_{св}/dt + i_{св}r = 0$$

будет выражение

$$i_{св} = Ae^{pt}.$$

Из характеристического уравнения $Lp + r = 0$ определяют показатель степени p :

$$p = -\frac{r}{L} = -\frac{1}{T}.$$

Общий ток в цепи

$$i = i_{уст} + Ae^{-t/T}, \quad (4.37)$$

где $i_{уст} = I_{уст} = U/r$.

При $t = 0_+$

$$i = I_{нач} = \frac{U}{r + r_1} \quad \text{и} \quad A = \frac{U}{r + r_1} - \frac{U}{r}.$$

После подстановки A в (4.37) получим уравнение для тока в переходный период:

$$i = \frac{U}{r} + \left(\frac{U}{r + r_1} - \frac{U}{r} \right) e^{-t/T}. \quad (4.38)$$

Подставив i из (4.38) в (4.36), получим выражение ЭДС

$$e = \left(\frac{Ur}{r + r_1} - U \right) e^{-t/T}. \quad (4.39)$$

На рис. 4.6, б изображены графики i и e переходного процесса в цепи рис. 4.6, а.

Пример 4.3. Определить начальное значение ЭДС e в индуктивности цепи, изображенной на рис. 4.6, а, при замыкании выключателя,

шунтирующего резистор r_1 . Параметры цепи: $r = 1000$ Ом, $r_1 = 4000$ Ом, $U = 200$ В.

Решение. До замыкания выключателя ток в цепи

$$I = \frac{U}{r + r_1} = \frac{200}{1000 + 4000} = 0,04 \text{ А.}$$

После замыкания выключателя ток должен сохранить прежнее значение при $t = 0_+$, тогда

$$I = I_{\text{нач}} = 0,04 \text{ А.}$$

Из уравнения, составленного по второму закону Кирхгофа, определяем начальное значение ЭДС e :

$$e = ir - U;$$

при $t = 0_+$

$$e = E_{\text{нач}} = I_{\text{нач}}r - U = 0,04 \cdot 1000 - 200 = -160 \text{ В.}$$

4.7. ПОДКЛЮЧЕНИЕ ЦЕПИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫМИ РЕЗИСТИВНЫМ r И ЕМКОСТНЫМ С ЭЛЕМЕНТАМИ К СЕТИ С ПОСТОЯННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Допустим, что до включения цепи конденсатор был не заряжен. После замыкания выключателя (рис. 4.7, а) конденсатор начнет заряжаться, в результате в проводах возникнет ток и между обкладками конденсатора появится напряжение u_C .

Уравнение цепи, составленное по второму закону Кирхгофа, имеет вид

$$0 = ir + u_C - U. \quad (4.40)$$

Так как ток в цепи

$$i = dq/dt,$$

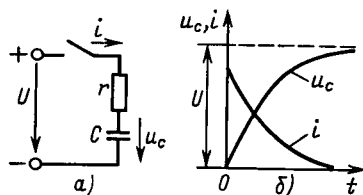
а заряд $q = Cu_C$, то

$$i = C \, du_C/dt.$$

Подставив выражение тока i в (4.40), получим

$$Cr \, du_C/dt + u_C = U. \quad (4.41)$$

Рис. 4.7. Зависимости $i(t)$, $u_C(t)$ (б) при подключении цепи r , C (а) к сети с постоянным напряжением



В этом случае, так же как и при анализе переходных процессов в цепях с индуктивностью, напряжение на емкости в переходный период состоит из двух слагаемых:

$$u_C = u_{C\text{уст}} + u_{C\text{св}}, \quad (4.42)$$

где $u_{C\text{уст}}$ — напряжение на емкости после окончания переходного процесса; $u_{C\text{св}}$ — свободная составляющая напряжения, которая после окончания переходного процесса обращается в нуль.

Дифференциальное уравнение (4.41) без правой части

$$Cr \, du_{C\text{св}}/dt + u_{C\text{св}} = 0$$

имеет решение

$$u_{C\text{св}} = Ae^{pt}. \quad (4.43)$$

Показатель степени p является корнем характеристического уравнения $Crp + 1 = 0$:

$$p = -\frac{1}{rC} = -\frac{1}{T},$$

где $T = rC$ — постоянная времени цепи, состоящей из последовательно включенных r и C .

Подставив в (4.43) $p = -1/T$, получим

$$u_{C\text{св}} = Ae^{-t/T}.$$

Напряжение на емкости

$$u_C = u_{C\text{уст}} + Ae^{-t/T}.$$

После окончания переходного процесса (заряда конденсатора) ток в цепи прекратится и, как вытекает из выражения (4.40), напряжение на емкости окажется равным напряжению сети:

$$u_{C\text{уст}} = U.$$

Значение A определяют с помощью второго закона коммутации: при $t = 0_+$ $u_C = 0$.

Таким образом, напряжение на емкости в переходный период

$$u_C = U - Ue^{-t/T}. \quad (4.44)$$

Подставив u_C в (4.40), получим выражение для тока

$$i = \frac{U}{r} e^{-t/T}. \quad (4.45)$$

На рис. 4.7,б изображены графики напряжения на емкости u_C и тока i при включении цепи рис. 4.7,а.

Пример 4.4. Определить постоянную времени и длительность переходного процесса при включении цепи, изображенной на рис. 4.7,а. Параметры цепи: $r = 10\,000$ Ом, $C = 80$ мкФ.

Решение. Постоянная времени цепи

$$T = rC = 10\,000 \cdot 80 \cdot 10^{-6} = 0,8 \text{ с.}$$

Длительность переходного процесса

$$t = 4T = 4 \cdot 0,8 = 3,2 \text{ с.}$$

4.8. РАЗРЯД КОНДЕНСАТОРА С НА РЕЗИСТИВНЫЙ ЭЛЕМЕНТ r

После размыкания выключателя (рис. 4.8,а) напряжение u_C вызовет в цепи ток i и конденсатор начнет разряжаться. Энергия электрического поля за время разряда преобразуется в теплоту в сопротивлении r . Уравнение цепи, составленное по второму закону Кирхгофа, имеет вид

$$0 = u_C - ir. \quad (4.46)$$

Выразив в (4.46) ток через емкость и напряжение на емкости, получим

$$u_C + rC \frac{du_C}{dt} = 0,$$

так как $i = -C \, du_C/dt$ (рис. 4.8,а).

Решением дифференциального уравнения будет выражение

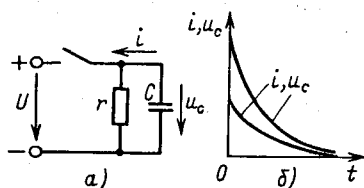
$$u_C = Ae^{pt}.$$

Значение p определяют из характеристического уравнения $Crp + 1 = 0$:

$$p = -\frac{1}{rC} = -\frac{1}{T}$$

где $T = rC$ — постоянная времени цепи.

Рис. 4.8. Зависимости $i(t)$, $u_C(t)$ (б) при отключении цепи r , C (а) от сети с постоянным напряжением



Значение A определяют с помощью второго закона коммутации: при $t = 0_+$ $u_C = U$ и

$$A = U.$$

Таким образом, напряжение на емкости при разряде конденсатора

$$u_C = U e^{-t/T}. \quad (4.47)$$

Уравнение для тока в цепи получают после подстановки u_C в (4.46):

$$i = \frac{U}{r} e^{-t/T}. \quad (4.48)$$

На рис. 4.8,б изображены графики тока в цепи и напряжение на емкости при разряде конденсатора.

4.9. РАЗРЯД КОНДЕНСАТОРА НА КАТУШКУ С r , L

Допустим, что конденсатор C (рис. 4.9,а) был включен в сеть постоянного тока и, следовательно, заряжен до напряжения сети U .

После переключения выключателя из положения а в положение б конденсатор окажется замкнутым на цепочку r , L . Под действием напряжения на конденсаторе u_C в цепи возникнет ток и конденсатор начнет разряжаться. Уравнение цепи, составленное по второму закону Кирхгофа, имеет вид

$$e = ir - u_C. \quad (4.49)$$

Выразив в (4.49) e через ток и индуктивность

$$e = -L \frac{di}{dt},$$

а u_C — через ток и емкость

$$i = -C \frac{du_C}{dt}, \quad du_C = -\frac{i}{C} dt, \quad u_C = -\frac{1}{C} \int i dt,$$

получим

$$-L \frac{di}{dt} - ir - \frac{1}{C} \int i dt = 0.$$

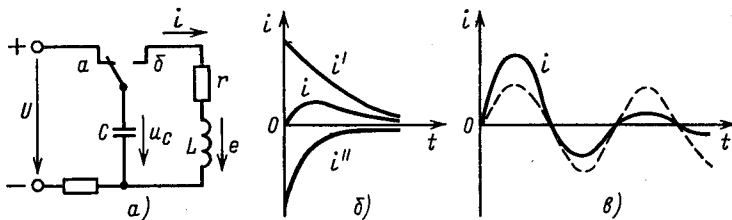


Рис. 4.9. Зависимости $i(t)$ при аperiодическом (б) и колебательном (в) разрядах конденсатора на сопротивление r и индуктивность L цепи (а)

Взяв производную от левой и правой частей уравнения, получим дифференциальное уравнение второго порядка без правой части

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{r}{L} \frac{di}{dt} + \frac{i}{CL} = 0. \quad (4.50)$$

Решением дифференциального уравнения является выражение

$$i = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}. \quad (4.51)$$

Корнями характеристического уравнения $p^2 + \frac{r}{L}p + \frac{1}{CL} = 0$ будут

$$p_{1,2} = -\frac{r}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{r}{2L}\right)^2 - \frac{1}{CL}}.$$

Обозначив $r/2L = \beta$ и $1/LC = \omega_0^2$, получим

$$p_{1,2} = -\beta \pm \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2} = -\beta \pm \gamma,$$

где

$$\gamma = \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2}.$$

Значения A_1 и A_2 определяют из начальных условий с помощью первого и второго законов коммутации.

По первому закону коммутации при $t = 0_+$ $i = 0$ и из (4.51) вытекает,

$$A_1 = -A_2. \quad (4.52)$$

По второму закону коммутации при $t = 0_+$

$$u_C = U.$$

Таким образом, в первый момент после замыкания цепи, как следует из (4.49), ЭДС равна $-U$, так как $i r = 0$:

$$e = -L di/dt = -U,$$

откуда

$$di/dt = U/L.$$

Производная тока по времени из выражения (4.51) будет равна

$$di/dt = A_1 p_1 e^{p_1 t} + A_2 p_2 e^{p_2 t} = U/L.$$

При $t = 0_+$

$$A_1 p_1 + A_2 p_2 = U/L. \quad (4.53)$$

Из совместного решения (4.52) и (4.53) получим

$$A_1 = \frac{U}{L(p_1 - p_2)} = -A_2.$$

Выразим p_1 и p_2 через β и γ :

$$A_1 = \frac{U}{2L\gamma}, \quad A_2 = -\frac{U}{2L\gamma}.$$

Следовательно, выражение для тока в переходный период будет иметь вид

$$i = \frac{U}{2L\gamma} e^{p_1 t} - \frac{U}{2L\gamma} e^{p_2 t}. \quad (4.54)$$

Характер переходного процесса зависит от соотношения параметров r , L , C цепи и определяется корнями характеристического уравнения.

При $1/CL < (r/2L)^2$ корни будут действительными:

$$p_1 = -\beta + \gamma, \quad p_2 = -\beta - \gamma$$

и переходный процесс будет иметь аperiodический характер:

$$i = \frac{U}{2L\gamma} e^{(-\beta + \gamma)t} - \frac{U}{2L\gamma} e^{-(\beta + \gamma)t} = i' + i''.$$

Графики тока для этого случая изображены на рис. 4.9, б.

При $(r/2L)^2 < 1/LC$ корни характеристического уравнения оказываются комплексными сопряженными:

$$p_1 = -\beta + j\omega, \quad p_2 = -\beta - j\omega,$$

где $\beta = r/2L$; $\omega = \sqrt{1/LC - (r/2L)^2}$.

Значения A_1 и A_2 в этом случае будут равны

$$A_1 = \frac{U}{2j\omega L}; \quad A_2 = -\frac{U}{2j\omega L}.$$

Подставив значения p_1 , p_2 и A_1 , A_2 в (4.51), получим

$$i = \frac{U}{2j\omega L} [e^{(-\beta + j\omega)t} - e^{(-\beta - j\omega)t}] = \frac{U}{2j\omega L} [e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}] e^{-\beta t} =$$

$$= \frac{U}{2j\omega L} e^{-\beta t} 2j \sin \omega t = \frac{U}{\omega L} \sin \omega t e^{-\beta t}. \quad (4.55)$$

На рис. 4.9, в изображен график $i(t)$. Ток изменяется по закону, представляющему собой произведение синусоиды с амплитудой $U/\omega L$ на показательную функцию. В идеальном случае, когда $r = 0$, возникнут синусоидальные колебания с неизменной амплитудой.

Действительно, при $r = 0$, $\beta = 0$, $\omega = \omega_0$ ток

$$i = \frac{U}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t, \quad (4.56)$$

а частота и период незатухающих колебаний

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}, \quad T = 1/f = 2\pi/\omega_0.$$

На рис. 4.9, в пунктирной линией изображен график незатухающих колебаний.

4.10. ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ МЕХАНИЧЕСКИХ И ДРУГИХ СИСТЕМ

Разработка новых сложных механических, гидравлических и других систем связана со значительными трудностями, состоящими в том, что нет гарантии получения требуемых расчетных величин и нет возможности провести экспериментальные исследования системы, поскольку она не выполнена в натуре. Поэтому при разработке той или иной системы прибегают к созданию физической модели системы. Результаты исследования модели позволяют выявить действительные характеристики и дать рекомендации для корректировки параметров системы с целью получения оптимальных характеристик. Наиболее простыми и универсальными моделями для исследования как стационарных, так и переходных режимов механических и других систем являются электрические модели, представляющие собой электрические цепи с резистивными, емкостными и индуктивными элементами, в которых аналогами исследуемых величин являются ток, напряжение, индуктивность и емкость. Выполнение электрической модели и проведение ее исследования не связано с какими-либо техническими трудностями и не требует значительных затрат. Создание же механи-

ческой модели связано со значительными трудностями и капитальными затратами.

Электрическая модель будет соответствовать реальной системе, если математическое описание модели и системы одинаковое.

Рассмотрим электрическую модель механической системы, изображенной на рис. 4.10, а. Механическая

система состоит из тела 2 с массой m , пружины 1 и воздушного демпфера 3, состоящего из поршня, расположенного в цилиндре. Допустим, тело 2 удерживалось в неподвижном состоянии внешней силой, когда пружина 1 была ненапряженной. После удаления внешней силы под действием силы тяжести система придет в движение. Тело начнет опускаться, пружина — растягиваться, появится демпфирующая сила демпфера. Возникнет переходный процесс, который постепенно затухнет и система снова окажется в неподвижном состоянии. Электрической моделью рассмотренной механической системы является электрическая цепь с резистивным, индуктивным и емкостным элементами, изображенная на рис. 4.10, б, так как дифференциальное уравнение переходного процесса этой цепи при подключении ее к источнику с постоянным напряжением аналогично дифференциальному уравнению переходного процесса механической системы.

Уравнение движения механической системы имеет вид

$$F - F_1 - F_2 = m \, dv/dt,$$

где F — сила тяжести массы; $F_1 = k_1 x$ — упругая сила пружины; $F_2 = k_2 v$ — сила, развиваемая демпфером; x — перемещение тела от начального положения; v — скорость тела.

Таким образом, для механической системы

$$F = k_1 x + k_2 v + m \, dv/dt. \quad (4.57)$$

Уравнение переходного процесса электрической цепи

$$U = u_C + u_r + u_L = \frac{1}{C} \int i \, dt + ir + L \, di/dt. \quad (4.58)$$

Из сравнения уравнений (4.57) и (4.58) следует, что напряжение U , приложенное к цепи, является аналогом силы F , приложенной к механической системе, напряжение u_C на емкости —

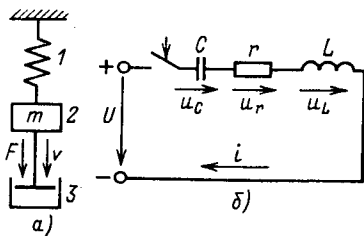


Рис. 4.10. Механическая система (а) и ее электрическая модель (б)

аналогом силы, развиваемой пружиной, ток i цепи — аналогом скорости v , u_r — аналогом силы, возникающей в демпфере, индуктивность L — аналогом массы тела m .

Таким образом, благодаря единству уравнений электрической цепи и механической системы исследование явлений в механической системе может быть произведено с помощью исследования переходных процессов электрической цепи. Характер переходного процесса механической системы, так же как и ее электрической модели, может быть аperiodическим или колебательным. В механической системе он определяется соотношением массы тела, упругости пружины и демпфирующей силы демпфера, в электрической модели, как это доказано в § 4.9, — соотношением параметров цепи r , L , C .

Результаты решения уравнения электрической цепи будут отображать характер и длительность переходного процесса механической системы, если соблюдены соответствующие соотношения между параметрами механической системы и ее моделью — электрической цепью. Соотношения устанавливаются посредством масштабных коэффициентов. Значения и размерность масштабных коэффициентов можно установить, если разделить почленно уравнение (4.58) на уравнение (4.57).

В результате получим

$$\begin{aligned} \left[\frac{U}{F} = [m_F] \text{ В/Н}; \quad \left[\frac{u_C}{k_1 x} = [m_F] \text{ В/Н}; \right. \\ \left. \left[\frac{ri}{k_2 v} = [m_{k_2} m_v] \text{ Ом} \cdot \text{м}/(\text{Н} \cdot \text{с}) \cdot \text{А} \cdot \text{с}/\text{м} = \text{В/Н}; \right. \right. \\ \left. \left[\frac{L di/dt}{m dv/dt} \right] = \left[\frac{L}{m} \frac{di/dt}{dv/dt} \right] = \right. \\ \left. = [m_m m_{dv/dt}] \text{ Гн} \cdot \text{м}/(\text{Н} \cdot \text{с}) \cdot \text{А} \cdot \text{с}^2/(\text{с} \cdot \text{м}) = \text{В/Н}. \right. \end{aligned}$$

Выразив в уравнении (4.57) соответствующие величины через масштабные коэффициенты, получим уравнение электрической цепи с учетом масштабных коэффициентов

$$\frac{U}{m_F} = \frac{u_C}{m_F} + \frac{ri}{m_{k_2} m_v} + \frac{L di/dt}{m_m m_{dv/dt}}.$$

ПЕРИОДИЧЕСКИЕ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ЭДС, ТОКИ И НАПРЯЖЕНИЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

5.1. ПРИЧИНЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

В предыдущих главах был рассмотрен расчет и анализ электрических цепей синусоидального тока. Однако на практике при генерировании, трансформации, распределении и потреблении электроэнергии возникают искажения формы синусоидальных ЭДС, напряжений и токов.

Рассмотрим основные причины возникновения периодических несинусоидальных токов и напряжений.

Несинусоидальные токи в цепях возникают при синусоидальных ЭДС и напряжениях источников электрической энергии, если цепи содержат нелинейные элементы. Так, в катушке с ферромагнитным магнитопроводом, которая является нелинейным элементом, при синусоидальном напряжении сети ток несинусоидальный. Подобное явление наблюдается в промышленных городских сетях, когда в качестве осветительных приборов используются люминесцентные лампы, имеющие нелинейные вольт-амперные характеристики. На рис. 5.1 показана схема включения люминесцентной лампы L в сеть синусоидального напряжения с ограничивающим дросселем L , работающим в линейном режиме, а также приведены графики тока и напряжения на лампе.

Нелинейные элементы широко используются в электрических цепях автоматики, управления, релейной защиты и т. д. Эти нелинейные элементы (стабилизаторы напряжения, умножители и делители частоты, магнитные усилители и т. п.) приводят к искажению формы кривых напряжения или тока.

Известно, что постоянный ток в энергетической электронике получают преобразованием переменного синусоидального тока с помощью выпрямителей, в которых используются нелинейные элементы — диоды (полупроводниковые, электронные и ионные). Естественно, что в таких электрических цепях возникают как несинусоидальные токи, так и несинусоидальные напряжения. На рис. 5.2 приведены временные диаграммы напряжений и токов однополупериодного, двухполупериодного и трехфазного выпрямителей, работающих на резистивную нагрузку.

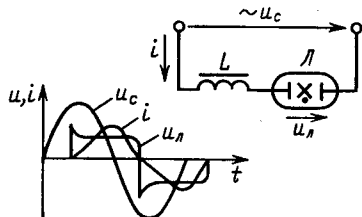
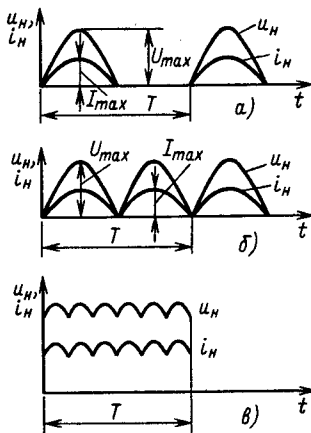


Рис. 5.1. Схема включения и временные диаграммы тока и напряжения люминесцентной лампы

Рис. 5.2. Временные диаграммы напряжений и токов в нагрузке однополупериодного (а), двухполупериодного (б) и трехфазного (в) выпрямителей



В настоящее время широкое распространение получила импульсная техника, т. е. отрасль радиоэлектроники, в которой для решения определенных задач используют импульсные устройства. Режим работы подобных устройств характеризуется чередованием времени работы и пауз. Формы импульсов напряжений в импульсной технике весьма разнообразны. Основное распространение получили импульсы треугольной, прямоугольной, трапецидальной формы и др. (рис. 5.3, а — в). В связи с этим появилось значительное разнообразие схем импульсных генераторов несинусоидальных колебаний. Такие генераторы называются релаксационными, т. е. их форма колебания выходных сигналов в значительной степени отличается от синусоиды.

Например, к релаксационным генераторам относится генератор пилообразного напряжения. Пилообразные импульсы напряжения (рис. 5.4) используются в устройствах сравнения, для горизонтальной развертки электронного луча в электронно-лучевой трубке, в радиолокационной и радиоизмерительной технике и т. д. Для формирования прямоугольных импульсов напряжения, широко применяемых в различных схемах импульсной и вычислительной техники, используются релаксационные генераторы — мультивибраторы.

Появление в электрических цепях несинусоидальных напряжений и токов может привести к весьма нежелательным последствиям. Несинусоидальные токи вызывают дополнительные потери мощности, ухудшают характеристики двигателей, создают большие помехи в линиях связи, каналах телемеханики и т. д. Заметим, что допустимое содержание гар-

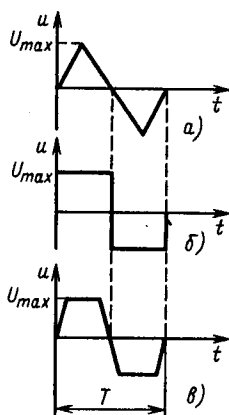


Рис. 5.3. Формы импульсов напряжений, используемых в импульсной технике:

a — треугольного; *б* — прямоугольного; *в* — трапецидального



Рис. 5.4. Временная диаграмма пилообразного напряжения

монитор оценивается коэффициентом гармоник k_r (см. с. 181). Так, согласно ГОСТ 13109-67 (нормы качества электрической энергии) для промышленных сетей $k_r \leq 5\%$, т. е. в этом случае кривая напряжения на экране осциллографа визуально не отличается от синусоиды и это напряжение длительно допустимо на выводах любого приемника электрической энергии.

5.2. СПОСОБЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ ВЕЛИЧИН

Периодические несинусоидальные величины могут быть представлены временными диаграммами, тригонометрическим рядом Фурье, а также эквивалентными синусоидами. Наиболее наглядными, дающими полное представление о несинусоидальной величине являются временные диаграммы, т. е. графики зависимости мгновенных значений от времени (рис. 5.2—5.4).

Несинусоидальные ЭДС, токи и напряжения, с которыми приходится встречаться в электротехнике и промышленной электронике, являются периодическими функциями, удовлетворяющими условиям Дирихле и, следовательно, могут быть представлены тригонометрическим рядом Фурье:

$$f(\omega t) = A_0 + A_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + A_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2) + \dots + A_{km} \sin(k\omega t + \psi_k) + \dots,$$

где A_0 — постоянная составляющая; $A_{1m} \sin(\omega t + \psi_1)$ — основная или первая гармоника, частота которой $\omega = 2\pi/T$ равна

частоте исследуемой несинусоидальной величины; $A_{km} \sin(k\omega t + \psi_k)$ — высшие k -е гармоники; A_{km} и ψ_k — амплитуды и начальные фазы k -х гармоник.

Тригонометрический ряд может быть представлен как в виде суммы синусов (синусный ряд), так и суммы косинусов (косинусный ряд) гармонических составляющих.

В зависимости от характера реальной кривой $f(\omega t)$ тригонометрический ряд может не содержать постоянной составляющей, четных или нечетных высших гармоник, а также начальных фаз. Например, тригонометрические ряды Фурье некоторых несинусоидальных напряжений имеют вид:

напряжение на нагрузке при однополупериодном выпрямлении (см. рис. 5.2, а)

$$u(t) = \frac{U_{max}}{\pi} \left(1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \dots \right);$$

напряжение на нагрузке при двухполупериодном выпрямлении (см. рис. 5.2, б)

$$u(t) = \frac{2U_{max}}{\pi} \left(1 + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \dots \right);$$

напряжение на нагрузке при трехфазном выпрямлении (см. рис. 5.2, в)

$$u(t) = \frac{3U_{max}}{\pi} \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \frac{2}{323} \cos 18\omega t - \dots \right);$$

напряжение треугольной формы (см. рис. 5.3, а)

$$u(t) = \frac{8U_{max}}{\pi^2} \left(\sin \omega t - \frac{1}{9} \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\omega t - \frac{1}{49} \sin 7\omega t + \dots \right);$$

напряжение прямоугольной формы (см. рис. 5.3, б)

$$u(t) = \frac{4U_{max}}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right).$$

В практических расчетах цепей с несинусоидальными ЭДС, токами и напряжениями их мгновенные значения приближенно

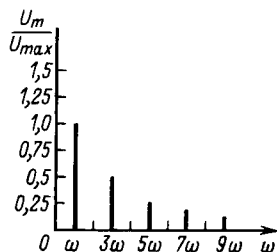


Рис. 5.5. Диаграмма амплитудно-частотного спектра

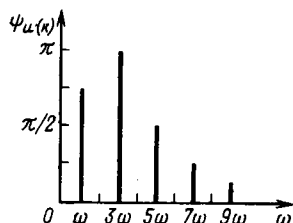


Рис. 5.6. Диаграмма фазочастотного спектра

отображают конечным рядом Фурье (3–7 членов ряда). Число членов ряда определяется необходимой точностью расчета.

Характеристика несинусоидальных величин, представленных рядом Фурье, может быть осуществлена графически с помощью диаграмм амплитудно-частотного (рис. 5.5) и фазочастотного (рис. 5.6) спектров. Данные диаграммы характеризуют форму несинусоидальных кривых, причем первая диаграмма показывает спектральный состав по амплитудам, т. е. представляет зависимость амплитуд гармоник в относительных единицах от частоты, вторая диаграмма выражает зависимость начальных фаз гармоник от частоты.

Периодические несинусоидальные ЭДС, напряжения и токи могут быть представлены так же эквивалентными синусоидами (см. § 5.5).

5.3. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ ВЕЛИЧИН

5.3.1. Максимальные значения несинусоидальных величин.

Под максимальными значениями несинусоидальных ЭДС, токов или напряжений подразумевается их наибольшее мгновенное значение (см. рис. 5.2, 5.3).

5.3.2. Действующие значения несинусоидальных величин. Под действующими значениями несинусоидальных ЭДС, токов и напряжений, как и для синусоидального тока, понимается их среднеквадратичное значение за период. Так, действующее значение несинусоидального тока

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}, \quad (5.1)$$

где
$$i(t) = I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + I_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2) + \dots + I_{km} \sin(k\omega t + \psi_k).$$

После интегрирования получаем

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_k^2},$$

где I_1, I_2, I_k — действующие значения токов первой, второй, k -й гармоник, т. е.

$$I_1 = I_{1m}/\sqrt{2}; \quad I_2 = I_{2m}/\sqrt{2}; \quad I_k = I_{km}/\sqrt{2}.$$

Следовательно, действующее значение несинусоидального тока практически определяется как корень квадратный из суммы квадратов постоянной составляющей и действующих значений всех последующих гармоник. Аналогично действующие значения ЭДС и напряжений будут

$$E = \sqrt{E_0^2 + E_1^2 + E_2^2 + \dots + E_k^2};$$

$$u = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_k^2}.$$

Действующие значения несинусоидальных напряжений и токов измеряются приборами электродинамической, электромагнитной и электростатической систем.

Пример 5.1. Определить действующее значение несинусоидального напряжения $u(t) = 100 + 80 \sin(\omega t + 30^\circ) + 60 \sin(3\omega t + 20^\circ) + 50 \sin(5\omega t + 45^\circ)$.

Решение.
$$U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_3^2 + U_5^2} = \sqrt{100^2 + \left(\frac{80}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{60}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{50}{\sqrt{2}}\right)^2} = 127 \text{ В.}$$

5.3.3. Средние значения несинусоидальных величин. Существуют следующие понятия средних значений несинусоидальных токов, ЭДС и напряжений.

Среднее значение несинусоидального тока за период, которое равно его постоянной составляющей,

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = I_0.$$

Среднее значение по модулю несинусоидального тока за период

$$I_{\text{ср, мод}} = \frac{1}{T} \int_0^T |i(t)| dt.$$

Таким же образом может быть осуществлена запись средних значений несинусоидальных ЭДС, напряжений.

Средние значения несинусоидальных напряжений и токов измеряются магнитоэлектрическими приборами без выпрямителя, средние значения по модулю — магнитоэлектрическими приборами с выпрямителем.

5.3.4. Коэффициенты, характеризующие несинусоидальные величины. Формы периодических несинусоидальных кривых могут характеризовать следующие коэффициенты (в скобках приведены значения коэффициентов для синусоидальных токов).

1. Коэффициент амплитуды $k_a = I_m/I$ ($k_a = 1,41$).
2. Коэффициент формы $k_f = I/I_{\text{ср.мод}}$ ($k_f = 1,11$).
3. Коэффициент гармоник $k_r = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}/I_1$ ($k_r = 0$).
4. Коэффициент среднего значения $k_{\text{ср}} = I_{\text{ср}}/I_m$ ($k_{\text{ср}} = 0$).
5. Коэффициент искажения $k_{\text{и}} = I_1/\sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots}$ ($k_{\text{и}} = 1$).
6. Коэффициент пульсаций $k_{\text{п}} = I_{1\text{м}}/I_0$ (см. § 5.7).

Коэффициенты k_a , k_f характеризуют форму периодических кривых, т. е. их отличие от синусоиды, и используются в силовой электротехнике, радиотехнике и т. д. Коэффициенты k_r и $k_{\text{и}}$ являются показателями качества электрической энергии энергосистем. В энергетической электронике при оценке результатов преобразования переменного синусоидального тока в постоянный используются коэффициенты $k_{\text{ср}}$ и $k_{\text{п}}$.

5.4. ПОНЯТИЕ О РАСЧЕТЕ АКТИВНОЙ И ПОЛНОЙ МОЩНОСТИ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПРИ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ НАПРЯЖЕНИЯХ И ТОКАХ

Для электрических цепей при несинусоидальных напряжениях и токах мгновенная мощность определяется как $p(t) = u(t)i(t)$. Активная мощность, как и для синусоидального тока, есть среднее значение мгновенной мощности за период:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t) dt.$$

После подстановки значений $u(t)$ и $i(t)$, имеющих одинаковый гармонический состав, получим

$$P = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \varphi_1 + \dots + U_k I_k \cos \varphi_k,$$

где U_k , I_k — действующие значения напряжения и тока k -й гармоники; φ_k — угол сдвига фаз между напряжением и током k -й гармоники:

$$\varphi_k = \psi_{ku} - \psi_{ki}.$$

Следовательно, активная мощность при несинусоидальных напряжениях и токах равна сумме активной мощности по-

стоянных составляющих и активных мощностей всех гармонических составляющих тока и напряжения.

Полная мощность

$$S = UI,$$

где U и I — действующие значения несинусоидальных напряжения и тока.

Пример 5.2. Определить активную и полную мощности линейной электрической цепи при несинусоидальном напряжении $u(t)$ и токе $i(t)$:

$$u(t) = 30 + 25,9 \sin(\omega t - 11^\circ 40') + 6 \sin(3\omega t + 53^\circ 50');$$

$$i(t) = 10 + 3 \sin(\omega t - 40^\circ) + 0,9\sqrt{2} \sin(3\omega t + 125^\circ).$$

Решение. Активная мощность

$$\begin{aligned} P &= U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_3 I_3 \cos \varphi_3 = \\ &= 30 \cdot 10 + \frac{25,9}{\sqrt{2}} \frac{3}{\sqrt{2}} \cos[-11^\circ 40' - (-40^\circ)] + \\ &\quad + \frac{6}{\sqrt{2}} \frac{0,9\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \cos(53^\circ 50' - 125^\circ) \approx 336 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

Полная мощность

$$S = UI.$$

Действующие значения напряжения и тока

$$U = \sqrt{30^2 + \left(\frac{25,9}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{6}{\sqrt{2}}\right)^2} = 35,3 \text{ В};$$

$$I = \sqrt{10^2 + \left(\frac{3}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0,9\sqrt{2}}{\sqrt{2}}\right)^2} = 10,3 \text{ А.}$$

Следовательно, $S = 35,3 \cdot 10,3 = 363,6 \text{ В} \cdot \text{А}$.

5.5. АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПРИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОМ НАПРЯЖЕНИИ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

Известно, что к линейным электрическим цепям применим метод наложения. В соответствии с этим запись периодического несинусоидального напряжения источника энергии рядом Фурье дает возможность представить его несколькими последовательно соединенными и одновременно действующими источниками ЭДС или напряжений и осуществлять анализ электрического состояния цепей на основе метода наложения.

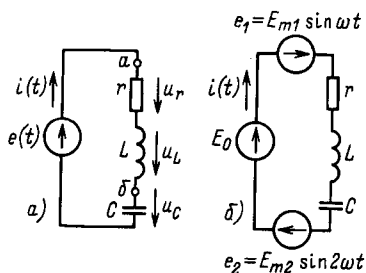


Рис. 5.7. Электрическая цепь с источником несинусоидальной ЭДС (а) и ее схема замещения (б)

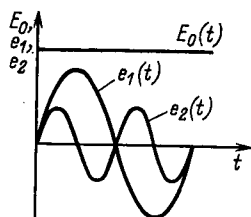
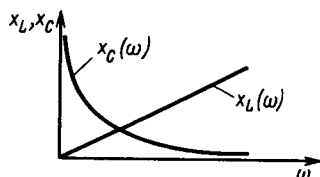


Рис. 5.8. Временные диаграммы ЭДС источников

Рис. 5.9. Частотные характеристики индуктивного и емкостного элементов



Например, рассмотрим электрическую цепь рис. 5.7, а, в которой к источнику с несинусоидальной ЭДС

$$e(t) = E_0 + E_{1m} \sin \omega t + E_{2m} \sin 2\omega t$$

подключены последовательно резистивный, индуктивный и емкостный элементы.

С учетом вышесказанного в рассматриваемой электрической цепи ЭДС $e(t)$ может быть представлена тремя ЭДС (рис. 5.7, б). Графики $E_0(t)$, а также $e_1(t)$ и $e_2(t)$ изображены на рис. 5.8. В соответствии с методом наложения данная электрическая цепь рассчитывается как цепь, в которой действуют три независимые ЭДС. При этом определение тока и напряжений от ЭДС E_0 осуществляется, как при расчете цепей постоянного тока, а от ЭДС e_1 и e_2 — как при расчете цепей синусоидального тока. При расчете цепи от ЭДС e_2 и ЭДС более высших гармоник необходимо производить пересчет значений x_L и x_C , так как они зависят от частоты (рис. 5.9):

$$x_{Lk} = k\omega L; \quad x_{Ck} = \frac{1}{k\omega C}.$$

В анализируемой электрической цепи постоянная составляющая ЭДС E_0 не вызывает установившегося тока, так как сопротивление емкостного элемента при постоянном токе рав-

но бесконечности (рис. 5.9). Определяем ток и напряжение в электрической цепи с ЭДС e_1 и e_2 .

Для первой гармоники

$$i_1 = I_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1),$$

где

$$I_{1m} = \frac{E_{1m}}{z_1} = \frac{E_{1m}}{\sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}}; \quad \varphi_1 = \arctg \frac{\omega L - 1/\omega C}{r}.$$

В общем случае $\varphi_k = \psi_{ke} - \psi_{ki}$, тогда $\psi_{ki} = \psi_{ke} - \varphi_k$, а для первой гармоники $\psi_{1i} = \psi_{1e} - \varphi_1$.

Для второй гармоники $i_2 = I_{2m} \sin(2\omega t + \varphi_2)$, где

$$I_{2m} = \frac{E_{2m}}{z_2} = \frac{E_{2m}}{\sqrt{r^2 + (2\omega L - 1/2\omega C)^2}}; \quad \varphi_2 = \arctg \frac{2\omega L - 1/2\omega C}{r};$$

$$\psi_{2i} = \psi_{2e} - \varphi_2.$$

При этом ток цепи $i = I_0 + i_1 + i_2$ и так как $I_0 = 0$, то $i = i_1 + i_2$, т. е. $i(t) = I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + I_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2)$.

Действующее значение тока цепи

$$I = \sqrt{\left(\frac{I_{1m}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{I_{2m}}{\sqrt{2}}\right)^2}.$$

Напряжение u_r резистивного элемента совпадает по фазе с током цепи и в общем случае

$$u_r = U_{0r} + u_{1r} + u_{2r}, \text{ а так как } U_{0r} = I_0 r = 0, \text{ то } u_r = u_{1r} + u_{2r},$$

т. е.

$$u_r(t) = U_{1mr} \sin(\omega t + \psi_1) + U_{2mr} \sin(2\omega t + \psi_2),$$

где $U_{1mr} = I_{1m} r$; $U_{2mr} = I_{2m} r$.

Аналогично могут быть определены значения u_L и u_C :

$$u_L(t) = I_{1m} x_L \sin(\omega t + \psi_1 + \pi/2) + I_{2m} 2x_L \sin(2\omega t + \psi_2 + \pi/2);$$

$$u_C(t) = I_{1m} x_C \sin(\omega t + \psi_1 - \pi/2) + I_{2m} \frac{x_C}{2} \sin(2\omega t + \psi_2 - \pi/2).$$

Определение гармонических составляющих токов i_1 и i_2 , а также напряжений u_r , u_L и u_C можно также осуществить с использованием комплексных чисел.

Пример 5.3. Несинусоидальная ЭДС $e(t)$ линейной электрической цепи рис. 5.7, a изменяется по закону $e(t) = 200 + 180 \sin(\omega t - 30^\circ) + 120 \sin 3\omega t$. Параметры цепи: $r = 6$ Ом, $x_L = \omega L = 2$ Ом, $x_C = 1/\omega C = 18$ Ом. Определить мгновенное, действующее значение тока в цепи и действующее значение напряжения на участке цепи ab .

Решение. По отношению к постоянной составляющей ЭДС $E_0 = 200$ В сопротивление конденсатора равно бесконечности, т. е. $x_C = 1/\omega C = 1/0 \cdot C = \infty$. Следовательно, постоянная составляющая тока $I_0 = 0$.

Расчет первой гармоники:

полное сопротивление цепи

$$z = \sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2} = \sqrt{6^2 + (2 - 18)^2} = 17 \text{ Ом};$$

угол сдвига фаз между ЭДС e_1 и током

$$\varphi_1 = \arctg \frac{\omega L - 1/\omega C}{r} = -69^\circ 20';$$

так как $\varphi_1 = \psi_{1e} - \psi_{1i}$, то

$$\psi_{1i} = \psi_{1e} - \varphi_1 = -30^\circ - (-69^\circ 20') = 39^\circ 20';$$

амплитуда и действующее значение первой гармоники тока

$$I_{1m} = \frac{E_{1m}}{z_1} = \frac{180}{17} = 10,5 \text{ А}; \quad I_1 = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{10,5}{\sqrt{2}} = 7,5 \text{ А};$$

мгновенное значение тока

$$i_1 = 10,5 \sin(\omega t + 39^\circ 20');$$

действующее значение напряжения на участке ab

$$U_{ab1} = I_1 z_{ab1} = I_1 \sqrt{r^2 + (\omega L)^2} = 7,5 \sqrt{6^2 + 2^2} = 47,2 \text{ В}.$$

Расчет для третьей гармоники:

полное сопротивление цепи

$$z_3 = \sqrt{r^2 + (3\omega L - 1/3\omega C)^2} = \sqrt{6^2 + (6 - 6)^2} = 6 \text{ Ом},$$

т. е. для данной гармоники наблюдается резонанс напряжений, а следовательно, угол сдвига фаз между ЭДС e_3 и током

$$\varphi_3 = \arctg \frac{3\omega L - 1/3\omega C}{r} = 0;$$

амплитуда и действующее значение тока

$$I_{3m} = \frac{E_{3m}}{z_3} = \frac{120}{6} = 20 \text{ А}; \quad I_3 = \frac{I_{3m}}{\sqrt{2}} = \frac{20}{\sqrt{2}} = 14,3 \text{ А}.$$

мгновенное значение тока

$$i_3 = 20 \sin 3\omega t;$$

действующее значение напряжения на участке ab

$$U_{a\delta 3} = I_3 z_{a\delta 3} = I_3 \sqrt{r^2 + (3\omega L)^2} = 14,3 \sqrt{6^2 + 6^2} = 121,3 \text{ В.}$$

Расчет общего тока:

мгновенное значение тока в цепи

$$i(t) = 10,5 \sin(\omega t + 39^\circ 20') + 20 \sin 3\omega t;$$

действующие значения тока в цепи и напряжения на участке ab

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_3^2} = \sqrt{7,5^2 + 14,3^2} = 16,1 \text{ А;}$$

$$U_{a\delta} = \sqrt{U_{a\delta 1}^2 + U_{a\delta 3}^2} = \sqrt{47,2^2 + 121,3^2} = 130,1 \text{ В.}$$

В ряде случаев при проведении практических расчетов периодические несинусоидальные ЭДС и напряжения можно представить эквивалентными синусоидами: так, при изучении нелинейной электрической цепи, т. е. цепи, содержащей катушку с ферромагнитным магнитопроводом (см. гл. 6), несинусоидальный ток заменяется эквивалентной синусоидой. Подобная замена осуществляется так, чтобы действующее значение эквивалентной синусоиды ЭДС или напряжения равнялось действующему значению несинусоидальной величины.

При определении, например, действующего значения эквивалентной синусоиды напряжения $U_{\text{эк}}$ путем обычного интегрирования по формуле, аналогичной (5.1), ее амплитудное значение

$$U_{\text{экт}} = \sqrt{2} U_{\text{эк}}.$$

Мгновенное значение эквивалентной синусоиды напряжения

$$u_{\text{эк}} = U_{\text{экт}} \sin \omega t,$$

где $\omega = 2\pi/T$.

Расчет цепи ведется так же, как и цепей синусоидального тока, т. е. ток в цепи

$$I_{\text{эк}} = U_{\text{эк}}/Z.$$

Активная мощность цепи.

$$P = U_{\text{эк}} I_{\text{эк}} \cos \varphi_{\text{эк}},$$

где $\cos \varphi_{\text{эк}} = r/Z$.

5.6. ВЛИЯНИЕ РЕЗИСТИВНОГО, ИНДУКТИВНОГО И ЕМКОСТНОГО ЭЛЕМЕНТОВ ЦЕПИ НА ФОРМУ КРИВОЙ ТОКА. РЕЗОНАНСНЫЕ ЯВЛЕНИЯ

Предположим, что в электрических цепях рис. 5.10, а–в не синусоидальное напряжение $u(t)$ содержит основную и высшие гармонические составляющие. При резистивной нагрузке (рис. 5.10, а) токи всех гармоник совпадают по фазе с соответствующими гармониками напряжений и форма кривой несинусоидального тока аналогична форме кривой напряжения $u(t)$.

В цепи рис. 5.10, б амплитуда тока основной гармоники определяется как $I_{1m} = U_{1m}/\omega L$, а амплитуды токов всех последующих гармонических составляющих $I_{km} = U_{km}/k\omega L$.

Так как сопротивление индуктивного элемента увеличивается с переходом к высшим гармоникам, то амплитуда каждой гармоники тока будет уменьшаться обратно пропорционально порядку гармоники и высшие гармоники тока будут проявляться в меньшей степени в общей кривой тока. Таким образом, кривая тока меньше отличается от синусоиды, чем кривая напряжения. Аналогично в цепи рис. 5.10, в амплитуды токов основной и высших гармоник определяются как

$$I_{1m} = \frac{U_{1m}}{1/\omega C}; \quad I_{km} = \frac{U_{km}}{1/k\omega C}.$$

Так как сопротивление емкостного элемента уменьшается с переходом к высшим гармоникам, то амплитуды гармоник тока будут увеличиваться пропорционально порядку гармоники, форма кривой тока будет искажаться еще больше в сравнении с кривой напряжения.

Поскольку с ростом частоты сопротивление индуктивного элемента увеличивается, а емкостного уменьшается, в электрической цепи рис. 5.7, а может возникнуть резонанс напряжений либо для первой, либо для одной из высших гармоник. Условие возникновения резонанса напряжений для некоторой k -гармоники

$$k\omega L = 1/k\omega C.$$

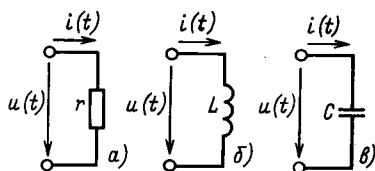


Рис. 5.10. Схема электрических цепей к рассмотрению влияния их элементов на форму кривой тока

При этом амплитуда тока резонансной гармоники может значительно превысить амплитуды тока всех остальных гармоник (см. пример 5.3), а на участках электрической цепи как с индуктивным, так и с емкостным элементом могут возникнуть перенапряжения. В электрических цепях несинусоидального тока при параллельном соединении катушки и конденсатора возможно возникновение резонанса тока либо для первой, либо для одной из высших гармоник с присущими данному резонансу явлениями.

5.7. ПОНЯТИЕ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРАХ

Как следует из временных диаграмм, приведенных на рис. 5.2, *а — в*, выпрямленные напряжения имеют пульсации. Данные напряжения содержат как постоянную, так и гармонические составляющие. Однако амплитуды гармонических составляющих достаточно быстро уменьшаются с увеличением номера гармоники. Поэтому при анализе выпрямительных устройств часто можно ограничиться рассмотрением лишь одной основной гармоники. В связи с этим пульсации выпрямленного напряжения оценивают коэффициентом пульсаций k_n , который представляет собой отношение амплитуды U_{1m} основной гармоники к постоянной составляющей U_0^* , т. е.

$$k_n = U_{1m}/U_0.$$

Коэффициент пульсаций зависит от качества выпрямительной схемы. Чем меньше k_n , тем форма кривой выпрямленного напряжения ближе к горизонтальной линии. Для однополупериодной схемы выпрямителя $k_n = 1,57$, для двухполупериодной схемы $k_n = 0,67$, для трехфазной схемы $k_n = 0,057$. Наличие пульсаций выпрямленного напряжения ухудшает работу потребителей. С целью их снижения применяются сглаживающие фильтры, которые включаются между выпрямительной схемой и потребителем. Сглаживающим фильтром называется устройство, предназначенное для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Эффективность действия сглаживающего фильтра характеризуется коэффициентом сглаживания k_c , т. е. отношением коэффициента пульсаций на входе фильтра $k_{n,вх}$ к коэффициенту пульсаций на его выходе $k_{n,вых}$:

$$k_c = k_{n,вх}/k_{n,вых}.$$

* Иногда k_n рассчитывают как отношение удвоенной амплитуды (размаха пульсаций) к постоянной составляющей.

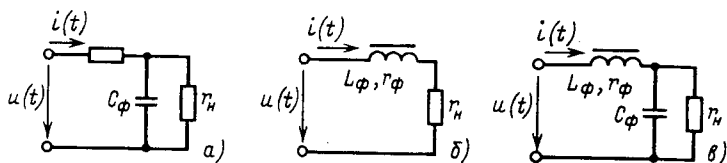


Рис. 5.11. Схемы электрических сглаживающих фильтров:
а — емкостный; б — индуктивный; в — Г-образный

Рассмотрим некоторые виды сглаживающих фильтров (рис. 5.11, а–в).

Емкостный фильтр (конденсатор) по рис. 5.11, а включается параллельно нагрузке. Он шунтирует нагрузку по переменной составляющей тока.

Необходимо, чтобы емкостное сопротивление фильтра для основной гармоники $\omega_{0,г}$ пульсаций было много меньше сопротивления нагрузки, т. е.

$$\frac{1}{\omega_{0,г} C_{\phi}} \ll r_{н}.$$

Тогда параллельное подключение конденсатора к нагрузке снижает переменные составляющие напряжения на ней, тем самым снижается коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения.

Индуктивный фильтр (рис. 5.11, б) включается последовательно с нагрузкой и представляет собой большое сопротивление для переменной составляющей тока. Для удовлетворительного сглаживания необходимо выполнить условие

$$\omega_{0,г} L_{\phi} \gg r_{н}.$$

При таком условии значительно уменьшаются гармонические составляющие тока $i(t)$ и коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке существенно снижается. При малом значении r_{ϕ} постоянная составляющая тока I_0 на нагрузке изменяется незначительно.

Для лучшего сглаживания на практике используются более сложные фильтры, например Г-образный LC-фильтр (рис. 5.11, в). При создании такого фильтра необходимо, чтобы

$$\omega_{0,г} L_{\phi} \gg r_{н} \quad \text{и} \quad 1/\omega_{0,г} C_{\phi} \ll r_{н}.$$

Влияние элементов этого фильтра аналогично двум выше-рассмотренным. При многорезонансных Г-образных LC-фильтрах,

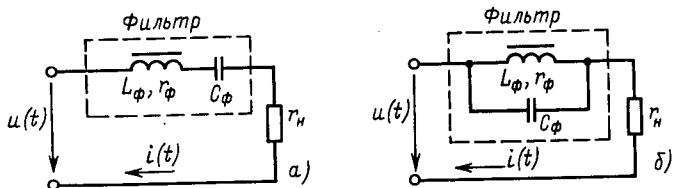


Рис. 5.12. Схемы простейших резонансных фильтров

состоящих из двух, трех и т. д. отдельных фильтров, можно получить высокий коэффициент сглаживания ($k_c > 100$).

Помимо сглаживающих фильтров в практике используются резонансные фильтры.

Работа резонансных фильтров в электрических цепях несинусоидального тока основана на создании условий для возникновения явлений резонанса тока или напряжения для определенных гармоник. Например, если в общей форме кривой несинусоидального тока на нагрузке необходимо выделить кривую тока k -й гармоники, можно использовать резонансный фильтр рис. 5.12, а, параметры которого L_ϕ и C_ϕ подбираются таким образом, чтобы создать условия резонанса напряжения именно для k -й гармоники. В этом случае сопротивление фильтра для тока k -й гармоники становится значительно меньше, чем для токов других гармоник, что и позволяет выделить на нагрузке ток k -й гармоники. Таким образом, рассматриваемый фильтр позволяет выделить ток определенной частоты. На практике подобные фильтры обеспечивают выделение тока в определенной полосе частот, поэтому они называются полосовыми. И наоборот, если есть необходимость исключить на нагрузке ток k -й гармоники несинусоидального тока, то используется фильтр по рис. 5.12, б. Параметры фильтра L_ϕ и C_ϕ подбираются такими чтобы для k -й гармоники создать условия резонанса тока. В этом случае для тока k -й гармоники проводимость фильтра почти равна нулю и ток этой гармоники на нагрузке или резко уменьшается, или полностью исключается. Такой фильтр называют заградительным или фильтром-пробкой для k -й гармоники.

5.8. ПОНЯТИЕ О ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИХ, ИНТЕГРИРУЮЩИХ И ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЯХ

Дифференцирующей цепью называют линейный четырехполюсник, у которого выходное напряжение пропорционально производной входного напряжения. Принципиальная схема

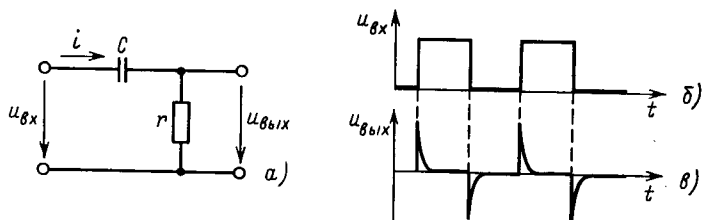


Рис. 5.13. Схема дифференцирующей цепи (а) и временные диаграммы (б, в) при дифференцировании прямоугольных импульсов

дифференцирующей rC -цепи приведена на рис. 5.13, а. Выходное напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$ снимается с резистора r . По второму закону Кирхгофа

$$u_{\text{ВХ}} = u_r + u_C = ri + \frac{1}{C} \int i \, dt. \quad (5.2)$$

Так как $u_{\text{ВЫХ}} = ri$, то $u_{\text{ВХ}} = u_{\text{ВЫХ}} + \frac{1}{rC} \int u_{\text{ВЫХ}} \, dt$, или

$$\frac{du_{\text{ВХ}}}{dt} = \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt} + \frac{1}{rC} u_{\text{ВЫХ}}.$$

Параметры rC -цепи выбираются так, чтобы ее постоянная времени $\tau = Cr$ была достаточно мала. В этом случае

$$\frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt} \ll \frac{1}{rC} u_{\text{ВЫХ}}, \quad \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt} \approx \frac{1}{rC} u_{\text{ВЫХ}},$$

а следовательно,

$$u_{\text{ВЫХ}} = rC \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt}.$$

Заметим, что дифференцирование будет тем точнее, чем меньше τ , но при уменьшении r снижается выходное напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$. При подаче на вход дифференцирующей rC -цепи ряда прямоугольных импульсов рис. 5.13, б форма выходного напряжения будет иметь вид, представленный на рис. 5.13, в.

На практике дифференцирующая цепь может быть использована в импульсной технике для формирования коротких запускающих импульсов в разнообразных электронных устройствах.

Интегрирующей цепью называют линейный четырехполюсник, выходное напряжение которого пропорционально интегралу

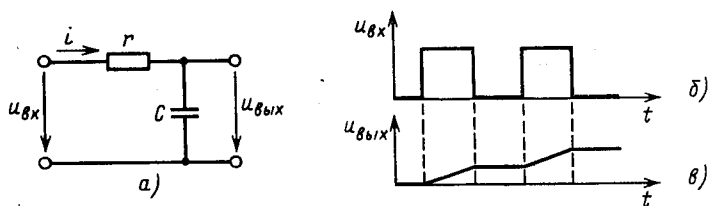


Рис. 5.14. Схема интегрирующей цепи (а) и временные диаграммы (б, в) при интегрировании прямоугольных импульсов

лу входного напряжения. Схема интегрирующей rC -цепи показана на рис. 5.14, а. Выходное напряжение снимается с конденсатора C . Исходным остается уравнение (5.2). Однако

в этом случае $u_{\text{вых}} = \frac{1}{C} \int i dt$, а так как $i = C du_{\text{вых}}/dt$,

то

$$u_{\text{вх}} = rC \frac{du_{\text{вых}}}{dt} + u_{\text{вых}}.$$

Параметры rC -цепи подобраны так, что $rC du_{\text{вых}}/dt \gg u_{\text{вых}}$, а следовательно,

$$u_{\text{вх}} \approx rC du_{\text{вых}}/dt,$$

или

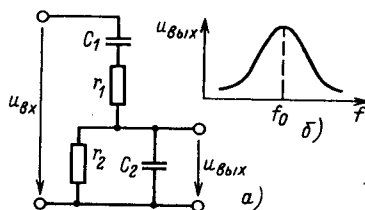
$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{rC} \int u_{\text{вх}} dt.$$

Заметим, как и при дифференцировании, что чем точнее проводится интегрирование, тем меньше выходное напряжение $u_{\text{вых}}$. Форма выходного напряжения интегрирующей rC -цепи при подаче на вход серии прямоугольных импульсов (рис. 5.14, б) показана на рис. 5.14, в.

В импульсной технике интегрирующие цепи могут быть использованы с целью увеличения длительности импульсных сигналов.

Электрические цепи с использованием емкостных и резистивных элементов называются частотно-зависимыми цепями. В качестве примера подобной цепи может быть рассмотрена избирательная rC -цепь по схеме моста Вина. Схема моста Вина представлена на рис. 5.15, а. Анализируя работу данной избирательной цепи, можно отметить, что выходное напряжение $u_{\text{вых}}(f)$ при низких и высоких частотах стремится к нулю. В первом случае это обусловлено наличием конденсатора C_1 , а именно: так как $x_{C1} = 1/2\pi C_1 f$, то при $f \rightarrow 0$ $x_{C1} \rightarrow \infty$. Во вто-

Рис. 5.15. Схема моста Вина (а) и его частотная характеристика (б)



ром случае происходит шунтирование выходных выводов схемы конденсатором C_2 , т. е. $x_{C2} = 1/2\pi C_2 f$ при $f \rightarrow \infty$, $x_{C2} \rightarrow 0$. Получение

максимального выходного напряжения возможно при условии $r_1 = r_2 = r$ и $C_1 = C_2 = C$ при так называемой квазирезонансной частоте $\omega_0 = 1/rC$, при этом $f_0 = \omega_0/2\pi$. Зависимость выходного напряжения от частоты представлена на рис. 5.15, б.

Избирательные rC -цепи широко используются в избирательных усилителях.

Глава шестая

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

А. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПОСТОЯННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛОЙ

6.1. ПОНЯТИЕ ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УСТРОЙСТВАХ И МАГНИТНЫХ ЦЕПЯХ

Работа многих электротехнических устройств основана на использовании индукционного и силового действия магнитного поля.

Индукционное действие магнитного поля состоит в том, что в катушке, пронизываемой переменным магнитным потоком, а также в проводнике, движущемся относительно магнитного поля, индуцируется ЭДС. На использовании индуцированных ЭДС основан принцип действия генераторов, трансформаторов, многих приборов контроля, управления и автоматизации производственных процессов. Силовое действие магнитного поля заключается в том, что на электрические заряды, проводники с токами и детали из ферромагнитных материалов, находящиеся в магнитном поле, действуют электромагнитные силы.

Использование силового действия магнитного поля лежит в основе принципа действия электродвигателей, электромагнитов, многих электронизмерительных приборов и электротехниче-

ских аппаратов. С помощью электромагнитных сил осуществляется управление движением заряженных частиц в электронно-лучевых трубках, электронных микроскопах, ускорителях заряженных частиц.

Электротехнические устройства, принцип действия которых основан на использовании индукционного или силового действия магнитного поля, называются электромагнитными.

Для получения требуемой ЭДС или силы в электромагнитном устройстве должно быть создано магнитное поле определенной интенсивности и направленности действия. С этой целью в каждом электромагнитном устройстве имеется магнитная цепь (магнитная система), состоящая из магнитопровода, выполняемого в общем случае из различных ферромагнитных материалов, и одной или нескольких намагничивающих обмоток.

Чтобы многие электромагнитные устройства могли выполнять те функции, на которые они рассчитаны, в их магнитопроводы приходится вводить воздушные зазоры. В некоторых электромагнитных устройствах вместо намагничивающих обмоток используются постоянные магниты.

С помощью намагничивающих обмоток, по которым во время работы устройства пропускаются токи, либо с помощью постоянных магнитов в пространстве возбуждается магнитное поле. При этом ферромагнитный материал магнитопровода намагничивается, в результате чего магнитное поле магнитопровода значительно усиливается и становится намного более интенсивным, чем поле вне магнитопровода. Поскольку магнитное поле оказывается сосредоточенным в основном в магнитопроводе, можно, придавая ему соответствующую конфигурацию, сконцентрировать магнитное поле в нужном объеме электромагнитного устройства.

Значительное усиление магнитного поля за счет свойств ферромагнитного материала позволяет (при заданной интенсивности магнитного поля) намного уменьшить ток, мощность, габаритные размеры и массу намагничивающих обмоток, а также массу и стоимость постоянных магнитов, используемых иногда вместо намагничивающих катушек.

В зависимости от назначения и технических данных электромагнитных устройств их магнитные цепи бывают весьма разнообразными и отличаются родом тока, конструктивными особенностями, габаритными размерами, а следовательно, и массой.

На рис. 6.1 в качестве примера показаны магнитные цепи некоторых электромагнитных устройств. Цифрой 1 обозначены ферромагнитные части магнитопроводов, цифрой 2 — воздуш-

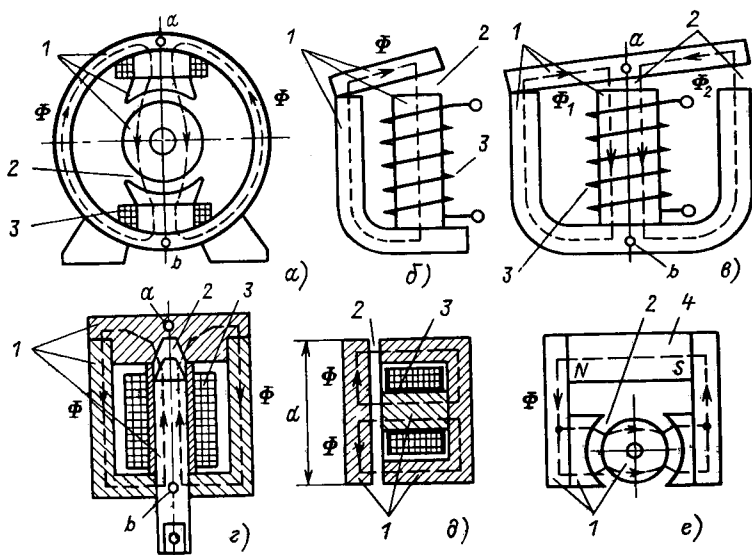


Рис. 6.1. Примеры магнитных цепей:

a — машины постоянного тока; *б* и *в* — электромагнитных реле; *г* и *д* — тормозных электромагнитов; *е* — магнитоэлектрического измерительного прибора

ные зазоры, цифрой 3 — намагничивающие катушки, цифрой 4 — постоянный магнит.

Различают магнитные цепи с намагничивающими обмотками для возбуждения магнитного поля (рис. 6.1, *a—д*) и с постоянными магнитами (рис. 6.1, *е*), неразветвленные (рис. 6.1, *б, е*) и разветвленные (рис. 6.1, *a—д*), с одной (рис. 6.1, *б—д*) и несколькими (рис. 6.1, *a*) намагничивающими обмотками, симметричные (рис. 6.1, *a, г, д*) и несимметричные (рис. 6.1, *в*), с однородным и неоднородным магнитопроводом.

Симметричной считается магнитная цепь, ветви которой, расположенные по обе стороны от линии *ab*, проведенной через узловые точки разветвления потоков, выполнены из одинаковых материалов и имеют одинаковые геометрические размеры. В том случае, когда в указанных ветвях имеются намагничивающие обмотки, дополнительным условием симметрии является равенство из магнитодвижущих сил (МДС) (см. § 6.2). Если одно из указанных условий не выполняется, магнитная цепь считается несимметричной.

Магнитопровод считается однородным, если он на всем протяжении выполнен из одного и того же ферромагнитного

материала и имеет одинаковую площадь поперечного сечения.

Магнитными цепями с постоянной МДС называются цепи, магнитный поток которых возбуждается намагничивающими обмотками, питаемыми постоянным током, либо постоянными магнитами.

6.2. ОСНОВНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ РАСЧЕТЕ И АНАЛИЗЕ МАГНИТНЫХ ЦЕПЕЙ. ЗАДАЧИ РАСЧЕТА И АНАЛИЗА

Магнитное поле в любой его точке характеризуется по интенсивности и направленности действия вектором магнитной индукции B . За направление магнитной индукции принимается направление, указываемое северным полюсом магнитной стрелки, помещенной в данную точку поля.

Магнитное поле может быть изображено с помощью линий магнитной индукции, касательные к которым во всех точках поля совпадают по направлению с векторами магнитных индукций.

Магнитное поле считается однородным, если векторы магнитных индукций во всех точках имеют одни и те же значение и направление. В противном случае поле считается неоднородным. Для определения направления магнитного поля проводника (рис. 6.2, а) и обмотки (рис. 6.2, б) пользуются правилом правоугового винта. Магнитное поле постоянного магнита (рис. 6.2, в) направлено вне магнита от северного полюса N к южному S . При некотором удалении от боковых краев полюсов поле в воздушном зазоре между полюсами магнита (а также электромагнита) можно считать однородным.

Величиной, служащей для интегральной оценки магнитного поля, является магнитный поток, представляющий собой поток вектора магнитной индукции сквозь поверхность. Магнитные потоки сквозь элемент поверхности dS (рис. 6.3) и поверхность S будут

$$d\Phi = B \, dS = B \cos \alpha \, dS; \quad \Phi = \int_S B \cos \alpha \, dS. \quad (6.1)$$

Когда магнитный поток проходит сквозь плоскость, расположенную перпендикулярно линиям магнитной индукции однородного поля, в (6.1) следует положить $B = \text{const}$ и $\cos \alpha = 1$. Тогда поток

$$\Phi = BS. \quad (6.2)$$

Единицами магнитного потока и магнитной индукции являются 1 вебер и 1 тесла ($1 \text{ Вб} = 1 \text{ В} \cdot \text{с}$, $1 \text{ Тл} = 1 \text{ Вб/м}^2 =$

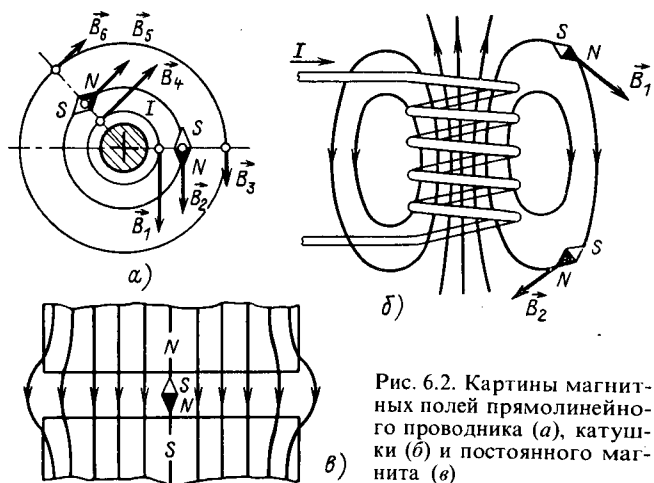


Рис. 6.2. Картины магнитных полей прямолинейного проводника (а), катушки (б) и постоянного магнита (в)

Рис. 6.3. К определению магнитного потока

$= 1 \text{ В} \cdot \text{с}/\text{м}^2$). Иногда для расчета используют устаревшие единицы магнитного потока и магнитной индукции 1 максвелл и 1 гаусс ($1 \text{ Мкс} = 10^{-8} \text{ Вб}$, $1 \text{ Гс} = 10^{-4} \text{ Тл}$).

Степень участия среды в образовании магнитного поля характеризуется абсолютной магнитной проницаемостью среды, равной

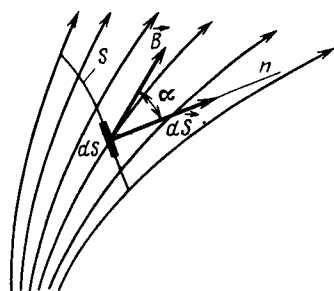
$$\mu_a = \mu_0 \mu_r, \quad (6.3)$$

где μ_0 — магнитная постоянная; μ_r — относительная магнитная проницаемость.

В системе СИ единицей μ_0 и μ_a является 1 генри/метр $= 1 \text{ Гн}/\text{м}$, где $1 \text{ Гн} = 1 \text{ Ом} \cdot \text{с}$ — единица индуктивности.

Магнитная постоянная $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн}/\text{м}$.

В электротехнике все вещества разделяют на ферромагнитные и неферромагнитные. К первым относятся сталь, никель, кобальт и их сплавы с различными присадками. Забегая несколько вперед, отметим, что у ферромагнитных материалов при определенных условиях $\mu_r \gg 1$ и $\mu_a \gg \mu_0$.



У неферромагнитных материалов, к которым относятся, например, медь, алюминий, дерево, пластмассы и воздух, $\mu_r \approx 1$ и $\mu_a \approx \mu_0$.

При расчете и анализе магнитных цепей пользуются обычно величиной H , называемой напряженностью магнитного поля. Зная последнюю, можно определить магнитную индукцию

$$B = \mu_a H. \quad (6.4)$$

Напряженность магнитного поля — величина векторная. В однородных по всем направлениям средах векторы B и H по направлению совпадают.

Единицей напряженности магнитного поля является 1 А/м. Часто при расчетах используют более крупную единицу 1 А/см ($1 \text{ А/см} = 10^2 \text{ А/м}$).

Напряженность магнитного поля связана с токами, возбуждающими поле, законом полного тока, согласно которому линейный интеграл вектора напряженности магнитного поля вдоль замкнутого контура равен алгебраической сумме токов, охватываемых этим контуром:

$$\oint H dl = \oint H \cos \alpha dl = \sum I. \quad (6.5)$$

Величину $\sum I$ называют полным током или магнитодвижущей силой (МДС) и обозначают буквой F .

Со знаком «+» в (6.5) следует включать токи, положительные направления которых связаны правилом правогоходавого винта с произвольно выбранным направлением обхода контура интегрирования.

Если, например, контур интегрирования проходит внутри обмотки с числом витков w (рис. 6.4, а), то при обходе контура по часовой стрелке $F = Iw$. При обходе по часовой стрелке контура, проходящего внутри двух обмоток с различными направлениями токов (рис. 6.4, б), $F = I_1 w_1 - I_2 w_2$.

Рассмотрим в качестве примера магнитное поле в сечении замкнутого кольцевого магнитопровода из однородного материала (рис. 6.5). Линии магнитной индукции в кольце из любого материала при равномерном распределении витков представляют собой концентрические окружности. Выбрав за контур интегрирования линию магнитной индукции с радиусом ρ , получим

$$\oint H \cos \alpha dl = H \cdot 2\pi\rho = Iw,$$

откуда

$$H = Iw/2\pi\rho. \quad (6.6)$$

Если известна магнитная проницаемость μ_a материала кольца, то магнитная индукция будет $B = \mu_a H = \mu_a I w / 2\pi r$.

Как видно, наибольшая магнитная индукция будет при $r = r_1$, наименьшая — при $r = r_2$. Если $a \ll r_{cp} = (r_1 + r_2)/2$, то магнитные индукции при r_1 и r_2 будут отличаться незначительно. В этом случае магнитное поле можно считать практически однородным и определять магнитные индукцию и поток по формулам

$$B = \frac{\mu_a I w}{2\pi r_{cp}}, \quad \Phi = BS = \frac{\mu_a I w}{2\pi r_{cp}} ab. \quad (6.7)$$

На основании выражений (6.6) и (6.7) можно сделать следующие выводы.

Если $F = Iw$ представляет собой МДС, то напряженность H можно рассматривать как удельную МДС, приходящуюся на единицу длины контура интегрирования. При изготовлении колец (рис. 6.5) из материалов с различными значениями μ_a напряженность H будет одной и той же, а значения магнитной индукции B и, следовательно, магнитного потока Φ будут различными. Из сказанного следует, что напряженность H является величиной, характеризующей систему проводников с токами, возбуждающую магнитное поле, а не само поле.

Предположим, что кольцо (рис. 6.5) выполнено из неферромагнитного материала, у которого $\mu_{r1} \approx 1$ и $\mu_{a1} \approx \mu_0$. Тогда для получения заданной магнитной индукции B согласно (6.7) потребуется МДС

$$I_1 w = B \cdot 2\pi r_{cp} / \mu_{a1} = B \cdot 2\pi r_{cp} / \mu_0.$$

Если же изготовить кольцо из ферромагнитного материала, у которого $\mu_{r2} \gg 1$ и $\mu_{a2} = \mu_{r2} \mu_0 \gg \mu_0$, получим те же значения

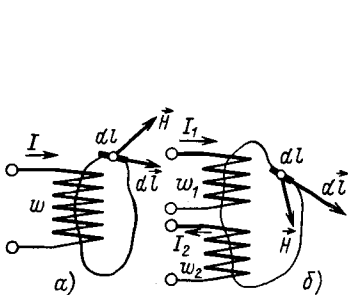


Рис. 6.4. К пояснению закона полного тока

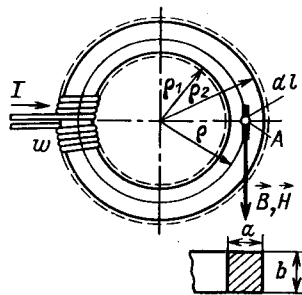


Рис. 6.5. К расчету магнитного поля замкнутого кольца

магнитной индукции и, следовательно, магнитного потока при МДС

$$I_2 w = B \cdot 2\pi r_{cp} / \mu_{r2} \mu_0.$$

Сравнивая выражения МДС в обоих случаях, нетрудно установить, что $I_2 = I_1 / \mu_{r2}$, т. е. $I_2 \ll I_1$. Приведенный пример подтверждает высказанное ранее положение о том, что изготовление магнитопровода из ферромагнитного материала приводит к существенному уменьшению тока, а значит, мощности, габаритных размеров и массы намагничивающих обмоток.

При расчете магнитных цепей приходится решать две задачи: наиболее часто встречающуюся прямую задачу и обратную задачу. Прямой считается задача, когда по известному магнитному потоку или магнитной индукции участка магнитопровода определяют МДС или ток намагничивающей обмотки. При решении обратной задачи, наоборот, МДС или ток считаются известными, а определению подлежат магнитный поток или магнитная индукция. При решении как прямой, так и обратной задач геометрические размеры и данные ферромагнитных материалов магнитопровода обычно считаются известными.

Кроме расчета нередко приходится решать задачи анализа магнитных цепей. Например, интересным и важным является вопрос о характере изменения магнитного потока при изменении МДС обмотки либо при изменении воздушного зазора в магнитопроводе, геометрических размеров магнитопровода и т. д.

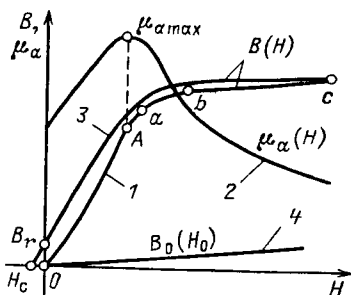
6.3. СВОЙСТВА ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Свойства ферромагнитных материалов оценивают обычно по кривым намагничивания, представляющим собой зависимость магнитной индукции от напряженности магнитного поля $B(H)$. Кривые намагничивания получают опытным путем. Напряженность изменяют за счет изменения тока намагничивающей обмотки, расположенной на испытуемом образце. Определение напряженности производят с помощью закона полного тока. Для определения магнитной индукции используют индукционное действие магнитного поля.

Если ферромагнитный материал был размагничен, то при увеличении напряженности H магнитная индукция B изменяется в соответствии с кривой 1 первоначального намагничивания (рис. 6.6). Последней соответствует на том же рисунке кривая 2 изменения магнитной проницаемости $\mu_a(H)$, построенная согласно формуле $\mu_a = B/H$.

При относительно небольших напряженностях, когда материал еще не насыщен (участок Oa), увеличение H сопровождается значительным увеличением B . Именно на этом участке $\mu_a = B/H \gg \mu_0$ и

Рис. 6.6. Кривые намагничивания $B(H)$ и зависимость $\mu_a(H)$ ферромагнитного материала. Зависимость $B_0(H_0)$ для воздуха



$\mu_r \gg 1$. Максимальному значению магнитной проницаемости соответствует точка A , которая может быть получена, если через начало координат провести касательную к кривой 1.

С увеличением H на участке ab материал все более насыщается и темп роста B снижается.

На участке bc , соответствующем значительному насыщению ферромагнитного материала, увеличение напряженности приводит лишь к весьма малым приращениям магнитной индукции. Последняя возрастает на этом участке примерно в той же степени, что и в случае катушки без ферромагнитного магнитопровода (прямая 4 на рис. 6.6). Хотя при любых значениях напряженности ферромагнитного материала $\mu_a > \mu_0$ и $\mu_r > 1$, при $H \rightarrow \infty$ $\mu_a \rightarrow \mu_0$ и $\mu_r \rightarrow 1$.

При уменьшении напряженности магнитная индукция изменяется в соответствии с кривой 3. Любому значению напряженности при ее уменьшении соответствует большее значение магнитной индукции, чем при увеличении H . Если напряженность уменьшить до нуля, материал окажется намагниченным. Магнитная индукция B_r при $H = 0$ называется индукцией остаточного намагничивания. Чтобы получить $B < B_r$, необходимо изменить направление напряженности в материале, что осуществляется путем изменения направления тока намагничивающей обмотки. При некотором значении $I < 0$ и $H_c < 0$ получим $B = 0$. Напряженность H_c называется коэрцитивной силой.

Если периодически и весьма медленно изменять напряженность от $+H_{1m}$ до $-H_{1m}$, то после нескольких циклов перемагничивания магнитная индукция будет изменяться в пределах от $+B_{1m}$ до $-B_{1m}$ в соответствии с кривой 1 на рис. 6.7, а, называемой статической петлей магнитного гистерезиса. При разных пределах изменения напряженности получим семейство статических симметричных петель магнитного гистерезиса. Существуют некоторые напряженности $+H_m = +H_s$ и $-H_m = -H_s$, при превышении которых площадь, ограниченная петлей гистерезиса, остается постоянной. Петля гистерезиса 2 называется в этом случае предельной, а магнитная индукция B_s — индукцией технического насыщения. Значения B_r и H_c определяются по предельной петле гистерезиса.

Если соединить вершины статических петель гистерезиса, то получим основную кривую намагничивания 3, незначительно отличающуюся

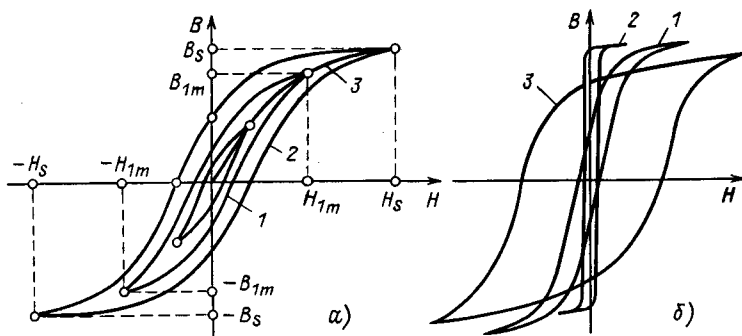


Рис. 6.7. Симметричные циклы магнитного гистерезиса и основная кривая намагничивания

ся от кривой первоначального намагничивания. Основная кривая намагничивания используется при расчете магнитных цепей. Наибольшее значение магнитной проницаемости μ_n определяется по основной кривой.

Различают магнитно-мягкие и магнитно-твердые ферромагнитные материалы. К магнитно-мягким материалам относятся чистое железо, углеродистые электротехнические стали, сплавы железа и никеля, некоторые химические соединения железа. Магнитно-мягкие материалы характеризуются относительно малой величиной H_c и небольшой площадью циклов гистерезиса (кривые 1 и 2 на рис. 6.7, б). Магнитно-мягкие материалы применяются для изготовления магнитных цепей электрических машин, трансформаторов, электроизмерительных приборов и разнообразных электротехнических аппаратов. Магнитно-мягкие материалы с малым значением B_r (кривая 1 на рис. 6.7, б) при постоянном токе дают возможность в широких пределах изменять магнитный поток. Некоторые магнитно-мягкие материалы при соответствующей технологии обработки позволяют получить «прямоугольную» петлю гистерезиса (кривая 2). Материалы с «прямоугольной» петлей характеризуются весьма малыми значениями H_c и большим значением B_r , близким к B_s . Магнитно-мягкие материалы с «прямоугольной» петлей гистерезиса находят широкое применение в устройствах автоматики и вычислительной техники.

К магнитно-твердым материалам относятся сплавы железа с алюминием, хромом и вольфрамом, содержащие различные присадки. Магнитно-твердые материалы (кривая 3 на рис. 6.7, б) характеризуются относительно большими значениями B_r и H_c и применяются для изготовления постоянных магнитов.

6.4. ДОПУЩЕНИЯ И ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ОСНОВНЫХ ЗАКОНОВ МАГНИТНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИ РАСЧЕТЕ И АНАЛИЗЕ

Предположим, что имеется некоторая магнитная цепь (рис. 6.8, а), содержащая несколько участков из ферромагнитного материала с различными площадями поперечного сечения ($S_1, S_2 \dots$) и длинами ($l_1, l_2 \dots$); участки l_1 и l_4 , l_2 и l_5 разделены воздушными зазорами.

Магнитные поля, возникающие под действием МДС обмоток, принято подразделять на основные поля, характеризующиеся основными магнитными потоками Φ_1, Φ_2 и Φ_3 , и на поля рассеяния, характеризующиеся некоторыми эквивалентными магнитными потоками рассеяния Φ_{p1} и Φ_{p2} (рис. 6.8, а). Основными называются магнитные поля, линии магнитной индукции которых на всем протяжении проходят по магнитопроводу. Линии магнитной индукции полей рассеяния замыкаются вокруг витков соответствующих катушек, проходят большей частью по воздуху и не пересекают витков других катушек. Эквивалентный магнитный поток рассеяния можно определить следующим образом:

$$\Phi_p = \frac{w'\Phi' + w''\Phi'' + \dots}{w} = \frac{\Psi_p}{w},$$

где Φ', Φ'' и т. д. — магнитные потоки поля рассеяния, пронизывающие части w', w'' и т. д. общего числа витков w обмотки. Величина $\Psi_p = w'\Phi' + w''\Phi'' + \dots$ называется потокосцеплением обмотки.

Если степень насыщения ферромагнитного материала и воздушные зазоры невелики, то эквивалентные магнитные потоки рассеяния можно не учитывать, как мы и будем поступать в дальнейшем. При таком допущении магнитный поток любой ветви магнитопровода на всем ее протяжении следует считать одним и тем же. Кроме того, при анализе и расчете магнитных цепей принимают обычно следующие допущения: не учитывают выпучивания линий магнитной индукции в воздушных зазорах, а также их искривлений в узлах разветвления потоков и местах резких перегибов магнитной цепи, считая, что конфигурация линий магнитной индукции совпадает с конфигурацией магнитной цепи (рис. 6.8, б); принимают, что во всех точках площади поперечного сечения любого участка магнитной цепи напряженности магнитного поля, а значит, и магнитные индукции имеют одно и то же значение. Учитывая это, при анализе и расчете магнитных цепей выбирают контуры, совпадающие

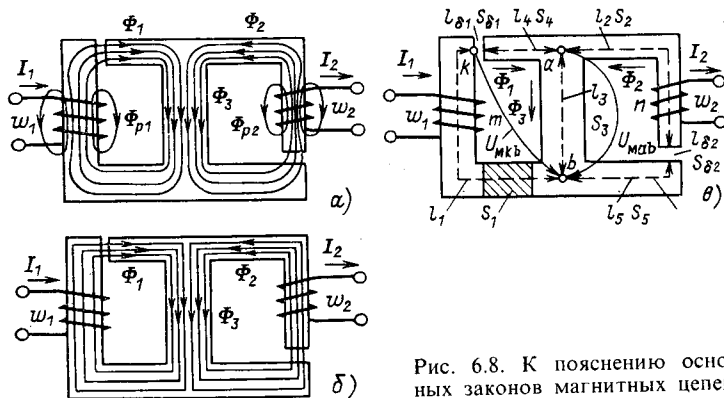


Рис. 6.8. К пояснению основных законов магнитных цепей

со средней линией магнитной индукции, показанной на рис. 6.8, в пунктиром.

При расчете и анализе магнитных цепей большое значение имеют положительные направления магнитных потоков и напряженностей магнитного поля, так как в зависимости от них выбираются знаки перед указанными величинами в уравнениях. Положительные направления указываются на расчетных чертежах стрелками.

В случае одной намагничивающей обмотки за положительное направление магнитного потока принимают направление, связанное правилом правого винта с положительным направлением тока намагничивающей катушки. В том случае, когда положительное направление магнитного потока не очевидно, что может быть при наличии нескольких намагничивающих обмоток, можно задаться им произвольно. Действительное направление магнитного потока выявляется в этом случае в результате анализа или расчета.

За положительные направления магнитных индукций магнитного поля следует принимать, очевидно, направления, совпадающие с положительными направлениями соответствующих магнитных потоков. Учитывая это, на расчетных чертежах нет необходимости указывать положительные направления всех величин (магнитных потоков, индукций и напряженностей). Достаточно указать, например, только положительные направления магнитных потоков.

Одним из важнейших соотношений для разветвленных магнитных цепей является соотношение между магнитными потоками, согласно которому алгебраическая сумма магнитных потоков ветвей, сходящихся в узле разветвления потоков, равна

нулю:

$$\sum \Phi = 0. \quad (6.8)$$

Магнитные потоки, направленные к узлу разветвления потоков, входят в (6.8) со знаком «+», направленные от узла — со знаком «-» или наоборот. Например, при указанных на рис. 6.8, в направлениях потоков для узла a $\Phi_1 + \Phi_2 - \Phi_3 = 0$.

Уравнение (6.8) называют иногда первым законом Кирхгофа для магнитной цепи.

Наряду с уравнением (6.8) при анализе и расчете магнитных цепей широко используется закон полного тока (6.5), который применительно к магнитным цепям соответствующим образом преобразуется. Согласно закону полного тока (6.5) для контура $bmkab$ при обходе его по часовой стрелке

$$\oint H \cos \alpha \, dl = I_1 w_1 - I_2 w_2.$$

Заменив интеграл суммой интегралов по участкам и учитывая, что в пределах любого участка с одной и той же площадью поперечного сечения $H = \text{const}$, а также что на участках, где положительное направление напряженности H совпадает с направлением обхода контура, $\cos \alpha = 1$, а где не совпадает, $\cos \alpha = -1$, после преобразований получим

$$H_1 l_1 + H_{\delta 1} l_{\delta 1} + H_4 l_4 - H_2 l_2 - H_{\delta 2} l_{\delta 2} - H_5 l_5 = I_1 w_1 - I_2 w_2.$$

В общем виде закон полного тока для любого замкнутого контура магнитной цепи

$$\sum Hl = \sum Iw. \quad (6.9)$$

Со знаком «+» в (6.9) следует включать напряженности, положительные направления которых совпадают с направлением обхода контура, и токи, положительные направления которых связаны с направлением обхода контура правилом правоходного винта.

Как было показано ранее, напряженность H можно рассматривать как удельную МДС, необходимую для создания магнитного потока на единице длины контура интегрирования. Тогда, очевидно, произведение Hl можно рассматривать как МДС, необходимую для создания магнитного потока на участке магнитной цепи длиной l . Величину Hl называют разностью скалярных магнитных потенциалов и иногда магнитным напряжением: $Hl = U_m$. На участке магнитной цепи, не содержащем намагничивающей обмотки, положительное направление магнитного напряжения совпадает с направлением напряженности.

Если в выражении (6.9) МДС $F = \sum Iw$ уподобить алгебраической сумме ЭДС, а $\sum Hl = \sum U_m$ — алгебраической сумме на-

пряжений в электрической цепи, то оно окажется сходным со вторым законом Кирхгофа для электрической цепи. Выражение (6.9) называют иногда вторым законом Кирхгофа для магнитной цепи.

Уравнение (6.9) может быть применено и к замкнутому в геометрическом смысле контуру. Это значит, что часть контура может проходить по стрелке, указывающей положительное направление магнитного напряжения между какими-либо точками контура. Указанная особенность уравнения (6.9) позволяет легко найти магнитное напряжение между интересующими нас точками магнитопровода.

Найдем, например, магнитное напряжение между точками k и b (см. рис. 6.8, в). Выбрав положительное направление искомого магнитного напряжения U_{mkb} , например, как показано на рисунке, и обходя контур $abka$ по часовой стрелке, получим

$$H_3 l_3 - U_{mkb} + H_{\delta 1} l_{\delta 1} + H_4 l_4 = 0,$$

откуда

$$U_{mkb} = H_3 l_3 + H_{\delta 1} l_{\delta 1} + H_4 l_4.$$

Для определения U_{mkb} можно воспользоваться также контуром $bmkb$ или $bkanb$. Например, при обходе по часовой стрелке контура $bmkb$ найдем, что $U_{mkb} = I_1 w_1 - H_1 l_1$.

Как видно, в случае, когда контур проходит через участок, содержащий намагничивающую обмотку, в выражении магнитного напряжения появляется МДС обмотки.

Следует заметить, что если в выражении магнитного напряжения $U_m = Hl$ заменить H на B/μ_a , а B — на Φ/S , то получим

$$U_m = \Phi R_m,$$

где $R_m = l/\mu_a S$ — магнитное сопротивление участка магнитной цепи.

Уподобив Φ току, а R_m — сопротивлению электрической цепи, можно считать, что выражение $U_m = \Phi R_m$ аналогично закону Ома для пассивного участка электрической цепи. Очевидно, любой член в левой части (6.9) может быть заменен выражением ΦR_m .

6.5. НЕРАЗВЕТВЛЕННЫЕ МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

6.5.1. Основные соотношения. Пусть имеется неразветвленная магнитная цепь (рис. 6.9, а) некоторого электротехнического устройства. Во всех участках неразветвленной цепи магнитный поток имеет одно и то же значение, поэтому $\Phi = B_1 S_1 =$

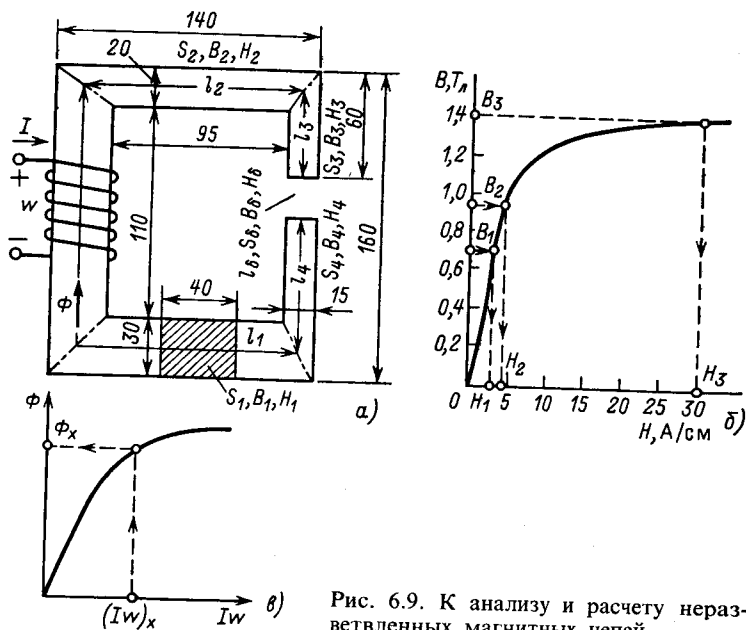


Рис. 6.9. К анализу и расчету неразветвленных магнитных цепей

$= B_2 S_2 = \dots = B_\delta S_\delta$, откуда $B_1/B_2 = S_2/S_1$, $B_1/B_\delta = S_\delta/S_1$ и т. д. Как видно, в неразветвленной цепи отношение магнитных индукций участков обратно отношению их площадей поперечного сечения.

Чтобы установить соотношения между напряженностями различных участков магнитных цепей, воспользуемся кривой намагничивания (рис. 6.9, б). Как видно, для создания магнитного потока на участках, материал которых насыщен, требуется значительно большая напряженность магнитного поля, чем на участках, материал которых не насыщен. Например, если $B_3 = 2B_1$, то $H_3 > 2H_1$.

Особенно большие напряженности требуются для создания магнитного потока в воздушных зазорах. Так, при $B_\delta = B_3$ $H_\delta \mu_0 = H_3 \mu_0 \mu_{r3}$, откуда $H_\delta = H_3 \mu_{r3}$. Обычно $\mu_{r3} \gg 1$, поэтому при $B_\delta = B_3$ $H_\delta \gg H_3$.

На основании (6.9) для магнитной цепи рис. 6.9, а можно написать

$$H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 l_3 + H_\delta l_\delta + H_4 l_4 = Iw. \quad (6.10)$$

Так как $H = B/\mu$, а $\Phi = BS$, то из (6.10) следует, что чем больше длины участков магнитной цепи, тем большая МДС

требуется для получения заданного магнитного потока. К увеличению МДС приводит также уменьшение площадей поперечного сечения участков, так как при этом возрастают магнитные индукции и, следовательно, напряженности. Если увеличивать длины или уменьшать площади поперечного сечения при заданной МДС, то это приведет к уменьшению магнитного потока. Особенно большое влияние на значение МДС при $\Phi = \text{const}$ и на значение магнитного потока при $Iw = \text{const}$ оказывают изменение длины или площади поперечного сечения воздушного зазора.

Для выявления влияния параметров магнитной цепи на магнитный поток и МДС удобно воспользоваться приводимым ниже выражением (6.11), которое называют иногда законом Ома для магнитной цепи. Это выражение нетрудно получить из (6.10), если заменить в нем каждый член левой части выра-

жением $\frac{\Phi l}{\mu_a S} = \Phi R_m$ с соответствующими индексами:

$$\begin{aligned} \Phi &= \frac{Iw}{\frac{l_1}{\mu_{a1} S_1} + \frac{l_2}{\mu_{a2} S_2} + \frac{l_3}{\mu_{a3} S_3} + \frac{l_\delta}{\mu_0 S_\delta} + \frac{l_4}{\mu_{a4} S_4}} = \\ &= \frac{Iw}{R_{m1} + R_{m2} + R_{m3} + R_{m\delta} + R_{m4}} = \frac{Iw}{R_m}, \end{aligned} \quad (6.11)$$

где $R_m = R_{m1} + R_{m2} + R_{m3} + R_{m\delta} + R_{m4}$ — магнитное сопротивление неразветвленной магнитной цепи, равное сумме магнитных сопротивлений отдельных ее участков.

При анализе магнитной цепи с помощью выражения (6.11) следует помнить, что вследствие непостоянства величин μ_{a1} , μ_{a2} , μ_{a3} и μ_{a4} зависимость $\Phi(Iw)$ получается нелинейной, а также что сопротивление $R_{m\delta}$ обычно превышает сумму остальных сопротивлений.

6.5.2. Последовательность расчета. Чтобы ознакомиться с последовательностью решения прямой задачи, обратимся к следующему примеру.

Пример 6.1. Определить МДС и ток обмотки, если в воздушном зазоре магнитной цепи рис. 6.9, а требуется получить $B_\delta = 1,4$ Тл. Число витков обмотки $w = 1000$, кривая намагничивания стали приведена на рис. 6.9, б.

Решение. Разбив магнитную цепь на участки, находим их длины и площади поперечного сечения: $l_1 = 252,2$ мм, $S_1 = 1200$ мм², $l_2 = 117,5$ мм, $S_2 = 800$ мм², $l_3 = 50$ мм, $S_3 = S_\delta = S_4 = 600$ мм², $l_4 = 83$ мм, $l_\delta = 2$ мм.

Дальнейшее решение условимся проводить в единицах СИ.

Магнитный поток и магнитные индукции $\Phi = B_\delta S_\delta = 1,4 \cdot 600 \cdot 10^{-6}$ Вб; $B_1 = \Phi/S_1 = 0,7$ Тл, аналогично $B_2 \approx 0,93$ Тл; $B_3 = B_4 = B_\delta = 1,4$ Тл.

По кривой намагничивания находим $H_1 = 3$ А/см $= 300$ А/м, $H_2 = 400$ А/м, $H_3 = H_4 = 3000$ А/м.

Напряженность магнитного поля в воздушном зазоре

$$H_\delta = B_\delta / \mu_0 = \frac{1,4}{4\pi \cdot 10^{-7}} = 112 \cdot 10^4 \text{ А/м.}$$

МДС и ток обмотки

$$\begin{aligned} Iw &= H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 (l_3 + l_4) + H_\delta l_\delta = \\ &= 300 \cdot 252,5 + 400 \cdot 117,5 + 3000 \cdot 133 + 112 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = \\ &= 75,8 + 47 + 399 + 2240 = 2762 \text{ А,} \end{aligned}$$

или $Iw = \Sigma H_{\text{ст}} l_{\text{ст}} + H_\delta l_\delta = 522 + 2240 = 2762$ А, т. е. $I = Iw/w = (\Sigma H_{\text{ст}} l_{\text{ст}} + H_\delta l_\delta)/w = I_{\text{ст}} + I_\delta = 0,522 + 2,24 = 2,762$ А.

Как видно, несмотря на малый воздушный зазор наибольшие составляющие МДС и тока обмотки необходимы для создания магнитного потока именно в воздушном зазоре.

Чтобы ознакомиться с последовательностью решения обратной задачи, допустим, что в той же магнитной цепи (см. рис. 6.9, а) требуется найти магнитный поток Φ_x при заданной МДС $(Iw)_x$.

Решить эту задачу путем однократного применения уравнения (6.10) не представляется возможным, так как оно содержит четыре неизвестные величины: H_1 , H_2 , $H_3 = H_4$ и H_δ . Нельзя решить задачу и с помощью формулы (6.11), поскольку в ней кроме магнитного потока Φ неизвестными являются также магнитные проницаемости μ_{a1} , μ_{a2} и $\mu_{a3} = \mu_{a4}$.

Обратные задачи решают в таком порядке:

1) задаются несколькими значениями магнитного потока и, решая несколько раз прямую задачу, находят соответствующие этим потокам МДС обмотки;

2) строят магнитную характеристику, представляющую собой зависимость магнитного потока от МДС обмотки $\Phi(Iw)$ (рис. 6.9, в);

3) пользуясь магнитной характеристикой, находят магнитный поток Φ_x по заданной МДС $(Iw)_x$.

Наибольший магнитный поток, которым следует задаваться, можно определить, считая, что $H_1 = H_2 = H_3 = H_4 = 0$, а заданная МДС расходуется лишь для создания магнитного потока в воздушном зазоре.

6.5.3. Магнитные характеристики. Кроме указанной выше зависимости $\Phi(Iw)$ под магнитной характеристикой понимают

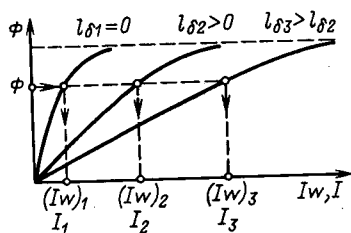


Рис. 6.10. Магнитные характеристики при различных воздушных зазорах

также зависимость магнитного потока от тока обмотки $\Phi(I)$.

Магнитные характеристики применяют не только для решения обратной задачи расчета магнитных цепей. Их широко используют также при анализе работы и расчете многих электромагнитных устройств, например генераторов, двигателей и др.

Соотношение между магнитным потоком и МДС или током и, следовательно, конфигурация магнитной характеристики существенно зависят от параметров магнитопровода, особенно от длины воздушного зазора.

Если магнитопровод имеет одинаковую площадь поперечного сечения по всей длине и не имеет воздушных зазоров, то магнитные характеристики $\Phi(Iw)$ и $\Phi(I)$ совпадают с основной кривой намагничивания $B(H)$, так как в этом случае $\Phi = BS$, а $I = Hl/w$.

Для получения того же магнитного потока при введении в магнитную цепь воздушного зазора требуются значительно большие значения МДС и тока, поскольку в данном случае $I = (Hl + H_\delta l_\delta)/w$ и обычно $H_\delta \gg H$. В соответствии с этим магнитные характеристики $\Phi(Iw)$ при различных воздушных зазорах выглядят, как показано на рис. 6.10. В другом масштабе по оси абсцисс они представляют собой магнитные характеристики $\Phi(I)$, так как $I = (Iw)/w$.

Как видно, при увеличении воздушного зазора магнитные характеристики все более спрямляются.

6.5.4. Индуктивность и взаимная индуктивность. Как известно, индуктивность, через которую может быть определена ЭДС, индуктируемая в обмотке электромагнитного устройства, выражается следующим образом: $L = d\Psi/dI$.

Если обмотка не имеет ферромагнитного магнитопровода, то между потокоцеплением Ψ и током I существует линейная зависимость, а поэтому $L = d\Psi/dI = \Psi/I = \text{const}$.

Когда обмотка имеет ферромагнитный магнитопровод, то, не учитывая потоков рассеяния, можно считать, что один и тот же магнитный поток Φ сцеплен со всеми витками w катушки. Тогда $\Psi = w\Phi$ и $L = d\Psi/dI = w d\Phi/dI$.

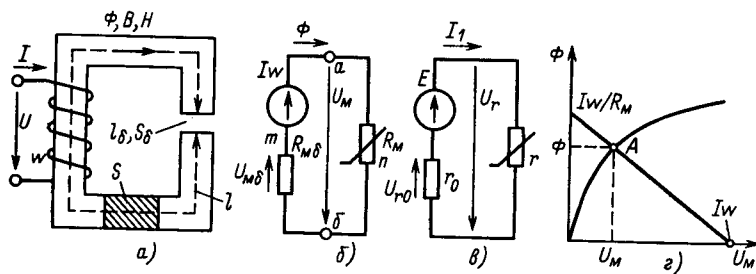


Рис. 6.11. К пояснению аналогии методов расчета магнитных и электрических цепей

Чтобы рассмотреть особенности индуктивности обмотки с ферромагнитным магнитопроводом, обратимся к магнитным характеристикам $\Phi(I)$, приведенным на рис. 6.10.

Пока ферромагнитный материал не насыщен, между магнитным потоком и током существует примерно линейная зависимость, а поэтому $L = w d\Phi/dI \approx w\Phi/I \approx \text{const}$. Значение индуктивности в этом случае, особенно при $l_6 = 0$, намного превышает значение индуктивности такой же обмотки без ферромагнитного магнитопровода.

По мере насыщения ферромагнитного материала индуктивность уменьшается, а когда наступает полное насыщение ферромагнитного материала, она становится равной индуктивности такой же обмотки без ферромагнитного магнитопровода.

При введении в магнитопровод воздушного зазора или при его увеличении индуктивность уменьшается и может быть принята примерно постоянной в большем диапазоне изменения тока.

Все сказанное об особенностях индуктивности обмотки с ферромагнитным магнитопроводом в полной мере относится и к взаимной индуктивности двух обмоток, расположенных на общем магнитопроводе.

6.5.5. Аналогия методов расчета магнитных и электрических цепей.

Так как при анализе и расчете магнитных цепей используются законы, подобные законам Ома и Кирхгофа для электрических цепей, то для большей наглядности иногда заменяют магнитные цепи их схемами замещения, подобными схемам замещения электрических цепей.

Рассмотрим возможность такой замены на примере простейшей магнитной цепи, изображенной на рис. 6.11, а.

На основании закона полного тока

$$Iw = Hl + H_6 l_6 = U_M + U_{M6} = \Phi R_M + \Phi R_{M6}. \quad (6.12)$$

Подобное по структуре уравнение можно написать и для некоторой электрической цепи (рис. 6.11, в):

$$E = U_r + U_{r_0} = I_1 r + I_1 r_0. \quad (6.13)$$

В уравнениях (6.12) и (6.13) величинами-аналогами являются: МДС I_w и ЭДС E ; магнитный поток Φ и ток I_1 ; магнитные напряжения $U_M = Hl = \Phi R_M$, $U_{M\delta} = H_\delta l_\delta = \Phi_\delta R_M$ и электрические напряжения $U_r = I_1 r$, $U_{r_0} = I_1 r_0$; магнитные сопротивления R_M , $R_{M\delta}$ и электрические сопротивления r , r_0 .

Следует заметить, что значение магнитного сопротивления зависит от напряженности магнитного поля, а поэтому является нелинейным. В соответствии с этим нелинейным должно быть и сопротивление r .

Схема электрической цепи, соответствующая уравнению (6.13), приведена на рис. 6.11, в, а схема замещения магнитной цепи, соответствующая уравнению (6.12), — на рис. 6.11, б.

Учитывая подобие схемы замещения магнитной цепи и схемы нелинейной электрической цепи, для решения обратной задачи расчета магнитной цепи можно воспользоваться методом, изложенным в § 1.16, основанным на графическом решении двух уравнений с двумя неизвестными. Для этого необходимо рассчитать и построить график зависимости $\Phi(U_M)$ для нелинейной части *аиб* схемы замещения магнитной цепи; рассчитать и построить график зависимости $\Phi = f(U_M)$ для линейной части *атб* схемы замещения магнитной цепи.

Точка пересечения *А* указанных графиков (см. рис. 6.11, г) определит значения магнитного потока Φ и магнитного напряжения U_M .

Зависимости $\Phi(U_M)$ и $\Phi = f(U_M)$ называются вебер-амперными характеристиками (вб. а. х.). Их построение производится с помощью уравнений, составленных по закону полного тока, для контуров, в которые должно входить интересующее нас магнитное напряжение U_M .

Так, для расчета вб. а. х. $\Phi(U_M)$, изображенной на рис. 6.11, г, необходимо составить уравнение для контура *аиба* (рис. 6.11, б), которое будет иметь вид

$$0 = \Phi R_M - U_M = Hl - U_M,$$

откуда $U_M = \Phi R_M = Hl$.

Расчет вб. а. х. производится в такой последовательности: задаются несколькими значениями магнитных потоков Φ , по формуле $B = \Phi/S$ определяют соответствующие значения B , после чего по кривой намагничивания $B(H)$ находят напряженности; далее по приведенному выше выражению подсчитывают магнитные напряжения U_M .

Чтобы рассчитать вб. а. х. $\Phi = f(U_M)$, показанную на рис. 6.11, г, следует составить уравнение для контура *атба*:

$$I_w = \Phi R_{M\delta} + U_M = H_\delta l_\delta + U_M,$$

откуда

$$U_m = I_w - \Phi R_{m\delta} = I_w - H_\delta l_\delta.$$

Так как $R_{m\delta} = l_\delta / \mu_0 S_\delta = \text{const}$, то график $\Phi = f(U_m)$ представляет собой прямую линию и может быть построен, например, по следующим двум точкам: 1) при $\Phi = 0$ $U_m = I_w$; 2) при $U_m = 0$ $\Phi = I_w / R_{m\delta}$.

Когда магнитопровод имеет (кроме воздушного зазора) несколько участков с различными площадями поперечного сечения или материалами, их необходимо заменить предварительно одним участком, имеющим эквивалентную вб. в. х. $\Phi(U_m)$. Замену следует производить, исходя из того, что при последовательном соединении участков во всех участках существует один и тот же магнитный поток.

6.6. НЕРАЗВЕТВЛЕННЫЕ МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Как было сказано ранее, в некоторых электромагнитных устройствах для возбуждения магнитного поля используются постоянные магниты. Примером этому могут служить генераторы и двигатели постоянного тока небольшой мощности, некоторые измерительные приборы, реле, устройства автоматики и др.

Предположим, что кольцевой магнит (рис. 6.12, а) выполнен из магнитно-твердого материала, имеет одинаковую площадь поперечного сечения по всей длине и предназначен для создания магнитного поля в воздушном зазоре. Часть предельной петли гистерезиса ферромагнитного материала $B(H)$, называемая кривой размагничивания, приведена на рис. 6.12, б. Именно эта часть петли гистерезиса и используется для расчета магнитной цепи.

Поскольку намагничивающей обмотки нет ($I_w = 0$), очевидно, при отсутствии воздушного зазора ($l_\delta = 0$) согласно закону полного тока $Hl = 0$ и $B = B_r$.

При введении в магнитную цепь воздушного зазора

$$0 = Hl + H_\delta l_\delta = U_m + U_{m\delta},$$

откуда

$$U_m = -U_{m\delta} \quad \text{и} \quad H = -H_\delta l_\delta / l. \quad (6.14)$$

Так как магнитное поле в воздушном зазоре создается постоянным магнитом, вектор напряженности H_δ должен совпа-

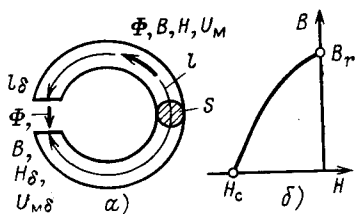


Рис. 6.12. К анализу соотношений в неразветвленной магнитной цепи с постоянным магнитом

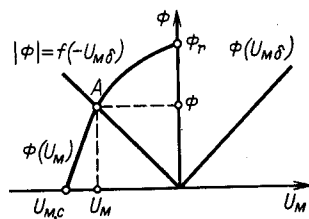


Рис. 6.13. К пояснению методики расчета неразветвленной магнитной цепи с постоянным магнитом

дать в воздушном зазоре с вектором магнитной индукции B , а поэтому следует считать $U_{мδ} = H_δ l_δ > 0$. Тогда согласно (6.14) в ферромагнитном кольце получим $U_m = Hl < 0$, и, следовательно, введение воздушного зазора приводит к размагничиванию ферромагнитного материала кольца. Введение воздушного зазора действует подобно созданию $H < 0$ с помощью МДС обмотки, которая могла бы быть расположена на кольце.

Для расчета магнитной цепи необходимо прежде всего:

- 1) рассчитать и построить вб. а. х. $\Phi(U_m) = \Phi(Hl)$ ферромагнитного кольца;
- 2) рассчитать и построить вб. а. х. $\Phi(U_{мδ}) = \Phi(H_δ l_δ)$ воздушного зазора.

Так как $B = \Phi/S$, а $H = U_m/l$, то график $\Phi(U_m)$ на рис. 6.13 будет аналогичен графику $B(H)$ на рис. 6.12, б.

В воздушном зазоре $U_{мδ} = H_δ l_δ = \Phi R_{мδ}$ и, очевидно, график $\Phi(U_{мδ})$ представляет собой прямую линию, проходящую через начало координат (рис. 6.13). Для определения магнитных потока Φ и напряжения U_m целесообразно построить график $|\Phi| = f(-U_{мδ})$, являющийся зеркальным отображением графика $\Phi(U_{мδ})$ относительно оси ординат (см. рис. 6.13).

Точка пересечения A графиков $\Phi(U_m)$ и $|\Phi| = f(-U_{мδ})$ определит значения Φ и U_m . Далее нетрудно найти магнитную индукцию $B = \Phi/S$, магнитное напряжение $U_{мδ} = -U_m > 0$, по кривой намагничивания (рис. 6.12, б) напряженность магнитного поля H и напряженность магнитного поля воздушного зазора $H_δ = B/\mu_0 = U_{мδ}/l_δ$.

На основании изложенного выше можно сделать следующие выводы о влиянии параметров постоянного магнита на значения магнитного потока Φ и магнитного напряжения U_m .

Выбор ферромагнитного материала для изготовления постоянного магнита с большим значением H_c (при $B_r = \text{const}$) или с большим значением B_r (при $H_c = \text{const}$), а также увеличе-

ние длины l или площади поперечного сечения S магнита дают возможность получить большие значения Φ и U_m .

Для уменьшения габаритных размеров постоянного магнита стремятся производить разработку электромагнитного устройства таким образом, чтобы получить в воздушном зазоре наибольшее значение энергии магнитного поля, что имеет место при наибольшем произведении BH и соответствует определенной точке A на кривой размагничивания.

В заключение следует сказать, что, исходя из технико-экономических соображений, в электромагнитных устройствах с постоянными магнитами последние составляют обычно лишь часть магнитопровода. Остальная ее часть выполняется из магнитно-мягкого материала и содержит обычно воздушные зазоры. Для расчета такой магнитной цепи должна быть построена эквивалентная вб. а. х. $\Phi(U_{m,эк})$, а затем график $|\Phi| = f(-U_{m,эк})$ с учетом всех участков магнитной цепи.

6.7. РАЗВЕТВЛЕННЫЕ МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

6.7.1. Основные соотношения. Когда в разветвленной магнитной цепи магнитные потоки возбуждаются одной обмоткой, направление их при заданном токе определяется однозначно по правилу правоходового винта. Если же для возбуждения потоков используется несколько обмоток, то магнитные потоки могут быть направлены по-разному в зависимости от направлений и значений МДС обмоток, а также от параметров магнитопровода.

Рассмотрим в качестве примера возможные направления магнитных потоков в магнитной цепи, изображенной на рис. 6.8.

При $I_1 > 0$ и $I_2 = 0$ магнитные потоки Φ_1 и Φ_3 будут направлены так, как показано на рисунке ($\Phi_1 > 0$ и $\Phi_3 > 0$), а поток Φ_2 — в противоположную сторону ($\Phi_2 < 0$). При $I_1 = 0$ и $I_2 > 0$ потоки $\Phi_2 > 0$ и $\Phi_3 > 0$, а $\Phi_1 < 0$.

Изменяя I_1 при $I_2 = \text{const}$ или I_2 при $I_1 = \text{const}$, можно получить $\Phi_1 \leq 0$ и $\Phi_2 \leq 0$; магнитный поток Φ_3 при любых токах $I_1 > 0$ и $I_2 > 0$ будет направлен так, как показано на рисунке.

Так как в каждой ветви разветвленной магнитной цепи магнитный поток имеет одно и то же значение, между магнитными индукциями, а также между напряженностями участков любой ветви существуют соотношения, полученные ранее для неразветвленной цепи.

Рассмотрим соотношения между напряженностями, маг-

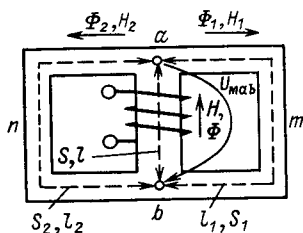


Рис. 6.14. К анализу соотношений в разветвленных магнитных цепях

нитными индукциями и потоками двух ветвей amb и anb , не содержащих обмоток (рис. 6.14).

По закону полного тока для контуров $amba$ и $anba$ имеем

$$H_1 l_1 - U_{mab} = 0 \quad \text{и} \quad H_2 l_2 - U_{mab} = 0.$$

Из полученных уравнений следует, что

$$H_1/H_2 = l_2/l_1. \quad (6.15)$$

Если $l_1 = l_2$, то независимо от площадей поперечного сечения S_1 и S_2 , а также марки ферромагнитных материалов ветвей получим $H_1 = H_2$. Если ветви выполнены из одинакового ферромагнитного материала, то при $H_1 = H_2$ и $B_1 = B_2$. Магнитные потоки ветвей в случае $B_1 = B_2$ будут равны лишь при равенстве площадей, так как $\Phi_1 = B_1 S_1$, а $\Phi_2 = B_2 S_2$.

Если в магнитной цепи $l_1 > l_2$, то согласно (6.15) $H_1 < H_2$ и, следовательно, $B_1 < B_2$. Количественное соотношение между потоками зависит от соотношений между индукциями и площадями:

$$\frac{\Phi_1}{\Phi_2} = \frac{B_1 S_1}{B_2 S_2}.$$

Может оказаться, например, что $\Phi_1 > \Phi_2$ при $B_1 < B_2$.

На соотношение напряженностей, магнитных индукций и потоков существенное влияние оказывают воздушные зазоры. Допустим, что во вторую ветвь введен воздушный зазор длиной l_δ . Тогда

$$H_1 l_1 = H_2 l_2 + (H_\delta - H_2) l_\delta. \quad (6.16)$$

Так как обычно $H_\delta \gg H_2$, вместо (6.16) можно написать

$$H_1 l_1 = H_2 l_2 + H_\delta l_\delta,$$

откуда следует, что при $l_1 = l_2$ $H_1 > H_2$; как правило, $H_\delta l_\delta$ в несколько раз превышает $H_2 l_2$, поэтому напряженность H_2 в ветви с воздушным зазором в несколько раз меньше напряженности H_1 .

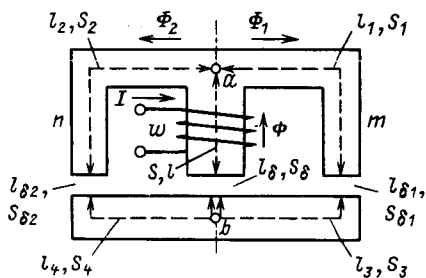


Рис. 6.15. Разветвленная симметричная магнитная цепь

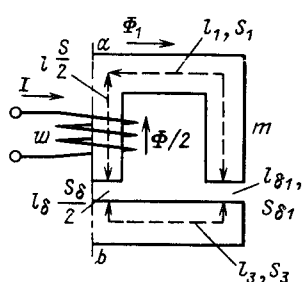


Рис. 6.16. К расчету разветвленной симметричной магнитной цепи

6.7.2. Последовательность расчета симметричных магнитных цепей. Предположим, что имеется разветвленная симметричная магнитная цепь (рис. 6.15) некоторого электромагнитного устройства.

В силу симметрии магнитной цепи и выражения (6.8) можно утверждать, что

$$\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi/2.$$

Вследствие простого соотношения между магнитными потоками расчет разветвленных симметричных магнитных цепей производится практически в том же порядке, что и расчет неразветвленных магнитных цепей.

Обычно при расчете симметричную магнитную цепь делят мысленно на две одинаковые части по оси симметрии ab и производят расчет одной ее половины (рис. 6.16).

6.7.3. Последовательность расчета несимметричных магнитных цепей. Некоторая сложность расчета несимметричных магнитных цепей объясняется тем, что количественные соотношения между магнитными потоками ветвей остаются неизвестными до определения потоков.

Расчет несимметричных магнитных цепей производится графоаналитическим методом с использованием соотношения между магнитными потоками в разветвленных цепях (6.8), закона полного тока (6.9) и вб. а. х., методика расчета которых была рассмотрена выше. В зависимости от исходных данных последовательность расчета несимметричных цепей несколько изменяется.

Рассмотрим в качестве примера последовательность расчета магнитной цепи, изображенной на рис. 6.8, если требуется определить МДС $I_1 w_1$ при заданной магнитной индукции $B_{\delta 2}$ и известной МДС $I_2 w_2$.

Зная $B_{\delta 2}$, нетрудно найти магнитный поток $\Phi_2 = B_{\delta 2} S_{\delta 2}$, а затем подсчитать магнитное напряжение $U_{\text{маб}}$:

$$U_{\text{маб}} = I_2 w_2 - H_2 l_2 - H_{\delta 2} l_{\delta 2} - H_s l_s.$$

Построив с помощью уравнения $U_{\text{маб}} = H_3 l_3$ вб. а. х. $\Phi_3(U_{\text{маб}})$ и зная магнитное напряжение $U_{\text{маб}}$, легко определить магнитный поток Φ_3 .

Зная потоки Φ_2 и Φ_3 , найдем поток $\Phi_1 = \Phi_3 - \Phi_2$. После этого можно определить МДС $I_1 w_1$:

$$I_1 w_1 = H_1 l_1 + H_{\delta 1} l_{\delta 1} + H_4 l_4 + U_{\text{маб}}.$$

6.8. ОСНОВЫ РАСЧЕТА НАМАГНИЧИВАЮЩИХ ОБМОТОК

Задача расчета намагничивающей обмотки состоит в том, чтобы при заданной МДС определить конструктивные параметры обмотки, а также потребляемые ею ток и мощность.

Различают два типа намагничивающих обмоток: а) параллельные или шунтовые; б) последовательные или серийные.

Параллельную обмотку рассчитывают на включение на одно из стандартных напряжений U сети постоянного тока (рис. 6.17). Она изготавливается из проволоки относительно небольшого диаметра, имеет сравнительно большое число витков и сопротивление. Ток параллельной обмотки определяется напряжением источника и сопротивлением обмотки:

$$I = U/r_{\text{ш}}.$$

Последовательную обмотку OC (рис. 6.18) включают последовательно с каким-либо элементом ЭЛ электрической цепи (например, с обмоткой якоря или возбуждения двигателя), и, таким образом, в обмотке и данном элементе существует один и тот же ток. Последовательная обмотка изготавливается из проволоки относительно большого диаметра, имеет небольшое число витков и сопротивление $r_{\text{с}}$, значение которого намного меньше сопротивления $r_{\text{эл}}$. Ток обмотки определяется практически напряжением источника и сопротивлением элемента, последовательно с которым включена обмотка:

$$I = U/(r_{\text{эл}} + r_{\text{с}}) \approx U/r_{\text{эл}}.$$

При расчете обмотки прежде всего следует определить площадь ее поперечного сечения S_k (рис. 6.19) и установить, разместится ли она в окне магнитопровода площадью $S_0 = ab$.

Площадь S_k можно определить из соотношения

$$S_k k = S w,$$

где $k = S w / S_k$ — коэффициент заполнения, показывающий, какая часть площади S_k заполнена проводниковым материалом, обычно медью; S и w — площадь поперечного сечения проволоки и число витков катушки.

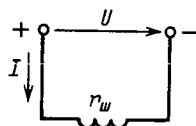


Рис. 6.17. Схема включения параллельной намагничивающей обмотки

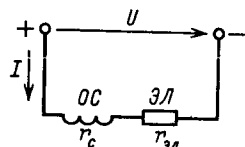


Рис. 6.18. Схема включения последовательной намагничивающей обмотки

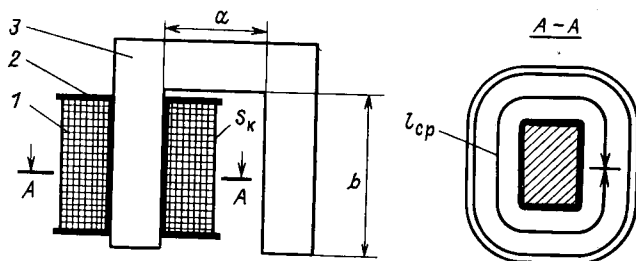


Рис. 6.19. Эскиз намагничивающей обмотки

Коэффициент заполнения зависит от толщины изоляции проволоки и способа намотки. Так, если изготовить катушку из проволоки с тонкой эмалевой изоляцией и укладывать проволоку виток к витку, то коэффициент заполнения будет иметь наибольшее значение.

Выразив S через ток I и допустимую по условиям нагревания плотность тока J , получим

$$S_k = \frac{Iw}{kJ} = \frac{F}{kJ}. \quad (6.17)$$

Как видно, площадь S_k , а значит, размеры и масса обмотки при выбранных значениях k и J , зависят исключительно от МДС $F = Iw$ обмотки.

Определив по формуле (6.17) площадь S_k , можно изобразить эскиз обмотки (рис. 6.19) и найти длину среднего витка l_{cp} . После этого из выражения

$$r = \frac{U}{I} = \frac{\rho l_{cp} w}{S}$$

нетрудно определить площадь поперечного сечения и диаметр проволоки обмотки:

$$S = \frac{\rho l_{cp} F}{U}; \quad d = \sqrt{\frac{4S}{\pi}} = \sqrt{\frac{4\rho l_{cp} F}{\pi U}},$$

а затем ток, мощность, число витков и сопротивление обмотки:

$$I = SJ = \frac{\rho l_{\text{ср}} J F}{U}; \quad P = UI = \rho l_{\text{ср}} J F;$$

$$w = \frac{F}{I} = \frac{U}{\rho l_{\text{ср}} J}; \quad r = \frac{U}{I} = \frac{U^2}{\rho l_{\text{ср}} J F}.$$

Как видно из полученных формул, при повышении напряжения обмотки ее число витков и сопротивление возрастают, а ток, площадь поперечного сечения и диаметр проволоки уменьшаются. Мощность обмотки не зависит от напряжения, а при увеличении МДС она возрастает.

Исходной величиной при расчете последовательной обмотки является ее ток. Зная МДС и ток, легко определить число витков: $W = F/I$, а далее найти и другие величины.

Пример 6.2. Установить, разместится ли обмотка, МДС которой была определена в примере 6.1, в окне магнитопровода (см. рис. 6.9, а), если допустимая плотность тока $J = 2 \text{ А/мм}^2$, а коэффициент заполнения $k = 0,5$.

Решение. По формуле (6.16) площадь, занимаемая обмоткой в окне магнитопровода,

$$S_k = \frac{Iw}{Jk} = \frac{2754}{2 \cdot 0,5} = 2754 \text{ мм}^2.$$

Площадь окна магнитопровода (см. рис. 6.9, а)

$$S_0 = 110 \cdot 95 = 10450 \text{ мм}^2.$$

Так как $S_k < S_0$, то обмотка разместится в окне магнитопровода.

6.9. ТЯГОВОЕ УСИЛИЕ В ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Многие устройства снабжаются электромагнитами, у которых подвижная часть магнитопровода (якорь) отделена от его неподвижной части воздушным зазором. При подключении намагничивающей обмотки к источнику электрической энергии возбуждается магнитное поле, возникает электромагнитная сила, действующая на якорь, и он, преодолевая силу тяжести, действие пружин и т. п., притягивается к неподвижной части магнитопровода.

В результате перемещения якоря электромагнитное устройство выполняет те функции, на которые оно рассчитано: проис-

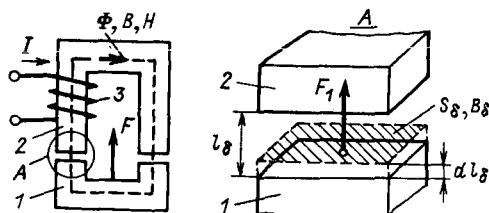


Рис. 6.20. К определению подъемной силы электромагнита

ходит подъем грузов, растормаживание механических тормозов, переключение контактов коммутационных аппаратов, переключение вентилей в гидравлических системах управления и т. п.

Между работой электромагнитных сил и изменением запаса энергии магнитного поля существует зависимость, по которой можно определить электромагнитные силы, действующие во многих электромагнитных устройствах. Воспользуемся указанной зависимостью для определения тягового усилия F электромагнита (рис. 6.20).

При подключении катушки к источнику электрической энергии происходят весьма сложные процессы: так как катушка 3 обладает индуктивностью, то ее ток после подключения и, следовательно, магнитный поток магнитопровода, энергия магнитного поля и тяговое усилие, действующее на якорь 1, будут возрастать постепенно. Когда тяговое усилие станет больше сил сопротивления движению якоря (силы тяжести, сил сопротивления пружин и т. п.), якорь начнет перемещаться в направлении к неподвижной части магнитопровода 2 с ускорением, зависящим от значений тягового усилия, сил сопротивления перемещению и массы перемещающихся частей; уменьшение воздушного зазора, вызванное перемещением якоря, окажет влияние на характер изменения почти всех перечисленных выше величин; тяговым усилием совершится работа, связанная с перемещением якоря.

Определение тягового усилия с учетом всех перечисленных процессов представляет значительную сложность. Поэтому тяговое усилие определяют часто приближенно, исходя из следующих соображений:

в обмотке и воздушном зазоре существуют соответственно установившиеся значения тока I и магнитной индукции B_δ ;

при изменении воздушного зазора на dl_δ магнитная индукция остается постоянной.

Учитывая последнее, следует считать, что механическая работа, связанная с перемещением якоря, совершается за счет изменения энергии магнитного поля воздушного зазора вследствие уменьшения объема последнего.

На основании этого и имея в виду, что в магнитной цепи (рис. 6.20) два воздушных зазора, можно написать

$$F dl_{\delta} = \frac{B_{\delta}^2}{2\mu_0} 2dV_{\delta}, \quad \text{или} \quad F dl_{\delta} = \frac{B_{\delta}^2}{2\mu_0} 2S_{\delta} dl_{\delta}, \quad (6.18)$$

где $B_{\delta}^2/2\mu_0$ — энергия магнитного поля в единице объема воздушного зазора; $2dV_{\delta} = 2S_{\delta} dl_{\delta}$ — изменение объема воздушных зазоров при перемещении якоря на dl_{δ} .

Из (6.18)

$$F = \frac{B_{\delta}^2}{\mu_0} S_{\delta}. \quad (6.19)$$

Тяговое усилие, приходящееся на один воздушный зазор,

$$F_1 = \frac{B_{\delta}^2}{2\mu_0} S_{\delta}. \quad (6.20)$$

После изготовления и испытания электромагнита, рассчитанного по формуле (6.19) или (6.20), можно ввести необходимые уточнения.

Пример 6.3. Определить магнитную индукцию в воздушном зазоре электромагнита (см. рис. 6.20), при которой возникает тяговое усилие $F = 240$ Н.

Решение. Из формулы (6.19)

$$B_{\delta} = \sqrt{\frac{F\mu_0}{S_{\delta}}} = \sqrt{\frac{240 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{15 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}} \approx 1 \text{ Тл.}$$

Определив магнитную индукцию, можно найти МДС катушки и произвести ее расчет.

Б. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПЕРЕМЕННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛОЙ

6.10. ЯВЛЕНИЯ, ПРОИСХОДЯЩИЕ В МАГНИТНЫХ ЦЕПЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УСТРОЙСТВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА, И НЕКОТОРЫЕ ИХ КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ

Магнитными цепями с переменной МДС называются цепи, магнитный поток которых возбуждается намагничивающими обмотками, питаемыми переменным током.

На рис. 6.21, а приведена магнитная цепь некоторого электромагнитного устройства переменного тока. При подключении намагничивающей обмотки к источнику синусоидального напряжения МДС iw катушки возбуждает основной магнитный поток Φ и поток рассеяния Φ_p (см. § 6.4).

Поскольку напряжение источника изменяется, будут изменяться МДС iw , магнитные потоки Φ и Φ_p и в обмотке будут индуцироваться ЭДС самоиндукции

$$e = -w d\Phi/dt; \quad e_p = -w d\Phi_p/dt.$$

На основании второго закона Кирхгофа для мгновенных значений величин

$$u = -e - e_p + ir_1, \quad (6.21)$$

откуда

$$i = \frac{u + e + e_p}{r_1} = \frac{u - w d\Phi/dt - w d\Phi_p/dt}{r_1}.$$

Как видно, ток обмотки при синусоидальном напряжении зависит не только от напряжения и сопротивления r_1 обмотки, но также и от ЭДС e и e_p . В гл. 2 было показано, что наличие

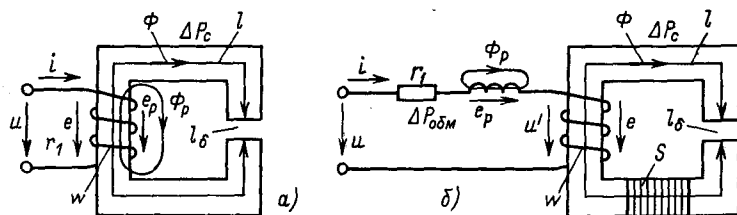


Рис. 6.21. Обмотка с ферромагнитным магнитопроводом (а) и упрощенное ее изображение (б)

ЭДС самоиндукции приводит при переменном токе к уменьшению действующего значения тока. Очевидно, обмотки электромагнитных устройств переменного тока должны иметь меньшее сопротивление r_1 для получения заданного тока, чем обмотки аналогичных электромагнитных устройств постоянного тока, в которых ЭДС не индуцируются.

Если обмотку, рассчитанную на определенное действующее значение переменного напряжения, подключить к такому же по значению постоянному напряжению, то ток обмотки окажется недопустимо большим.

У большинства электромагнитных устройств с ферромагнитным магнитопроводом существуют следующие соотношения между максимальными значениями потоков и ЭДС: $\Phi_m \gg \Phi_{pm}$, а поэтому и $E_m \gg E_{pm}$; кроме того, обычно $E_m \gg I_m r_1$. Учитывая это, можно сделать вывод о том, что наибольшее влияние на значение тока катушки оказывает ЭДС e от основного магнитного потока Φ .

При питании обмотки переменным током от источника потребляется большая активная мощность, чем потери мощности в активном сопротивлении r_1 обмотки, равные $\Delta P_{обм} = I^2 r_1$. Дополнительная мощность, потребляемая от источника, вызвана потерями на гистерезис ΔP_g , возникающими вследствие явления гистерезиса при изменении магнитного потока, и потерями на вихревые токи ΔP_v , вызванными вихревыми токами i_v , возникающими под действием e_v , индуцируемых в ферромагнитном материале магнитопровода вследствие изменения в нем магнитного потока (см. поперечное сечение магнитопровода на рис. 6.22, а).

Пути, по которым циркулируют вихревые токи, установить весьма затруднительно, так как они зависят от конфигурации сечения магнитопровода, распределения по сечению магнитной индукции и микроструктуры ферромагнитного материала. Для определения направления e_v можно воспользоваться правилом Ленца. Если, например, $\Phi > 0$ и возрастает (рис. 6.22, а), то e_v будет направлена в сторону, противоположную указанной на рисунке.

Потери мощности в обмотке $\Delta P_{обм}$ называют потерями в меди, поскольку обмотки изготавливаются чаще всего из медной проволоки. Потери мощности $\Delta P_c = \Delta P_g + \Delta P_v$ называют потерями в стали или в магнитопроводе.

Потери $\Delta P_{обм}$ приводят к совершенно бесполезному нагреванию обмотки, а потери ΔP_c — магнитопровода.

Как известно, потери энергии в единице объема ферромагнитного материала за один цикл перемагничивания W_{c0} пропорциональны площади петли гистерезиса.

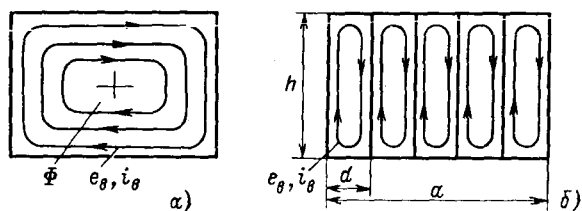


Рис. 6.22. Сечение магнитопровода из сплошного материала (а) и из отдельных листов (б)

Площадь петли гистерезиса и, следовательно, потери энергии зависят от свойств ферромагнитного материала, максимального значения магнитной индукции, до которой намагничивается материал, а также от частоты перемагничивания. Статическая петля гистерезиса 1 (рис. 6.23), получаемая при весьма медленном изменении напряженности магнитного поля, соответствует наименьшим потерям энергии W_{co} , равным практически потерям на гистерезис ($W_{co} = W_{ro}$). При увеличении частоты перемагничивания площадь петли и потери энергии возрастают, что объясняется увеличением потерь W_{bo} на вихревые токи. В этом случае $W_{co} = W_{bo} + W_{ro}$. Для тех же материалов и максимального значения магнитной индукции, что и статическая петля гистерезиса 1 на рис. 6.23, приведена динамическая петля гистерезиса 2, соответствующая некоторой частоте перемагничивания при переменном токе.

Зная объемы V отдельных участков магнитопровода и соответствующие потери энергии W_{co} , можно определить потери энергии во всем магнитопроводе, а зная частоту переменного тока, — потери мощности в нем. Однако потери энергии и мощности таким образом в инженерной практике не определяют, так как для этого необходимо было бы иметь набор динамических петель гистерезиса для различных материалов, максимальных значений магнитной индукции и частот перемагничивания. Практические способы определения потерь мощности в стали ΔP_c рассматриваются в § 6.13.

Для уменьшения потерь на перемагничивание ΔP_r магнитопроводы электромагнитных устройств, работающих на переменном токе, изготавливают из магнитно-мягких ферромагнитных материалов с узкой петлей гистерезиса. Для уменьшения потерь на вихревые токи ΔP_b магнитопроводы устройств, работающих при переменном токе частотой 50 Гц, изготавливают не из сплошного материала, как показано на рис. 6.22, а, а из отдельных изолированных друг от друга стальных листов (рис. 6.22, б) толщиной $d = 0,35 \div 0,5$ мм. Это приводит к увели-

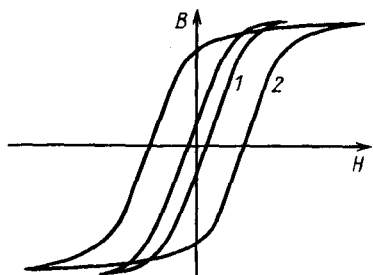


Рис. 6.23. Статический (1) и динамический (2) циклы магнитного гистерезиса

чению сопротивления магнитопровода вихревым токам и к уменьшению этих токов. С той же целью в листовую электротехническую сталь добавляют до 4,8 % кремния. Изоляция листов осуществляется путем оксидирования или с помощью лаков. В измерительных устройствах и при более высоких частотах применяется более тонкая листовая электротехническая сталь, а также магнитодиэлектрики и ферриты.

Чтобы составить представление о влиянии толщины листов, из которых изготавливается магнитопровод, на потери мощности в нем, воспользуемся выводом, приводимым обычно в литературе по теории переменного тока. На основании указанного вывода можно сделать заключение о том, что при постоянных значениях частоты переменного тока f и максимальной магнитной индукции B_m потери мощности в одном листе $\Delta P_{в,л}$ магнитопровода длиной l и высотой поперечного сечения h (см. рис. 6.22, б) примерно пропорциональны третьей степени толщины листа d , т. е. $\Delta P_{в,л} \approx kd^3$.

Если магнитопровод состоит из n листов, то, очевидно, потери в нем будут $\Delta P_{в} = knd^3$.

При уменьшении толщины листа, например, вдвое для получения той же площади поперечного сечения магнитопровода (без учета изоляции между листами) необходимо число листов увеличить также в 2 раза. Тогда потери мощности в магнитопроводе составят

$$\Delta P_{в1} \approx 2kn \left(\frac{d}{2} \right)^3 = \frac{knd^3}{4} = \frac{\Delta P_{в}}{4}.$$

Как видно, уменьшение толщины листов приводит к существенному уменьшению потерь мощности от вихревых токов.

Изготовление магнитопроводов из отдельных изолированных листов является одной из важнейших конструктивных особенностей устройств, работающих на переменном токе. В отличие от этого магнитопроводы электромагнитных устройств постоянного тока изготавливаются, как правило, из сплошного ферромагнитного материала. Исключением являются некоторые части магнитопроводов электромагнитных устройств постоянного тока, которые по условиям работы подвергаются периодическому перемагничиванию.

Рассматривая конструктивные особенности электромагнитных устройств переменного тока, следует остановиться на

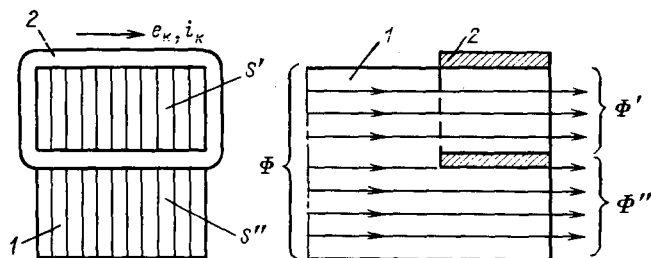


Рис. 6.24. К пояснению назначения короткозамкнутого витка

электромагнитах, с помощью которых создаются тяговые усилия в различных устройствах. Когда магнитный поток, созданный под действием МДС втягивающей обмотки, падает до нуля, исчезает и тяговое усилие электромагнита. Естественно, что из-за сил тяжести, действия пружин и т. д. якорь стремится отойти (или отходит) от неподвижной части магнитопровода. Когда магнитный поток возрастает, якорь снова притягивается и т. д. В результате возникают колебания якоря, амплитуда которых зависит от частоты и амплитуды напряжения источника, сил сопротивления перемещению и инерционности всех подвижных частей. Колебания якоря сопровождаются значительным шумом, в результате колебаний может нарушиться соединение контактов коммутационных аппаратов и т. д.

Чтобы исключить это, торцевая часть стержней магнитопровода разрезается и часть площади поперечного сечения стержня 1 охватывается короткозамкнутым витком 2 (рис. 6.24). Магнитный поток Φ , созданный под действием МДС намагничивающей обмотки, делится при этом на две части: одна из них Φ' проходит через площадь стержня S' , охваченную короткозамкнутым витком, другая Φ'' — через площадь S'' .

Магнитным потоком Φ' в короткозамкнутом витке индуцируется ЭДС взаимной индукции $e_k = -d\Phi'/dt$, под действием которой в витке возникает ток i_k . В результате действия МДС намагничивающей обмотки и короткозамкнутого витка через площадь S' будет проходить результирующий магнитный поток $\Phi_{рез}$, который отличается от потока Φ' как по значению, так и по фазе. Так как магнитный поток $\Phi_{рез}$ не совпадает по фазе с потоком Φ' , он не будет совпадать по фазе и с потоком Φ'' . Вследствие этого оказывается, что когда $\Phi'' = 0$, $\Phi_{рез} \neq 0$ и наоборот. Таким образом, общий магнитный поток стержня и, следовательно, тяговое усилие никогда не снижаются до нулевого значения, благодаря чему и устраняются указанные выше недостатки.

6.11. ФОРМЫ КРИВЫХ ЭДС e , МАГНИТНОГО ПОТОКА Φ , ТОКА i И МГНОВЕННОЙ МОЩНОСТИ p ИДЕАЛИЗИРОВАННОЙ ОБМОТКИ

В соответствии с уравнением (6.21) обмотка с ферромагнитным магнитопроводом (см. рис. 6.21, а) может быть заменена для удобства анализа устройством, изображенным на рис. 6.21, б. Часть этого устройства, состоящую из обмотки, расположенной на ферромагнитном магнитопроводе, будем называть в дальнейшем идеализированной обмоткой.

Предположим, что к идеализированной обмотке подведено напряжение u' (см. рис. 6.21, б), изменяющееся по синусоидальному закону:

$$u' = U'_m \sin(\omega t + \pi/2). \quad (6.22)$$

Так как согласно второму закону Кирхгофа $u' = -e$, то

$$e = E_m \sin(\omega t - \pi/2), \quad (6.23)$$

где $E_m = U'_m$ и, очевидно, $E = U'$.

Чтобы получить закон изменения магнитного потока, воспользуемся выражением $e = -w d\Phi/dt$, из которого после замены ЭДС согласно (6.23) найдем

$$\Phi = - \int \frac{e}{w} dt = - \int \frac{E_m \sin(\omega t - \pi/2)}{w} dt = \frac{E_m}{\omega w} \sin \omega t + \Phi_0, \quad (6.24)$$

где Φ_0 — постоянная составляющая основного магнитного потока.

Так как напряжение u' не имеет постоянной составляющей, то не будут иметь постоянных составляющих также ток i и МДС iw . Поэтому следует считать, что и $\Phi_0 = 0$. Величина $E_m/\omega w$ представляет собой амплитуду магнитного потока

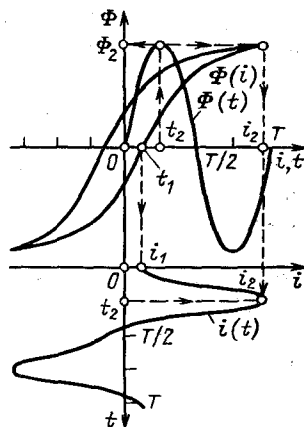
$$\frac{E_m}{\omega w} = \Phi_m. \quad (6.25)$$

Учитывая сказанное, вместо (6.24) окончательно будем иметь

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t. \quad (6.26)$$

На основании полученных соотношений для идеализированной обмотки можно утверждать, что независимо от свойств ферромагнитного материала и особенностей магнитопровода,

Рис. 6.25. К вопросу построения графика тока идеализированной обмотки



в частности от того, есть или отсутствует воздушный зазор, справедливо следующее:

при синусоидальном напряжении и' ЭДС e и магнитный поток Φ изменяются также по синусоидальному закону;

при указанных на рис. 6.21 положительных направлениях ЭДС отстает по фазе от напряжения на угол π , а от магнитного потока — на угол $\pi/2$;

амплитуда магнитного потока прямо пропорциональна амплитуде ЭДС, а значит и амплитуде напряжения, поскольку $E_m = U_m'$;

изменение числа витков w или частоты переменного тока $f = \omega/2\pi$ при заданном значении U_m' приводит к изменению амплитуды магнитного потока Φ_m .

Из выражения (6.25) нетрудно получить широко распространенную формулу действующего значения ЭДС

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{\omega w \Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w \Phi_m,$$

или окончательно

$$E = 4,44 w f \Phi_m = 4,44 w f B_m S. \quad (6.27)$$

Чтобы построить график $i(t)$, можно воспользоваться графиком $\Phi(t)$ и магнитной характеристикой $\Phi(i)$ обмотки (рис. 6.25).

Для построения графика $\Phi(t)$, который не зависит от свойств ферромагнитного материала и параметров магнитопровода, следует воспользоваться выражениями (6.25) и (6.26), учитывая, что $E_m = U_m'$.

Магнитную характеристику $\Phi(i)$ можно построить путем расчета магнитной цепи (рис. 6.21, б), используя в качестве кривой намагничивания $B(H)$ динамический цикл гистерезиса, соответствующий заданной частоте f и амплитудному значению магнитной индукции B_m , зависящему согласно (6.27) и равенству $E = U'$ от действующего значения напряжения U' . Рассмотрим последовательность расчета магнитной цепи (рис. 6.21, б),

считая, что $l_\delta = 0$, а l — общая длина средней линии магнитной индукции.

Задавшись, например, магнитным потоком Φ_1 , определяем магнитную индукцию $B_1 = \Phi_1/S$, по кривой намагничивания $B(H)$ находим напряженность магнитного поля H_1 , с помощью закона полного тока для мгновенных значений напряженности и тока $H_1 l = i_1 w$ подсчитываем ток $i_1 = H_1 l/w$. Чтобы построить магнитную характеристику, необходимо проделать указанные операции для различных значений магнитного потока в пределах периода его изменения. Поскольку $\Phi = BS$, а $i = Hl/w$, магнитная характеристика будет подобна динамической петле гистерезиса.

Построение графика $i(t)$ с помощью графиков $\Phi(t)$ и $\Phi(i)$ (рис. 6.25) может быть произведено в таком порядке. Задаемся, предположим, временем $t_1 = 0$; пользуясь графиком $\Phi(t)$, находим $\Phi_1 = 0$, а используя график $\Phi(i)$, определяем ток i_1 ; в системе координат i, t при $t_1 = 0$ откладываем значение тока i_1 . Задавшись временем $t_2 = T/4$, по графику $\Phi(t)$ находим Φ_2 , а по графику $\Phi(i)$ — ток i_2 . В системе координат i, t при $t_2 = T/4$ откладываем значение тока i_2 . Для построения графика $i(t)$ необходимо определить токи при различных значениях времени в пределах периода T .

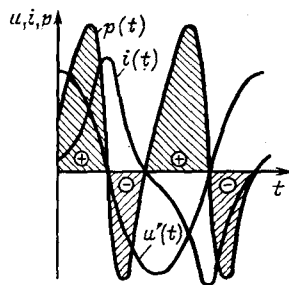
Изучив рассмотренную методику построения графика $i(t)$, нетрудно сделать заключение о том, что для построения указанного графика нет необходимости строить график $\Phi(i)$; достаточно иметь зависимость $\Phi(t)$ и динамический цикл гистерезиса. График $\Phi(i)$ был использован для большей наглядности.

Как следует из выражений (6.22), (6.23) и (6.26), а также графика $i(t)$, при синусоидальных u' , e и Φ ток i идеализированной обмотки получается несинусоидальным. Можно показать, что он будет тем сильнее отличаться от синусоидального, чем больше степень насыщения ферромагнитного материала магнитопровода при амплитудном значении магнитного потока и шире динамическая петля гистерезиса.

Построение графика $i'(t)$ при наличии воздушного зазора ($l_\delta \neq 0$) отличается лишь тем, что для определения тока i' следует использовать закон полного тока в виде $Hl + H_\delta l_\delta = i'w$.

Чтобы составить представление об изменении максимального тока обмотки при введении воздушного зазора в магнитопровод, запишем уравнение по закону полного тока для максимальных значений напряженностей и тока $H_{\max} l + H_{\delta \max} l_\delta = I'_{\max} w$.

Рис. 6.26. Графики $u'(t)$, $i(t)$ и $p(t)$ идеализированной обмотки



Последнее уравнение можно переписать в такой форме:

$$H_{max}l + H_{\delta m}l_{\delta} = I_{max}w + I_{\delta m}w,$$

где $I_{max}w = H_{max}l$, $I_{\delta m}w = H_{\delta m}l_{\delta}$.

Очевидно, $I'_{max} = I_{max} + I_{\delta m}$.

Как известно, при $B_{\delta m} = B_m$, $H_{\delta m} \gg H_{max}$. Поэтому даже при воздушных зазорах $H_{\delta m}l_{\delta} > H_{max}l$ (см. пример 6.1), следовательно, и $I_{\delta m} > I_{max}$. Таким образом, ток I'_{max} при $l_{\delta} \neq 0$ обычно больше тока I_{max} при $l_{\delta} = 0$ на $I_{\delta m} > I_{max}$.

Нетрудно показать, что график $i'(t)$ при $l_{\delta} \neq 0$ меньше отличается от синусоиды, чем график $i(t)$ при $l_{\delta} = 0$. Действительно, согласно закону полного тока для мгновенных значений напряженностей и токов $Hl + H_{\delta}l_{\delta} = i'w = iw + i_{\delta}w$. Очевидно $i' = i + i_{\delta}$.

Если U'_m имеет то же значение, что при $l_{\delta} = 0$, то Φ_m также не изменится. Поэтому график $i(t)$ несинусоидального тока останется прежним. Поскольку зависимость $\Phi(i)$ для воздушного зазора линейная, а $\Phi(t)$ представляет собой синусоиду, ток i_{δ} будет также синусоидальным. Суммирование токов i и i_{δ} для получения графика $i'(t)$ приведет вследствие этого к тому, что график $i'(t)$ будет меньше отличаться от синусоиды, чем график $i(t)$ при $l_{\delta} = 0$.

Из графика тока (рис. 6.25) следует, что при $\Phi = 0$, а значит, при $u' = \pm U'_m$ ток i не равен нулю, что является признаком потребления обмоткой активной мощности. Чтобы составить более отчетливое представление об энергетических процессах идеализированной обмотки, обратимся к рис. 6.26, на котором приведены графики $u'(t)$, $i(t)$, а также график мгновенной мощности $p(t)$, построенный в соответствии с формулой $p = u'i$.

Как видно, в течение большей части периода $p > 0$. Поэтому если подсчитать потребляемую активную мощность

$$P' = \frac{1}{T} \int p \, dt = \frac{1}{T} \int u' i \, dt,$$

то окажется, что $P' \neq 0$. Поскольку идеализированная обмотка не имеет активного сопротивления, следует признать, что активная мощность идеализированной обмотки равна потерям мощности в ферромагнитном материале магнитопровода, $P' = \Delta P_c$. Таким образом, в отличие от обмотки без ферромаг-

нитного магнитопровода идеализированная обмотка с ферромагнитным магнитопроводом кроме реактивной мощности, необходимой для возбуждения магнитного потока, потребляет еще и активную мощность, вызванную процессами, связанными с перемагничиванием ферромагнитного материала и возникновением в нем вихревых токов.

6.12. ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИДЕАЛИЗИРОВАННОЙ ОБМОТКИ

Если согласно методике, изложенной в § 6.11, определить максимальные значения токов I_{max} при различных значениях напряжения U'_m и воздушного зазора l_δ , можно построить в. а. х. $U'_m(I_{max})$ идеализированной обмотки (рис. 6.27).

В отличие от обмотки магнитной цепи с постоянной МДС, ток I которой при неизменном напряжении U не зависит от длины воздушного зазора, ток I_{max} обмотки с переменной МДС при неизменной амплитуде напряжения U'_m существенно зависит от воздушного зазора и при увеличении последнего значительно возрастает. В соответствии с этим свойства обмотки с постоянной МДС характеризуются при различных воздушных зазорах одной и той же в. а. х., тогда как свойства обмотки с переменной МДС характеризуются при различных воздушных зазорах различными в. а. х.

Если в. а. х. обмотки, питаемой постоянным током, представляю собой прямую линию, то в. а. х. обмотки, питаемой переменным током, существенно нелинейны. Последнее объясняется тем, что магнитный поток Φ_m связан с напряжением U'_m линейной зависимостью, а с током I_{max} — нелинейной зависимостью.

Пока ферромагнитный материал магнитопровода не насыщен при напряжении U'_m , что соответствует примерно синусоидальному закону изменения тока $i(t)$, в. а. х. примерно линейны (см. на рис. 6.7 в. а. х. в диапазоне от 0 до U'_{m1}). По мере насыщения ферромагнитного материала при U'_m темп увеличения тока I_{max} все более возрастает по сравнению с темпом увеличе-

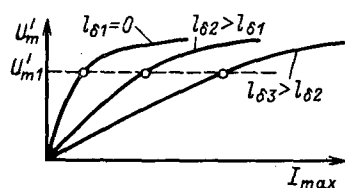


Рис. 6.27. Вольт-амперные характеристики $U'_m(I_{max})$ идеализированной катушки при различных воздушных зазорах

ния напряжения U'_m , а график $i(t)$ все больше будет отличаться от синусоидального.

При увеличении воздушного зазора кривизна в. а. х. в области перехода ферромагнитного материала в насыщенное состояние уменьшается, в. а. х. все более спрямляются. Диапазон изменения тока, соответствующий примерно линейной зависимости $U'_m(I_{max})$ и синусоидальному изменению тока $i(t)$, при увеличении воздушного зазора расширяется.

6.13. ЭКВИВАЛЕНТНЫЙ ТОК И ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА ИДЕАЛИЗИРОВАННОЙ ОБМОТКИ

С целью упрощения расчета и анализа магнитных цепей переменного тока несинусоидальный ток обмотки заменяют эквивалентным в отношении действующего значения синусоидальным током. Такая замена позволяет использовать для расчета и анализа методы, изложенные в гл. 2 (в частности, комплексный метод), а также производить построение векторных диаграмм.

Для определения действующего значения I эквивалентного синусоидального тока можно было бы воспользоваться выражением, приведенным в гл. 2,

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt},$$

для чего необходимо предварительно построить график $i(t)$ несинусоидального тока согласно методике, изложенной в § 6.11. Однако указанный способ определения тока I практически непригоден, так как, не говоря уже о его сложности, для этого потребовалось бы иметь набор динамических петель гистерезиса для разных частот и максимальных значений магнитной индукции.

Практические способы определения действующего значения I эквивалентного синусоидального тока будут рассмотрены далее, а пока будем считать, что он уже известен, и рассмотрим векторную диаграмму идеализированной обмотки (см. рис. 6.21, б). Последнюю (рис. 6.28) нетрудно построить, используя выражения (6.22), (6.23) и (6.26), а также тот факт, что идеализированная обмотка потребляет кроме реактивной (индуктивной) мощности также и активную мощность. Учитывая это, можно утверждать, что эквивалентный синусоидальный ток будет отставать по фазе относительно напряжения u' на некоторый

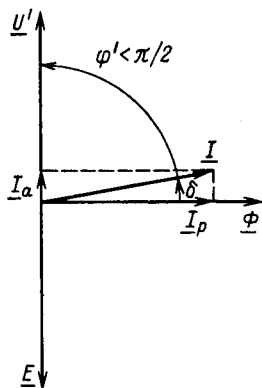


Рис. 6.28. Векторная диаграмма идеализированной обмотки

угол φ' , который можно определить из формулы

$$P' = \Delta P_c = U' I \cos \varphi'.$$

Ток I можно разложить на две составляющие: активную составляющую I_a , обусловленную потерями мощности ΔP_c в ферромагнитном магнитопроводе, и реактивную (индуктивную) составляющую I_p , необходимую для возбуждения основного магнитного потока; последней соответствует реактивная (индуктивная) мощность Q' .

Очевидно

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2}. \quad (6.28)$$

В магнитных цепях, особенно при наличии воздушного зазора, ток I_p и мощность Q' обычно намного превышают ток I_a и мощность $P' = \Delta P_c$. В соответствии с этим угол δ , называемый углом потерь, составляет обычно несколько градусов, а угол φ' близок к 90° .

Активная и реактивная мощности идеализированной обмотки могут быть выражены следующим образом:

$$P' = \Delta P_c = U' I \cos \varphi' = U' I_a; \quad Q' = U' I \sin \varphi' = U' I_p. \quad (6.29)$$

Реактивная мощность необходима для возбуждения магнитного потока как в ферромагнитной части магнитопровода, так и в воздушном зазоре. Поэтому она может быть выражена так:

$$Q' = Q_c + Q_\delta = U' I_{p,c} + U' I_\delta = U' I_p, \quad (6.30)$$

где $Q_c = U' I_{p,c}$ и $I_{p,c}$ — мощность и ток, необходимые для возбуждения магнитного поля в ферромагнитной части магнитопровода; $Q_\delta = U' I_\delta$ и I_δ — мощность и ток, необходимые для создания магнитного потока в воздушном зазоре.

Ток I идеализированной обмотки определяют часто через его составляющие I_a и I_p , которые для ферромагнитной части магнитопровода находят через соответствующие мощности:

$$I_a = P'/U' = \Delta P_c/U', \quad I_{p,c} = Q_c/U'. \quad (6.31)$$

Реактивная составляющая тока I_δ определяется по формуле

$$I_\delta = \frac{H_\delta l_\delta}{w} = \frac{B_{\delta m} l_\delta}{\sqrt{2} w \mu_0}. \quad (6.32)$$

Мощности $P' = \Delta P_c$ и Q_c находят следующим образом:

$$P' = \Delta P_c = p m, \quad Q_c = Q_{уд} m, \quad (6.33)$$

где p и $Q_{уд}$ — удельные потери мощности и удельная реактивная мощность, т. е. мощности, приходящиеся на единицу массы магнитопровода, Вт/кг и вар/кг; m — масса магнитопровода, кг.

Для определения удельных потерь мощности пользуются иногда следующей формулой, полученной на основании обобщения опытных данных:

$$p = p_{1.0} B_m^n \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3}, \quad (6.34)$$

где $n = 5,69 \lg \frac{p_{1.5}}{p_{1.0}}$; $p_{1.5}$ и $p_{1.0}$ — удельные потери мощности при частоте 50 Гц и максимальных значениях магнитной индукции 1,5 и 1,0 Тл, Вт/кг. Показатель степени n в формуле (6.34) для многих ферромагнитных материалов близок к двум. Формула (6.34) пригодна для расчетов при изменении B_m от 0,5 до 1,6 Тл и f от 10 до 100 Гц.

Так как магнитная индукция B_m пропорциональна напряжению U' , а $n \approx 2$, можно сделать вывод о том, что при увеличении напряжения U' потери мощности в магнитопроводе существенно возрастают. Из формулы (6.34) следует также, что потери мощности в значительной степени зависят от частоты переменного тока.

Если отсутствуют сведения об удельной реактивной мощности, то реактивный ток $I_{p,c}$ может быть определен приближенно с помощью выражения действующего значения тока, приведенного в гл. 2, и графика $i_{p,c}(t)$ (рис. 6.29), построение которого производится в той же последовательности, что и графика $i(t)$ (см. рис. 6.25). Для построения графика $i_{p,c}(t)$ необходимо использовать магнитную характеристику $\Phi(i_{p,c})$, расчет которой следует производить с помощью закона полного тока, используя основную кривую намагничивания.

Как следует из графика $i_{p,c}(t)$ (рис. 6.29), при $\Phi = 0$ (что соответствует $u' = \pm U_m$) ток $i_{p,c} = 0$. Это является подтверждением того, что эквивалентный синусоидальный ток будет в данном случае действительно чисто реактивным.

Задача расчета значительно упрощается, если при амплитудном значении напряжения u' ферромагнитный материал магнитопровода не насыщен или незначительно насыщен (участок 1–2 рис. 6.29). В этом случае ток $i_{p,c}$ можно считать синусоидальным и график $i_{p,c}(t)$ не строить. Из расчета магнитной цепи достаточно найти амплитуду тока $I_{p,cm}$, после чего легко

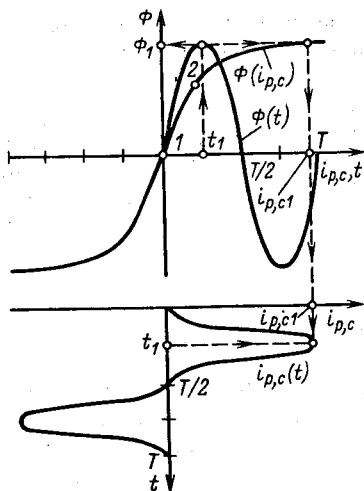


Рис. 6.29. К построению графика реактивной составляющей тока

определить его действующее значение по формуле $I_{p,c} = I_{p,cm}/\sqrt{2}$.

В некоторых случаях для определения эквивалентного синусоидального тока катушки пользуются кривой намагничивания ферромагнитного материала при переменном токе $B_m(H_m)$, представляющей собой зависимость амплитуды магнитной индукции от действующего значения напряженности магнитного поля, соответствующей действующему значению тока катушки. График $B_m(H_m)$ аналогичен основной кривой намагничивания и отличается от последней только количественными соотношениями

между напряженностью и магнитной индукцией.

Учитывая, что H_m и I соответствуют эквивалентным синусоидальным напряженности и току, по закону полного тока для однородного ферромагнитного участка магнитной цепи (рис. 6.21, б) можно написать

$$H_m l = I w, \quad (6.35)$$

откуда нетрудно найти ток I . Реактивную составляющую тока можно определить по формуле (6.28), если предварительно найти активную составляющую.

Если магнитопровод содержит несколько ферромагнитных участков и воздушных зазоров с различными площадями поперечного сечения, то активную и реактивную составляющие тока I следует определять по формулам

$$\left. \begin{aligned} I_a &= \sum_1^k I_{ax}; & I_{p,c} &= \sum_1^k I_{p,cx}; \\ I_\delta &= \sum_1^n I_{\delta y}; & I_p &= I_{p,c} + I_\delta, \end{aligned} \right\} \quad (6.36)$$

где x — номер участка из ферромагнитного материала, $x = 1, 2, \dots, k$; y — номер воздушного зазора, $y = 1, 2, \dots, n$,

токи I_{ax} и $I_{p,сх}$ определяются согласно методике, изложенной выше при рассмотрении магнитной цепи (см. рис. 6.21, б), ток $I_{\delta y}$ — по формуле (6.32).

В заключение следует обратить внимание на то, что с увеличением воздушного зазора в магнитопроводе при $U' = \text{const}$ ток I_{δ} и мощность Q_{δ} значительно возрастают, тогда как токи I_a и $I_{p,сх}$ а также мощности $P' = \Delta P_c$ и Q_c остаются без изменения.

6.14. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ИДЕАЛИЗИРОВАННОЙ ОБМОТКИ И ПАРАМЕТРЫ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ

Имея векторную диаграмму (см. рис. 6.28) и соотношение (6.28), нетрудно представить себе, что идеализированной обмотке соответствует схема замещения, приведенная на рис. 6.30. Индуктивный элемент x_0 в схеме замещения, обусловлен реактивным током I_p и мощностью Q' , резистивный элемент r_0 — активными током I_a и мощностью $P' = \Delta P_c$.

Очевидно, мощности идеализированной обмотки могут быть выражены через сопротивления схемы замещения следующим образом:

$$P' = \Delta P_c = I_a^2 r_0 = U'^2 / r_0, \quad Q' = I_p^2 x_0 = U'^2 / x_0. \quad (6.37)$$

Так как реактивный ток $I_p = U' / x_0$, особенно при наличии воздушного зазора в магнитопроводе, значительно превышает активный ток $I_a = U' / r_0$, то индуктивное сопротивление x_0 оказывается намного меньше активного сопротивления r_0 ; очевидно, полное сопротивление z_0 схемы замещения идеализированной обмотки

$$z_0 = \frac{1}{y_0} = \frac{1}{\sqrt{(1/r_0)^2 + (1/x_0)^2}} \approx x_0.$$

Используя методику определения тока I , изложенную в § 6.13, можно вычислить токи при различных напряжениях U' и воздушных зазорах I_{δ} и построить в а. х. $U'(I)$, связывающие действующее значения тока и напряжения. Указанные в а. х. будут аналогичны по виду в а. х. на рис. 6.26 и будут иметь указанные ранее особенности.

Имея в а. х. идеализированной обмотки и пользуясь законом Ома, согласно которому $z_0 = U' / I \approx x_0$, можно построить график зависимости полного сопротивления схемы замещения идеализированной обмотки от напряжения на ее выводах

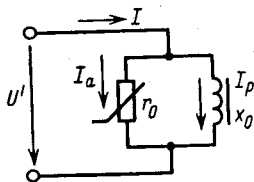


Рис. 6.30. Схема замещения идеализированной обмотки

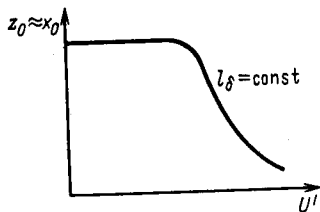


Рис. 6.31. Зависимость $z_0(U') \approx x_0(U')$ идеализированной обмотки

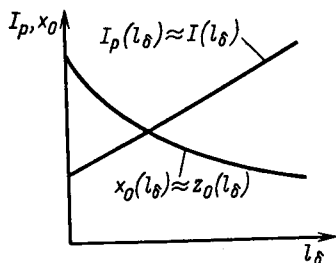


Рис. 6.32. Зависимость $I_p(l_\delta)$ и $x_0(l_\delta) \approx z_0(l_\delta)$ идеализированной обмотки

$Z_0(U') \approx X_0(U')$. Такой график для одного из воздушных зазоров приведен на рис. 6.31.

Как видно, в отличие от электромагнитных устройств с

постоянной МДС, у которых сопротивление обмотки не зависит от напряжения на ее выводах, у электромагнитных устройств с переменной МДС полное сопротивление обмотки (равное примерно ее индуктивному сопротивлению) с увеличением напряжения изменяется. Пока напряжение относительно невелико и материал магнитопровода не насыщен, сопротивление обмотки остается примерно постоянным; по мере увеличения напряжения и степени насыщения ферромагнитного материала сопротивление значительно уменьшается.

Представляет интерес характер изменения тока и сопротивления идеализированной обмотки при увеличении воздушного зазора в магнитопроводе.

Пренебрегая активной составляющей тока ввиду его малости, можно написать

$$I \approx I_p = I_{p,c} + I_\delta = I_{p,c} + B_m l_\delta / \sqrt{2} w \mu_0. \quad (6.38)$$

Сопротивление катушки будет

$$z_0 \approx x_0 = U' / I_p = \frac{U'}{I_{p,c} + B_m l_\delta / \sqrt{2} w \mu_0}. \quad (6.39)$$

С увеличением воздушного зазора при $U' = \text{const}$ все члены в правых частях выражений (6.38) и (6.39), кроме длины воздуш-

ного зазора l_0 , остаются постоянными. Графики зависимостей $I_p(l_0) \approx I(l_0)$ и $x_0(l_0) \approx z_0(l_0)$, построенные в соответствии с выражениями (6.38) и (6.39), приведены на рис. 6.32.

В отличие от электромагнитных устройств с постоянной МДС, у которых с увеличением воздушного зазора при $U = \text{const}$ сопротивление и ток обмотки остаются постоянными, у электромагнитных устройств с переменной МДС увеличение воздушного зазора приводит к значительному уменьшению сопротивления и увеличению тока.

Последнее во многих случаях является весьма нежелательным, так как приводит к увеличению габаритных размеров обмотки, потребляемой индуктивной мощности и к ухудшению энергетических показателей электромагнитных устройств. Поэтому, например, в трансформаторах, магнитных усилителях и двигателях переменного тока стремятся воздушные зазоры свести к минимуму. У электромагнитов различных электротехнических аппаратов, у которых воздушный зазор необходим, исходя из принципа их действия (тормозные электромагниты, контакторы, реле и др.), приходится специально рассчитывать обмотку по нагреванию с учетом повышенных значений начальных токов, возникающих в момент подключения обмотки к источнику, когда подвижная часть магнитопровода — якорь — еще не притянулась к неподвижной части магнитопровода и воздушный зазор не ликвидирован. Для таких устройств в справочной литературе указывается обычно наибольшее допустимое число включений в час, на которое рассчитана обмотка, исходя из ее дополнительного нагревания начальными токами.

Однако зависимость тока и сопротивления обмотки переменного тока от воздушного зазора не всегда оказывается нежелательной. Указанная зависимость широко используется в устройствах автоматики и измерительной техники, примером чему могут служить индуктивные конечные и путевые выключатели, индуктивные датчики для измерения неэлектрических величин.

В § 6.13 было сказано, что показатель степени n в (6.32) для многих ферромагнитных материалов близок к двум. В этом случае при $f = \text{const}$ $\Delta P_c = kU'^2$ и согласно (6.37) получим

$$r_0 = \frac{U'^2}{\Delta P_c} = \frac{U'^2}{kU'^2} = \frac{1}{k}.$$

Таким образом, сопротивление r_0 схемы замещения почти постоянно и зависимость $U'(I_a)$ близка к линейной.

6.15. СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ, ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ И МОЩНОСТИ РЕАЛЬНОЙ ОБМОТКИ С ФЕРРОМАГНИТНЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ

После замены несинусоидального тока идеализированной обмотки эквивалентным синусоидальным током для реальной обмотки (см. рис. 6.21, а) на основании второго закона Кирхгофа можно написать следующее уравнение:

$$\underline{U} = -\underline{E} + \underline{I}r_1 - \underline{E}_p = \underline{U}' + \underline{I}r_1 - \underline{E}_p \quad (6.40)$$

Возникшая от магнитного поля рассеяния ЭДС $\underline{E}_p$ учитывается обычно как падение напряжения в индуктивном сопротивлении:

$$\underline{E}_p = -j\underline{I}x_1 = -j\underline{I}\omega L_1,$$

где L_1 и $x_1 = \omega L_1$ — индуктивность и индуктивное сопротивление, обусловленные полем рассеяния.

Так как линии магнитной индукции поля рассеяния проходят преимущественно по воздуху, можно считать $L_1 = \text{const}$ и $x_1 = \text{const}$.

После замены в (6.40) комплекса ЭДС $\underline{E}_p$ его выражением получим

$$\underline{U} = \underline{U}' + \underline{I}r_1 + j\underline{I}x_1. \quad (6.41)$$

Дополнив в соответствии с уравнением (6.41) диаграмму, изображенную на рис. 6.28, векторами падений напряжения, получим диаграмму реальной обмотки с ферромагнитным магнитопроводом (рис. 6.33).

В соответствии с (6.41) и векторной диаграммой (рис. 6.33) можно получить схему замещения реальной обмотки, дополнив схему замещения идеальной обмотки резистивными r_1 и индуктивным x_1 элементами, соединенными последовательно. Схема замещения реальной обмотки дана на рис. 6.34.

Как следует из уравнения (6.41) и векторной диаграммы рис. 6.33, вследствие падений напряжения $\underline{I}r_1$ и $\underline{I}x_1$ напряжение $\underline{U}' = \underline{E}$ оказывается меньше напряжения $\underline{U}$, подводимого к обмотке. С изменением тока $\underline{I}$, вызванным, например, изменением воздушного зазора, напряжение $\underline{U}'$, ЭДС $\underline{E}$ и магнитный поток Φ будут изменяться. При этом ток $\underline{I}$ будет изменяться в меньшей степени, чем в случае идеализированной катушки. Следует, однако, иметь в виду, что при нормальных условиях работы многих электромагнитных устройств напряжение $\underline{U}' = \underline{E}$ значительно превышает падения напряжения $\underline{I}r_1$ и $\underline{I}x_1$ и близко к на-

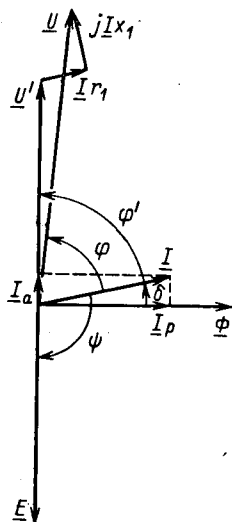


Рис. 6.33. Векторная диаграмма реальной обмотки

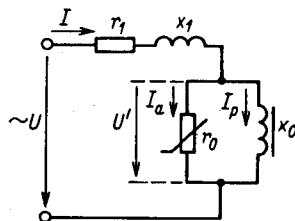


Рис. 6.34. Схема замещения реальной обмотки

пряжению U . В соответствии с этим полное сопротивление схемы замещения идеализированной обмотки $z_0 \approx x_0$ (см. рис. 6.31) значительно превышает сопротивление $z_1 = \sqrt{r_1^2 + x_1^2}$ и близко к эквивалентному полному сопротивлению z реальной катушки.

Активная и реактивная мощности реальной обмотки отличаются от соответствующих мощностей идеализированной обмотки и могут быть выражены следующим образом. Активная мощность

$$P = UI \cos \varphi. \quad (6.42)$$

Из векторной диаграммы рис. 6.33 следует, что $U \cos \varphi = Ir_1 + U' \cos \varphi'$.

Учитывая это, активную мощность можно выразить так:

$$P = I^2 r_1 + U' I \cos \varphi' = I^2 r_1 + U' I_a = \Delta P_{\text{обм}} + \Delta P_c. \quad (6.43)$$

Как видно, активная мощность P , потребляемая реальной обмоткой, равна сумме потерь мощности в обмотке ($\Delta P_{\text{обм}}$) и потерь мощности в ферромагнитном магнитопроводе (ΔP_c).

Аналогичные выражения можно написать и для реактивной мощности:

$$Q = UI \sin \varphi = I^2 x_1 + U' I \sin \varphi' = I^2 x_1 + U' I_p = Q_p + Q'. \quad (6.44)$$

Мощность Q_p необходима для возбуждения магнитного по-

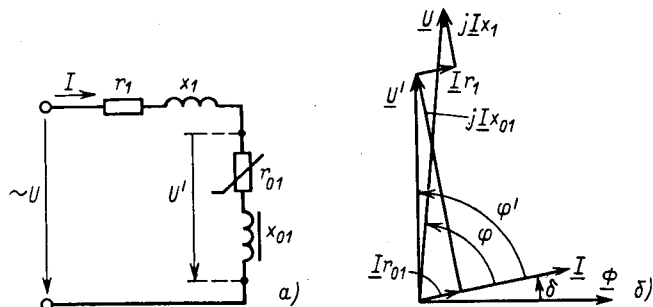


Рис. 6.35. Схема замещения и векторная диаграмма реальной обмотки с последовательным соединением резистивных и индуктивных элементов

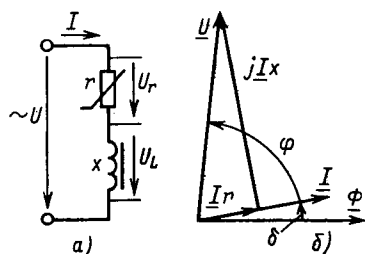


Рис. 6.36. Простейшая схема замещения и векторная диаграмма реальной обмотки

ля рассеяния, мощность Q' — для возбуждения основного магнитного поля.

Как известно, параллельно соединенные элементы электрической цепи могут быть заменены эквивалентными элементами, соединенными последовательно. Учитывая это, в схеме замещения рис. 6.34 элементы r_0 и x_0 можно заменить последовательно соединенными элементами r_{01} и x_{01} и получить более простую схему замещения реальной обмотки, изображенную на рис. 6.35, а. Так как $x_0 \ll r_0$, то после указанной замены получим $r_{01} \ll x_{01}$ (см. гл. 2). После объединения резистивных, а также индуктивных элементов в схеме рис. 6.35, а получим еще более простую схему замещения реальной обмотки (рис. 6.36, а). Естественно, что в последней схеме сопротивление $x = x_{01} + x_1$ намного больше сопротивления $r = r_{01} + r_1$. Векторные диаграммы, соответствующие схемам замещения рис. 6.35, а и 6.36, а даны на рис. 6.35, б и 6.36, б.

6.16. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТОКА, МОЩНОСТЕЙ, ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ И УГЛА СДВИГА ФАЗ МЕЖДУ НАПРЯЖЕНИЕМ И ТОКОМ РЕАЛЬНОЙ ОБМОТКИ

Поскольку схема замещения реальной обмотки с ферромагнитным магнитопроводом (см. рис. 6.34) представляет собой смешанное соединение различных по характеру линейных и нелинейных элементов, определение тока, мощностей, эквивалентных сопротивлений и угла сдвига фаз тока относительно напряжения источника реальной обмотки значительно осложняется.

Предположим, что при заданном синусоидальном напряжении U источника требуется получить в магнитопроводе с известными геометрическими размерами магнитный поток Φ .

Определение указанных выше величин может быть произведено методом последовательного приближения в следующем порядке.

Так как в сопротивлениях r_1 и x_1 (см. рис. 6.34) теряется часть напряжения, то принимают напряжение U' несколько меньшим напряжения U источника. Пусть, например, $U' = U'_1 = 0,9U$. Задавшись напряжением U'_1 , из формулы (6.27) трудно определить при потоке Φ_m число витков w катушки.

Далее, в соответствии с методикой, изложенной в § 6.13, следует найти токи I_a , I_p и I .

Зная ток I , нужно задаться (исходя из нагревания) плотностью тока J и подсчитать площадь поперечного сечения проволоки катушки. Задавшись коэффициентом заполнения (см. § 6.8), необходимо изобразить эскиз катушки, определить длину среднего витка, а затем сопротивление r_1 катушки.

Сведения об определении индуктивного сопротивления рассеяния x_1 можно найти в литературе по расчету соответствующих электромагнитных устройств. Если степень насыщения ферромагнитного материала при максимальном значении магнитной индукции и воздушные зазоры в магнитопроводе невелики, то для ориентировочного определения сопротивления x_1 можно воспользоваться формулой

$$x_1 = (1,5 \div 2,5) r_1.$$

Для дальнейшего расчета целесообразно использовать комплексный метод. Совместив, например, мысленно ось мнимых величин с вектором напряжения U'_1 , следует выразить напряжение U'_1 , а также токи I_a , I_p и I в комплексной форме.

Очевидно,

$$\underline{U}'_1 = jU'_1, \quad I_a = jI_a, \quad I_p = I_p,$$

$$I = I_a + I_p.$$

Далее, используя (6.41), нетрудно найти расчетное комплексное значение напряжения U_1 источника, соответствующего напряжению U'_1 , а затем его действующее значение.

В результате расчета может оказаться, что полученное напряжение U_1 источника значительно отличается от его заданного значения U . Тогда следует задаться другим значением напряжения U . Обозначим его U'_2 . Для выбора напряжения U'_2 целесообразно воспользоваться методом пропорциональных величин, хотя он применим, строго говоря, к линейным электрическим цепям. Согласно указанному методу

$$U'_2 = U'_1 \frac{U}{U_1}.$$

Расчет в изложенной последовательности следует производить до определения расчетного значения напряжения источника с требуемой степенью точности.

Когда определение напряжения U будет закончено, используя комплексный метод, нетрудно определить мощности обмотки P , Q и S , угол сдвига фаз ϕ между током I и напряжением U , а также эквивалентные полное z , активное r и индуктивное x сопротивления обмотки, соответствующие схеме замещения, приведенной на рис. 6.36.

Произведя аналогичные расчеты при различных значениях напряжения U и воздушного зазора l_0 , можно построить в. а. х. $U(I)$ и графики $z(U)$, $I(l_0)$ и $z(l_0)$ реальной обмотки. Поскольку ток реальной обмотки определяется в основном реактивной составляющей тока I_p , а падения напряжения в сопротивлениях r_1 и x_1 невелики, в. а. х. и указанные графики окажутся аналогичными приведенным на рис. 6.26, 6.31 и 6.32.

Как было показано в § 6.15, в схеме замещения рис. 6.36, а $x = x_{01} + x_1 \gg r_{01} + r_1 = r$. На основании этого часто для упрощения анализа соотношений электромагнитных устройств, особенно когда в магнитопроводе имеется воздушный зазор, сопротивлением $r = r_{01} + r_1$ пренебрегают и считают, что обмотка с ферромагнитным магнитопроводом представляет собой элемент с чисто индуктивным сопротивлением $x = x_{01} + x_1 \approx x_{01}$. Естественно, что конфигурации в. а. х. при раз-

личных воздушных зазорах, а также зависимостей тока и сопротивления от воздушного зазора при этом остаются аналогичными приведенным на указанных выше рисунках.

6.17. ФЕРРОРЕЗОНАНСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПЯЖЕНИЯ

Вследствие падения напряжения в сопротивлениях источника и проводов электрической сети напряжение приемников не остается постоянным. Для уменьшения колебания напряжения некоторые приемники снабжаются стабилизаторами напряжения. Существуют различные стабилизаторы напряжения. Одним из них является феррорезонансный стабилизатор.

Электрическая схема простейшего феррорезонансного стабилизатора напряжения и в. а. х. $U_2(I_L)$, $U_1(I)$ его элементов x_L и x_{L1} приведены на рис. 6.37 и 6.38; в. а. х. $U_2(I_C)$ элемента x_C дана на рис. 6.39, а. Выводы ab стабилизатора подключаются к источнику синусоидального напряжения, выводы cd — к приемнику электрической энергии.

Стабилизирующее действие стабилизатора напряжения объясняется тем, что в. а. х. $U_2(I_L)$ обмотки 2 с ферромагнитным магнитопроводом имеет участок fg (см. рис. 6.38), на котором при изменении в широких пределах тока I_L напряжение обмотки U_2 и, следовательно, приемника изменяется незначительно.

Для получения лучшего стабилизирующего эффекта обмотка 1 с ферромагнитным магнитопроводом должна быть рассчитана так, чтобы при наибольшем напряжении на ней ферромагнитный материал магнитопровода был не насыщен и в. а. х. обмотки $U_1(I)$ была практически прямолинейной. С этой целью магнитопровод обмотки 1 выполняется, в частности, с воздушным зазором.

С целью упрощения анализа соотношений в цепи стабилизатора напряжения будем считать, что: обмотки 1 и 2 идеализированные и, кроме того, отсутствуют потери мощности в магнитопроводах; несинусоидальные токи катушки заменены эквивалентными синусоидальными; приемник отключен.

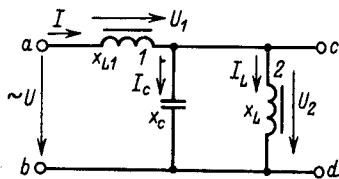


Рис. 6.37. Схема феррорезонансного стабилизатора напряжения

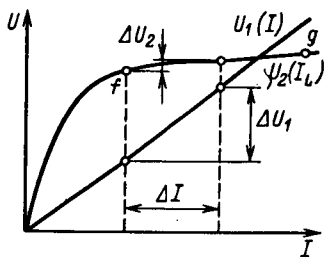


Рис. 6.38. В. а. х. индуктивных элементов x_L и x_{L1}

Рассмотрим, что происходит в цепи стабилизатора при изменении напряжения U источника, считая пока, что конденсатор с сопротивлением x_C отсутствует и $I = I_L$.

Допустим, что напряжение U увеличилось на ΔU . Это приведет к увеличению тока $I = I_L$ на $\Delta I = \Delta I_L$ и напряжений U_1 и U_2 соответственно на ΔU_1 и ΔU_2 . Очевидно, при сделанных допущениях $\Delta U_1 + \Delta U_2 = \Delta U$.

Как следует из рис. 6.38, при изменении напряжения источника U напряжение U_2 на обмотке 2 изменяется незначительно; изменение напряжения U приводит в основном к изменению напряжения U_1 обмотки 1.

Участку fg в. а. х. $U_2(I_L)$ обмотки 2 соответствует при отсутствии конденсатора значительный ток обмотки 1 и источника, что нежелательно. Для уменьшения тока обмотки 1 и источника параллельно с обмоткой 2 включают конденсатор.

Для выявления соотношения между приращениями входного U и выходного U_2 напряжений стабилизатора при наличии конденсатора произведем следующие преобразования: заменим мысленно параллельно соединенные обмотку 2 и конденсатор эквивалентным элементом $x_{эк}$, имеющим соответственно эквивалентную в. а. х. $U_2(I)$; заменим элемент $x_{эк}$ и обмотку 1 эквивалентным элементом $x_{эк1}$, имеющим в. а. х. $U(I)$.

Построение в. а. х. $U_2(I)$ производится на основании следующих соображений: так как ток I_L отстает по фазе относительно напряжения U_2 на угол $\pi/2$, а ток I_C опережает указанное напряжение на такой же угол, то при любом напряжении U_2 между токами должно существовать соотношение: $I = |I_L - I_C|$.

В. а. х. $U_2(I)$, построенная в соответствии с указанными соотношением с помощью в. а. х. $U_2(I_L)$ и $U_2(I_C)$, приведена на рис. 6.39, а. Резонанс токов в цепи наступает при напряжении $U_2 = U_k$, при котором $I_L = I_C$ и $I = 0$. Участок kIO в. а. х. $U_2(I)$, на котором $I_L < I_C$, приниматься во внимание и изображаться в дальнейшем не будет.

Построение в. а. х. $U(I)$ производится на основании следующих соображений: поскольку напряжение U_2 (при $I_L > I_C$) и напряжение

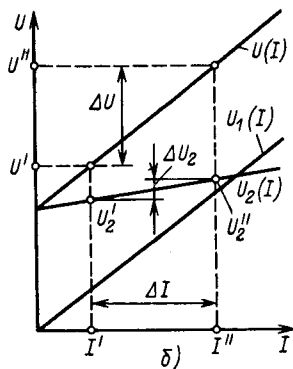
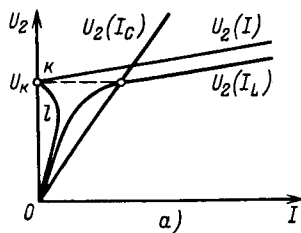


Рис. 6.39. К построению в. а. х. $U_2(I)$ и $U(I)$ феррорезонансного стабилизатора напряжения

U опережают ток I на угол $\pi/2$, при любом значении тока I между напряжениями существует следующее соотношение:

$$U = U_1 + U_2.$$

В. а. х. $U(I)$, построенная в соответствии с указанным соотношением с помощью в. а. х. $U_1(I)$ и $U_2(I)$, дана на рис. 6.39, б.

Как видно, при значительном изменении напряжения источника $\Delta U = U'' - U'$ выходное напряжение изменяется на относительно небольшое значение $\Delta U_2 = U_2'' - U_2'$.

Путем небольшого усложнения электрической цепи стабилизатора напряжения можно получить практически неизменное напряжение U_2 при колебании напряжения источника.

Феррорезонансные стабилизаторы просты по устройству, надежны в работе, имеют относительно небольшую стоимость и практически неограниченный срок службы. К недостаткам следует отнести несинусоидальность формы кривой выходного напряжения и относительно большую массу.

В. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПОСТОЯННОЙ И ПЕРЕМЕННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩИМИ СИЛАМИ

6.18. ПОНЯТИЕ О ДРОССЕЛЯХ НАСЫЩЕНИЯ И МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Магнитными цепями с постоянной и переменной МДС называются цепи, магнитный поток которых возбуждается обмотками, некоторые из которых питаются постоянным током, а некоторые переменным.

В § 6.16 было показано, что обмотку с ферромагнитным магнитопроводом можно рассматривать как элемент с чисто индуктивным сопротивлением, значение которого существенно зависит от длины воздушного зазора.

Если обмотку с ферромагнитным магнитопроводом включить в цепь какого-либо приемника, то, изменяя длину воздушного зазора, можно регулировать ток, напряжение и мощность приемника. Однако необходимость изменения длины воздушного зазора приводит к усложнению конструкции и затрудняет автоматизацию процесса регулирования. Поэтому в настоящее время получил распространение другой способ изменения индуктивного сопротивления обмотки с ферромагнитным магнитопроводом, заключающийся в подмагничивании магнитопровода дополнительной обмоткой, питаемой постоянным током.

Обмотку с ферромагнитным магнитопроводом, сопротивление которой изменяют путем подмагничивания магнитопровода постоянным током, называют управляемым реактором (дросселем насыщения). Дроссели насыщения применяются, например, для регулирования частоты вращения двигателей, освещения, в выпрямительных установках с регулируемым напряжением.

Одна из важнейших особенностей дросселей насыщения состоит в том, что при определенных условиях приращения тока, напряжения или мощности приемника, включенного в цепь катушки переменного тока, оказываются значительно больше приращений тех же величин обмотки постоянного тока. Указанная особенность позволяет использовать дроссели насыщения в качестве усилителей.

Дроссели насыщения, разработанные с учетом некоторых специфических требований, предъявляемых к усилителям (линейность характеристики управления, быстродействие и др.), и предназначенные специально для усиления сигналов, называются магнитными усилителями (МУ).

Магнитные усилители получили в настоящее время достаточно широкое распространение, так как имеют ряд достоинств. Они могут быть изготовлены на любую мощность, имеют практически неограниченный срок службы, надежны в работе, допускают значительные перегрузки, не нуждаются в постоянном наблюдении и уходе, дают возможность усиливать одновременно несколько сигналов. Недостатком МУ по сравнению с электронными усилителями является их большая инерционность.

6.19. УСТРОЙСТВО МУ

Один из вариантов устройства МУ показан на рис. 6.40, а. Магнитный усилитель состоит из двух ферромагнитных магнитопроводов, на каждом из которых расположены рабочая обмотка OP и обмотка управления OU . Для уменьшения потерь мощности магнитопроводы изготовляют из отдельных стальных листов. В некоторых случаях применяют ферритовые магнитопроводы. Рабочие обмотки соединяют, как показано на рисунке, параллельно либо последовательно и подключают к источнику переменного тока. В цепь рабочих обмоток включен приемник электрической энергии r_n . Обмотки управления соединены последовательно и получают питание от источника постоянного тока. Существенным является то, что обмотки управления включены встречно. Это дает возможность значительно уменьшить переменную составляющую тока в цепи

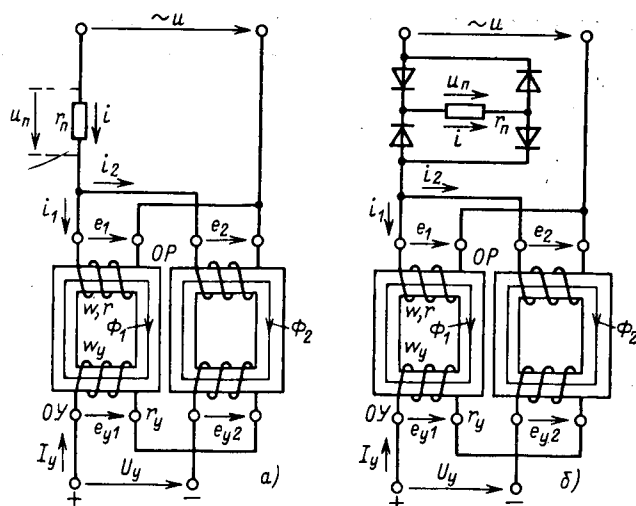


Рис. 6.40. Схемы МУ с выходом на переменном (а) и постоянном (б) токах

управления, возникающую из-за магнитной связи между обмотками. Часто вместо двух обмоток управления МУ снабжается одной. Чтобы уменьшить переменную составляющую тока в цепи управления, обмотка должна охватывать в этом случае сразу два стержня магнитопроводов. Цепь обмоток управления является входной цепью МУ, цепь рабочих обмоток — его выходной цепью.

Магнитный усилитель, изображенный на рис. 6.40, а, называется усилителем с выходом на переменном токе. Если приемник рассчитан на питание постоянным током, то его включают в цепь рабочих обмоток через выпрямительный мост (рис. 6.40, б). Магнитный усилитель в этом случае называется усилителем с выходом на постоянном токе.

Кроме магнитопроводов прямоугольной формы МУ имеют магнитопроводы круглой и овальной формы. Вместо двух магнитопроводов некоторые МУ имеют один трехстержневой.

Обычно МУ снабжают несколькими обмотками управления, что дает возможность усиливать одновременно несколько сигналов, а также воздействовать на свойства и характеристику МУ. В зависимости от назначения обмотками управления присваиваются соответствующие названия (обмотка управления, обмотка обратной связи по току, обмотка смещения и т. д.).

6.20. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ МУ

Для выяснения принципа действия МУ рассмотрим зависимость тока i рабочей цепи от степени подмагничивания магнитопроводов постоянным током управления I_y . Будем считать сначала, что потери мощности в магнитопроводе, потоки рассеяния и активные сопротивления рабочих обмоток и потребителя равны нулю. На основании известных соотношений для идеализированной катушки с ферромагнитным магнитопроводом можно утверждать следующее.

Если напряжение источника изменяется по закону

$$u = U_m \sin(\omega t + \pi/2),$$

то при сделанных допущениях $e_1 = e_2 = -u = E_m \sin(\omega t - \pi/2)$

$$\Phi_1 = \Phi_m \sin \omega t + \Phi_0;$$

$$\Phi_2 = \Phi_m \sin \omega t - \Phi_0,$$

где Φ_0 — постоянная составляющая магнитных потоков; при отсутствии подмагничивания постоянным током ($I_y = 0$) $\Phi_0 = 0$.

Следует обратить внимание на то, что при сделанных допущениях амплитуда магнитных потоков Φ_m зависит исключительно от значения напряжения источника переменного тока и, в частности, не зависит от степени подмагничивания магнитопроводов постоянным током.

Для построения графика рабочей цепи МУ необходимо иметь графики $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$, а также магнитные характеристики $\Phi_1(F_1)$ и $\Phi_2(F_2)$, где F_1 и F_2 — результирующие МДС обмоток, расположенных на первом и втором магнитопроводах.

Графики $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$ можно построить по приведенным выше выражениям. Для построения магнитных характеристик необходимо произвести расчет магнитной цепи.

На рис. 6.41 приведены графики $\Phi_1(F_1)$, $\Phi_2(F_2)$, а также графики $\Phi_1(t)$, $\Phi_2(t)$, $F_1(t)$ и $F_2(t)$ для случая, когда подмагничивание магнитопровода отсутствует ($\Phi_0 = 0$). Построение графиков $F_1(t)$ и $F_2(t)$ производится в таком порядке. Задаемся, например, магнитным потоком $\Phi'_1 = \Phi'_2 = \Phi'$, после чего по графику $\Phi_1(t)$ находим время t' , а по графику $\Phi_1(F_1)$ — МДС $F'_1 = F'_2 = F'$; в системе координат F_1, t при времени t' откладываем МДС F'_1 .

Когда подмагничивание магнитопроводов отсутствует, $F_1 = i_1 w$ и $F_2 = i_2 w$. Сложив МДС, получим $F_1 + F_2 = (i_1 + i_2) w$.

Но $i_1 + i_2 = i$, поэтому $F_1 + F_2 = iw$, откуда $i = (F_1 + F_2)/w$.

Как видно, ток i рабочей цепи пропорционален сумме МДС. Сложив МДС F_1 и F_2 при различных значениях времени, получим график

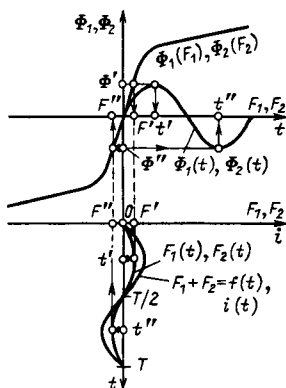


Рис. 6.41. К построению графика тока рабочей цепи МУ при $I_y = 0$ и $\Phi_0 = 0$

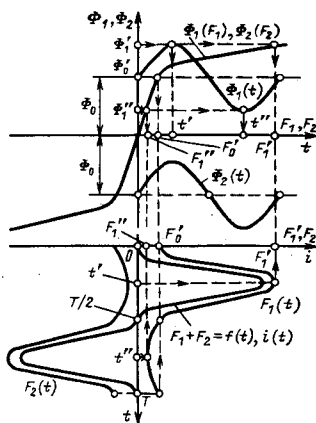


Рис. 6.42. К построению графика тока рабочей цепи МУ при $I_y \neq 0$ и $\Phi_0 \neq 0$

$F_1 + F_2 = f(t)$, представляющий собой в другом масштабе график тока $i(t)$.

Графики $\Phi_1(F_1)$, $\Phi_2(F_2)$, а также графики $\Phi_1(t)$, $\Phi_2(t)$, $F_1(t)$ и $F_2(t)$ при подмагничивании магнитопроводов постоянным током приведены на рис. 6.42. Построение графиков $F_1(t)$ и $F_2(t)$ производится в порядке, изложенном выше. При подмагничивании магнитопроводов $F_1 = i_1 w + I_y w_y$ и $F_2 = i_2 w - I_y w_y$.

После сложения МДС получим $F_1 + F_2 = (i_1 + i_2) w = iw$, откуда, как и раньше, $i = (F_1 + F_2) / w$.

График $F_1 + F_2 = f(t)$ на рис. 6.42 в другом масштабе представляет собой график тока $i(t)$.

Сравнивая графики $i(t)$ МУ без подмагничивания и с подмагничиванием, видим, что во втором случае максимальное значение тока i заметно больше. Наибольшее значение максимального тока получается тогда, когда магнитопроводы полностью насыщены в течение всего периода изменения потоков.

Если несинусоидальный ток i рабочей цепи заменить эквивалентным синусоидальным током, то последний будет сдвинут по фазе относительно напряжения источника на 90. Учитывая это, рабочие обмотки можно рассматривать как элементы, имеющие некоторое индуктивное сопротивление x_0 , связанное с действующими значениями напряжения и эквивалентного синусоидального тока рабочей цепи соотношением $x_0 = U/I$.

Значение сопротивления x_0 при данном напряжении источника зависит от степени подмагничивания магнитопроводов постоянным током. При $I_y = 0$ сопротивление x_0 будет наибольшим. Наименьшее сопротивление x_0 получим при таком токе I_y , при котором магнитопроводы оказываются полностью насыщенными в течение всего периода изменения потоков.

Если в цепь рабочих обмоток включить приемник электрической энергии, то, изменяя с помощью тока управления индуктивное сопротивление x_0 , можно менять ток, напряжение и мощность потребителя.

Расчет МУ производят обычно таким образом, чтобы при отсутствии подмагничивания амплитуда магнитных потоков была наибольшей, но чтобы магнитопроводы не были насыщенными в течение всего периода изменения потоков.

С целью уменьшения тока i приемника при $I_y = 0$, а также тока I_y , необходимого для перевода магнитопровода в полностью насыщенное состояние в течение всего периода изменения магнитного потока, магнитопроводы МУ изготавливают обычно из ферромагнитного материала с «прямоугольной» петлей гистерезиса (см. рис. 6.43, а) и стремятся свести к минимуму воздушные зазоры в магнитопроводе.

6.21. СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ ТОКАМИ И ХАРАКТЕРИСТИКА УПРАВЛЕНИЯ МУ

Для анализа и расчета электрических цепей, содержащих МУ, применяются два метода. Первый из них основан на использовании в. а. х., связывающих действующие значения эквивалентного синусоидального напряжения и тока рабочей цепи при различных токах управления. Этот метод дает достаточно точные результаты, но отличается громоздкостью и не позволяет получить простых аналитических соотношений, пригодных для анализа и расчета электрических цепей.

Второй метод основан на замене реальной «прямоугольной» петли гистерезиса (рис. 6.43, а) идеализированной петлей (рис. 6.43, б), которой соответствуют средняя кривая намагничивания и магнитная характеристика, приведенные на рис. 6.43, в и г. Такая замена позволяет получить относительно простые аналитические соотношения, хорошо совпадающие с опытными данными.

В теории магнитных усилителей доказывается, что в случае идеализированной петли гистерезиса при параллельном соединении рабочих обмоток (см. рис. 6.36) между средним значением тока приемника и током управления существует соотношение

$$I_{cp} = 2I_y \frac{w_y}{w}, \quad (6.45)$$

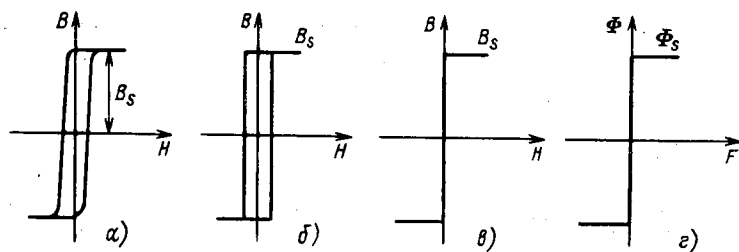


Рис. 6.43. Кривые намагничивания и магнитная характеристика

т. е. среднее значение тока приемника прямо пропорционально току управления.

Приведенное соотношение справедливо до тех пор, пока при увеличении тока I_y ток I_{cp} не достигнет наибольшего значения I_{cpmax} . Это произойдет при таком токе I_{ymax} , при котором сердечники будут насыщены в течение всего периода изменения питающего напряжения, а индуктивное сопротивление рабочих обмоток станет равным нулю. Если учесть, что ток рабочей цепи изменяется при этом примерно по синусоидальному закону, и считать, что активное сопротивление рабочих обмоток намного меньше сопротивления потребителя ($r \ll r_n$), то ток I_{cpmax} можно определить следующим образом:

$$I_{cpmax} = \frac{U_{cp}}{r_n} = \frac{U}{1,11r_n}, \quad (6.46)$$

где U_{cp} и U — среднее и действующее значения напряжения источника переменного тока.

Ток I_{ymax} , при котором появляется ток I_{cpmax} , будет равен

$$I_{ymax} = 0,5I_{cpmax} \frac{w}{w_y} = \frac{0,5U_{cp}w}{r_n w_y} = \frac{0,5Uw}{1,11r_n w_y}.$$

При $I_y > I_{ymax}$ ток I_{cp} будет оставаться постоянным и равным I_{cpmax} .

Зная ток I_{cp} , легко определить напряжение на приемнике:

$$U_{п,ср} = I_{cp}r_n.$$

При $I_y = I_{ymax}$ среднее напряжение потребителя достигает наибольшего значения и при $r \ll r_n$ практически равно среднему напряжению сети:

$$U_{п,срmax} = I_{cpmax}r_n = U_{cp} = U/1,11.$$

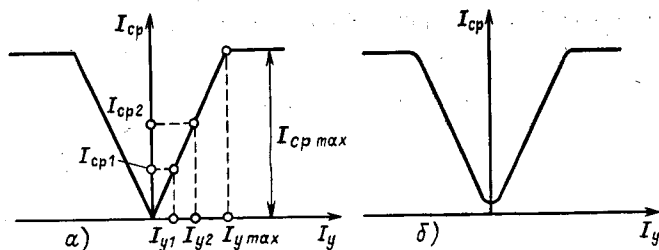


Рис. 6.44. Характеристики управления МУ

Важнейшей характеристикой МУ является характеристика управления, представляющая собой зависимость между токами I_{cp} и I_y . Характеристика управления МУ, построенная в соответствии с (6.45) и замечанием в отношении наибольших значений $I_{cp\max}$ и $I_{y\max}$, приведена на рис. 6.44, а. Изменение направления тока I_y не оказывает влияния на ток рабочей цепи, поэтому характеристика $I_{cp}(I_y)$ симметрична относительно оси ординат. При изменении напряжения U или сопротивления r_n будет соответствующим образом изменяться ток $I_{cp\max}$, а также ток $I_{y\max}$.

Вследствие того что кривая намагничивания ферромагнитных материалов отличается от идеализированной, а также из-за потоков рассеяния характеристика управления реального МУ (рис. 6.44, б) несколько отличается от рассмотренной. Однако если магнитопровод МУ выполнен из материала с «прямоугольной» петлей гистерезиса, то характеристики отличаются незначительно и практически можно пользоваться идеализированной характеристикой управления рис. 6.44, а.

Следует отметить, что при $0 < I_y < I_{y\max}$ форма кривой тока рабочей цепи $i(t)$ МУ существенно несинусоидальна. Она зависит от способа соединения рабочих обмоток, значения сопротивления цепи управления и может быть весьма разнообразной.

6.22. КОЭФФИЦИЕНТЫ УСИЛЕНИЯ МУ

Одними из важнейших величин, характеризующих усилители, являются их коэффициенты усиления. Различают коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности.

Коэффициент усиления МУ по току представляет собой отношение приращения тока приемника к приращению тока управления. Он может быть определен с помощью характери-

стики управления (см. рис. 6.44, а) таким образом:

$$k_i = \frac{\Delta I_{cp}}{\Delta I_y} = \frac{I_{cp2} - I_{cp1}}{I_{y2} - I_{y1}}. \quad (6.47)$$

Если считать характеристику управления идеальной и заменить в (6.47) I_{cp2} и I_{cp1} согласно (6.45), то получим

$$k_i = 2w_y/w. \quad (6.48)$$

Как видно, коэффициент усиления по току есть величина постоянная для данного МУ.

Коэффициент усиления МУ по напряжению представляет собой отношение приращения напряжения приемника к приращению напряжения обмотки управления:

$$k_u = \frac{\Delta U_{n,cp}}{\Delta U_y} = \frac{r_n(I_{cp2} - I_{cp1})}{r_y(I_{y2} - I_{y1})} = k_i \frac{r_n}{r_y}.$$

Если заменить k_i согласно (6.48), то

$$k_u = 2 \frac{w_y r_n}{w r_y}.$$

Кроме зависимости от параметров МУ коэффициент усиления по напряжению зависит от сопротивления r_n приемника и возрастает при его увеличении.

Коэффициент усиления МУ по мощности представляет собой отношение приращения мощности приемника к приращению мощности обмотки управления:

$$k_p = \frac{\Delta P_{cp}}{\Delta P_y} = \frac{r_n(I_{cp2}^2 - I_{cp1}^2)}{r_y(I_{y2}^2 - I_{y1}^2)}.$$

Если заменить средние токи приемника токами управления согласно (6.45), то

$$k_p = k_i^2 \frac{r_n}{r_y} = k_u k_i = \frac{4w_y^2 r_n}{w^2 r_y}.$$

Коэффициент усиления k_p зависит как от параметров МУ, так и от сопротивления приемника. При увеличении r_n коэффициент усиления возрастает.

Коэффициенты усиления по мощности МУ, выполненных согласно рис. 6.40, доходят до 200.

6.23. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В МУ

В настоящее время во многих электротехнических устройствах широко применяются обратные связи. Обратная связь — это такая связь, при которой воздействие от последующих звеньев системы передается какому-либо из ее предшествующих звеньев. Различают положительные и отрицательные обратные связи. При положительной обратной связи увеличение значения какой-либо величины на выходе последующего звена приводит к увеличению результирующего воздействия на входе предшествующего звена. При отрицательной обратной связи повышение выходной величины приводит к уменьшению результирующего воздействия на входе. Обратные связи именуются по роду той величины, в зависимости от изменения которой они оказывают воздействие на вход предшествующего звена. Так, существуют обратные связи по току, напряжению, скорости, ускорению и др.

Обратные связи дают возможность изменять свойства и характеристики устройства в желаемом направлении. В магнитных усилителях обратные связи служат, в частности, для увеличения коэффициентов усиления.

В магнитных усилителях различают внешнюю и внутреннюю обратные связи. Внешняя обратная связь осуществляется в большинстве случаев с помощью специальной обмотки обратной связи.

На рис. 6.45 приведена схема МУ с внешней обратной связью по току, в которой постоянный по направлению ток $i_{o.c.}$ об-

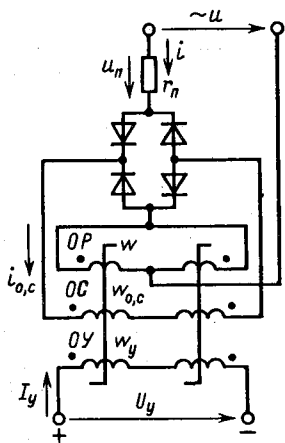


Рис. 6.45. Схема МУ с внешней обратной связью и с выходом на переменном токе

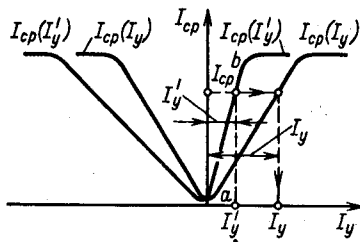


Рис. 6.46. К построению характеристики управления МУ с внешней обратной связью

мотки обратной связи ОС равен по абсолютному значению изменяющемуся по направлению току i приемника.

Магнитный усилитель показан на рис. 6.45 в виде его условного изображения. Здесь, как и в дальнейшем, будем считать, что все обмотки намотаны в одном направлении, а их начала обозначены точками.

Обмотки обратной связи ОС должны быть включены подобно обмоткам управления ОУ, т. е. встречно. Для изменения интенсивности действия обратной связи можно шунтировать обмотки ОС резистором.

Если приемник рассчитан на питание постоянным током, его следует включить за выпрямительным мостом, непосредственно в цепь обмоток ОС.

Если имеется характеристика управления I_{cp} (I_y) МУ без обратной связи (рис. 6.46), то нетрудно построить характеристику управления I_{cp} (I_y) МУ с обратной связью.

Действительно, для любого тока I_{cp} МУ без обратной связи можно написать

$$F_{п,с} = I_y w_y, \quad (6.49)$$

где $F_{п,с}$ — МДС, создаваемая постоянным током.

Для получения того же тока I_{cp} усилителя с обратной связью необходимо иметь такую же МДС постоянного тока. Но в этом случае она создается двумя обмотками:

$$F_{п,с} = I'_y w_y + I_{cp} w_{о,с}. \quad (6.50)$$

Приравнявая правые части (6.49) и (6.50) и решая относительно I'_y , получим

$$I'_y = I_y - I_{cp} w_{о,с} / w_y. \quad (6.51)$$

Расчет характеристики I_{cp} (I'_y) можно произвести в следующем порядке. Задаемся током I_{cp} и по характеристике I_{cp} (I_y) находим ток I_y . Зная I_{cp} и I_y , по формуле (6.51) подсчитываем ток I'_y , соответствующий току I_{cp} . Характеристика I_{cp} (I'_y) приведена на рис. 6.46.

Характеристика I_{cp} (I'_y) в отличие от характеристики I_{cp} (I_y) несимметрична. В области $I_y > 0$, соответствующей положительной обратной связи, угол наклона характеристики управления по отношению к оси абсцисс увеличивается, что приводит к повышению коэффициентов усиления МУ. В области $I_y < 0$, соответствующей отрицательной обратной связи, угол наклона характеристики и коэффициенты усиления уменьшаются. Можно так подобрать число витков $w_{о,с}$, что участок ab характеристики I_{cp} (I'_y) будет перпендикулярен оси абсцисс и коэффициенты усиления возрастут до бесконечности. Однако при этом

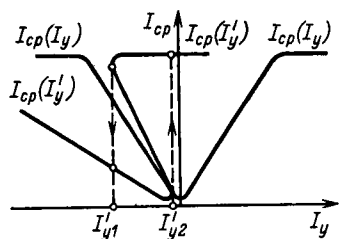


Рис. 6.47. К пояснению релейного режима работы МУ

МУ станет неуправляемым. Практически можно получить коэффициент усиления по мощности до нескольких тысяч.

При дальнейшем увеличении числа витков $w_{0,c}$ МУ будет иметь характеристику $I_{cp}(I'_y)$, показанную на рис. 6.47, и будет работать в релейном режиме. Этот режим работы МУ характеризуется тем, что при плавном изменении тока управления происходит скачкообразное изменение тока приемника. В соответствии с характеристикой $I_{cp}(I'_y)$, изображенной на рис. 6.47, скачкообразное изменение тока приемника будет происходить в случае уменьшения тока управления при I'_{y1} , а в случае его увеличения — при I'_{y2} . Магнитные усилители, работающие в релейном режиме, находят применение в устройствах автоматики.

Внутренняя обратная связь осуществляется с помощью диодов, включаемых в цепи обмоток МУ при их параллельном соединении.

На рис. 6.48 приведена схема МУ с внутренней обратной связью и с выходом на переменном токе. Дополнив электрическую цепь рис. 6.48 еще двумя диодами, получим МУ с выходом на постоянном токе (см. рис. 6.50).

Диоды D_1 и D_2 (рис. 6.48) включены так, что ток в каждой из рабочих обмоток может существовать лишь в различные полупериоды и может иметь только одно направление. Так, при $i > 0$ ток направлен от начала к концу левой рабочей обмотки, при $i < 0$ — от конца к началу правой обмотки. В результате этого появляются постоянные составляющие тока i рабочих обмоток (см. гл. 5), которыми и подмагничиваются магнитопроводы.

Существенным в работе МУ с внутренней обратной связью является их способность к самонасыщению. Действительно, когда $I_y = 0$, магнитные потоки магнитопроводов могут изменяться лишь за счет токов рабочих обмоток. Если, например, ток $i > 0$ и уменьшается, то будет уменьшаться и магнитная индукция левого магнитопровода. Однако при $i = 0$ магнитная индукция становится равной индукции остаточного намагничивания B_r и далее уменьшаться не может. В случае применения ферромагнитных материалов с «прямоугольной» петлей гистерезиса индукция остаточного намагничивания примерно равна

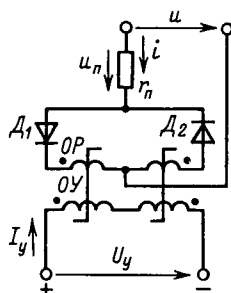


Рис. 6.48. Схема МУ с внутренней обратной связью

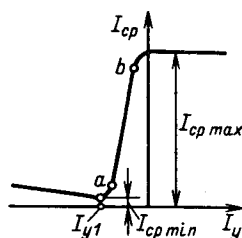


Рис. 6.49. Характеристика управления МУ с внутренней обратной связью

индукции насыщения: $B_r \approx B_s$. Следовательно, магнитопроводы МУ оказываются насыщенными за счет тока рабочих обмоток, несмотря на то, что $I_y = 0$. Благодаря указанному свойству МУ с внутренней обратной связью называют часто усилителями с самонасыщением.

Насыщенному состоянию магнитопроводов при $I_y = 0$ соответствуют наибольшие значения тока, напряжения и мощности приемника. Для уменьшения степени насыщения сердечников необходимо пропускать по обмоткам управления размагничивающий ток $I_y < 0$. Характеристика управления МУ с внутренней обратной связью, магнитопроводы которого имеют идеализированную прямоугольную петлю гистерезиса, приведена на рис. 6.49.

Минимальный ток рабочей цепи $I_{cp \min}$ и ток управления I_{y1} существенно зависят от коэрцитивной силы H_{cd} динамической петли гистерезиса.

Коэрцитивная сила H_{cd} у материалов с прямоугольной петлей гистерезиса невелика, поэтому токи $I_{cp \min}$ и I_{y1} весьма малы. Коэффициент усиления по мощности МУ с внутренней обратной связью достигает до нескольких тысяч.

Следует обратить внимание на то, что угол наклона рабочей части ab характеристики $I_{cp}(I_y)$ МУ с внутренней обратной связью и, следовательно, его коэффициенты усиления в сильной степени зависят от вида динамического цикла гистерезиса и обратных сопротивлений диодов. В частности, отличие цикла гистерезиса от прямоугольного или применение диодов с относительно небольшим обратным сопротивлением приводит к тому, что полное насыщение сердечников наступает не при $I_y = 0$, а при некотором значении $I_y > 0$.

6.24. СМЕЩЕНИЕ В МУ

В некоторых случаях оказывается необходимым сместить характеристику управления $I_{cp}(I_y)$ МУ вдоль оси абсцисс, чтобы получить требуемые значения токов рабочей цепи при заданных значениях токов управления. Например, иногда бывает необходимо у МУ с внутренней обратной связью иметь минимальный ток $I_{cp\min}$ при $I_y = 0$ или у МУ с релейной характеристикой получить скачкообразные изменения тока рабочей цепи при иных токах управления, чем на рис. 6.47.

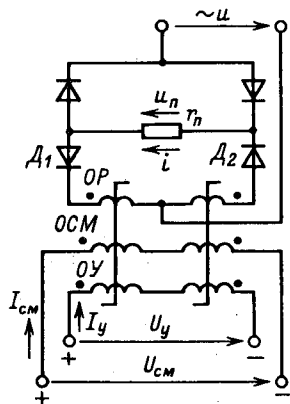


Рис. 6.50. Схема МУ с внутренней обратной связью и обмоткой смещения

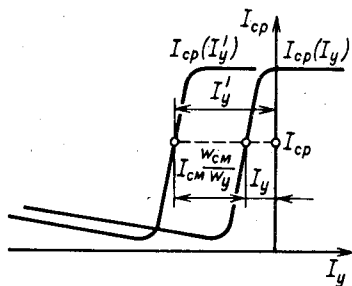


Рис. 6.51. К построению характеристики управления МУ с внутренней обратной связью и обмоткой смещения

Для смещения характеристики управления вдоль оси абсцисс используют специальные обмотки смещения $ОСМ$, питаемые постоянным током. Схема магнитного усилителя с внутренней обратной связью, выходом на постоянном токе и обмоткой смещения приведена на рис. 6.50.

Если имеется характеристика $I_{cp}(I_y)$ МУ без смещения (рис. 6.51), то легко построить характеристику $I_{cp}(I_y')$ МУ со смещением, пользуясь следующей формулой, аналогичной формуле (6.51):

$$I_y' = I_y - I_{cm} w_{cm} / w_y. \quad (6.52)$$

Очевидно, при $I_{cm} > 0$ характеристика $I_{cp}(I_y')$ сместится относительно характеристики $I_{cp}(I_y)$ влево на $I_{cm} w_{cm} / w_y$ (рис. 6.51), при $I_{cm} < 0$ — вправо.

6.25. ПОНЯТИЕ О ДВУХТАКТНЫХ И ТРЕХФАЗНЫХ МУ

Существует много вариантов конструктивного исполнения и схем включения МУ. Так, иногда возникает необходимость в том, чтобы изменение направления тока I_y сопровождалось изменением направления тока приемника постоянного тока либо изменением на 180° фазы тока приемника переменного тока. В этих случаях применяют так называемые двухтактные или реверсивные МУ.

С помощью двухтактного МУ можно получить характеристику управления, изображенную на рис. 6.52. При этом отрицательное значение тока I_{cp} при $I_y < 0$ означает изменение на 180° фазы тока приемника в случае МУ с выходом на переменном токе (рис. 6.53) и изменение направления тока приемника в случае МУ с выходом на постоянном токе.

Двухтактные МУ получают путем соответствующего соединения однотактных усилителей. Одна из схем двухтактных МУ приведена на рис. 6.53.

Для повышения коэффициента усиления в цепи двухтактного МУ применена внутренняя обратная связь. Обмотки смещения позволяют получить (при неидентичности характеристик управления однотактных

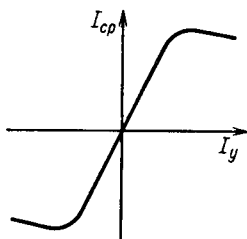


Рис. 6.52. Характеристика управления двухтактного МУ

Рис. 6.54. Схема расположения сердечников и обмоток трехфазного МУ:

2 и 11, 4 и 9, 5 и 8 — магнитопроводы трех фаз; 1 и 12, 3 и 10, 6 и 7 — рабочие обмотки трех фаз; 13 — обмотка управления

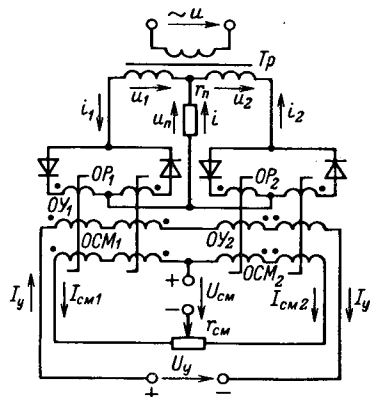
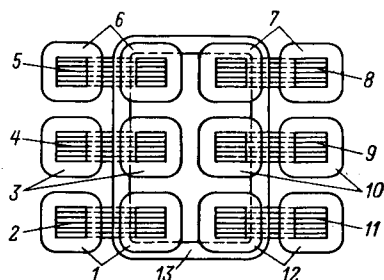


Рис. 6.53. Схема двухтактного МУ



МУ) при $I_y = 0$ ток приемника $I_{cp} = 0$. Последнее осуществляется путем воздействия на резистор r_{cm} .

Для регулирования тока, напряжения или мощности трехфазных приемников используются трехфазные МУ либо три однофазных. Трехфазные или однофазные МУ, соединяемые по трехфазным схемам, могут иметь выход также и на постоянном токе.

Расположение магнитопроводов и обмоток одного из типов трехфазного МУ показано на рис. 6.54. Каждая фаза трехфазного МУ имеет два магнитопровода, на которых размещены рабочие обмотки. Для улучшения охлаждения рабочая обмотка, расположенная на каждом магнитопроводе, разбита на две секции, размещенные в двух стержнях магнитопровода. Обмотки управления различного назначения охватывают шесть стержней магнитопроводов всех фаз.

Глава седьмая

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ

Для наблюдения за режимом работы электрооборудования и учета электроэнергии, вырабатываемой генераторами и потребляемой приемниками, в электрические цепи включают различные измерительные приборы. Эти приборы измеряют ток, напряжение, мощность, $\cos \varphi$, частоту, электрическую энергию и т. д. Некоторые электроизмерительные приборы применяют для определения состояния электрооборудования (контроль изоляции, измерение сопротивлений).

Приборы для электрических измерений отличаются высокой чувствительностью, большой точностью, простотой и надежностью. Благодаря этому электроизмерительные приборы в настоящее время используют для измерения многих неэлектрических величин (например, измерения деформации изделия, его толщины, температуры и т. п.), для контроля и автоматизации различных производственных процессов, а также при экспериментальных исследованиях в различных отраслях науки и техники.

7.1. СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ

В электротехнической практике наиболее широкое распространение получили измерительные приборы непосредственной оценки (прямого отсчета).

В электроизмерительном приборе этого типа независимо от назначения и принципа действия имеются электрические цепи и измерительный механизм. В простейшем приборе, например

в амперметре, катушка его включается последовательно в ветвь электрической цепи, где необходимо измерить ток. В более сложных приборах измерительные цепи содержат кроме катушек конденсаторы, резисторы и т. п.

Измерительный механизм прибора имеет подвижную часть, каждому положению которой соответствует определенное значение измеряемой величины. С подвижной частью связаны стрелка или другое указательное устройство (световой луч, цифровой счетный механизм). Перемещение подвижной части измерительного механизма происходит в результате взаимодействия магнитных (или электрических) полей в приборе. Это взаимодействие создает вращающий момент $M_{вр}$, зависящий от значения измеряемой величины.

Вращающий момент должен быть уравновешен для того, чтобы подвижная часть вместе со стрелкой занимала определенное положение, соответствующее значению измеряемой величины. В большинстве случаев противодействующий момент $M_{пр}$ в электроизмерительных приборах создается механическими элементами (пружины, растяжки и др.). Значение этого момента пропорционально углу закручивания пружины. При установившемся отклонении $M_{вр} = M_{пр}$.

Чтобы подвижная часть прибора после внезапного нарушения равновесия моментов, вызванного изменением измеряемой величины, без колебаний заняла новое положение, электроизмерительные приборы обычно снабжаются успокоителями (демпферами).

По принципу действия различают следующие системы электроизмерительных приборов: магнитоэлектрическую, электромагнитную, электродинамическую, индукционную и др.

7.1.1. Магнитоэлектрическая система. Принцип действия магнитоэлектрических приборов основан на взаимодействии магнитного поля постоянного магнита и обмотки с током. В воздушном зазоре 1 (рис. 7.1) между неподвижным стальным

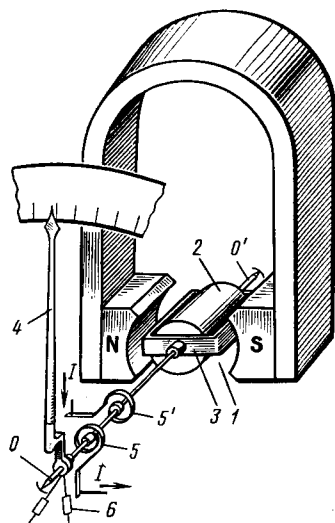


Рис. 7.1. Устройство электроизмерительного прибора магнитоэлектрической системы

цилиндром 2 и полюсными наконечниками NS неподвижного постоянного магнита расположена алюминиевая рамка с обмоткой 3, состоящей из w витков изолированной проволоки.

Рамка жестко соединена с двумя полуосями O и O' , которые своими концами опираются о подшипники. На полуоси O закреплены указательная стрелка 4 и две спиральные пружинки 5 и 5', через которые к катушке подводится измеряемый ток I , противовесы 6. Полюсные наконечники NS и стальной цилиндр 2 обеспечивают в зазоре 1 равномерное радиальное магнитное поле с индукцией B . В результате взаимодействия магнитного поля с током в проводниках обмотки 3 создается вращающий момент. Рамка с обмоткой при этом поворачивается и стрелка отклоняется на угол α . Электромагнитная сила $F_{эм}$, действующая на обмотку, равна $F_{эм} = wBlI$.

Вращающий момент, создаваемый силой $F_{эм}$,

$$M_{вр} = F_{эм}d = wBlId = C_1 I l,$$

где d и l — ширина и длина рамки (обмотки); C_1 — коэффициент, зависящий от числа витков w , размеров обмотки и магнитной индукции B .

Повороту рамки противодействуют спиральные пружинки 5 и 5', создающие противодействующий момент, пропорциональный углу закручивания α :

$$M_{пр} = C_2 \alpha,$$

где C_2 — коэффициент, зависящий от жесткости пружинок.

Стрелка устанавливается на определенном делении шкалы при равенстве моментов $M_{вр} = M_{пр}$, т. е. когда $C_1 I = C_2 \alpha$.

Угол поворота стрелки

$$\alpha = \frac{C_1}{C_2} I = CI$$

пропорционален току. Следовательно, у приборов магнитоэлектрической системы шкала равномерная, что является их достоинством.

Направление вращающего момента (определяемое правилом левой руки) изменяется при изменении направления тока. При включении прибора магнитоэлектрической системы в цепь переменного тока на катушку действуют быстро изменяющиеся по значению и направлению механические силы, среднее значение которых равно нулю. В результате стрелка прибора не будет отклоняться от нулевого положения. Поэтому эти приборы нельзя применять непосредственно для измерений в цепях переменного тока.

В приборах магнитоэлектрической системы успокоение (демпфирование) стрелки происходит благодаря тому, что при перемещении алюминиевой рамки в магнитном поле постоянного магнита NS в ней индуктируются вихревые токи. В результате взаимодействия этих токов с магнитным полем возникает момент, действующий на рамку в направлении, противоположном ее перемещению, что и приводит к быстрому успокоению колебаний рамки.

Измерительные приборы магнитоэлектрической системы находят применение также при измерениях в цепях переменного тока. При этом в цепь подвижной катушки включают преобразователи переменного тока в постоянный или пульсирующий ток. Наибольшее распространение получили выпрямительная и термоэлектрическая системы.

На рис. 7.2, *а* показана принципиальная схема для измерения переменного тока прибором выпрямительной системы.

Измерительный прибор включен в диагональ AB моста, собранного из четырех выпрямительных полупроводниковых элементов. При переменном токе в диагонали AB возникает пульсирующий ток, не меняющий своего направления. Этот ток, взаимодействуя с магнитным полем постоянного магнита, создает изменяющийся по значению, но действующий в одном направлении вращающий момент, пропорциональный току I .

Отклонение стрелки прибора пропорционально среднему значению вращающего момента за период, а следовательно, среднему значению тока. Если в цепи действует синусоидальный ток, то шкалу прибора можно отградуировать в действующих значениях тока, поскольку между средним и действующим значениями тока существует определенное соотношение. При отклонении формы кривой тока от синусоиды правильное измерение действующих значений при указанной выше градуировке шкалы оказывается невозможным.

В приборах термоэлектрической системы в качестве преобразователя используется термопара I . Измерительный при-

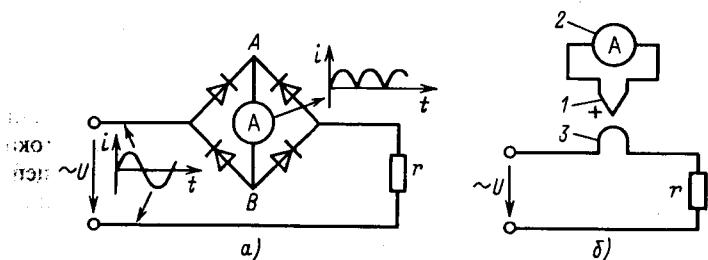


Рис. 7.2. Схемы включения магнитоэлектрических приборов выпрямительной (а) и термоэлектрической (б) систем в цепь переменного тока

бор 2 соединен со свободными концами термопары, а рабочие концы, образующие ее горячий спай, нагреваются измеряемым током проволочного нагревательного элемента 3 (рис. 7.2, б).

Количество теплоты Q , выделяемой в нагревателе, пропорционально квадрату действующего значения тока. Температура нагрева горячего спая термопары и ее ЭДС находятся в прямой зависимости от Q . В связи с этим отклонение стрелки измерительного прибора, пропорциональное ЭДС термопары, также находится в прямой зависимости от квадрата действующего значения тока.

Вольтметры и амперметры выпрямительной и термоэлектрической системы применяются для измерений в цепях переменного тока как промышленный ток и повышенных частот.

Достоинства приборов магнитоэлектрической системы: точность показаний, малая чувствительность к посторонним магнитным полям, незначительное потребление мощности, равномерность шкалы. К недостаткам следует отнести необходимость применения специальных преобразователей при измерениях в цепях переменного тока и чувствительность к перегрузкам (тонкие токопроводящие пружинки 5 и 5' из фосфористой бронзы при перегрузках нагреваются и изменяют свои упругие свойства).

7.1.2. Электромагнитная система. Принцип действия электромагнитных приборов основан на втягивании стального сердечника в неподвижную обмотку с током. Неподвижный элемент прибора — обмотка 1, выполненная из изолированной проволоки, включается в электрическую цепь (рис. 7.3).

Подвижный элемент — стальной сердечник 2, имеющий форму лепестка, — эксцентрично укреплен на оси O . С этой же осью жестко соединены указательная стрелка 3, спиральная пружинка 4, обеспечивающая противодействующий момент, и поршень 5 успокоителя. Ток I в витках обмотки 1 образует магнитный поток, сердечник 2 намагничивается и втягивается в обмотку. При этом ось O поворачивается и стрелка прибора отклоняется на угол α .

Магнитная индукция B в сердечнике (при отсутствии насыщения) пропорциональна току обмотки. Сила F , с которой сердечник втягивается в обмотку, зависит от тока и магнитной индукции B в сердечнике. Приближенно можно принять, что сила F , а следовательно, и обусловленный ею вращающий момент пропорциональны квадрату тока в катушке:

$$M_{\text{вр}} = CI^2.$$

Противодействующий момент, уравновешивающий вращающий момент, пропорционален углу α . В связи с этим угол отклонения стрелки находится в квадратичной зависимости от тока; шкала прибора оказывается неравномерной.

Для успокоения подвижной части прибора обычно применяют воздушный демпфер. Он состоит из цилиндра 6 и поршня 5, шток которого укреплен на оси O . Сопротивление воздуха, оказываемое перемещению поршня в цилиндре, обеспечивает быстрое успокоение стрелки.

Достоинства приборов электромагнитной системы: простота конструкции, пригодность для измерения в цепях постоянного и переменного тока, надежность в эксплуатации. К недостаткам относятся неравномерность шкалы, влияние посторонних магнитных полей на точность показаний. Последнее обусловлено тем, что магнитное поле обмотки расположено в воздушной среде и поэтому его магнитная индукция невелика.

Для ослабления влияния посторонних магнитных полей в некоторых приборах на оси подвижной части (рис. 7.4) укреплены два одинаковых сердечника, каждый из которых размещен в магнитном поле соответствующей обмотки (I и 2), которые включены между собой последовательно. Направление намотки обмоток выполнено так, что их магнитные поля Φ_1 и Φ_2 направлены в противоположные стороны. Моменты, созданные магнитными полями каждой обмотки, действуют на ось согласно $M_{вр1} + M_{вр2} = M_{вр}$. Постороннее магнитное поле $\Phi_{вн}$ ослабляет поток Φ_1 , но усиливает поток Φ_2 . В результате общий вращающий момент $M_{вр}$ остается неизменным и зависит от измеряемого тока I . Приборы такой конструкции называются астатическими. Для уменьшения погрешности измерений, вносимой посторонними магнитными полями, некоторые приборы экранируют, помещая их в стальные корпуса.

7.1.3. Электродинамическая система. Приборы этой системы (рис. 7.5, а) состоят из двух обмоток: неподвижной 1 и подвижной 2. Подвижная обмотка укреплена на оси OO' и расположена внутри неподвижной обмотки. На оси OO подвижной об-

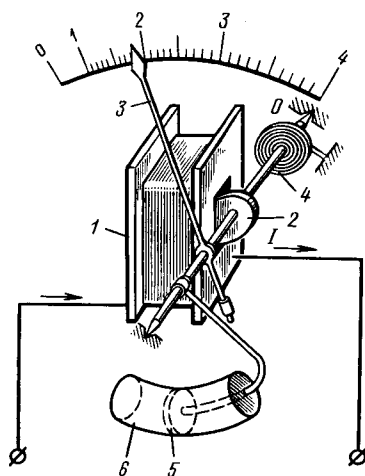


Рис. 7.3. Устройство электроизмерительного прибора электромагнитной системы

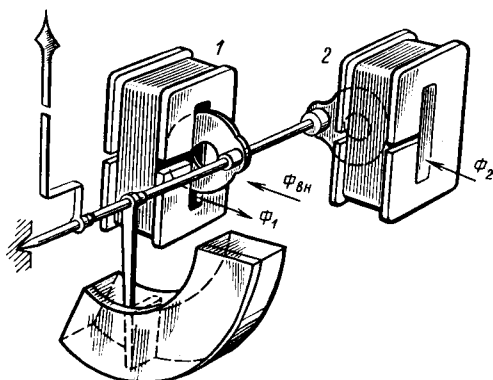


Рис. 7.4. Устройство астатического прибора электромагнитной системы

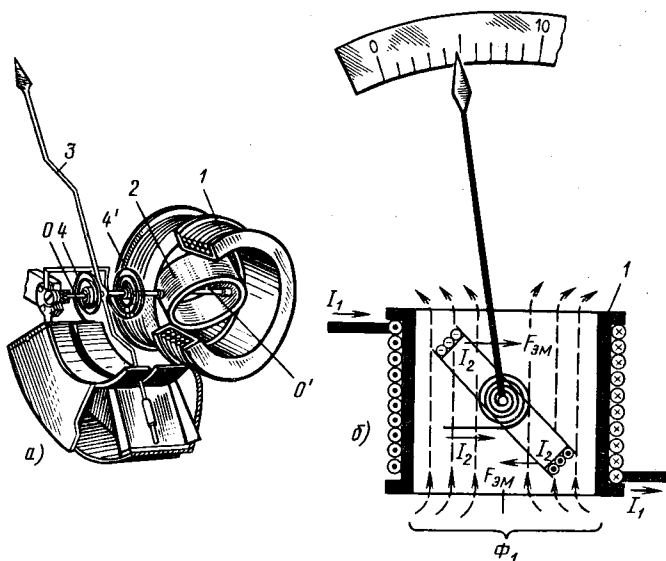


Рис. 7.5. Устройство электроизмерительного прибора электродинамической системы (а); к пояснению принципа действия прибора (б)

мотки укреплены указательная стрелка 3 и спиральные пружинки 4 и 4', через которые подводится ток к обмотке 2. Эти же пружинки создают противодействующий момент $M_{пр}$, пропорциональный углу закручивания α . Принцип действия прибора (рис. 7.5, б) основан на взаимодействии тока I_2 под-

вижной обмотки с магнитным потоком Φ_1 неподвижной обмотки.

При постоянном токе электромагнитная сила $F_{эм}$, действующая на проводники подвижной обмотки, пропорциональна току и магнитному потоку Φ_1 . Поскольку поток Φ_1 пропорционален току I_1 неподвижной обмотки, вращающий момент, действующий на подвижную обмотку, пропорционален произведению токов обмоток:

$$M_{вр} = C' \Phi_1 I_2 = C'' I_1 I_2,$$

где C' и C'' — коэффициенты пропорциональности.

При переменном токе вращающий момент пропорционален произведению мгновенных значений токов:

$$i_1 = I_{1m} \sin \omega t \quad \text{и} \quad i_2 = I_{2m} \sin(\omega t + \psi).$$

Показание прибора в этом случае определяется средним за период значением вращающего момента:

$$M_{вр} = \frac{1}{T} \int_0^T C'' i_1 i_2 \, dt = C I_1 I_2 \cos \psi.$$

Здесь C — коэффициент, зависящий от числа витков, геометрических размеров и расположения катушек; I_1 и I_2 — действующие значения токов в обмотках; ψ — угол сдвига фаз между векторами токов I_1 и I_2 .

При равенстве моментов ($M_{вр} = M_{пр}$) подвижная обмотка отклоняется на угол α и стрелка указывает на шкале числовое значение измеряемой электрической величины. Для успокоения подвижной части прибора используют воздушные демпферы. Электродинамические приборы применяют для измерения мощности, тока и напряжения в цепях переменного тока.

Приборы электродинамической системы обладают высокой точностью (обусловленной отсутствием ферромагнитных сердечников) и могут быть использованы для измерения электрических величин в цепях постоянного и переменного тока. Недостатками приборов являются чувствительность к перегрузкам и влияние посторонних магнитных полей на точность измерений. Приборы этой системы используются в качестве амперметров, вольтметров, и ваттметров.

В тех случаях, когда подвижная система должна развивать повышенный вращающий момент (например, в самопишущем приборе), вместо приборов электродинамической системы применяют приборы ферродинамической системы (рис. 7.6).

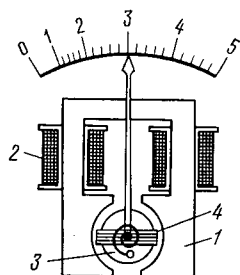


Рис. 7.6. Устройство электроизмерительного прибора ферродинамической системы

Они отличаются от электродинамических приборов наличием ферромагнитного сердечника 1, на котором помещены обмотки 2, и ферромагнитного цилиндра 3. В зазоре между сердечником 1 и цилиндром 3 расположена подвижная обмотка 4. Наличие сердечников усиливает магнитные поля обмоток и вызывает увеличение вращающего момента. Точность ферродинамических приборов ниже, чем точность электродинамических приборов.

го тока (рис. 7.7, а–в).

Основными элементами прибора являются: трехсердцевой электромагнит 1 с обмоткой 2, имеющей большое число витков из тонкой проволоки; П-образный электромагнит 3 с обмоткой 4, имеющей небольшое число витков из толстой проволоки; алюминиевый диск 5, который может вращаться вокруг оси 6.

Обмотка 2 включается параллельно измеряемой цепи, а обмотка 4 — последовательно с этой цепью.

Ток I_1 в катушке 4 образует магнитный поток Φ_1 , который дважды пересекает алюминиевый диск 5. Ток I_2 в обмотке 2 создает магнитный поток, часть которого Φ_2 также пронизывает диск 5 (поток Φ_2 замыкается по стальной скобе 7).

Ток I_1 и напряжение U сдвинуты по фазе на угол ϕ , значение которого определяется характером нагрузки, присоединенной к линии L . Ток I_2 благодаря большой индуктивности обмотки 2 отстает по фазе от напряжения U на угол, близкий к 90° . Магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 совпадают по фазе с вызвавшими их токами I_1 и I_2 (рис. 7.7, г). Поток Φ_1 пропорционален току нагрузки I_1 , а поток Φ_2 — напряжению сети.

Переменные потоки Φ_1 и Φ_2 индуктируют в алюминиевом диске ЭДС E_1 и E_2 , отстающие по фазе от этих потоков на 90° . ЭДС E_1 и E_2 вызывают в диске токи $I_{д1}$ и $I_{д2}$, которые можно считать совпадающими по фазе с вызвавшими их ЭДС. Примерная картина распределения токов в диске показана на рис. 7.7, б.

Мгновенное значение силы $F_{зм}$, действующей на элемент диска с током $i_{д1}$, равно

$$F_{зм} = k\Phi i_{д1} = k\Phi_m \sin \omega t \cdot I_{д1} \sin(\omega t + \psi),$$

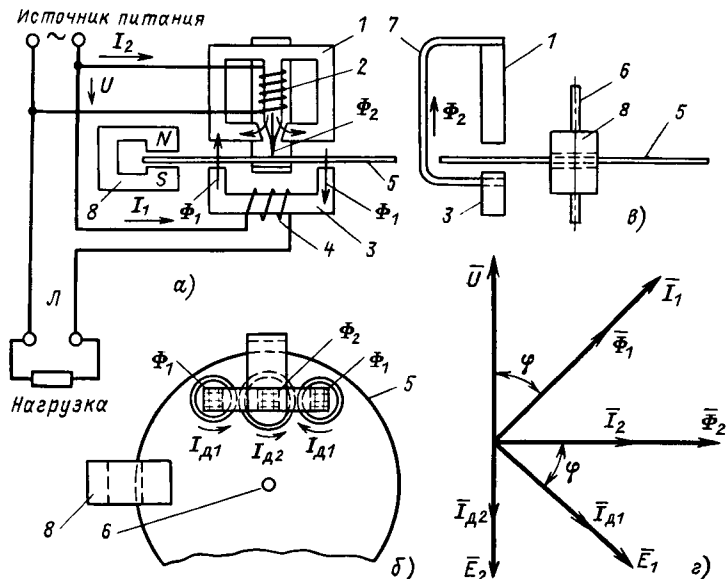


Рис. 7.7. Устройство электроизмерительного прибора индукционной системы (а, б, в); векторная диаграмма, поясняющая принцип действия прибора (г)

где k — коэффициент пропорциональности; ψ — угол сдвига фаз между потоком Φ и током I_d .

Среднее за период значение силы $F_{эм}$

$$F_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T F_{эм} dt = \frac{k_1 \Phi_m I_{dm}}{T} \int_0^T \sin \omega t \cdot \sin(\omega t + \psi) dt = k_2 \Phi I_d \cos \psi. \quad (7.1)$$

Из векторной диаграммы видно, что углы между потоком Φ_1 и током $I_{д1}$ и между потоком Φ_2 и током $I_{д2}$ равны 90° , угол между потоком Φ_1 и током $I_{д2}$ составляет $(180^\circ - \varphi)$, а угол между потоком Φ_2 и током $I_{д1}$ равен φ .

Учитывая это и исходя из (7.1), находим, что силы взаимодействия магнитных потоков Φ_1 и Φ_2 с токами $I_{д1}$ и $I_{д2}$ создают результирующий момент, вращающий диск:

$$\begin{aligned} M_{вр} &= C_1 \Phi_1 I_{д2} \cos(180^\circ - \varphi) + C_2 \Phi_2 I_{д1} \cos \varphi = \\ &= C' \Phi_1 \Phi_2 \cos(180^\circ - \varphi) + C' \Phi_1 \Phi_2 \cos \varphi = C U I_1 \cos \varphi = CP, \end{aligned} \quad (7.2)$$

где C' , C_1 , C_2 — коэффициенты пропорциональности; P — активная мощность, потребляемая нагрузкой.

Из (7.2) следует, что вращающий момент, действующий на диск счетчика, пропорционален мощности P .

Для создания противодействующего момента предусмотрен постоянный магнит 8 (рис. 7.7, а и б). При вращении диска поле постоянного магнита индуцирует в нем вихревые токи, которые в соответствии с законом Ленца противодействуют вращению диска. Поскольку значение вихревых токов пропорционально частоте вращения диска n , противодействующий момент также пропорционален n :

$$M_{\text{пр}} = C_0 n.$$

Так как вращающий момент $M_{\text{вр}}$ при установившейся частоте вращения диска уравновешивается противодействующим моментом $M_{\text{пр}}$, из формул (7.1) и (7.2) следует, что частота вращения диска пропорциональна мощности P :

$$n = \frac{C}{C_0} P.$$

Число оборотов N , которое диск сделает за время t , будет пропорционально энергии W , полученной из сети нагрузкой за это же время:

$$N = \int_0^t n \, dt = \frac{C}{C_0} \int_0^t P \, dt = \frac{C}{C_0} W.$$

Величина $W/N = C_0/C$ называется постоянной счетчика и представляет собой электрическую энергию, соответствующую одному обороту диска.

Счетчик снабжается счетным механизмом, связанным червячной передачей с осью диска. Измеряемая счетчиком энергия отсчитывается по показаниям счетного механизма.

7.2. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ. НОМИНАЛЬНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ И ПОСТОЯННЫЕ ПРИБОРОВ. УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

7.2.1. Погрешности измерений и электроизмерительных приборов. Показания электроизмерительных приборов несколько отличаются от действительных значений измеряемых величин. Это вызвано непостоянством параметров измерительной цепи (изменение температуры, индуктивности и т. п.), несовершен-

ством конструкции измерительного механизма (наличие трения и т. д.) и влиянием внешних факторов (внешние магнитные и электрические поля, изменение температуры окружающей среды и т. д.).

Разность между измеренным $A_{и}$ и действительным $A_{д}$ значениями контролируемой величины называется абсолютной погрешностью измерения:

$$\Delta A = A_{и} - A_{д}.$$

Если не учитывать значения измеряемой величины, то абсолютная погрешность не дает представления о степени точности измерения. Действительно, предположим, что абсолютная погрешность при измерении напряжения составляет $\Delta U = 1$ В. Если указанная погрешность получена при измерении напряжения в 100 В, то измерение произведено с достаточной степенью точности. Если же погрешность $\Delta U = 1$ В получена при измерении напряжения в 2 В, то степень точности недостаточна. Поэтому погрешность измерения принято оценивать не абсолютной, а относительной погрешностью.

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

$$\gamma = \frac{\Delta A}{A_{д}} 100 = \frac{A_{и} - A_{д}}{A_{д}} 100. \quad (7.3)$$

Поскольку действительное значение измеряемой величины при измерении не известно, для определения ΔA и γ можно воспользоваться классом точности прибора, представляющим собой обобщенную характеристику средств измерений, определяемую предельными допустимыми погрешностями.

Амперметры, вольтметры и ваттметры подразделяются на восемь классов точности: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0. Цифра, обозначающая класс точности, определяет наибольшую положительную или отрицательную основную приведенную погрешность, которую имеет данный прибор.

Под основной приведенной погрешностью прибора понимают абсолютную погрешность, выраженную в процентах по отношению к номинальной величине прибора:

$$\gamma_{пр} = \frac{\Delta A}{A_{ном}} 100 = \frac{A_{и} - A_{д}}{A_{ном}} 100. \quad (7.4)$$

Например, прибор класса точности 0,5 имеет $\gamma_{пр} = \pm 0,5\%$. Погрешность $\gamma_{пр}$ называется основной, так как она гаранти-

рована в нормальных условиях, под которыми понимают температуру окружающей среды 20°C , отсутствие внешних магнитных полей, соответствующее положение прибора и т. д. При других условиях возникают дополнительные погрешности. Погрешность $\gamma_{\text{пр}}$ называется приведенной, потому что абсолютная погрешность независимо от значения измеряемой величины выражается в процентах по отношению к постоянной величине $A_{\text{ном}}$.

Сравнивая (7.3) и (7.4), нетрудно получить

$$\gamma = \gamma_{\text{пр}} \frac{A_{\text{ном}}}{A_{\text{д}}} \quad (7.5)$$

Из (7.5) следует, что относительная погрешность измерения зависит от действительного значения измеряемой величины и возрастает при ее уменьшении. Вследствие этого надо стараться по возможности не пользоваться при измерении начальной частью шкалы прибора. В случае необходимости измерения малых величин следует применять другие приборы.

Пример 7.1. Номинальное напряжение вольтметра $U_{\text{ном}} = 150 \text{ В}$, класс точности 1,5. С помощью вольтметра измерено напряжение $U = 50 \text{ В}$.

Определить абсолютную и относительную величину погрешности измерения, а также действительное значение напряжения.

Решение. Абсолютная погрешность измерения

$$\Delta U = \frac{\gamma_{\text{пр}} U_{\text{ном}}}{100} = \frac{\pm 1,5 \cdot 150}{100} = \pm 2,25 \text{ В}.$$

Действительное значение напряжения может лежать в пределах

$$U_{\text{д}} = U_{\text{и}} - \Delta U = (50 \pm 2,25) \text{ В}.$$

Относительная погрешность измерения

$$\gamma = \frac{\Delta U}{U_{\text{д}}} 100 = \frac{\pm 2,25}{50 - 2,25} = (4,72 \div 4,31) \%.$$

7.2.2. Номинальные величины приборов. Номинальными напряжением $U_{\text{ном}}$, током $I_{\text{ном}}$ и мощностью $P_{\text{ном}}$ соответственно вольтметра, амперметра и ваттметра называются наибольшие напряжение, ток и мощность, которые могут быть измерены перечисленными приборами.

Номинальная мощность ваттметра в отличие от его номинальных напряжения и тока указывается не всегда. Для ваттметра номинальное напряжение представляет собой наибольшее

напряжение, на которое может быть включена обмотка напряжения; номинальным током является наибольший ток, на который рассчитана последовательная обмотка.

Если номинальная мощность ваттметра не дана, то ее можно подсчитать по номинальному напряжению и току:

$$P_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}$$

7.2.3. Постоянные приборов. Постоянная (цена деления) прибора представляет собой значение измеряемой величины, вызывающее отклонение подвижной части прибора на одно деление шкалы. Постоянные вольтметра, амперметра и ваттметра могут быть определены следующим образом:

$$C_U = U_{\text{ном}}/N, \text{ вольт на одно деление;}$$

$$C_I = I_{\text{ном}}/N, \text{ ампер на одно деление;}$$

$$C_P = U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}/N \text{ ватт на одно деление,}$$

где N — число делений шкалы соответственно вольтметра, амперметра и ваттметра.

Пример 7.2. Ваттметр имеет номинальное напряжение $U_{\text{ном}} = 150$ В, номинальный ток $I_{\text{ном}} = 5$ А, число делений шкалы $N = 150$.

Определить номинальную мощность и постоянную ваттметра, а также его показание, если при измерении мощности подвижная часть отклонилась на $N = 60$ делений.

Решение. Номинальная мощность ваттметра

$$P_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} I_{\text{ном}} = 150 \cdot 5 = 750 \text{ Вт.}$$

Постоянная ваттметра

$$C_P = P_{\text{ном}}/N = 750/150 = 5 \text{ Вт/дел.}$$

Показание ваттметра при отклонении его подвижной части на $N = 60$ делений

$$P = C_P N = 5 \cdot 60 = 300 \text{ Вт.}$$

7.2.4. Чувствительность приборов. Под чувствительностью приборов понимают число делений шкалы, приходящееся на единицу измеряемой величины. Чувствительность вольтметра, амперметра и ваттметра может быть определена следующим образом:

$$S_U = N/U_{\text{ном}}, \text{ делений на вольт;}$$

$$S_I = N/I_{\text{ном}}, \text{ делений на ампер;}$$

$$S_P = \frac{N}{P} = \frac{N}{U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}}, \text{ делений на ватт.}$$

Очевидно, что $S = 1/C$.

Таблица 7.1

Род измеряемой величины	Название прибора	Условное обозначение
Ток	Амперметр	A
	Миллиамперметр	mA
	Микроамперметр	μ A
Напряжение	Вольтметр	V
	Милливольтметр	mV
Электрическая мощность	Ваттметр	W
	Киловаттметр	kW
Электрическая энергия	Счетчик киловатт-часов	kWh
Сдвиг фаз	Фазометр	ϕ
Частота	Частотомер	Hz
Электрическое сопротивление	Омметр	Ω
	Мегаомметр	M Ω

Таблица 7.2

Система прибора	Условное обозначение
Магнитоэлектрическая: с подвижной рамкой и механической противодействующей силой	
с подвижными рамками без механической противодействующей силы (логометр)	
Электромагнитная: с механической противодействующей силой	
без механической противодействующей силы (логометр)	
Электродинамическая (без экрана): с механической противодействующей силой	
без механической противодействующей силы (логометр)	

7.2.5. Условные обозначения электроизмерительных приборов.

На лицевой стороне электроизмерительных приборов изображен ряд условных обозначений, позволяющих правильно выбрать прибор и дающих некоторые указания по их эксплуатации.

Таблица 7.3

Условное обозначение	Расшифровка условного обозначения
—	Прибор постоянного тока
≡	Прибор постоянного и переменного тока
~	Прибор переменного тока
≡	Прибор трехфазного тока
1,5	Прибор класса точности 1,5
	Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана напряжением 2 кВ
	Осторожно! Прочность изоляции измерительной цепи не соответствует нормам
∠ 60°	Рабочее положение шкалы наклонное, под углом 60° к горизонту
	Рабочее положение шкалы горизонтальное
	Рабочее положение шкалы вертикальное
A, B, B	Исполнение прибора в зависимости от условий эксплуатации (свойств окружающей среды)
	Категория прибора по степени защищенности от внешних магнитных полей

Согласно ГОСТ на лицевой стороне прибора должны быть изображены:

а) условное обозначение единицы измерения или измеряемой величины либо начальные буквы наименования прибора (табл. 7.1);

б) условное обозначение системы прибора (табл. 7.2);

в) условные обозначения рода тока и числа фаз, класса точности прибора, испытательного напряжения изоляции, рабочего положения прибора, исполнения прибора в зависимости от условий эксплуатации, категории прибора по степени защищенности от внешних магнитных полей (табл. 7.3).

7.3. САМОПИШУЩИЕ ПРИБОРЫ. ОСЦИЛЛОГРАФЫ

7.3.1. Самопишущие приборы. Для записи измеряемых величин (тока, напряжения, мощности и др.) в течение длительных промежутков времени используют регистрирующие (самопишущие) приборы.

Самопишущий прибор имеет измерительный механизм одной из рассмотренных выше систем (в большинстве случаев ферродинамической) и специальное устройство для записи показаний. Записывающая часть прибора показана на рис. 7.8.

Рулон бумажной ленты 1, надетый на ролик 2, в процессе работы прибора перемещается с постоянной скоростью и перематывается на ролик 3. Перемещение бумажной (диаграммной) ленты производится при помощи маломощного двигателя (на рисунке не показан), связанного с валиком 4. С осью 5 подвижной части измерительного прибора (на рисунке также не показанного) через рычаг 6 связана стрелка прибора 7. Непрерывная запись осуществляется пером 8, расположенным на конце стрелки, и фиксируется в виде кривой на бумажной ленте. Положение стрелки с пером определяется значением измеряемой величины.

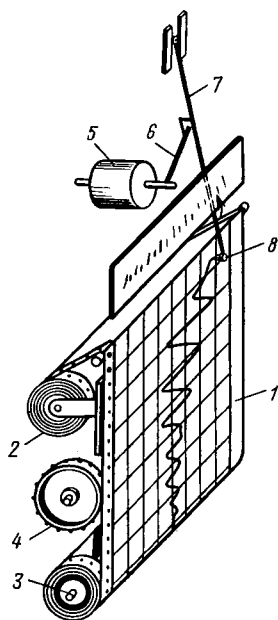


Рис. 7.8. Устройство самопишущего прибора

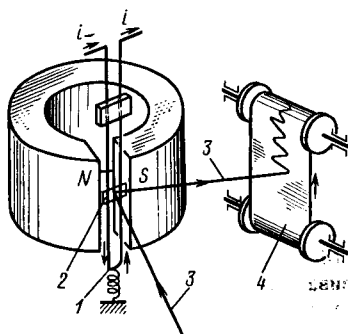


Рис. 7.9. Устройство магнитоэлектрического осциллографа

7.3.2. Светолучевые осциллографы. Светолучевой осциллограф предназначен для наблюдения и фотографирования быстро протекающих электрических процессов. Основным элементом осциллографа является осциллографический гальванометр, принцип действия которого аналогичен прибору магнитоэлектрической системы.

В узкой щели между полюсами постоянного магнита *NS* (рис. 7.9) помещена на растяжках подвижная петля 1 из тонкой бронзовой проволоки. На петле укреплено зеркальце 2.

В результате взаимодействия тока петли с полем магнита петля и зеркальце поворачиваются. Благодаря малой инерционности подвижной системы прибора зеркальце поворачивается на угол, значение которого пропорционально мгновенному значению тока. Луч света 3 от лампы с точечным накалом, сфокусированный оптической системой в узкий пучок, падает на зеркальце. Отразившись от него, луч падает на фотобумагу 4, движущуюся с постоянной скоростью. При этом луч света, действуя на светочувствительный слой фотобумаги, оставляет на ней след — кривую тока, которая носит название осциллограммы.

7.4. ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

7.4.1. Меры электрических величин. Известно, что существуют, например, мера длины 1 м, мера времени 1 с. Эталоны этих мер хранятся в специальных помещениях с определенными влажностью и температурой. Эти эталоны необходимы для сопоставления их размеров или параметров другим средствам измерения, используемым в промышленности.

С той же целью существуют и меры электрических величин. Мера тока устанавливается с помощью токовых весов, определяющих силу взаимодействия двух последовательно включенных катушек с током. Подвижная катушка прикреплена к коромыслу весов и находится внутри неподвижной. Сила взаимодействия уравнивается эталонными гирями.

За единицу принят ток в 1 А, при котором весы находятся в равновесии.

Мера ЭДС — ЭДС нормального элемента. Нормальный элемент развивает постоянную ЭДС в течение длительного времени, которая составляет при 20 °С 1,0185–1,0187 В.

Мерой электрического сопротивления являются образцовые резисторы. Образцовые резисторы выполняются из манганиновой проволоки, намотанной бифилярно на латунный или фарфоровый цилиндр. Они выполняются на значения резисторов от 0,00001 до 100 000 Ом.

Мера индуктивности — образцовые катушки, выполненные из медного провода, намотанного на пластмассовый или фарфоровый каркас.

Они выполняются на значения индуктивности от 0,0001 до 1 Гн.

Мера емкости — образцовые конденсаторы с плоскими или цилиндрическими пластинами с воздушной или слюдяной изоляцией между ними.

7.4.2. Методы измерений. На практике применяют различные методы измерения электрических величин. Наибольшее распространение в электроизмерительной технике получил метод непосредственной оценки. При использовании этого метода числовое значение измеряемой величины определяют непосредственно по показанию прибора, шкала которого отградуирована в единицах измеряемой величины. К подобным измерениям относят определение тока по показанию амперметра, напряжения по показанию вольтметра, мощности по показанию ваттметра, сопротивления по показанию омметра, $\cos\varphi$ по показанию фазометра и т. д.

В некоторых случаях электрическую величину приходится определять косвенно — по данным измерений других электрических величин. Так, значение $\cos\varphi$ находят по измеренным величинам мощности P , напряжения U и тока I , значение сопротивления — по измеренным величинам U и I и т. д. Это — косвенный метод измерения.

В измерительной технике и особенно в автоматических устройствах широко используется метод сравнения. В основе этого метода лежит сравнение измеряемой величины с известной идентичной физической величиной. Из области неэлектрических измерений можно, например, указать известный способ определения при помощи чашечных весов массы (веса) какого-либо предмета путем сравнения его с массой (весом) гири в момент равновесия.

В электроизмерительной технике различают две разновидности метода сравнения: мостовой и компенсационный. Примером мостового метода является измерение сопротивления при помощи четырехплечей мостовой схемы. Примером компенсационного метода может служить измерение напряжения путем сравнения с известной ЭДС нормального элемента. Методы сравнения отличаются большой точностью, но техника этих измерений сложнее, чем измерений методом непосредственной оценки.

7.4.3. Измерение тока. Для измерения тока в какой-либо цепи последовательно в цепь включают амперметр. В установках постоянного тока для этой цепи применяются главным образом приборы магнитоэлектрической системы и реже — приборы электромагнитной системы. В установках переменного тока используются преимущественно амперметры электромагнитной системы. Для уменьшения погрешности измерения необходимо, чтобы сопротивление амперметра (или полное сопротивление амперметра и шунта) было на два порядка меньше сопротивления любого элемента измеряемой цепи.

Для расширения предела измерения амперметра (в k раз) в цепях постоянного тока служат шунты-резисторы, включаемые параллельно амперметру (рис. 7.10, а).

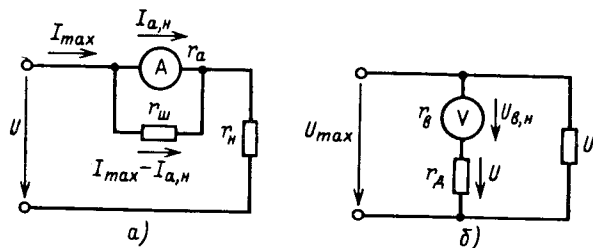


Рис. 7.10. Схемы присоединения шунта к амперметру (а) и добавочного резистора к вольтметру (б)

Сопротивление шунта определяется из соотношения

$$r_{\text{ш}}(I_{\text{max}} - I_{\text{a, н}}) = r_{\text{a}} I_{\text{a, н}},$$

где I_{max} — наибольшее значение тока в контролируемой цепи (предел измерения тока амперметром при наличии шунта); $I_{\text{a, н}}$ — предельное (номинальное) значение тока прибора при отсутствии шунта.

$$\text{Отсюда } r_{\text{ш}} = r_{\text{a}} \frac{I_{\text{a, н}}}{I_{\text{max}} - I_{\text{a, н}}}.$$

Значение тока I в контролируемой цепи при существующей нагрузке определяется из соотношения

$$\frac{I}{I_{\text{a}}} = \frac{I_{\text{max}}}{I_{\text{a, н}}} = \frac{r_{\text{a}} + r_{\text{ш}}}{r_{\text{ш}}} = k,$$

где I_{a} — показание амперметра.

Шкалу амперметра часто градуируют с учетом включенного шунта; тогда значение измеряемого тока I отсчитывается непосредственно по шкале прибора.

В цепях переменного тока для расширения пределов измерения амперметров используют трансформаторы тока (см. гл. 8)*.

7.4.4. Измерение напряжения. Для измерения значения напряжения на каком-либо элементе электрической цепи (генераторе, трансформаторе, нагрузке) к выводам элемента присоединяют

* Индуктивность катушки амперметра при переменном токе зависит от значения тока; соотношение токов в катушке амперметра и шунте здесь не остается постоянным. Поэтому шунты в цепях переменного тока не применяются.

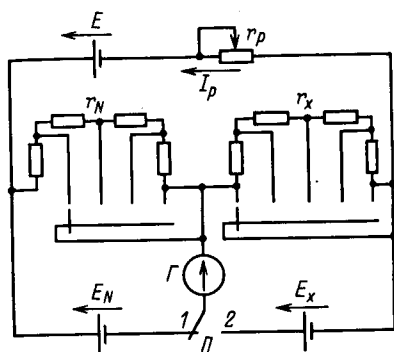


Рис. 7.11. Схема компенсатора

обмоткой вольтметра (рис. 7.10, б).

Сопротивление добавочного резистора r_d определяют из соотношения

$$\frac{r_d + r_v}{r_v} = \frac{U_{max}}{U_{в,н}},$$

где U_{max} — наибольшее значение измеряемого напряжения (предел измерения напряжения вольтметром при наличии добавочного резистора); $U_{в,н}$ — предельное (номинальное) значение напряжения прибора при отсутствии добавочного резистора.

Отсюда

$$r_d = r_v \frac{U_{max} - U_{в,н}}{U_{в,н}}.$$

Значение фактически измеряемого напряжения U определяется из соотношения

$$\frac{U}{U_v} = \frac{U_{max}}{U_{в,н}} = \frac{r_d + r_v}{r_v} = k, \quad U = kU_v,$$

где U_v — показание вольтметра.

Шкалу вольтметра градуируют с учетом включенного добавочного резистора.

В цепях переменного тока высокого напряжения для расширения пределов измерения вольтметров применяют трансформаторы напряжения (см. гл. 8).

7.4.5. Компенсационный метод измерения. Для измерения малых значений (от долей до нескольких вольт) ЭДС и напря-

вольтметр. Для уменьшения погрешности измерения необходимо, чтобы сопротивление вольтметра (или общее сопротивление вольтметра и добавочного резистора) было на два порядка больше сопротивления любого элемента измеряемой цепи.

Для расширения предела измерения вольтметра (в k раз) в цепях напряжением до 500 В обычно применяют добавочные резисторы, включаемые последовательно с

жений с высокой точностью используется компенсационный метод измерений, основанный на сравнении неизвестной ЭДС E_x или напряжения с известными. Приборы, использующие этот метод измерения, называются компенсаторами. Принципиальная схема компенсатора постоянного тока изображена на рис. 7.11. Компенсатор состоит из двух магазинов резисторов (набор образцовых резисторов со штыревыми контактами) r_N и r_x источника с ЭДС E и нормального элемента с ЭДС E_N , регулирующего резистора r_p .

Измерение производится следующим способом. Переключатель Π устанавливают в положение 1, затем с помощью резисторов r_p и r_N устанавливают такие значения I_p и r_N , при которых показания гальванометра равны нулю, а это будет, когда

$$I_p r_N = E_N. \quad (7.6)$$

Далее переключатель Π устанавливают в положение 2, изменением сопротивления r_x снова добиваются, чтобы гальванометр показывал нуль. Это, очевидно, будет при условии, когда

$$I_p r_x = E_x. \quad (7.7)$$

Из отношений (7.6) и (7.7) определяется значение неизвестной ЭДС E_x :

$$\frac{r_N}{r_x} = \frac{E_N}{E_x}, \quad \text{откуда} \quad E_x = E_N \frac{r_x}{r_N}.$$

Как вытекает из изложенного, сравнивается неизвестное значение напряжения $U = I_p r_x = E_x$ с известным $I_p r_N = E_N$, причем ток I_p измеряется косвенным путем:

$$I_p = E_N / r_N.$$

Точность измерений зависит в большой степени от чувствительности гальванометра, точности резисторов и стабильности ЭДС нормального элемента.

Существуют компенсаторы переменного тока. Поскольку не существует источника переменного тока с неизменной амплитудой подобно нормальному элементу постоянного тока, рабочий ток в компенсаторах переменного тока устанавливается с помощью амперметра, что существенно снижает точность измерений. Компенсаторы переменного тока позволяют измерять не только значение измеряемой величины, но и его фазу.

Компенсационный метод измерений используется для проверки приборов высокого класса, а также для измерения тока и сопротивлений резисторов.

7.5. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ И ЭНЕРГИИ В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

7.5.1. Измерение активной мощности в цепях однофазного тока. Для измерения мощности P служат ваттметры электродинамической системы; схема включения ваттметра изображена на рис. 7.12.

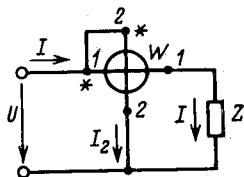


Рис. 7.12. Схема включения ваттметра

Неподвижная обмотка 1—1 прибора называется токовой и включается в цепь последовательно. Подвижная обмотка 2—2 называется обмоткой напряжения и включается в цепь параллельно.

Ток I_2 в обмотке напряжения 2—2 пропорционален напряжению U контролируемой цепи и совпадает с ним по фазе¹, а ток I_1 равен току I нагрузки. Момент, действующий на подвижную обмотку, равен

$$M_{\text{вп}} = CUI \cos \varphi = CP,$$

где C — коэффициент пропорциональности.

Поскольку противодействующий момент $M_{\text{пр}}$ пропорционален углу поворота α стрелки, отклонение стрелки пропорционально измеряемой активной мощности P .

Для правильного включения ваттметра один из выводов токовой обмотки и один из выводов обмотки напряжения отмечают звездочками (*). Эти выводы, называемые *генераторными*, необходимо включать со стороны источника питания.

Следует отметить, что электродинамическими ваттметрами можно измерять также мощность в цепях постоянного тока.

7.5.2. Измерение активной и реактивной мощностей в цепях трехфазного тока. Для измерения мощности трехфазного приемника применяют различные схемы включения ваттметров.

При симметричной нагрузке активную мощность P можно измерить одним ваттметром, включенным по схемам рис. 7.13, а, б.

Общая мощность потребителя

$$P = 3W,$$

где W — показание ваттметра.

¹ Ток совпадает по фазе с напряжением, потому что цепь обмотки напряжения ваттметра обладает практически чисто активным сопротивлением.

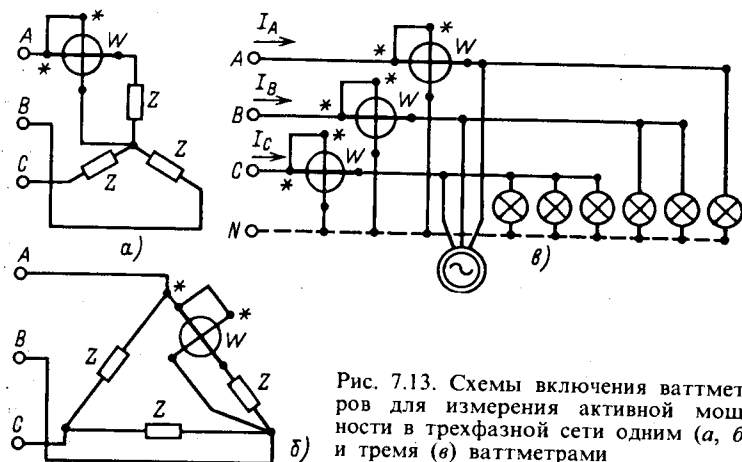


Рис. 7.13. Схемы включения ваттметров для измерения активной мощности в трехфазной сети одним (а, б) и тремя (в) ваттметрами

При несимметричной нагрузке мощность трехфазного приемника можно измерить тремя ваттметрами (рис. 7.13, в). Общая мощность приемника в этом случае

$$P = W_1 + W_2 + W_3.$$

В трехпроводных системах трехфазного тока при симметричной и несимметричной нагрузках и любом способе соединения приемников широко распространена схема измерения мощности двумя ваттметрами (рис. 7.14, а). На этой схеме токовые обмотки ваттметров включены в линейные провода А и В, а обмотки напряжения — на линейные напряжения U_{AC} и U_{BC} ¹.

Докажем, что сумма показаний ваттметров, включенных по схеме рис. 7.14, а, равна активной мощности P трехфазного приемника.

Мгновенное значение общей мощности трехфазного приемника, соединенного звездой,

$$p = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C.$$

Так как

$$i_A + i_B + i_C = 0,$$

то

$$i_C = -(i_A + i_B).$$

¹ Токовые обмотки могут быть включены и в другие линейные провода, например в А и С. При этом параллельные обмотки ваттметров включаются на линейные U_{AB} и U_{CB} .

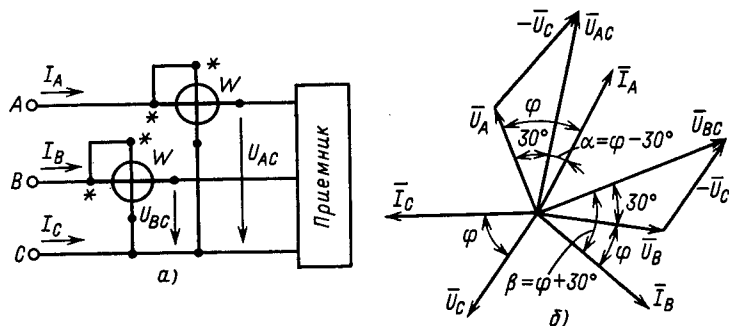


Рис. 7.14. Схема включения двух ваттметров для измерения активной мощности в трехфазных сетях (а) и векторная диаграмма, поясняющая измерение активной мощности двумя ваттметрами (б)

Подставляя значение i_C в выражение для p , получаем

$$p = u_A i_A + u_B i_B - u_C (i_A + i_B) = (u_A - u_C) i_A + (u_B - u_C) i_B = u_{AC} i_A + u_{BC} i_B.$$

Выразив мгновенные значения u и i через их амплитуды, можно найти среднюю (активную) мощность:

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt,$$

которая составит

$$P = U_{AC} I_A \cos(\angle U_{AC}, I_A) + U_{BC} I_B \cos(\angle U_{BC}, I_B) = W_1 + W_2.$$

Так как U_{AC} , U_{BC} , I_A и I_B — соответственно линейные напряжения и токи, то полученное выражение справедливо и при соединении потребителей треугольником.

Следовательно, сумма показаний двух ваттметров действительно равна активной мощности P трехфазного приемника.

При симметричной нагрузке

$$I_A = I_B = I_C, \quad U_{AC} = U_{BC} = U_{\text{л}}.$$

Из векторной диаграммы (рис. 7.14, б) получаем, что угол α между векторами I_A и U_{AC} равен $\varphi - 30^\circ$, а угол β между векторами I_B и U_{BC} составляет $\varphi + 30^\circ$.

В рассматриваемом случае показания ваттметров можно выразить формулами

$$W_1 = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(\varphi - 30^\circ); \quad W_2 = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(\varphi + 30^\circ).$$

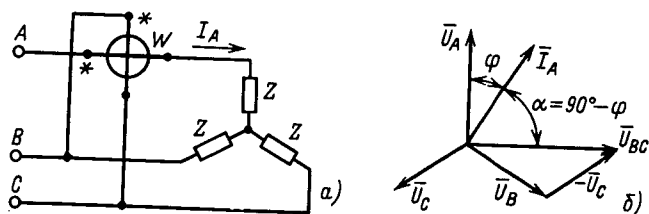


Рис. 7.15. Схема включения ваттметра для измерения реактивной мощности в трехфазной сети одним ваттметром (а) и векторная диаграмма (б)

Сумма показаний ваттметров

$$W_1 + W_2 = U_{\text{л}} I_{\text{л}} [\cos(\varphi - 30^\circ) + \cos(\varphi + 30^\circ)] = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi.$$

По разности показаний ваттметров можно определить реактивную мощность симметричной трехфазной системы:

$$W_1 - W_2 = U_{\text{л}} I_{\text{л}} [\cos(\varphi - 30^\circ) - \cos(\varphi + 30^\circ)] = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi = Q/\sqrt{3}.$$

Отсюда

$$Q = (W_1 - W_2)\sqrt{3}.$$

При симметричной активной нагрузке ($\varphi = 0$) показания обоих ваттметров будут одинаковыми. При смешанной симметричной нагрузке и $\varphi > 60^\circ$ показание одного из ваттметров будет отрицательным¹.

При симметричной нагрузке реактивную мощность Q трехфазной системы можно измерить одним ваттметром (рис. 7.15, а). В этой схеме токовая обмотка включена в линейный провод А, а параллельная обмотка напряжения — на линейное напряжение U_{BC} . Из векторной диаграммы (рис. 7.15, б) следует, что показания ваттметра

$$W = U_{BC} I_{\text{л}} \cos(90^\circ - \varphi) = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi.$$

Умножая показание ваттметра на $\sqrt{3}$, получаем значение реактивной мощности Q трехфазной сети при симметричной нагрузке.

7.5.3. Измерение электрической энергии в цепях переменного тока. Для измерения энергии в цепях переменного тока применяются однофазные и трехфазные счетчики индукционной системы. Схемы включения однофазных счетчиков для измере-

¹ Ваттметры, как правило, снабжаются встроенным переключателем, позволяющим изменять фазу тока в одной из обмоток прибора (чаще всего токовой). Это устройство дает возможность производить отсчет показаний прибора при $\varphi > 60^\circ$, когда стрелка отклоняется влево до упора.

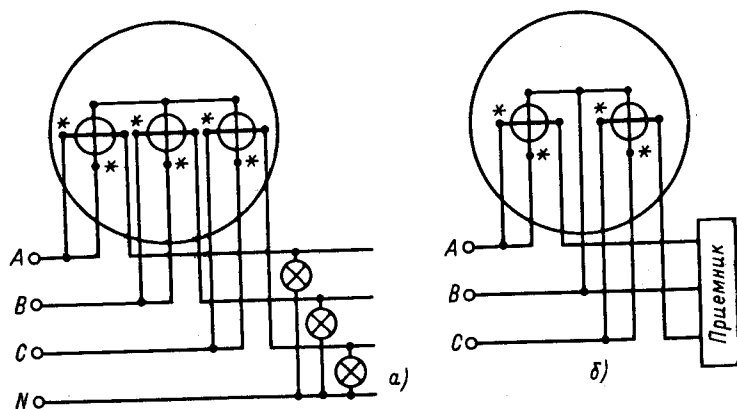


Рис. 7.16. Измерение активной энергии в трехфазной сети трехэлементным (а) и двухэлементным (б) счетчиками

ния активной энергии W_a в однофазной и трехфазной цепях аналогичны схемам включения ваттметров, представленных на рис. 7.12, 7.13.

В трехфазных цепях активную энергию W_a измеряют трех- или четырехэлементными трехфазными счетчиками. Трехэлементные счетчики конструктивно представляют собой три измерительные системы однофазных счетчиков, имеющих общую ось. Трехэлементные счетчики (рис. 7.16, а) используют в четырехпроводных цепях трехфазного тока.

Для измерения активной энергии в трехпроводниковых цепях применяют двухэлементные счетчики (рис. 7.16, б), объединяющие измерительные системы двух однофазных счетчиков. Обмотки этих систем включают по рассмотренной ранее схеме двух ваттметров (см. рис. 7.14, а).

Реактивную энергию W_p при симметричной нагрузке фаз трехпроводной сети можно измерить при помощи двух однофазных счетчиков, обмотки которых включены по схеме рис. 7.14. Значение W_p находят как разность показаний счетчиков, увеличенную в $\sqrt{3}$ раз. Кроме того, применяют специальные трехфазные счетчики реактивной энергии, используемые как при симметричной, так и при несимметричной нагрузках фаз.

7.6. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Встречающиеся в электротехнике резисторы по значению их сопротивлений можно условно разделить на малые (до 1 Ом), средние (от 1 до 10 Ом) и большие (свыше 10 Ом). В зависимости от значения измеряемого сопротивления используются различные средства и методы измерения.

7.6.1. Измерение сопротивлений амперметром и вольтметром. Наиболее просто сопротивление резисторов можно измерить с помощью амперметра и вольтметра. Применяются две схемы включения приборов, указанные на рис. 7.17, *а* и *б*.

Анализ этих схем с помощью уравнений Кирхгофа показывает, что для получения более точных результатов при измерении средних и больших сопротивлений следует применять схему рис. 7.17, *б*, а при измерении небольших сопротивлений — схему рис. 7.17, *а*. Искомое сопротивление определяется по формуле

$$r_x = U/I,$$

где U и I — показания приборов.

7.6.2. Измерение сопротивлений омметром. Для непосредственного измерения сопротивления резисторов применяют омметр, состоящий из магнитоэлектрического миллиамперметра, последовательно с обмоткой которого r_a включается добавочный резистор r_d и источник питания (батарея) с ЭДС E и внутренним сопротивлением r_0 (рис. 7.17, *в*).

При постоянстве ЭДС E показание прибора зависит только от r_x : каждому значению измеряемого сопротивления соответствует определенное значение тока I_x в цепи:

$$I_x = \frac{E}{(r_a + r_d + r_0) + r_x}.$$

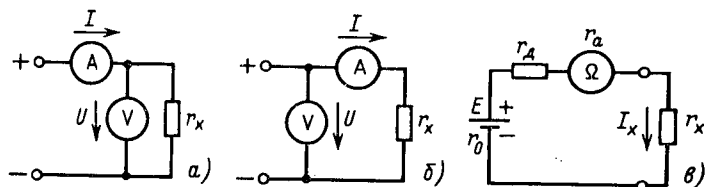


Рис. 7.17. Измерение небольших (*а*), средних и больших (*б*) сопротивлений амперметром и вольтметром; измерение сопротивлений омметром (*в*)

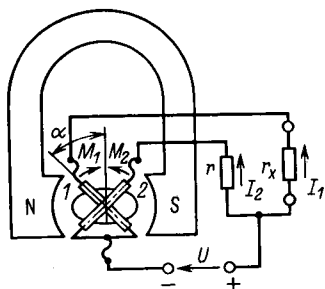


Рис. 7.18. Устройство логометра

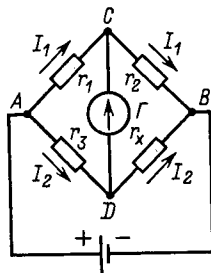


Рис. 7.19. Измерение сопротивлений мостовым прибором

Это позволяет отградуировать шкалу прибора непосредственно в омах.

Ввиду того что ЭДС E источника питания может изменяться в процессе эксплуатации прибора, значение тока неоднозначно определяет измеряемую величину.

На практике применяют омметры, в которых отклонение стрелки не зависит от значения ЭДС (напряжения) источника питания. В качестве измерительного механизма здесь используется логометр — прибор, у которого отсутствует механическое устройство для создания противодействующего момента. В логометре равновесное положение подвижной системы определяется отношением токов в двух подвижных и жестко связанных между собой обмотках — рамках (рис. 7.18).

Обмотки 1 и 2 находятся в магнитном поле постоянного магнита NS и присоединены к общему источнику питания. В цепь одной обмотки включено измеряемое сопротивление r_x , а в цепь другой обмотки — постоянное сопротивление r . Токи I_1 и I_2 в катушках создают два вращающих момента, действующих на подвижную часть прибора, значение которых зависит от положения катушек в пространстве:

$$M_1 = I_1 f_1(\alpha) \quad \text{и} \quad M_2 = I_2 f_2(\alpha),$$

где α — угол отклонения плоскости обмотки 1 относительно оси OO' .

Моменты M_1 и M_2 направлены встречно. Подвижная часть прибора приходит в равновесное состояние при $M_1 = M_2$, т. е. при

$$I_1 f_1(\alpha) = I_2 f_2(\alpha).$$

Отсюда

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{f_2(\alpha)}{f_1(\alpha)} = f(\alpha) \quad \text{или} \quad \alpha = f_3\left(\frac{I_1}{I_2}\right).$$

Таким образом, каждое положение стрелки прибора соответствует определенному отношению токов I_1/I_2 . В рассматриваемом омметре это отношение однозначно зависит от измеряемого сопротивления r_x и не зависит от напряжения U источника питания.

Для измерения больших сопротивлений (например, сопротивления изоляции проводов) служит мегаомметр. Он отличается от омметра тем, что в качестве источника питания здесь используется магнитоэлектрический генератор, приводимый во вращение рукой. ЭДС генератора достигает довольно высоких значений (500–2000 В), благодаря чему мегаомметром можно приблизительно измерять сопротивления, исчисляемые мегаомами.

7.6.3. Измерение сопротивлений, индуктивностей и емкостей мостовыми приборами. Для более точного измерения сопротивлений применяют мостовые схемы. Простейшая схема моста постоянного тока показана на рис. 7.19.

В три плеча моста включены сопротивления r_1 , r_2 и r_3 , в четвертое плечо — измеряемое сопротивление r_x . К точкам A и B присоединен источник питания, между точками C и D включен магнитоэлектрический гальванометр G . Изменяя сопротивления r_1 , r_2 и r_3 , можно добиться равновесия моста, при котором ток в цепи гальванометра отсутствует. В этом случае напряжение между точками C и D равно нулю, токи в сопротивлениях r_1 и r_2 одинаковы, токи в сопротивлениях r_3 и r_x также равны между собой.

Учитывая это, можно написать

$$I_1 r_1 = I_2 r_3, \quad I_1 r_2 = I_2 r_x.$$

Разделив почленно полученные уравнения, находим

$$r_x/r_3 = r_2/r_1, \quad r_1 r_x = r_2 r_3.$$

Отсюда

$$r_x = r_2 r_3 / r_1.$$

Для измерения значений L индуктивных и C емкостных элементов используются уравновешенные мосты переменного тока (рис. 7.20, а, б).

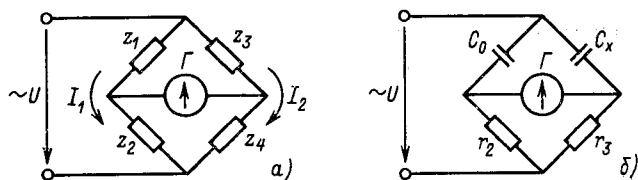


Рис. 7.20. Мост переменного тока (а) и мост для измерений значений емкостей (б)

Мост будет уравновешен (показание гальванометра G равно нулю) в том случае, когда

$$\underline{I}_1 \underline{Z}_1 = \underline{I}_2 \underline{Z}_3, \quad \underline{I}_1 \underline{Z}_2 = \underline{I}_2 \underline{Z}_4,$$

откуда

$$\underline{Z}_1 / \underline{Z}_2 = \underline{Z}_3 / \underline{Z}_4. \quad (7.8)$$

Следовательно, $\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3$, или в показательной форме

$$z_1 z_4 e^{j(\varphi_1 + \varphi_4)} = z_2 z_3 e^{j(\varphi_2 + \varphi_3)}.$$

Это условие будет выполняться, если

$$z_1 z_4 = z_2 z_3 \quad \text{и} \quad \varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3.$$

Таким образом, плечи моста должны иметь, например, или

$$z_1 = r_1; \quad z_4 = r_4; \quad z_2 = x_L; \quad z_3 = x_C,$$

тогда

$$\varphi_1 + \varphi_4 = 0 + 0 = 0 \quad \text{и} \quad \varphi_2 + \varphi_3 = \pi/2 + (-\pi/2) = 0,$$

или

$$z_1 = x_{C1}; \quad z_3 = x_{C3}; \quad z_2 = r_2; \quad z_4 = r_4,$$

тогда

$$-\pi/2 + 0 = 0 - \pi/2.$$

На рис. 7.20,б изображена схема моста переменного тока для измерений значений емкостей, в которой C_x — измеряемая емкость, C_0 — известная образцовая емкость, r_2 и r_3 — образцовые регулируемые резисторы. Путем подбора r_3 и r_2 устанавливают равновесие моста, а затем из соотношения

(7.8) определяют значение искомой емкости C_x :

$$\frac{1/2\pi f C_0}{r_2} = \frac{1/2\pi f C_x}{r_3},$$

откуда

$$C_x = C_0 r_3 / r_2.$$

7.7. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ ОСЦИЛЛОГРАФ

Электронно-лучевой осциллограф используется для визуального наблюдения, измерения и регистрации формы и параметров электрических сигналов в диапазоне частот от постоянного тока до десятков мегагерц.

Электронно-лучевые осциллографы обладают высокой чувствительностью и малой инерционностью, подразделяются на универсальные, запоминающие, специальные и др., могут быть одно-, двух- и многолучевыми.

Функциональная схема электронно-лучевого осциллографа приведена на рис. 7.21. Основным узлом осциллографа является вакуумная электронно-лучевая трубка ЭЛТ, которая преобразует электрические сигналы в световое изображение. Катод 2, подогреваемый нитью накала 1, является источником свободных электронов, которые формируются в электронный луч

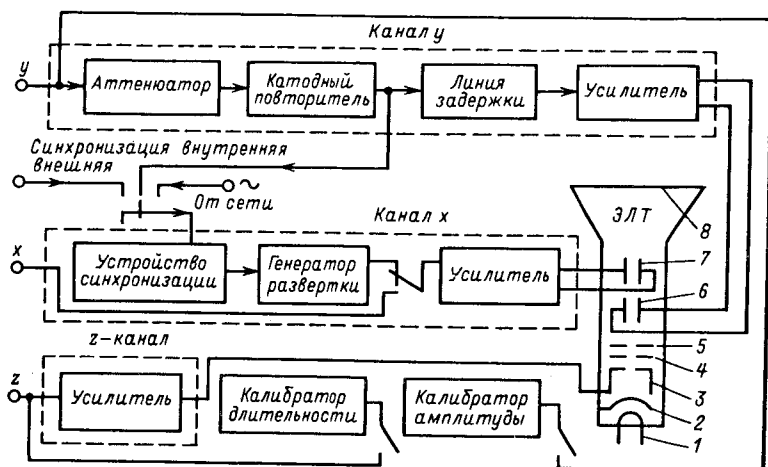


Рис. 7.21. Функциональная схема электронно-лучевого осциллографа

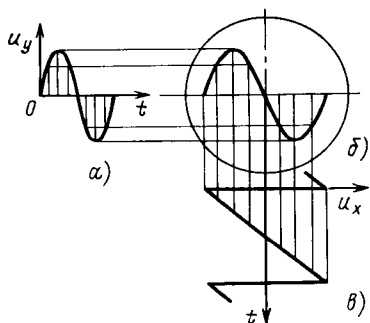


Рис. 7.22. К пояснению принципа получения осциллограммы

и фокусируются первым анодом 4 на экране 8 ЭЛТ. Ускорение электронов луча осуществляется вторым анодом 5. При соударении электронов с экраном 8 их кинетическая энергия преобразуется в световое излучение посредством катодолуминофоров, т. е. веществ, светящихся под действием бомбардировки их электронами. Время послесвечения (после прекращения действия электронного луча) может составлять от 0,05 до 20 с и более.

Изменяя отрицательный потенциал электрода 3 по отношению к катоду, можно воздействовать на значение тока электронного луча, а следовательно, и яркость свечения изображения на экране.

Управление лучом ЭЛТ осуществляется посредством трех каналов управления x , y , z , которые обеспечивают получение развернутого изображения исследуемого электрического сигнала в функции времени. Канал y осуществляет вертикальное отклонение луча по оси y системы координат и непосредственно связан с исследуемым сигналом. Канал x обеспечивает горизонтальное отклонение луча по оси времени x системы координат. Канал z управляет яркостью луча.

Для создания линейного масштаба по оси времени x необходимо равномерное перемещение электронного луча по горизонтали, что обеспечивается подачей на горизонтально отклоняющие пластины 7 ЭЛТ линейно нарастающего напряжения развертки (рис. 7.22, в). Если при этом отсутствует напряжение на вертикально отклоняющих пластинах 6, на экране осциллографа появляется горизонтальная линия. При одновременной подаче исследуемого напряжения (рис. 7.22, а) на пластины 6 и напряжения развертки на экране осциллографа появляется осциллограмма (рис. 7.22, б), дающая полное представление о форме, амплитуде, частоте исследуемого напряжения.

В канале x частота генератора развертки недостаточно стабильна. Для получения устойчивого изображения на экране осциллографа необходимо выполнение равенства $T_x = nT_y$, где T_x — период напряжения развертки, T_y — период исследуемого напряжения, $n = 1, 2, 3 \dots$ Это равенство обеспечивается устройством синхронизации, которое «подстраивает» частоту генератора развертки под частоту исследуемого напряжения.

Если «подстройка» производится исследуемым сигналом, то она называется «внутренней синхронизацией», если от какого-либо другого сигнала — «внешней синхронизацией».

Усилитель в канале x обеспечивает линейно нарастающее напряжение заданного значения (до нескольких сотен вольт).

Канал y выполняет по существу функции усилителя. Чтобы он не влиял на режим работы исследуемой электрической цепи, используют катодный повторитель, имеющий значительное входное сопротивление. Так как исследуемые напряжения изменяются в широком диапазоне, для обеспечения оптимального напряжения на выходе данного канала на его входе предусмотрен аттенуатор (делитель напряжения). Для исследования фронтов импульсов напряжений введено устройство — линия задержки.

С целью определения масштаба осциллограмм по осям абсцисс и ординат в осциллографе предусмотрены калибраторы длительности и амплитуды.

Значительный интерес представляют запоминающие осциллографы, предназначенные для регистрации однократных и редко повторяющихся сигналов. Их скорости записи — до 4000 км/с, при уровнях сигналов десятки милливольт — сотни вольт. Так, универсальный осциллограф С8-12 имеет время воспроизведения ранее записанных процессов 40 с, время сохранения записи 7 ч.

7.8. ПОНЯТИЯ ОБ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ ПРИБОРАХ

7.8.1. Аналоговые электронные вольтметры. В радиоэлектронных цепях к вольтметрам, как и другим измерительным приборам, предъявляются повышенные требования, такие как ничтожно малое потребление мощности, частотный диапазон измеряемого напряжения от единиц герц до сотен мегагерц, и в то же время слабая зависимость показаний от частоты измеряемого напряжения, высокая чувствительность и т. д. Этим требованиям не соответствуют стрелочные вольтметры, которые осуществляют непосредственную оценку (прямой отсчет) измеряемого напряжения. Вышеперечисленным требованиям удовлетворяют аналоговые электронные вольтметры, использующие усилители измеряемых напряжений.

С учетом назначения электронные вольтметры подразделяются на вольтметры: постоянного и переменного тока, импульсного напряжения, универсальные и др. Функциональная схема универсального аналогового электронного вольтметра представлена на рис. 7.23. Данный вольтметр является универсальным, т. е. предназначен для измерений в цепях как постоянного, так и переменного тока.

мерений в цифровом виде. К преимуществам ЦИП можно отнести: достаточно широкий диапазон измеряемых величин с высокой точностью измерений, возможность представления результатов измерения в цифровом виде, запись их цифropечатающим устройством, а также ввод получаемой информации об измеряемых величинах в ЭВМ.

Ознакомимся с работой ЦИП на примере электронного цифрового вольтметра с время-импульсным преобразованием, при котором измеряемое напряжение U_x вначале преобразуется во временной интервал, а затем в цифровой вид. Функциональная схема данного вольтметра представлена на рис. 7.24. Основными узлами цифрового вольтметра, которые осуществляют связь измеряемого напряжения с временным интервалом, являются: два сравнивающих устройства, генератор линейно нарастающего напряжения ГЛИН и триггер. До подачи на входное устройство измеряемого постоянного напряжения U_x устройство управления обеспечивает сброс прежних показаний счетчика, запускает ГЛИН, а также устанавливает триггер в положение «0». Напряжение U_x подается на входное устройство (делитель напряжения), затем усиливается усилителем постоянного тока и подается на вход 2 сравнивающего устройства I. Вход 2 сравнивающего устройства I заземлен. На входы 1 сравнивающих устройств I и II подается линейно нарастающее напряжение u_n (рис. 7.25). При равенстве входных напряжений сравнивающие устройства на своих выходах вырабатывают короткий импульс. Таким образом, первый импульс возникает от сравнивающего устройства I ($u_n = 0$), второй импульс — от сравнивающего устройства II при $u_n = U_x$. При этом первый импульс посредством триггера обеспечивает начало работы ключа и на счетчик поступают импульсы с генератора счетных импульсов с периодом времени T_N . При подаче на триггер второго импульса ключ закрывается, а следовательно, прекращается счет импульсов. Таким образом, осуществлено как сравнение измеряемого напряжения U_x с линейно нарастающим напряжением u_n , так и преобразование его во временной интервал T_x .

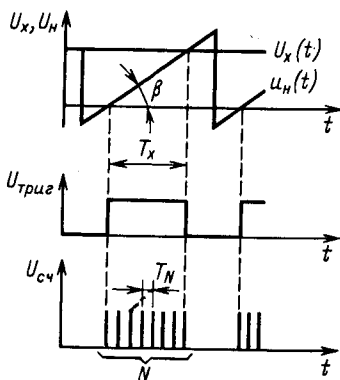


Рис. 7.25. Временные диаграммы к пояснению принципа действия цифрового вольтметра

Показания устройства цифрового отсчета определяются следующим образом:

$$U_x = \text{tg } \beta T_N N,$$

где T_N — период импульсов генератора счетных импульсов;
 N — число импульсов.

При выверке нуля прибора необходимо заземлить вход усилителя постоянного тока, а при градуировке его вход подключается к калибратору, т. е. источнику калиброванного напряжения. Если появляется необходимость измерения переменного напряжения, последнее после делителя подается на преобразователь, где преобразуется в постоянное, после чего подается на вход усилителя постоянного тока. Цифровые вольтметры обеспечивают высокую скорость преобразования (до тысячи измерений в секунду), а также малую погрешность измерения (0,01 — 0,001 %) в диапазоне измеряемых напряжений от 0,1 мкВ до 1000 В. К недостаткам цифровых вольтметров, как и в целом ЦИП, можно отнести их сложность и высокую стоимость.

7.9. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Все более широкое распространение получают электрические методы измерения неэлектрических величин. Указанные методы основаны на преобразовании неэлектрической величины в электрическую. Элемент измерительного устройства, выполняющий эту функцию, называется первичным измерительным преобразователем.

Преобразователи разделяются на две основные группы:

- 1) параметрические преобразователи, в которых измеряемая неэлектрическая величина воздействует на резистивный, или индуктивный, или емкостный элемент так, что каждому значению неэлектрической величины соответствует определенное значение r , или L , или C активного, индуктивного или емкостного элемента электрической цепи измерительного устройства. При изменении измеряемой неэлектрической величины в той же степени изменяется r , или L , или C ;
- 2) генераторные преобразователи, которые преобразуют измеряемую неэлектрическую величину в ЭДС.

Наиболее распространенными параметрическими датчиками являются:

- а) реостатные преобразователи, в которых измеряемая неэлектрическая величина (например, линейное или угловое пере-

мещение) воздействует на движок, изменяя его положение и тем самым сопротивление реостата;

б) преобразователи с терморезисторами, предназначенные для измерения температуры и основанные на зависимости сопротивления проводников и полупроводников от температуры;

в) проволочные преобразователи или тензорезисторы, основанные на изменении сопротивления тонкой константовой проволоки при ее деформации (предназначаются для измерения деформаций и, следовательно, сил, их вызывающих);

г) емкостные преобразователи, представляющие собой плоские или цилиндрические конденсаторы, емкость которых изменяется под действием измеряемой неэлектрической величины (предназначаются для измерения перемещений, механической силы, толщины диэлектрика, содержания влаги и т. д.);

д) индуктивные преобразователи, основанные на изменении индуктивности катушки при перемещении ее сердечника (или изменении воздушного зазора) под действием измеряемой неэлектрической величины: силы, давления, линейного перемещения;

е) фотоэлектрические преобразователи, использующие чувствительность фотоприемников к падающему на их поверхность световому потоку.

Параметрические преобразователи требуют наличия вспомогательного источника электрической энергии.

К генераторным преобразователям относятся:

а) термоэлектрические преобразователи, чувствительным элементом которых является термопара (служат для измерения температуры);

б) индукционные преобразователи, в которых измеряемая механическая величина преобразуется в индуктированную ЭДС;

в) пьезоэлектрические преобразователи, в которых используется появление электрических зарядов на поверхности некоторых кристаллических диэлектриков (кварц и др.) под влиянием механических давлений.

Один и тот же тип преобразователя может быть применен для контроля и измерения различных неэлектрических величин, и, наоборот, для измерения какой-либо неэлектрической величины могут быть использованы преобразователи различных типов.

Рассмотрим несколько простейших примеров измерения неэлектрических величин.

При измерении уровня (объема) жидкости в каком-либо резервуаре подвижная часть преобразователя обычно механиче-

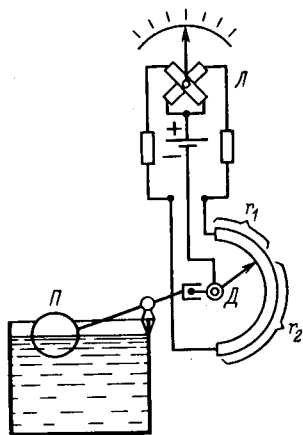


Рис. 7.26. Измерение уровня реостатным датчиком

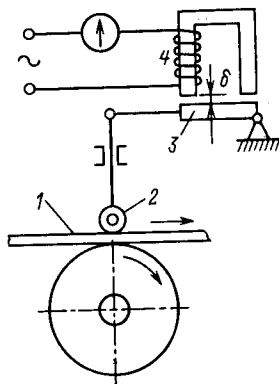


Рис. 7.27. Измерение толщины индуктивным датчиком

ски связана с поплавком Π , положение которого определяется измеряемым уровнем (объемом) (рис. 7.26).

Изменение положения поплавка вызывает перемещение движка $\mathcal{D}$ реостатного преобразователя. Так как реостат включен в цепь, присоединенную к источнику электрической энергии, то, очевидно, каждому значению измеряемого уровня будет соответствовать определенное значение сопротивлений r_1 и r_2 электрической цепи и соответствующее им отношение токов I_1/I_2 . Поэтому шкала логометра $\mathcal{L}$ может быть отградуирована непосредственно в единицах измеряемого уровня (объема).

Для измерения малых перемещений может быть использован индуктивный преобразователь. На рис. 7.27 схематически изображено устройство для контроля толщины ленты.

Изменение толщины ленты 1 влечет за собой перемещение ролика 2 , связанного с якорем 3 магнитопровода преобразователя. Изменение воздушного зазора δ вызывает изменение индуктивного сопротивления обмотки 4 и, следовательно, тока в цепи катушки.

В качестве примера использования генераторного преобразователя рассмотрим принцип действия индукционного тахометра для измерения частоты вращения. Якорь маломощной магнитоэлектрической машины (генератора постоянного тока, см. § 9.7) соединен с валом испытуемой рабочей машины непосредственно или через редуктор. Индуцированная в якоре ЭДС прямо пропорциональна частоте вращения вала ($E \equiv n$). Шкала вольтметра, присоединенного к выводам якоря, может быть от-

градуирована непосредственно в единицах частоты вращения (об/мин).

На практике находят применение и более сложные схемы измерительных устройств, например мостовые схемы с усилителями, позволяющие значительно повысить чувствительность и точность измерений.

Глава восьмая

ТРАНСФОРМАТОРЫ

8.1. НАЗНАЧЕНИЕ, УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

С целью экономичной передачи электроэнергии на дальние расстояния и распределения ее между разнообразными потребителями появляется необходимость в ее трансформации. Последнее осуществляется с помощью повышающих и понижающих трансформаторов.

Трансформатор — статический электромагнитный аппарат, его действие основано на явлении взаимной индукции, он предназначен для преобразования электрической энергии переменного тока с параметрами U_1 , I_1 в энергию переменного тока с параметрами U_2 , I_2 той же частоты.

Принцип индуктивной связи двух обмоток впервые открыт Фарадеем в 1831 г. В период 1870—1880 гг. был создан однофазный трансформатор с разомкнутым магнитопроводом, а в 1880—1890 г. была осуществлена разработка трансформатора с замкнутым магнитопроводом, который усиливал магнитную связь между обмотками и обеспечивал повышенные технико-экономические показатели трансформатора.

Трансформатор (рис. 8.1) состоит из ферромагнитного магнитопровода I , собранного из отдельных листов электротехнической стали, на котором расположены две (w_1 , w_2) обмотки, выполненные из медного или алюминиевого провода. Обмотку, подключенную к источнику питания, принято называть первичной, а обмотку, к которой подключаются приемники, — вторичной. Все величины, относящиеся к первичной и вторичной обмоткам, принято соответственно обозначать индексами 1 и 2.

Если первичную обмотку трансформатора с числом витков w_1 включить в сеть переменного тока, то напряжение сети U_1 вызовет в ней ток I_1 и МДС $I_1 w_1$ создаст переменный маг-

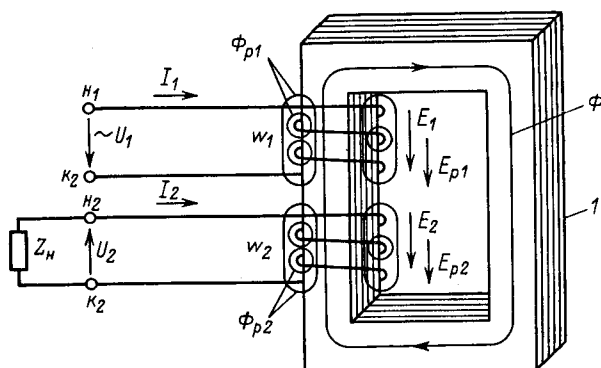


Рис. 8.1. К пояснению устройства и принципа действия трансформатора

нитный поток Φ . Переменный магнитный поток Φ создаст в обмотке w_1 ЭДС E_1 , а в обмотке w_2 ЭДС E_2 . Когда есть нагрузка, электрическая цепь вторичной обмотки оказывается замкнутой и ЭДС E_2 вызовет в ней ток I_2 . Таким образом, электрическая энергия первичной цепи с параметрами U_1 , I_1 и частотой f будет преобразована в энергию переменного тока вторичной цепи с параметрами U_2 , I_2 и f .

Мгновенные значения ЭДС первичной и вторичной обмоток, как следует из явления электромагнитной индукции, имеют выражения

$$e_1 = -w_1 d\Phi/dt, \quad e_2 = -w_2 d\Phi/dt,$$

их действующие значения (при синусоидальном изменении) соответственно равны

$$E_1 = 4,44w_1 f \Phi_m; \quad (8.1)$$

$$E_2 = 4,44w_2 f \Phi_m. \quad (8.2)$$

Разделив значения ЭДС первичной цепи на соответствующее значение ЭДС вторичной цепи, получим

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = n. \quad (8.3)$$

Величина n называется коэффициентом трансформации трансформатора. Электрическая энергия из первичной цепи во вторичную в трансформаторе передается посредством переменного магнитного потока, поскольку гальваническая связь между

первичной и вторичной обмотками трансформатора отсутствует. Отношение значений ЭДС E_1 и E_2 равно отношению чисел витков первичной и вторичной обмоток.

Для выяснения соотношения между первичным и вторичным напряжениями необходимо высказать следующие соображения.

Во-первых, кроме основного магнитного потока Φ или просто магнитного потока трансформатора, как далее мы его будем называть, который полностью располагается в ферромагнитном сердечнике и пронизывает все витки первичной и вторичной обмоток, ток первичной обмотки создает магнитный поток рассеяния Φ_{p1} . Поток рассеяния Φ_{p1} в отличие от основного охватывает витки только первичной обмотки и, как это видно на рис. 8.1, располагается главным образом в немагнитной среде (воздушном пространстве или трансформаторном масле, окружающем обмотку). Этот поток создает в первичной обмотке ЭДС E_{p1} . Во-вторых, первичная обмотка обладает определенным активным сопротивлением. Поэтому, как вытекает из уравнения электрического состояния первичной цепи

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 - \underline{E}_{p1} + I_1 r_1, \quad (8.4)$$

значения напряжения U_1 и ЭДС E_1 не равны. ЭДС E_1 меньше напряжения U_1 на значение падения напряжения, обусловленное ЭДС E_{p1} и активным сопротивлением обмотки.

Однако эта разность невелика, и если ею пренебречь, то можно допустить, что

$$\underline{U}_1 \approx -\underline{E}_1, \text{ или } |\underline{U}_1| \approx |\underline{E}_1|, \text{ или } U_1 \approx E_1.$$

При работе трансформатора с нагрузкой в его вторичной обмотке действует ток I_2 . Ток вторичной обмотки участвует в создании основного магнитного потока Φ , а также создает поток рассеяния Φ_{p2} , расположенный в немагнитной среде, как Φ_{p1} , и наводящий в этой обмотке ЭДС E_{p2} .

Напряжение U_2 , как вытекает из уравнения электрического состояния вторичной цепи

$$\underline{U}_2 = \underline{E}_2 + \underline{E}_{p2} - I_2 r_2, \quad (8.5)$$

меньше ЭДС E_2 на значение падения напряжения, обусловленное ЭДС E_{p2} и активным сопротивлением обмотки. Однако эта разность невелика, и если ею пренебречь, то можно считать, что

$$U_2 \approx E_2.$$

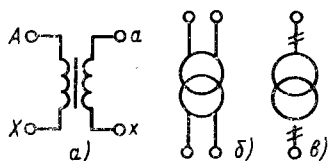


Рис. 8.2. Условные обозначения однофазного трансформатора

Подставив в уравнение (8.3) вместо E_1 и E_2 соответственно напряжения U_1 и U_2 , получим

$$\frac{w_1}{w_2} \approx \frac{U_1}{U_2} = n,$$

откуда следует, что $U_2 = U_1 w_2 / w_1 = U_1 / n$.

Поэтому можно считать, что коэффициент трансформации трансформатора представляет собой отношение значений первичного напряжения к вторичному. Соотношение между первичным и вторичным токами можно определить из равенства первичной и вторичной мощностей. Действительно, если пренебречь потерями активной мощности в обмотках и реактивной мощностью, обусловленной главным магнитным потоком и потоками рассеяния трансформатора, то

$$U_1 I_1 = U_2 I_2,$$

откуда

$$U_1 / U_2 = I_2 / I_1 = n$$

и, следовательно,

$$I_2 = I_1 n.$$

Однофазные трансформаторы на схемах электрических цепей изображаются так, как это указано на рис. 8.2, а–в. Начало и конец первичной обмотки обозначаются большими буквами: начало А, конец Х, вторичной обмотки — малыми буквами: начало а, конец х. Предполагается, что направление намотки от начала к концу относительно магнитопровода обеих обмоток одинаковое или по часовой, или против часовой стрелки.

8.2. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Передача электрической энергии большой мощности на большие расстояния технически возможна и экономически целесообразна при малых сечениях проводов линии передачи и малых потерях энергии в них. Сечение проводов и потери

мощности в них определяются током, а ток при заданной мощности, как известно, зависит от напряжения:

$$S = UI.$$

Естественно, чем выше напряжение, тем меньше ток, сечение проводов и потери мощности.

Напряжение синхронных генераторов электрических станций относительно невелико: 15 000—24 000 В, сечение проводов и потери мощности в проводах линии передачи при этом напряжении были бы слишком велики. Поэтому на электрических станциях с помощью трансформаторов напряжение повышают до 110 000—750 000 В и электроэнергию передают при таком напряжении к местам потребления. Энергия столь высокого напряжения не может быть непосредственно использована подавляющим числом потребителей, поскольку они рассчитаны по технико-экономическим соображениям и условиям безопасности для работы при относительно низком напряжении — порядка 220—380—500 В. Следует отметить, что имеется довольно широкая группа потребителей, работающих при напряжении 10 (6) кВ. Поэтому в местах потребления электрической энергии (в конце линии передачи) напряжение понижают до требуемых значений также с помощью трансформаторов. Это — одна из основных областей применения трансформаторов, где без них обойтись невозможно.

Трансформаторы широко используются во всякого рода измерительных устройствах, радиоприемниках, телевизорах, осциллографах, для местного освещения и т. п. В этих случаях трансформатор преобразует имеющееся стандартное напряжение электрической сети в напряжение другого значения, которое необходимо для питания отдельных элементов электротехнических устройств. Во многих случаях трансформаторы имеют несколько обмоток. Трансформаторы используются в сварочных и электротермических установках. Трансформаторы широко используются при измерении тока, напряжения и мощности в электрических цепях с большим напряжением или с большими токами. Они называются измерительными. Существует много специальных трансформаторов, работающих во всякого рода автоматических установках, напряжение на их обмотках во многих случаях несинусоидальное. В этой книге рассматриваются трансформаторы, работающие в цепях синусоидального тока.

8.3. РЕЖИМ ХОЛОСТОГО ХОДА ТРАНСФОРМАТОРА

Режим холостого хода трансформатора имеет место, когда разомкнута цепь его вторичной обмотки, в обмотке нет тока и она не оказывает влияния на режим работы первичной обмотки. В режиме холостого хода процессы, происходящие в трансформаторе, аналогичны процессам в катушке с ферромагнитным магнитопроводом, которые подробно рассмотрены в разд. Б гл. 6. Дополнительно к материалу, упомянутому в гл. 6, применительно к трансформатору необходимо добавить следующее.

Магнитопровод трансформаторов собирается из отдельных листов электротехнической стали толщиной 0,35—0,5 мм, между которыми есть изоляционная прослойка в виде лака, окалины или клея. Потери электрической энергии в магнитопроводе невелики и, следовательно, невелик и ток I_a , обусловленный этими потерями. Воздушный зазор магнитопровода, определяемый качеством обработки отдельных листов и качеством сборки, относительно невелик. Листы слоев магнитопровода собираются внахлестку: последующий слой перекрывает воздушные промежутки в стыках листов предыдущего слоя, что приводит к существенному уменьшению эквивалентного воздушного зазора магнитопровода трансформатора (подробнее — в § 8.12). По этой причине намагничивающий ток I_p трансформатора и ток холостого хода трансформатора, равный

$$I_{10} = \sqrt{I_p^2 + I_a^2},$$

невелики. Ток холостого хода составляет всего 5—10% номинального значения.

Необходимо отметить, что ток I_a значительно меньше I_p . Поэтому при анализе работы и в расчетных формулах часто принимают

$$I_{10} \approx I_p.$$

Следует обратить внимание на то, что петля перемагничивания электротехнической стали магнитопроводов трансформаторов относительно «узкая» (рис. 8.3) и значение амплитуды магнитной индукции B_m для обычных трансформаторов выбирается в пределах 1,2—1,6 Тл, что соответствует примерно точке кривой намагничивания, лежащей на «колене», поэтому в пределах изменения B от $B = 0$ до $B = B_m$ зависимость тока от магнитной индукции примерно линейная. Поскольку магнитный поток и, следовательно, магнитная индукция изменяются синусоидально, намагничивающий ток также будет изменяться по за-

кону, близкому к синусоидальному. В дальнейшем будем считать, что ток холостого хода изменяется по синусоидальному закону. На рис. 8.4 изображены схема замещения (а) и векторная диаграмма (б) трансформатора при холостом ходе (E_2 на рисунке не показана). В схеме замещения r_0 — активное сопротивление, потери мощности в котором равны потерям мощности в магнитопроводе трансформатора, x_0 — индуктивное сопротивление первичной обмотки, обусловленное основным магнитным потоком, r_1 — активное сопротивление первичной обмотки, x_1 — индуктивное сопротивление первичной обмотки, обусловленное потоками рассеяния.

Уравнение электрического состояния первичной цепи трансформатора при холостом ходе

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_{10} + \underline{I}_{10}r_1 + j\underline{I}_{10}x_1. \quad (8.6)$$

Напряжение на выводах вторичной обмотки при холостом ходе трансформатора

$$U_{20} = E_2.$$

Опыт холостого хода. Для выяснения соответствия действительных значений тока холостого хода, потерь мощности в магнитопроводе и коэффициента трансформации расчетным

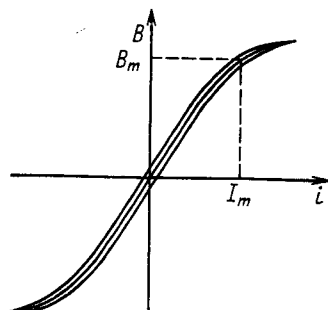


Рис. 8.3. Кривая намагничивания трансформаторной стали

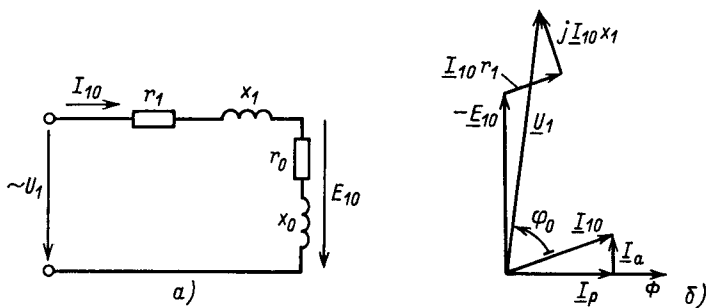


Рис. 8.4. Схема замещения (а) и векторная диаграмма (б) холостого хода трансформатора

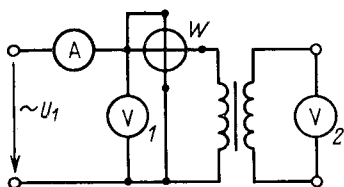


Рис. 8.5. Схема опыта холостого хода трансформатора

данным вновь спроектированного и изготовленного трансформатора проводят опыт холостого хода. Этот опыт иногда проводят для выяснения указанных выше параметров трансформаторов, паспортные данные которых отсутствуют. Схема опыта холостого хода изображена на рис. 8.5. В соответствии с паспортными данными трансформатора устанавливают напряжение на первичной обмотке, равное номинальному значению, после чего записывают показания приборов. Амперметр измеряет ток холостого хода I_{10} , ваттметр — потери мощности в трансформаторе $\Delta P_0 \approx \Delta P_{ст}$. Отношение показаний вольтметров равно коэффициенту трансформации трансформатора $n \approx U_1/U_2$. Поскольку ток холостого хода и активное сопротивление первичной обмотки малы, потери в ней незначительны и намного меньше потерь в магнитопроводе трансформатора. По этой причине можно считать, что ваттметр измеряет мощность потерь в магнитопроводе трансформатора. На основании опытных данных можно определить r_0, x_0, z_0 , а также значения тока I_p и I_a . Если пренебречь r_1 и x_1 (так как $r_1 \ll r_0$ и $x_1 \ll x_0$), то

$$\begin{aligned} r_0 &= \Delta P_0 / I_{10}^2; \quad z_0 = U_1 / I_{10}; \\ x_0 &= \sqrt{z_0^2 - r_0^2}; \quad \cos \varphi_0 = r_0 / z_0; \\ I_p &= I_{10} \sin \varphi_0; \quad I_a = I_{10} \cos \varphi_0. \end{aligned}$$

8.4. РАБОТА ТРАНСФОРМАТОРА С НАГРУЗКОЙ

Для анализа работы трансформатора с нагрузкой уравнения электрического состояния первичной (8.4) и вторичной (8.5) цепей записывают в виде

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + I_1 r_1 + j I_1 x_1, \quad (8.7)$$

из которого следует, что ток в первичной обмотке трансформатора равен

$$I_1 = \frac{\underline{U}_1 + \underline{E}_1}{r_1 + j x_1}, \quad (8.7a)$$

и

$$\underline{U}_2 = \underline{E}_2 - I_2 r_2 - j I_2 x_2, \quad (8.8)$$

в которых $j I_1 x_1 = -\underline{E}_{p1}$ и $j I_2 x_2 = -\underline{E}_{p2}$, где x_1 и x_2 — индуктивные сопротивления первичной и вторичной обмоток, обусловленные потоками рассеяния.

Как уже говорилось выше, при работе трансформатора с нагрузкой (см. рис. 8.1) во вторичной обмотке действует ток I_2 и основной магнитный поток создают МДС обеих обмоток. Так как положительные направления действующих значений токов в первичной и вторичной обмотках одинаковые от начала к концу (см. рис. 8.1), то основной магнитный поток обусловлен суммой МДС. Сумма МДС, она векторная, заменяется одной результирующей:

$$\underline{I} w_1 + \underline{I}_2 w_2 = (\underline{I} w)_{\text{рез}}. \quad (8.9)$$

При холостом ходе $I_2 = 0$ и

$$(\underline{I} w)_{\text{рез}} = I_1 w_1 = I_{10} w_1$$

и создаваемый этой МДС магнитный поток $\Phi_m = \Phi_{m0}$. Значение ЭДС E_{10} , индуцируемой этим потоком, как следует из уравнения (8.6), почти равно U_1 , так как ток холостого хода I_{10} мал и падение напряжения от него в r_1 и x_1 пренебрежимо мало:

$$U_1 \approx E_{10}.$$

При изменении нагрузки изменяются ЭДС E_1 , магнитный поток и результирующая МДС трансформатора. Однако, как уже об этом говорилось, падение напряжения в первичной обмотке как при холостом ходе, так и при нагрузке невелико и практически можно допустить, что $E_1 = E_{10} = U_1$ и ЭДС не зависит от нагрузки.

Если это допустить, то необходимо предположить, что магнитный поток и создающая его МДС также не зависят от нагрузки и имеют те же значения, что и при холостом ходе:

$$\Phi_m = \Phi_{m0} \text{ и } (\underline{I} w)_{\text{рез}} = I_{10} w_1.$$

Такое допущение намного упрощает анализ работы трансформатора и не вносит существенных погрешностей в расчетные формулы. Поэтому уравнение МДС (8.9) принято за-

писывать в виде

$$\underline{I}_1 w_1 + \underline{I}_2 w_2 = \underline{I}_{10} w_1, \quad (8.10)$$

а $\underline{I}_{10} w_1$ в одних случаях называть МДС тока холостого хода, в других — просто результирующей МДС, так как в общем случае это совсем не одно и то же.

Необходимо отметить, во-первых, что физические явления в трансформаторе довольно сложные и их нельзя объяснить, если допустить, что E_1 и Φ_m не зависят от нагрузки.

Как, например, объяснить в этом случае, пользуясь уравнением (8.7а), почему с изменением тока I_2 изменяется ток I_1 ? Невозможно. В действительности ток I_1 изменяется потому, что изменяется ЭДС E_1 . Это вытекает из (8.7а). В выражении (8.7а) величины U_1 , r_1 , x_1 не зависят от тока I_2 и с его изменением остаются неизменными. Следовательно, I_1 есть функция E_1 , а она вызвана магнитным потоком Φ_m ($E = 4,44 w f \Phi_m$). Магнитный поток изменяется в результате действия МДС $\underline{I}_2 w_2$. Во-вторых, при нагрузках, значительно превышающих номинальные, например коротком замыкании, магнитный поток намного меньше, чем при номинальном режиме, и все сделанные выше допущения привели бы к недопустимым погрешностям в расчетных формулах. Разделив правую и левую части уравнения (8.10) на w_1 и решив его относительно тока $\underline{I}_1$, получим

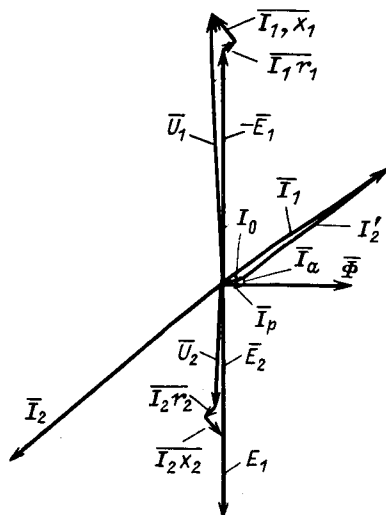
$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} - \underline{I}_2 w_2 / w_1 = \underline{I}_{10} + \underline{I}'_2, \quad (8.11)$$

где $\underline{I}'_2 = -\underline{I}_2 w_2 / w_1$ — приведенное значение тока вторичной обмотки.

Из уравнения (8.11) вытекает, во-первых, то, что ток в первичной обмотке имеет две составляющие: ток холостого хода и ток, обусловленный нагрузкой, и, во-вторых, поскольку намагничивающий ток (ток холостого хода) не зависит от нагрузки, с изменением тока I_2 в той же степени изменяется ток I_1 , что ранее было доказано с помощью закона сохранения энергии. Для качественного анализа и получения относительных количественных соотношений трансформатора с нагрузкой полезно использовать векторную диаграмму, которая является графическим отображением уравнений электрического состояния (8.7), (8.8) первичной и вторичной цепей трансформатора и уравнения токов (8.11).

На рис. 8.6 изображена векторная диаграмма при $\underline{Z}_n = r_n + jx_n$. Необходимо отметить два важных положения, вытекающих из векторной диаграммы и рис. 8.1. Первое: напряжение вторичной обмотки почти совпадает по фазе с первичным (для

Рис. 8.6. Векторная диаграмма нагруженного трансформатора



идеализированного трансформатора совпадает точно). Второе: ток вторичной обмотки находится почти в противофазе с током первичной обмотки. Это означает, что МДС вторичной обмотки большую часть периода переменного тока является размагничивающей относительно МДС тока первичной обмотки (см. рис. 8.6).

Действительно, если напряжение $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$ и направлено от начала к концу первичной обмотки, то, как это следует из векторной диаграммы, напряжение u_2 можно записать так: $u_2 = U_{2m} \sin(\omega t - \pi)$ (угол несколько больше π , для идеализированного трансформатора точно π), но оно направлено от конца к началу вторичной обмотки. Если направление действия u_2 принять таким же, как u_1 , — от начала к концу, то выражение u_2 следует записать в таком виде: $u_2 = -U_{2m} \sin(\omega t - \pi)$ или $u_2 = U_{2m} \sin \omega t$. Отсюда следует, что в первую часть периода начала обмоток имеют положительный потенциал относительно своих концов, а во вторую часть периода — отрицательный, а это означает, что u_2 и u_1 почти совпадают по фазе (для идеализированного трансформатора совпадают точно).

Ток в первичной обмотке имеет выражение $i_1 = I_{1m} \sin(\omega t - \varphi_1)$ и направлен от начала к концу обмотки, ток во вторичной обмотке, как это следует из векторной диаграммы, равен $i_2 = I_{2m} \sin(\omega t - \varphi_1 - \pi)$ (угол несколько больше π , если же пренебречь током холостого хода I_0 , то точно π). Следовательно, когда ток (движение положительных зарядов) в первичной обмотке направлен от начала к концу, то во вторичной — от конца к началу и наоборот. Таким образом, мгновенное значение результирующей МДС трансформатора равно почти арифметической разности (см. рис. 8.12) МДС первичной и вторичной обмоток

$$i_1 w_1 - i_2 w_2 = i_0 w_1,$$

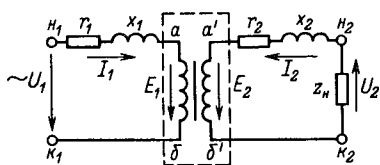


Рис. 8.7. Схема трансформатора

т. е. вторичный ток по отношению к первичному является размагничивающим, что соответствует правилу Ленца.

Определить значения величин, входящих в уравнения (8.7), (8.8), (8.11), например U_2 и I_2 , при заданном значении нагрузки или построить график зависимости U_2 от I_2 возможно графически

путем построения нескольких векторных диаграмм, что сопряжено со значительной затратой времени и погрешностью, связанной с неточностью графических построений. Поэтому для анализа и расчета трансформаторов используется схема замещения, в которой действительная магнитная связь между первичной и вторичной обмотками заменена гальванической, в результате чего возникает единая электрическая цепь переменного тока, позволяющая аналитически определить упомянутые выше величины. Схема замещения может быть получена следующим образом.

На рис. 8.7 изображена схема трансформатора, в которой активные сопротивления r_1, r_2 и индуктивные сопротивления x_1 и x_2 первичной и вторичной обмоток вынесены, магнитная связь осуществляется между идеализированными обмотками w_1 и w_2 , в которых действуют ЭДС E_1 и E_2 от основного магнитного потока. Трансформатор, в котором r_1, r_2, x_1, x_2 равны нулю, называется идеализированным; он обведен на рис. 8.7 пунктирной линией. Для образования гальванической связи, казалось бы, необходимо соединить точки aa' и bb' (рис. 8.7). Однако делать этого нельзя, так как значения ЭДС E_1 и E_2 не одинаковы и в результате возникло бы короткое замыкание. Поэтому вначале надо уравнивать потенциалы точек aa' и bb' , т. е. ввести вместо действительного значения ЭДС E_2 его приведенное значение E'_2 , вместо действительного тока I_2 — его приведенное значение I'_2 . В результате реальный трансформатор заменяется трансформатором с одинаковым числом витков первичной и вторичной обмоток. Приведенное значение ЭДС

$$E'_2 = E_1 = E_2 w_1 / w_2 = E_2 n.$$

Приведенное значение (абсолютное) тока I'_2 , как это вытекает из уравнения (8.11), равно $I'_2 = I_2 w_2 / w_1$. Это же можно доказать исходя из того, что мощность (электромагнитная мощность), воспринимаемая вторичной обмоткой от первичной, в схеме замещения должна иметь то же значение, что и в реальном

трансформаторе:

$$E_2 I_2 = E_2' I_2' = E_2 \frac{w_1}{w_2} I_2',$$

откуда $I_2' = I_2 \frac{w_2}{w_1}$.

Поскольку в схеме замещения действуют приведенные значения E_2' и I_2' , отличные от действительных, необходимо привести и значения параметров вторичной цепи к первичной. В противном случае схема замещения не будет отражать реальные соотношения в трансформаторе.

Приведенные значения параметров вторичной цепи определяются из закона сохранения энергии: потери мощности в активном сопротивлении r_2' и реактивная мощность индуктивного сопротивления x_2' схемы замещения должны быть соответственно такими же, как в реальных r_2 и x_2 вторичной обмотки трансформатора. Приведенные значения определяются из соотношений

$$I_2^2 r_2 = I_2'^2 r_2'; \quad I_2^2 x_2 = I_2'^2 x_2'; \quad I_2^2 z_n = I_2'^2 z_n',$$

откуда

$$r_2' = r_2 n^2; \quad x_2' = x_2 n^2; \quad z_n' = z_n n^2.$$

Приведенное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора

$$U_2' = -U_2 w_1 / w_2 = -U_2 n.$$

На рис. 8.8 изображена схема замещения трансформатора. Ветвь схемы замещения ab , в которой действует I_{10} , называется намагничивающей, ее параметры r_0 и x_0 были рассмотрены при изучении холостого хода трансформатора. Схема замещения представляет собой разветвленную электрическую цепь переменного тока, что несколько усложняет расчеты, поэтому в практике обычно пользуются упрощенной схемой замещения. В упрощенной схеме замещения намагничивающую ветвь ab переносят к выводам первичной обмотки. Это вносит некоторые погрешности из-за падения напряжения в r_1 и x_1 . Однако падение напряжения столь мало, что им можно пренебречь. Для большинства трансформаторов, как об этом уже говорилось, ток холостого хода I_{10} невелик и им можно пренебречь. Поэтому в упрощенной схеме замещения (рис. 8.9) предполагается, что $I_{10} = 0$ и $I_1 = I_2'$, и намагничивающая ветвь на схеме не указывается.

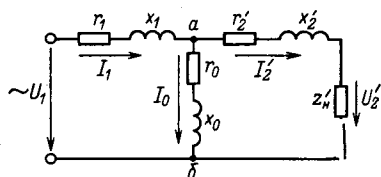


Рис. 8.8. Схема замещения трансформатора

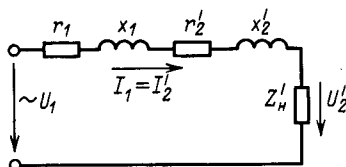


Рис. 8.9. Упрощенная схема замещения трансформатора

Упрощенная схема замещения трансформатора может быть получена и другим путем, который и рассмотрим.

Выразив E_2 в (8.8) через E_1 ($E_2 = E_1 w_2 / w_1 = E_1 / n$) и решив уравнение относительно E_1 , получим

$$\underline{E}_1 = \underline{U}_2 n + \underline{I}_2 r_2 n + j \underline{I}_2 x_2 n.$$

Подставив это значение E_1 в (8.7), получим

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}_2 n - \underline{I}_2 r_2 n - j \underline{I}_2 x_2 n + \underline{I}_1 r_1 + j \underline{I}_1 x_1. \quad (8.12)$$

Если пренебречь током холостого хода ($I_{10} = 0$), то из (8.11) следует, что

$$\underline{I}_1 = -\underline{I}_2 w_2 / w_1 = -\underline{I}_2 / n.$$

Подставив это значение $\underline{I}_1$ в (8.12), получим

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}_2 n - \underline{I}_2 r_2 n - j \underline{I}_2 x_2 n - \underline{I}_2 r_1 / n - j \underline{I}_2 x_1 / n. \quad (8.13)$$

Выразив $\underline{U}_2$ и $\underline{I}_2$ в (8.13) через их приведенные значения $\underline{U}'_2 = -\underline{U}_2 n$ и $\underline{I}'_2 = -\underline{I}_2 / n$, откуда $\underline{U}_2 = -\underline{U}'_2 / n$ и $\underline{I}_2 = -\underline{I}'_2 n$ (знак минус появился вследствие того, что во вторичной обмотке ток $\underline{I}_2$ направлен от начала к концу, напряжение — от конца к началу, а в схеме замещения эти направления изменены на обратные), получим $\underline{U}_1 = \underline{U}'_2 + \underline{I}'_2 r_2 n^2 + j \underline{I}'_2 x_2 n^2 + \underline{I}'_2 r_1 + j \underline{I}'_2 x_1$.

Обозначив $r_2 n^2 = r'_2$ и $x_2 n^2 = x'_2$, получим

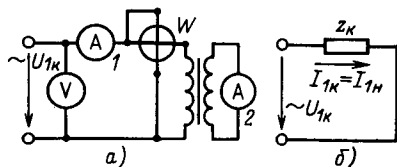
$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{U}'_2 + \underline{I}'_2 r'_2 + j \underline{I}'_2 x'_2 + \underline{I}'_2 r_1 + j \underline{I}'_2 x_1 = \underline{U}'_2 + \underline{I}'_2 (r_1 + r'_2) + j \underline{I}'_2 (x_1 + x'_2) = \\ &= \underline{U}'_2 + \underline{I}'_2 r_k + j \underline{I}'_2 x_k = \underline{U}'_2 + \underline{I}'_2 \underline{Z}_k. \end{aligned}$$

Этому уравнению соответствует упрощенная схема замещения трансформатора, изображенная на рис. 8.9.

На основании закона Ома применительно к упрощенной схеме замещения можно записать

$$\underline{I}_1 = \underline{I}'_2 = \frac{\underline{U}_1}{\sqrt{(r_k + r'_k)^2 + (x_k + x'_k)^2}}, \quad (8.14)$$

Рис. 8.10. Схема опыта короткого замыкания (а), схема замещения трансформатора при коротком замыкании (б)



где $r_k = r_1 + r_2'$ — активное сопротивление обмоток трансформатора; $x_k = x_1 + x_2'$ — индуктивное сопротивление обмоток трансформатора; r_n' — приведенное значение активного сопротивления нагрузки; x_n' — приведенное значение индуктивного сопротивления нагрузки.

Напряжение на выводах вторичной обмотки трансформатора

$$\underline{U}_2' = \underline{U}_1 - \underline{I}_2' r_k - j \underline{I}_2' x_k. \quad (8.15)$$

Падение напряжения в обмотках трансформатора

$$\Delta \underline{U} = \underline{U}_1 - \underline{U}_2' = \underline{I}_2' \underline{Z}_k,$$

где $\underline{Z}_k = r_k + jx_k$ — полное сопротивление обмоток трансформатора.

Сопротивления r_k и x_k определяются из опыта короткого замыкания, поэтому их называют параметрами короткого замыкания трансформатора.

Опыт короткого замыкания. Для выяснения соответствия значений расчетных данных сопротивлений r_k и x_k их действительным проводят опыт короткого замыкания. Опыт проводят и для определения r_k и x_k , когда их расчетные значения не известны.

Схема опыта короткого замыкания изображена на рис. 8.10, а. Значение полного сопротивления обмоток трансформатора z_k составляет всего 5–15% сопротивления нагрузки, и если бы вторичная обмотка оказалась замкнутой накоротко при номинальном напряжении на первичной обмотке, то в обмотках трансформатора возник бы опасный для обмоток ток, больший номинального примерно в 10–20 раз.

Поэтому опыт проводят следующим образом. После сборки схемы опыта с помощью какого-либо регулятора напряжения устанавливают напряжение на первичной обмотке такого значения, при котором ток в обмотках равен их номинальным значениям. Напряжение при этом окажется не более 5–15% номинального. Это напряжение называют напряжением короткого замыкания и обозначают U_{1k} . Затем записывают показания приборов. На рис. 8.10, б изображена схема замещения при опыте короткого замыкания.

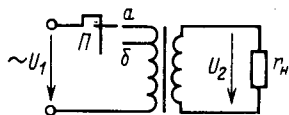


Рис. 8.11. Схема трансформатора к примеру 8.1

Мощность, измеряемая ваттметром, есть мощность всех потерь энергии в трансформаторе. Однако из-за малого значения напряжения на первичной обмотке и, следовательно, малого значения амплитуды магнитной индукции, что вытекает из

выражения $U_{1к} = E_{1к} = 4,44 \omega_1 B_m S_{ст}$, потери мощности в магнитопроводе, которые примерно пропорциональны квадрату амплитуды магнитной индукции, намного меньше, чем при номинальном напряжении, и значительно меньше потерь в обмотках трансформатора при номинальном токе и ими можно пренебречь. Таким образом, ваттметр фактически измеряет мощность потерь в обмотках трансформатора при номинальной нагрузке:

$$\Delta P_k = I_{1н}^2 r_1 + I_{2н}^2 r_2 = I_{1н}^2 r_1 + I_{2н}'^2 r_2',$$

а так как

$$I_{2н}' = I_{1н} \text{ и } r_2' = r_2 n^2,$$

то

$$\Delta P_k = I_{1н}^2 (r_1 + r_2') = I_{1н}^2 r_k,$$

откуда определяется значение

$$r_k = \Delta P_k / I_{1н}^2.$$

Значение полного сопротивления определяется по показаниям вольтметра и амперметра и составляет

$$z_k = U_{1к} / I_{1к} = U_{1к} / I_{1н}.$$

Значение индуктивного сопротивления определяется из выражения

$$x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}.$$

В трансформаторах малой мощности (10–500 Вт) $r_k > x_k$, средней $r_k < x_k$, большой $r_k \ll x_k$.

Пример 8.1. Как изменятся амплитуда магнитной индукции, ток холостого хода, напряжение на вторичной обмотке, токи во вторичной и первичной обмотках трансформатора, а также мощность, потребляемая трансформатором, и потери мощности в магнитопроводе трансформатора, если уменьшить число витков первичной обмотки на 5–10% (выключатель *В* переключить из положения *а* в положение *б*, рис. 8.11)?

Решение. 1. Как вытекает из выражения

$$U_1 \approx E_1 = 4,44 f w_1 B_m S_{\text{ст}},$$

при уменьшении числа витков первичной обмотки w_1 увеличится амплитуда магнитной индукции B_m в магнитопроводе трансформатора, так как остальные величины, входящие в уравнение, не изменятся.

2. Как вытекает из выражения

$$B_m = \mu_a H_m,$$

увеличится значение амплитуды напряженности магнитного поля в магнитопроводе.

3. Из закона полного тока

$$H_{\text{ст.м}} l_{\text{ст}} + H_{0m} l_0 = I_{0m} w_1$$

следует, что с увеличением H_m увеличится и ток холостого хода I_{0m} .

4. Напряжение на вторичной обмотке U_2 увеличится, что вытекает из выражения

$$U_2 = U_1 \quad w_2/w_1.$$

5. Ток во вторичной обмотке I_2 увеличится, что следует из закона Ома,

$$I_2 = U_2/z_n.$$

6. Ток в первичной обмотке I_1 и мощность, потребляемая трансформатором P , увеличится, что следует из закона сохранения энергии,

$$P = U_2 I_2 = I_2^2 r_n \approx I_1 U_1$$

или из уравнения

$$\vec{I}_1 = \vec{I}_0 + \vec{I}_2'.$$

7. Потери мощности в магнитопроводе трансформатора возрастут, поскольку они пропорциональны примерно квадрату амплитуды магнитной индукции, а она увеличилась.

Пример 8.2. Как изменятся напряжение вторичной обмотки, ток холостого хода и потери мощности в магнитопроводе трансформатора, рассчитанного для работы в сети с частотой $f = 50$ Гц, если его включить в сеть с частотой $f = 100$ Гц того же значения первичного напряжения?

Решение. 1. Как вытекает из выражения

$$U \approx E_1 = 4,44 w_1 f B_m S_{\text{ст}},$$

с увеличением частоты f уменьшится значение амплитуды магнитной индукции B_m , следовательно, и напряженности магнитного поля $H_m (B_m = \mu_a H_m)$, и тока холостого хода $I_0 (H_{\text{ст.м}} l_{\text{ст}} + H_{0m} l_0 = I_{0m} w_1)$.

2. Напряжение вторичной обмотки не изменится, так как оно определяется из соотношения

$$U_2 = U_1 \quad w_2/w_1.$$

3. Потери мощности в магнитопроводе трансформатора

$$\Delta P_{\text{ст}} = G \Delta P_{10} B_m^n \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3}$$

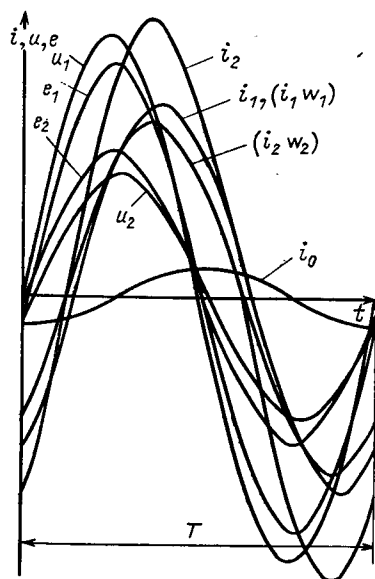
уменьшаться, так как показатель степени $n \approx 2$, а показатель степени частоты f равен 1,3.

8.5. МГНОВЕННЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ ТРАНСФОРМАТОРА

Для пояснения процессов, происходящих в трансформаторе, которые мы рассматривали с использованием действующих значений токов и напряжений с их традиционными положительными направлениями, полезно рассмотреть графики мгновенных значений действительных величин u_1 , i_1 , u_2 , i_2 и i_{10} (рис. 8.12), которые можно записать с помощью осциллографа.

Графики мгновенных значений ЭДС e_1 и e_2 построены расчетным путем. Можно ЭДС e_1 и e_2 записать на осциллографе, но для этого трансформатор надо снабдить дополнительной ненагруженной обмоткой. Измерительные устройства светолучевого осциллографа имеют малую инерционность и могут записывать на фотобумаге мгновенные значения напряжений и токов.

Измерительные устройства осциллографа для измерений тока выключаются как амперметры, а напряжения — как вольтметры (рис. 8.13).



Если действительное направление тока (движение положительных зарядов) такое, как указано на рис. 8.13, — от точки A_1 к точке B_1 (соответственно от A_2 к B_2) измерительного устройства, то значения тока записываются выше оси времени (если бы амперметр мог реагировать на мгновенное значение тока, то его стрелка отклонялась бы вправо), при обратном направлении — ниже оси (стрелка амперметра отклонялась влево). Если действительное направле-

Рис. 8.12. Графики (осциллограммы) мгновенных значений токов и напряжений трансформатора

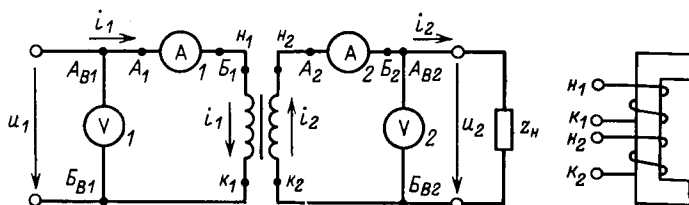


Рис. 8.13. Схема включения приборов для осциллографирования мгновенных значений токов и напряжений трансформатора

ние напряжений такое, как указано на рис. 8.13, т. е. точка A_{B1} измерительного устройства имеет положительный потенциал, а точка B_{B1} — отрицательный (соответственно A_{B2} — положительный, B_{B2} — отрицательный), значения напряжения записываются выше оси времени (если бы вольтметр мог реагировать на мгновенное значение напряжения, то его стрелка отклонялась бы вправо), при обратной полярности — ниже оси времени (стрелка вольтметра отклонялась бы влево). Из графиков рис. 8.12 следует, что ток в первичной обмотке i_1 отстает от напряжения u_1 на угол, значение которого обусловлено параметрами трансформатора z_k и потребителя $z_n = r_n + jx_n$.

Вторичное напряжение u_2 отстает по фазе от напряжения сети u_1 на угол, обусловленный полным сопротивлением трансформатора z_k . Для идеализированного трансформатора $Z_k = 0$ они совпадают. Ток вторичной обмотки i_2 отстает от напряжения u_2 на угол, определяемый параметрами нагрузки z_n .

Далее из графика следует, что большую часть времени первой половины периода, когда ток i_1 направлен от начала к концу первичной обмотки, ток i_2 во вторичной обмотке направлен от конца к началу. Большую часть времени второй половины периода, когда ток i_1 направлен от конца к началу, ток i_2 направлен от начала к концу обмотки. Из этого следует, что МДС вторичной обмотки $i_2 w_2$ большую часть времени периода направлена против МДС первичной обмотки $i_1 w_1$, что согласуется с правилом Ленца. Разность МДС первичной и вторичной обмоток равна МДС тока холостого хода. График тока $i_{10}(t)$ можно построить на основании уравнения

$$i_{10} w_1 = i_1 w_1 - i_2 w_2$$

или записать на осциллографе при разомкнутой вторичной обмотке трансформатора, когда $i_2 = 0$. При работе с нагрузкой, как об этом уже говорилось, магнитный поток создается МДС первичной и вторичной обмоток и правило Ленца устанавливает связь между магнитным потоком $\Phi(i_0)$ трансформатора и ЭДС первичной и вторичной обмоток, так как

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt}, \quad e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt}.$$

Как видно из рис. 8.12, при возрастании тока i_0 (если пренебречь активной составляющей тока холостого хода, то магнитный поток Φ

и ток i_0 совпадают по фазе) ЭДС e_1 действует против тока i_0 при убывании магнитного потока в направлении тока i_0 . Это справедливо для любого момента времени. При холостом ходе трансформатора, когда магнитный поток создается только током $i_1 = i_0$, ЭДС e_1 действует против тока в первичной обмотке i_1 или согласно с ним.

Следует отметить, что при синусоидальном напряжении на первичной обмотке u_1 магнитный поток $\Phi(i_0)$, напряжение u_2 и ток i_2 изменяются также по синусоидальному закону независимо от того, насыщен или нет магнитопровод трансформатора, в то время как ток в первичной обмотке i_1 и ток холостого хода i_0 будут иметь синусоидальный характер только при ненасыщенном магнитопроводе трансформатора.

8.6. ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ТРАНСФОРМАТОРА

Зависимость напряжения на вторичной обмотке трансформатора от тока нагрузки $U_2 = f(I_2)$ при $U_1 = \text{const}$ и $\cos \varphi_2 = \text{const}$ называется внешней характеристикой. Из уравнения (8.15) для упрощенной схемы замещения трансформатора следует, что с изменением тока во вторичной обмотке (тока нагрузки I_2) напряжение на вторичной обмотке изменяется. Значение напряжения на вторичной обмотке определяется не падением напряжения, а потерей напряжения в обмотках. Потеря напряжения есть арифметическая разность между первичным и приведенным вторичным напряжением:

$$\Delta U'_2 = U_1 - U'_2.$$

При отсутствии нагрузки ($I_2 = 0$) напряжение на вторичной обмотке $U'_2 = U'_{20} = U_1$, а поскольку напряжение U_1 не зависит от нагрузки, то $\Delta U'_2$ есть изменение напряжения U'_2 по сравнению с его значением при холостом ходе U'_{20} , или

$$\Delta U'_2 = U'_{20} - U'_2; \quad \Delta U_2 = U_{20} - U_2,$$

откуда

$$U_2 = U_{20} - \Delta U_2.$$

Потеря напряжения определяется из векторной диаграммы упрощенной схемы замещения трансформатора (рис. 8.14):

$$\Delta U'_2 - U_1 - U'_2 = OB' - OA \approx OB - OA = AB;$$

$$\begin{aligned} \Delta U'_2 &= I_1 r_k \cos \varphi_2 + I_1 x_k \sin \varphi_2 = \\ &= I_1 (r_k \cos \varphi_2 + x_k \sin \varphi_2); \end{aligned}$$

$$\Delta U_2 = \Delta U'_2 / n. \quad (8.16)$$

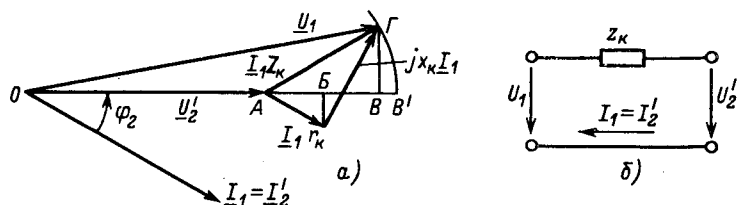


Рис. 8.14. Векторная диаграмма (а) упрощенной схемы замещения (б) трансформатора

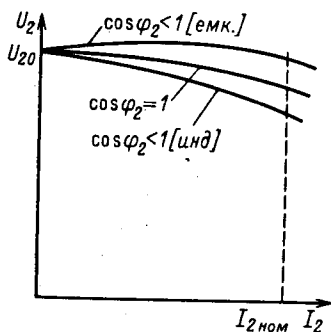


Рис. 8.15 Внешние характеристики трансформаторов средней и большой мощности

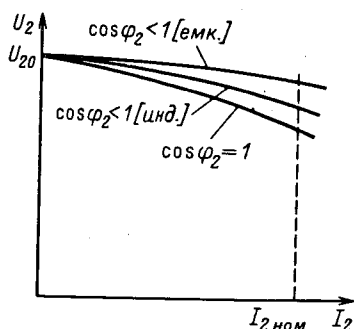


Рис. 8.16. Внешние характеристики трансформатора малой мощности

На рис. 8.15 изображены внешние характеристики трансформатора при различных значениях коэффициента мощности потребителей. Изменение напряжения U_2 во многом зависит, как это видно из выражения (8.16), не только от значений z_k , $\cos \varphi_2$, но и от соотношения значений r_k и x_k . Изображенные внешние характеристики (рис. 8.15) справедливы для трансформаторов средней и большой мощности, у которых z_k мало и $x_k > r_k$. У трансформаторов малой мощности z_k относительно велико и $r_k > x_k$. Поэтому изменение напряжения у них более значительное и взаимное расположение внешних характеристик при различных значениях коэффициента мощности потребителей существенно отличается от трансформаторов большой мощности. Примерные внешние характеристики трансформаторов малой мощности при различных значениях $\cos \varphi_2$ изображены на рис. 8.16.

8.7. ТРЕХФАЗНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Создание трехфазных трансформаторов относится к периоду 1889—1891 гг. Первые промышленные образцы трансформаторов созданы выдающимся русским электротехником М. О. Доливо-Добровольским.

Трехфазный трансформатор состоит из трех однофазных, магнитопроводы которых объединены в один общий трехстержневой (рис. 8.17, д). Действительно, если три однофазных двухобмоточных трансформатора расположить, как изображено на рис. 8.17, а, а их первичные обмотки соединить звездой (рис. 8.17, б) и подключить к трехфазной сети, то в них возникнут токи холостого хода. Токи будут иметь одинаковое значение, но будут сдвинуты относительно друг друга на 120° (рис. 8.17, в). Магнитные потоки, создаваемые токами, также будут сдвинуты на 120° . Сумма магнитных потоков, так же как и токов, будет равна нулю. Если объединить три стержня ABC однофазных трансформаторов в один, то в этом стержне магнитного потока не будет и надобность в нем отпадает. В результате образуется трехфазный трансформатор (рис. 8.17, з). Однако изготовление такого трансформатора технически и тех-

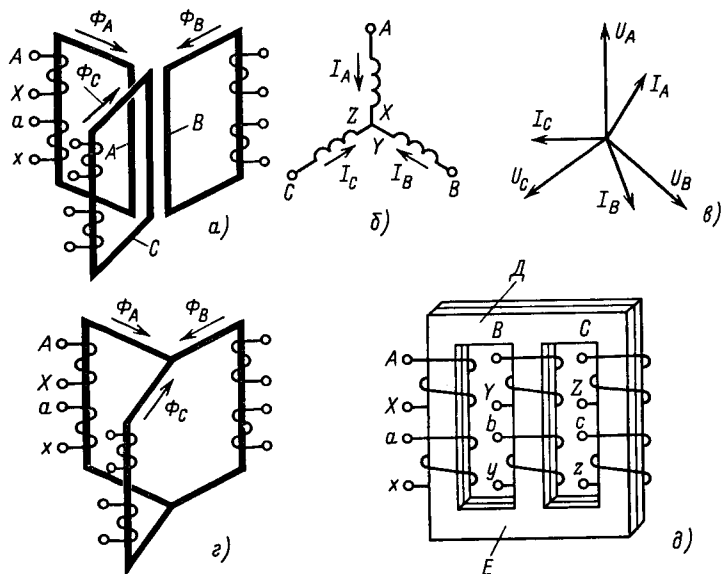


Рис. 8.17. К пояснению образования трехфазного трансформатора

нологически затруднено. Действительно, гораздо удобнее расположить стержни магнитопровода в одной плоскости, как изображено на рис. 8.17, *д*. По существу ничего не изменится. Однако при этом немного уменьшится длина магнитопровода для среднего стержня *В*. Это несколько нарушит симметрию магнитопровода трансформатора и приведет к тому, что намагничивающий ток (ток холостого хода) обмотки среднего стержня *В* будет несколько меньше, чем обмоток стержней *А* и *С*. Однако асимметрия не имеет практического значения.

Итак, трехфазный двухобмоточный трансформатор (рис. 8.17, *д*) имеет один трехстержневой магнитопровод с двумя обмотками на каждом из стержней. Каждая фаза трехстержневого трансформатора представляет собой по существу однофазный трансформатор. Поэтому анализ работы и расчет трехфазных трансформаторов при равномерной нагрузке каждой фазы аналогичны однофазным и схема замещения изображается для одной фазы.

Начала и концы первичных обмоток обозначаются большими буквами — соответственно *АХ*, *ВУ*, *СЗ*, вторичных обмоток — малыми буквами *ах*, *бу*, *сз*. Фазы вторичных обмоток, так же как и первичных, могут быть соединены звездой или треугольником.

8.8. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ТРАНСФОРМАТОРОВ

Для преобразования электрической энергии высокого напряжения на территории отдельных промышленных предприятий, цехов или рядом с ними устанавливаются трансформаторы, понижающие напряжение до 220, 380 или 500 В, при котором работают большинство потребителей.

С целью сокращения длины проводов низковольтных сетей, а они имеют значительное сечение, и бесперебойного снабжения электроэнергией приемников целесообразно устанавливать не один трансформатор на один цех или промышленное предприятие, а несколько и включить их параллельно. При аварийном выходе из строя или профилактическом ремонте одного из них остальные обеспечат электроэнергией приемники. С той же целью бесперебойного снабжения промышленных предприятий на электрических станциях устанавливаются несколько трансформаторов, включенных параллельно. На рис. 8.18, *а* изображена схема двух параллельно включенных трехфазных трансформаторов.

Для нормальной работы параллельно включенных трансформаторов необходимо, чтобы при холостом ходе в их обмотках не возникало так называемых уравнивающих токов — это будет при условии, если линейные напряжения первичных и вторичных обмоток трансформаторов соответственно одинаковы по модулю и вторичные линейные

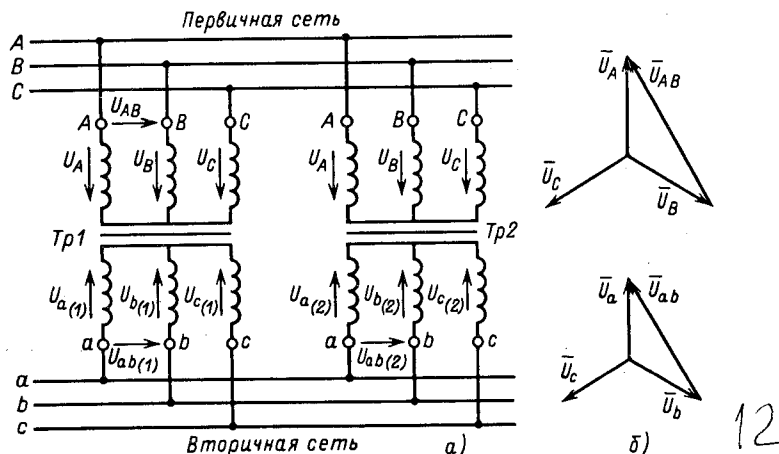


Рис. 8.18. Параллельное соединение трехфазных трансформаторов (а), векторные диаграммы (б) к пояснению группы соединения обмоток трансформатора

напряжения совпадают по фазе, т. е. $\underline{U}_{ab(1)} = \underline{U}_{ab(2)}$. Действительно, из уравнения электрического состояния вторичной цепи параллельно включенных трансформаторов, составленного по второму закону Кирхгофа,

$$\underline{U}_{a(1)} - \underline{U}_{b(1)} + \underline{U}_{b(2)} - \underline{U}_{a(2)} - I_{yp}(\underline{Z}_{a(1)} + \underline{Z}_{b(1)} + \underline{Z}_{a(2)} + \underline{Z}_{b(2)}) = 0$$

вытекает, что

$$I_{yp} = \frac{\underline{U}_{ab(1)} - \underline{U}_{ab(2)}}{4Z},$$

и если $\underline{U}_{ab(1)} = \underline{U}_{ab(2)}$, то $I_{yp} = 0$.

Указанные условия выполняются, если трансформаторы имеют одинаковые схемы соединения первичных и вторичных обмоток и схемы образованы одинаковым способом — звездой: нулевая точка выполнена путем объединения или концов (рис. 18, а), или начал обмоток; треугольником: начало обмотки фазы А соединено с концом обмотки фазы В, начало обмотки фазы В — с концом обмотки фазы С и начало обмотки фазы С — с концом обмотки фазы А (рис. 8.19, а), или конец обмотки фазы А с началом обмотки фазы В и т. д. Все это выражено в группе соединения трансформатора, указанной в его паспорте. Группа соединения определяется углом между векторами линейных напряжений первичной и вторичной обмоток трансформатора. В паспорте трансформатора группа соединений указывается не значением угла, а временем, которое будут показывать

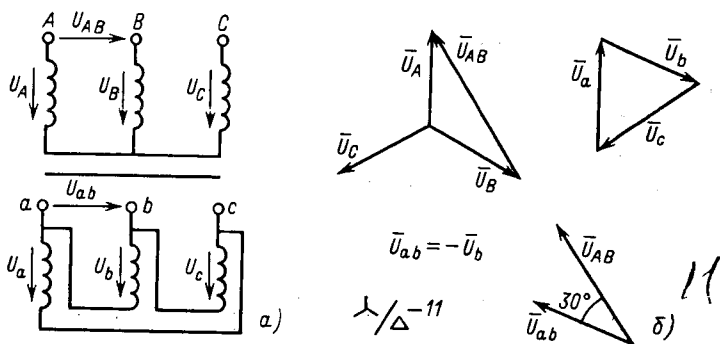
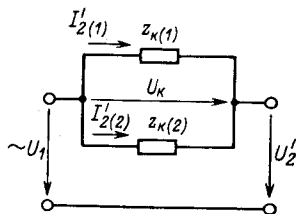


Рис. 8.19. К пояснению группы соединения при соединении обмоток трансформатора λ/Δ

Рис. 8.20. Упрощенная схема замещения двух параллельно включенных трансформаторов



часы, когда угол между стрелками часов соответствует углу между линейными напряжениями первичной и вторичной обмоток. Для этого совмещают вектор линейного напряжения первичной обмотки с минутной стрелкой часов и устанавливают ее на цифре 12, а вектор линейного напряжения вторичной обмотки совмещают с часовой стрелкой. Например, при соединении обмоток Y/Y , как изображено на рис. 8.18, а, векторы линейных напряжений совпадают (рис. 8.18, б) — это соответствует 12 часам. Группа соединения трансформатора 12, и на его паспорте будет написано $Y/Y-12$. Когда первичная обмотка соединена звездой, а вторичная — треугольником, как изображено на рис. 8.19, а, из векторной диаграммы рис. 8.19, б следует, что будет группа соединения 11.

В Советском Союзе выпускаются трансформаторы трех групп соединения $Y/Y-12$, Y/Y_N-12 , $Y/\Delta-11$.

Для того чтобы нагрузка между параллельно работающими трансформаторами распределялась пропорционально их номинальным мощностям, трансформаторы должны иметь одинаковое значение напряжения короткого замыкания.

Из упрощенной схемы замещения двух параллельно включенных трансформаторов (рис. 8.20) следует, что

$$U_K = I'_{2(1)} z_{K(1)} = I'_{2(2)} z_{K(2)}$$

откуда

$$\frac{I'_{2(1)}}{I'_{2(2)}} = \frac{z_{к(2)}}{z_{к(1)}} = \frac{I_{2(1)}}{I_{2(2)}}.$$

Если трансформаторы имеют одинаковые значения U_k

$$U_{к(1)} = I_{2н(1)}z_{к(1)} = U_{к(2)} = I'_{2н(2)}z_{к(2)} = U_k$$

то

$$\frac{I'_{2(1)}}{I'_{2(2)}} = \frac{I_{2(1)}}{I_{2(2)}} = \frac{I_{2н(1)}}{I_{2н(2)}}.$$

Параллельно включенные трансформаторы имеют одинаковые значения первичных и вторичных напряжений, поэтому

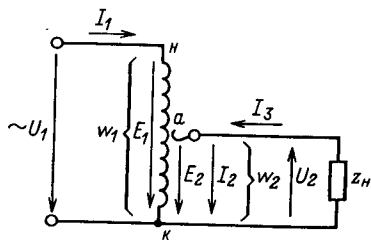
$$\frac{I_{2(1)}}{I_{2(2)}} = \frac{I_{2н(1)}U_{2н}\sqrt{3}}{I_{2н(2)}U_{2н}\sqrt{3}} = \frac{S_{н(1)}}{S_{н(2)}}.$$

Условия нормальной параллельной работы однофазных трансформаторов те же, что и трехфазных. Линейное напряжение однофазного трансформатора есть напряжение между началом и концом соответствующей обмотки.

8.9. АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

Автотрансформатор — однообмоточный трансформатор. От двухобмоточного отличается тем, что вторичная обмотка является частью первичной и, естественно, обмотки имеют не только магнитную, но и гальваническую связь. Автотрансформаторы бывают однофазные и трехфазные. На рис. 8.21 изображена схема однофазного автотрансформатора. В автотрансформаторе электрическая энергия из первичной цепи во вторичную передается и через гальваническую связь, и посредством переменного магнитного потока. Автотрансформатор целесообразно применять при малых коэффициентах трансформации ($n \leq 2$). При малых коэффициентах трансформации на изготовление обмотки требуется значительно меньше (по массе) провода, чем на изготовление двухобмоточного трансформатора (при $n = 2$ примерно в 2 раза). При этом несколько снижается масса магнитопровода. По этой причине автотрансформатор значительно дешевле, меньше весит и имеет больший КПД, чем двухобмоточный. Однако автотрансформатор нельзя применять там, где по условиям техники безопасности или другим причинам недопустима гальваническая связь между первичной и вторичной обмотками.

Рис. 8.21. Схема автотрансформатора



Автотрансформатор часто используется в лабораторной практике, при проведении всякого рода экспериментальных исследований, в качестве регулятора напряжения. Такой автотрансформатор имеет подвижный скользящий контакт *a* (рис. 8.21), который касается обмотки, для чего последняя лишена изоляции по ходу подвижного скользящего контакта.

Напряжение U_2 определяется, как и для обычного двухобмоточного трансформатора, из соотношения

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_1}{U_2},$$

откуда

$$U_2 = U_1 \quad w_2/w_1.$$

Ток нагрузки

$$I_3 = U_2/z_H.$$

Ток I_1 определяется из уравнения МДС. Если пренебречь током холостого хода, а это не вносит существенных погрешностей, то

$$\underline{I}_1(w_1 - w_2) + \underline{I}_2 w_2 = 0. \quad (8.17)$$

Подставив значение тока I_2 , равного

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_1 + \underline{I}_3,$$

получим

$$\underline{I}_1 = -\underline{I}_3 \quad w_2/w_1, \text{ или } \underline{I}_1 = \underline{I}_3 \quad w_2/w_1.$$

Значение тока I_1 можно определить также из закона сохранения энергии. Если пренебречь потерями мощности в трансформаторе, то

$$U_1 I_1 = U_2 I_3 = U_1 \frac{w_2}{w_1} I_3, \text{ откуда}$$

$$I_1 = I_3 w_2/w_1.$$

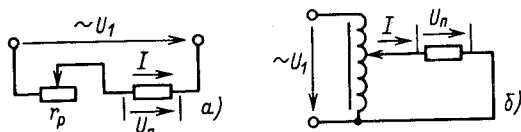


Рис. 8.22. Схема включения потребителя с реостатом (а) и с автотрансформатором (б) к примеру 8.3

Ток I_2 определяется из уравнения (8.17):

$$I_2 = -I_1 \frac{w_1 - w_2}{w_2} = -I_3 \frac{w_2}{w_1} \left(\frac{w_1 - w_2}{w_2} \right),$$

или $I_2 = I_3 \frac{w_1 - w_2}{w_1}$.

Определим значения токов I_1 , I_2 и I_3 для автотрансформатора при $n = 2$:

$$w_2 = w_1/2; \quad U_2 = U_1 w_2/w_1; \quad I_3 = U_2/z_n = U_1/2z_n;$$

$$I_1 = I_3 \frac{w_2}{w_1} = \frac{U_1}{2z_n} \frac{w_1/2}{w_1} = \frac{U_1}{4z_n};$$

$$I_2 = I_3 \frac{w_1 - w_2}{w_1} = \frac{U_1}{2z_n} \frac{w_1 - w_1/2}{w_1} = \frac{U_1}{4z_n}.$$

Расчеты показали, что численно $I_2 = I_1$. Следовательно, автотрансформатор при $n = 2$ имеет обмотку с w_1 витками, провод которой должен быть рассчитан на ток I_1 . Если использовать вместо автотрансформатора двухобмоточный трансформатор, то его первичная обмотка с тем же числом витков w_1 , что и обмотка автотрансформатора, должна быть рассчитана на ток I_1 , а вторичная с числом витков $w_2 = w_1/2$ должна быть рассчитана на ток $I_2 = I_1 w_1/w_2 = 2I_1$.

Из этого следует, что для изготовления автотрансформатора потребуется примерно в 2 раза (по массе) меньше провода, чем для изготовления двухобмоточного трансформатора.

Пример 8.3. Для регулирования напряжения приемника переменного тока можно использовать реостат или автотрансформатор (рис. 8.22, а, б). Определить потери мощности в реостате и автотрансформаторе при условии, что $U_1 = 220$ В, $U_n = U_2 = 100$ В, ток потребителя $I = 5$ А, если принять, что КПД автотрансформатора $\eta = 0,9$.

Решение. 1. Потери мощности в реостате

$$\Delta P_p = U_1 I - U_2 I = 220 \cdot 5 - 100 \cdot 5 = 600 \text{ Вт.}$$

2. Потери мощности в автотрансформаторе

$$\Delta P_{\text{тр}} = U_2 I_2 / \eta - U_2 I_2 = \frac{100 \cdot 5}{0,9} - 100 \cdot 5 = 55 \text{ Вт.}$$

8.10. ПОТЕРИ МОЩНОСТИ И КПД ТРАНСФОРМАТОРА

В трансформаторе теряется энергия в обмотках и в магнитопроводе. Потери мощности в обмотках равны

$$\Delta P_m = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 = I_{1\kappa}^2 r_{\kappa}.$$

Потери мощности в магнитопроводе составляют

$$\Delta P_{\text{ст}} = G B_m^n \Delta P_{10} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3}; \quad (8.18)$$

$$n = 5,69 \lg \frac{\Delta P_{15}}{\Delta P_{10}},$$

где G — масса магнитопровода, кг; B_m — амплитуда магнитной индукции, Тл; ΔP_{10} — удельные потери в стали, Вт/кг, при $B_m = 1$ Тл и $f = 50$ Гц; ΔP_{15} — удельные потери в стали, Вт/кг, при $B_m = 1,5$ Тл и $f = 50$ Гц; f — частота тока в обмотках, Гц.

Потери в обмотках зависят от нагрузки, потери в магнитопроводе практически не зависят от нагрузки. Коэффициент полезного действия трансформатора равен

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_m + \Delta P_{\text{ст}}},$$

где P_2 — мощность, отдаваемая трансформатором; P_1 — потребляемая мощность.

Выразив активную мощность, отдаваемую трансформатором, через полную мощность $P_2 = S_2 \cos \varphi_2$, получим

$$\eta = \frac{S_2 \cos \varphi_2}{S_2 \cos \varphi_2 + I_{1\kappa}^2 r_{\kappa} + \Delta P_{\text{ст}}}.$$

Выразив S_2 и I_2 через коэффициент загрузки трансформатора β , имеем $M_2 = \beta I_{2\text{ном}}$, что соответствует $S_2 \approx \beta S_{\text{ном}}$, и так как

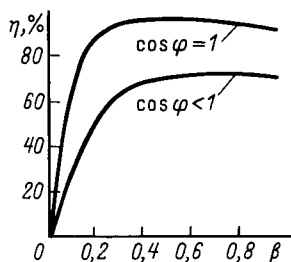


Рис. 8.23. Зависимость КПД трансформатора от коэффициента загрузки

$U_2 \approx U_{2\text{ном}}$, получим

$$\eta = \frac{\beta S_{2\text{ном}} \cos \varphi_2}{\beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2 + \Delta P_{\text{к}} \beta^2 + \Delta P_{\text{ст}}}, \quad (8.19)$$

где $\Delta P_{\text{к}} = \Delta P_{\text{ном}} = I_{\text{ном}}^2 r_{\text{к}}$ — потери мощности в обмотках при номинальной нагрузке; $\Delta P_{\text{ст}}$ — потери мощности в магнитопроводе при номинальном напряжении.

На рис. 8.23 изображены графики зависимости КПД от коэффициента загрузки трансформатора при различных значениях $\cos \varphi_2$.

Трансформаторы большой мощности при номинальной нагрузке и $\cos \varphi_2 = 1$ обладают высоким КПД, достигающим до 0,98–0,99. Трансформаторы малой мощности имеют КПД примерно 0,82–0,9.

8.11. ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

В каталогах и в паспорте трансформатора сообщаются технические данные, необходимые для нормальной эксплуатации трансформатора. В них даны: тип трансформатора; номинальная мощность $S_{\text{ном}}$, кВ·А; линейное номинальное напряжение первичной $U_{1\text{ном}}$, кВ, и вторичной $U_{2\text{ном}}$, кВ, обмоток; потери мощности при холостом ходе $\Delta P_0 = \Delta P_{\text{ст}}$, кВт; потери мощности при коротком замыкании $\Delta P_{\text{к}}$, кВт; напряжение короткого замыкания, % номинального соответствующей обмотки $u_{\text{к}}$; КПД при полной и половине номинальной нагрузке при $\cos \varphi_2 = 1$ и группа соединения. Например, ТМ-100/6 означает: ТМ — трансформатор с трансформаторным маслом, естественным воздушным охлаждением, 100 — номинальная мощность, кВ·А, 6 — номинальное напряжение обмотки высшего напряжения, кВ. Номинальная мощность $S_{\text{ном}} = \sqrt{3} U_{2\text{ном}} I_{2\text{ном}}$ — мощность, которую может отдавать трансформатор для-

тельно (весь срок работы) при любом $\cos \varphi_2$, нагреваясь при этом до допустимой температуры. Активная же мощность, которую может длительно отдавать трансформатор, зависит от коэффициента мощности потребителя, так как она равна $P = S_{\text{ном}} \cos \varphi_2$. В СССР приняты следующие напряжения высоковольтных сетей: 3, 6, 10, 20, 35, 110, 150, 220, 330, 500 и 750 кВ, низковольтных сетей 127, 220, 380, 500, 660 В. В соответствии с этим установлены номинальные напряжения трансформаторов — они выше на 5% напряжения сетей. Например, $U_{1\text{ном}} = 6,3 \text{ кВ}$, $U_{2\text{ном}} = 400 \text{ В}$; $U_{1\text{ном}} = 10,5 \text{ кВ}$, $U_{2\text{ном}} = 525 \text{ В}$.

На основании технических данных можно определить номинальные токи первичной и вторичной обмоток и параметры схемы замещения одной фазы трехфазного трансформатора.

Номинальный ток, А,

$$I_{1\text{ном}} \approx I'_{2\text{ном}} = \frac{S_{\text{ном}} \cdot 10^3}{\sqrt{3} U'_{2\text{н}}}.$$

Полное сопротивление обмоток трансформатора

$$z_k = U_{1k, \text{ф}} / I_{1\text{ном}, \text{ф}};$$

активное сопротивление обмоток $r_k = \Delta P_k / 3 I_{1\text{ном}, \text{ф}}^2$; индуктивное сопротивление $x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}$.

Параметры намагничивающей ветви схемы замещения: полное сопротивление $z_0 = U_{10\text{ф}} / I_{10\text{ф}}$; активное $r_0 = \Delta P_0 / 3 I_{10\text{ф}}^2$; индуктивное $x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}$.

Для трансформаторов малой мощности в паспорте указываются номинальная мощность и номинальные напряжения.

Пример 8.4. Трехфазный трансформатор при токе нагрузки 1450 А и $\cos \varphi = 0,8$ имел допустимую установившуюся температуру. Определить номинальную мощность трансформатора и активную мощность, отдаваемую трансформатором, если номинальное вторичное напряжение составляет 400 В.

Решение. 1. Номинальная мощность трансформатора

$$S_{\text{ном}} = \sqrt{3} U_{2\text{ном}} I_{2\text{ном}} = 1,73 \cdot 400 \cdot 1450 = 1000 \text{ кВ} \cdot \text{А}.$$

2. Активная мощность, отдаваемая трансформатором,

$$P = S_{\text{ном}} \cos \varphi = 1000 \cdot 0,8 = 800 \text{ кВт}.$$

8.12. КОНСТРУКТИВНОЕ ИСПОЛНЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Трансформаторы малой мощности до 50–1000 Вт применяются в радиоприемниках, телевизорах, магнитофонах, осциллографах, многих измерительных устройствах, системах регулирования и т. п. Они бывают однообмоточные, двухобмоточные и многообмоточные. На рис. 8.24 изображен трансформатор малой мощности.

Магнитопровод трансформатора может иметь Ш или П-образную форму (рис. 8.25, а, б).

Площадь сечения окна магнитопровода всегда имеет прямоугольную форму с соотношением сторон $b/a = 1,5 \div 2,5$ (см. рис. 8.24). При такой форме магнитопровод имеет наименьшую массу и, следовательно, меньше потери энергии в нем по сравнению с квадратной формой окна. Обмотка выполняется из медного провода круглого или прямоугольного сечения, чаще всего с эмалевой изоляцией. В отдельных случаях применяются и другие изоляционные материалы. Обмотка укладывается плотными рядами на заранее изготовленный каркас (рис. 8.25, в) из электрокартона, текстолита или пластмассы. Между отдельными обмотками прокладывается слой изоляции из бумаги, лакокраски или другого изоляционного материала. После изготовления обмоток производится сборка трансформатора. Если магнитопровод имеет П-образную форму (рис. 8.25, б), то часть пластины *К* вставляется в обмотку поочередно то сверху, то снизу, а в возникшие промежутки между ними сверху и снизу вставляются части пластины *М*. При такой сборке последующий слой перекрывает место стыка предыдущего слоя. Сборка магнитопровода трансформатора, имеющего Ш-образную форму магнитопровода (рис. 8.25, а), производится в том же порядке. Естественно, что в этом случае пластина *К* вставляется в обмотку своей средней частью.

Трансформатор с Ш-образным магнитопроводом называют броневым, поскольку его обмотки с двух сторон охвачены магнитопроводом. Сборка магнитопровода внахлестку — последующий слой перекрывает стыки (воздушные промежутки) предыдущего слоя — существенно уменьшает эквивалентный воздушный зазор магнитопровода, что приводит к значительному снижению тока холостого хода трансформатора. Кроме того, такая сборка значи-

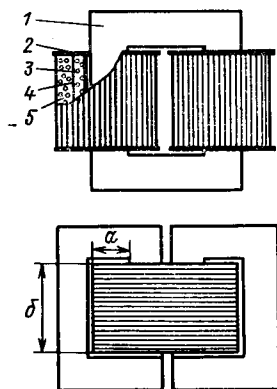


Рис. 8.24. Однофазный трансформатор малой мощности:

1 — магнитопровод; 2 — каркас; 3 — первичная обмотка; 4 — изоляционная прокладка между первичной и вторичной обмотками; 5 — вторичная обмотка

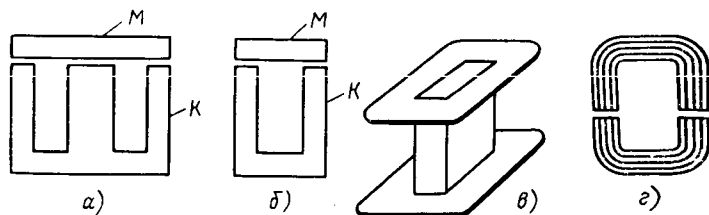


Рис. 8.25. Формы магнитопроводов трансформаторов малой мощности (а, б, г) и каркас катушки трансформатора (в)

тельно повышает механическую прочность трансформатора и удобство крепления его магнитопровода.

Для придания магнитопроводу необходимой механической прочности и устранения «гудения» после сборки пластины магнитопровода стягиваются с помощью поперечных пластин и болтов.

Уменьшение эквивалентного воздушного зазора можно объяснить тем, что магнитный поток обходит воздушный промежуток стыка через рядом расположенные пластины, не имеющие в этом месте стыка (рис. 8.26). В последнее время стали широко применяться магнитопроводы из склеенных пластин, состоящие из двух половин (рис. 8.25, г). Поверхности соприкосновения каждой половины для уменьшения зазора шлифуются. Такие две части вставляются в обмотки и крепятся. Для уменьшения потоков рассеяния, а следовательно, индуктивных сопротивлений обмоток на каждом каркасе в случае П-образной формы (рис. 8.25, б, г) укладывается по половине витков первичной и вторичной обмоток. После сборки половины обмоток соединяются последовательно согласно. В трансформаторах с Ш-образной формой магнитопровода все обмотки находятся на одном каркасе. Трансформатор малой мощности имеет естественное воздушное охлаждение.

Для проведения всякого рода исследований иногда требуются трансформаторы малой мощности с отличными от стандартных напряжениями первичной и вторичной обмоток. В этом случае можно рассчитать и изготовить трансформатор своими силами. В качестве магнитопровода можно использовать магнитопровод старых не годных к употреблению трансформаторов.

Инженерам-машиностроителям едва ли придется обслуживать установки с трансформаторами средней и большой мощности. Поэтому здесь будет рассмотрено конструктивное исполнение трансформаторов средней (20–500 кВ·А) и большой (до 500 000–1 000 000 кВ·А) мощности в самом общем виде.

Рассмотрим конструктивное исполнение трехфазных трансформаторов. Форма магнитопроводов всех трансформаторов одинаковая – трехстержневая (см. рис. 8.17, д). Магнитопровод имеет три стержня, на которых располагаются первичные и вторичные обмотки трех фаз и два ярма D , E , объединяющие стержни в единый магнитопровод. Площадь сечения стержней определяется из уравнения $U \approx E =$

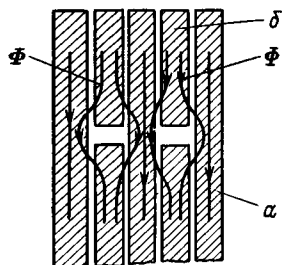


Рис. 8.26. Расположение линий магнитного потока в месте стыка пластин магнитопровода

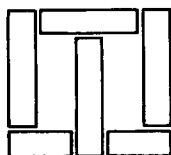


Рис. 8.28. Пластины магнитопровода трехфазного трансформатора

$= 4,44 f w B_m S_{ст.}$ Форма площади сечения, как вытекает из этой формулы, казалось бы, не оказывает никакого влияния на конструкцию и параметры трансформатора. Однако форма сечения существенно влияет на затраты меди для обмоток, массу, стоимость и параметры трансформатора. Сечения проводов обмоток трансформаторов средней и большой мощности исчисляются десятками и сотнями квадратных миллиметров: это шины квадратной или прямоугольной формы. Намотать такой провод на сердечник с прямоугольной формой сечения, так чтобы он прилегал к сторонам сердечника, невозможно. При изгибе провода под прямым углом произошла бы недопустимая деформация провода, да и намотать обмотку значительно проще на шаблон с круглым сердечником, чем с прямоугольным. По этим причинам катушки трансформаторов средней и большой мощности всегда круглые. Это определяет и форму сечения стержней трансформатора. Проще и дешевле изготовить магнитопровод с прямоугольной или квадратной формой площади сечения (рис. 8.27, а, б). Однако при этом, как это видно из рис. 8.27, длина витка и, следовательно, затраты обмоточного материала будут гораздо больше, чем при крестовидной (рис. 8.27, в) и тем более при ступенчатой (рис. 8.27, г) форме площади сечения. Кроме того, между обмоткой и стержнем будут большие пустоты, в результате чего возникнут значительные потоки рассеивания и обмотки будут иметь недопустимо большие индуктивные сопротивления.

Все это привело к тому, что по экономическим и техническим со-

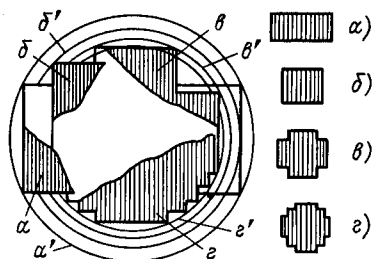


Рис. 8.27. К пояснению зависимости длины витка обмотки трансформатора от формы площади сечения стержня магнитопровода при одном и том же значении площади.

Окружность a' соответствует прямоугольной форме сечения a ; окружность b' соответствует квадратной форме сечения $б$; окружность $в'$ соответствует крестообразной форме сечения $в$; окружность $г'$ соответствует ступенчатой форме сечения $г$.

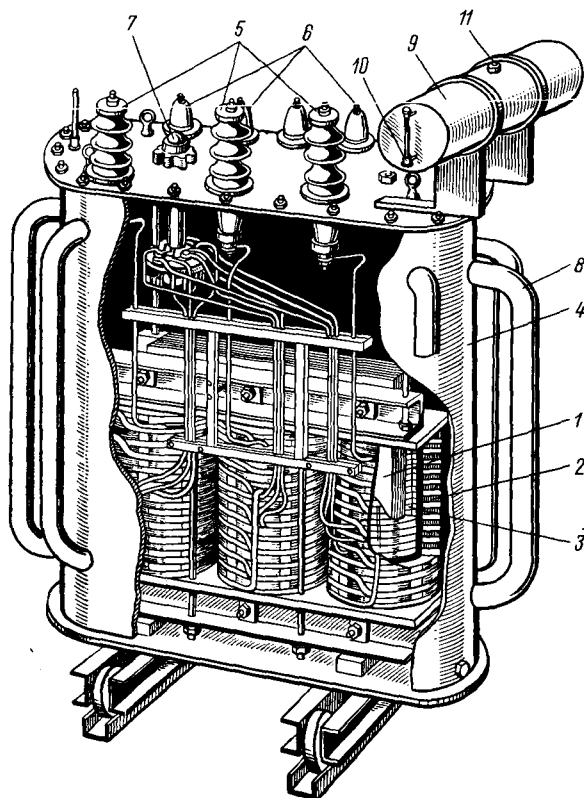


Рис. 8.29. Силовой трехфазный трансформатор ТМ-320/10:

1 — магнитопровод; 2 — обмотка высшего напряжения; 3 — обмотка низшего напряжения; 4 — стальной бак; заполненный трансформаторным маслом; 5 — проходные изоляторы для вывода концов обмотки высшего напряжения; 6 — проходные изоляторы для вывода концов обмотки низшего напряжения; 7 — переключатель для изменения коэффициента трансформации; 8 — охлаждающие трубы; 9 — расширительный бачок; 10 — измеритель масла; 11 — заливочное отверстие с пробкой

ображения трансформаторы средней мощности выполняются с крестовидной, а большой мощности — со ступенчатой формой площади сечения стержней. Ярма имеют прямоугольную форму площади сечения. Магнитопровод собирается из отдельных тонких листов (0,35 — 0,5 мм) электротехнической стали внахлестку по тем же причинам, что и в трансформаторах малой мощности. Каждый слой магнитопровода состоит из отдельных листов (рис. 8.28), при сборке отдельные части последующего слоя располагаются так, что они перекрывают стыки листов предыдущего слоя. Магнитопровод с обмотками располагается в стальном баке, наполненном трансформаторным маслом. Трансфор-

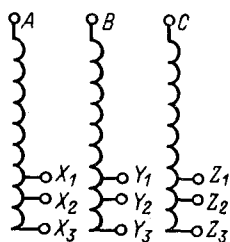


Рис. 8.30. К пояснению изменения коэффициента трансформации трехфазного трансформатора

маторное масло выполняет роль охлаждающей среды и изолятора как между витками, так и между обмоткой и магнитопроводом.

На рис. 8.29 изображен трансформатор мощностью 320 кВ·А. Бак трансформатора герметически закрыт, а изменение объема масла, вызванное колебаниями температуры, компенсируется маслорасширительным бачком 9. В магнитопроводе и обмотках трансформаторов образуются значительные потери энергии, нагревающие трансформатор. И если поверхность бака недостаточная, трансформатор будет перегреваться.

Поэтому бак трансформаторов снабжается радиаторами в виде труб 8, существенно увеличивающими поверхность охлаждения. В трансформаторах большой мощности и этого недостаточно. Действительно, допустим, мощность трансформатора 270 000 кВ·А и КПД 98 %, следовательно, потери мощности в нем составляют 5400 кВт. Такие трансформаторы охлаждаются с помощью водяных маслоохладителей, через которые пропускается горячее масло трансформатора. Выводы концов обмоток трансформатора осуществляются с помощью проходных фарфоровых изоляторов 5, 6 (рис. 8.29).

В условиях эксплуатации иногда значение напряжения первичной обмотки оказывается ниже нормального и тогда напряжение на вторичной (напряжение приемников) будет ниже номинального. Это существенно ухудшает их работу. Для поддержания вторичного напряжения в пределах номинального трансформаторы снабжаются устройством для изменения коэффициента трансформации. Обмотка высшего напряжения каждой фазы имеет три вывода (рис. 8.30), которые подключены к переключателю 7 (рис. 8.29). Переключатель может замыкать концы X_1, Y_1, Z_1 , или X_2, Y_2, Z_2 , или X_3, Y_3, Z_3 . В результате будет изменяться коэффициент трансформации и, следовательно, напряжение на вторичной обмотке при неизменном первичном. Следует заметить, что трансформаторы содержат большое количество трансформаторного масла (до нескольких десятков тонн) и представляют большую пожарную опасность. Для ограничения последствий возникшего пожара под трансформатором всегда есть бетонная маслосборная яма, накрытая сеткой, на которую насыпан гравий. В случае утечки и возгорания масла оно через гравий стекает в маслосборную яму, а пламя из-за сетки и гравия в яму не проникает. Возникший пожар быстро ликвидируется.

8.13. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Для расширения пределов измерения измерительных приборов в цепях переменного тока высокого напряжения используются трансформаторы напряжения и трансформаторы тока. Расширение пределов измерения с помощью добавочных резисторов и шунтов в этих цепях неприемлемо по той причине, что обмотки измерительных приборов находились бы под высоким напряжением и эксплуатация их представляла бы большую опасность для обслуживающего персонала. Возникли бы большие трудности по выполнению надежной изоляции измерительных приборов.

Для защиты высоковольтных сетей и оборудования используются всякого рода реле защиты, которые включаются в сеть так же, как и измерительные приборы, — с помощью трансформаторов тока и напряжения.

При использовании измерительных трансформаторов измерительные приборы и реле подключаются к вторичной обмотке измерительного трансформатора, надежно изолированной от первичной высоковольтной обмотки. Вторичные обмотки выполняются на малые напряжения, не опасные для обслуживающего персонала. Расширение пределов измерения амперметров при использовании шунтов в цепях переменного тока приводит к существенным погрешностям из-за индуктивностей обмотки амперметра и шунта. По этой причине для расширения пределов измерения амперметров всегда используются трансформаторы тока независимо от значения напряжения измеряемой цепи.

Схема включения вольтметра с трансформатором напряжения изображена на рис. 8.31. Трансформатор напряжения устроен так же, как и обычный трансформатор. Для него справедливы соотношения

$$\frac{U_1}{U_2} \approx \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = K_U, \quad \text{откуда} \quad U_2 \approx U_1 \frac{w_2}{w_1}.$$

Если трансформатор напряжения выполнен как обычный трансформатор, то возникают значительные погрешности измерения из-за того, что $U_1 \neq E_1$ и $U_2 \neq E_2$ по причине падения напряжения в его обмотках. Для повышения точности измерения необходимо уменьшить падение напряжения в обмотках трансформатора.

Достигается это следующим образом. К вторичной обмотке трансформатора напряжения подключаются обмотки вольтметров, об-

мотки напряжения ваттметров и счетчиков, обмотки реле защиты. Указанные обмотки обладают значительными сопротивлениями, и если их количество ограничено, то трансформатор работает практически в режиме холостого хода. Падение напряжения во вторичной обмотке столь мало, что $U_2 = E_2$. Так как $I_2 \approx 0$, падение напряжения в первичной обмотке обусловлено только током холостого хода

$$I_{10} = \sqrt{I_p^2 + I_a^2}.$$

Таким образом, повышение точности измерений сводится к уменьшению тока холостого хода трансформатора.

Реактивная составляющая тока холостого хода I_p определяется из уравнения $I_p w_1 = H_{ст} l_{ст} + H_0 l_0$. Ее уменьшение достигается тем, что магнитопровод выполняется из высококачественной электротехнической стали с высокой магнитной проницаемостью $\mu_{ст}$. Кроме того, трансформатор рассчитывается для работы с малым значением амплитуды магнитной индукции B_m — около 0,4–0,8 Тл. Все это существенно снижает напряженность магнитного поля в стали $H_{ст} = B/\mu_{ст}$ и в воздушном зазоре $H_0 = B/\mu_0$ магнитопровода и, естественно, снижает реактивную составляющую тока холостого хода. С той же целью магнитопровод трансформатора выполняется с минимальным значением воздушного зазора, что достигается высококачественной обработкой пластин и сборкой магнитопровода. Активная составляющая I_a обусловлена потерями в стали магнитопровода. Ее уменьшение достигается тем, что для магнитопровода используется сталь с малыми значениями удельных потерь ΔP_{10} , ΔP_{15} и, как уже было сказано, трансформатор работает при малых значениях B_m .

При выполнении указанных выше условий вторичное напряжение трансформатора пропорционально первичному:

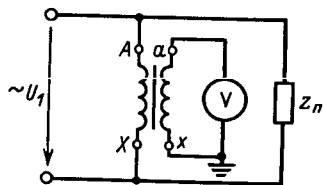
$$U_2 = U_1 \frac{w_2}{w_1} = \frac{U_1}{K_U}.$$

Однако абсолютной точности получить невозможно, и трансформаторы напряжения имеют определенную погрешность, так же как и измерительные приборы. По точности измерений трансформаторы делятся на классы точности: 0,2; 0,5; 1 и 3.

Трансформаторы напряжения бывают однофазные и трехфазные. На паспорте трансформатора указываются номинальная мощность, номинальное первичное $U_{1ном}$ и вторичное $U_{2ном}$ напряжения, класс точности. Вторичное напряжение (у трехфазных линейное) всех трансформаторов 100 В. Начало первичной обмотки обозначено буквой А, конец — Х, начало — вторичной а, конец — х.

Схема включения амперметра с трансформатором тока изображена на рис. 8.32, в. Первичная обмотка трансформатора включена в электрическую цепь, и ток в ней определяется со-

Рис. 8.31. Схема включения вольтметра с трансформатором напряжения



противлением приемников и, естественно, не зависит от тока во вторичной цепи, где включен амперметр. Обмотка имеет несколько витков и выполнена из провода значительного сечения (соответственно току цепи). К выводам вторичной обмотки, имеющей значительно большее количество витков, чем первичная, и рассчитанной на ток 5 А, подключаются последовательно обмотки амперметра, токовые обмотки ваттметра, счетчика, реле защиты. Сопротивление обмоток незначительное, и если их количество невелико, то трансформатор работает в режиме короткого замыкания. Из уравнения МДС

$$\underline{I}_1 w_1 + \underline{I}_2 w_2 = \underline{I}_{10} w_1$$

следует, что если бы намагничивающий ток I_{10} был равен нулю, то

$$I_1 w_1 = I_2 w_2 \quad \text{и} \quad I_2 = I_1 \frac{w_1}{w_2} = I_1 K_I.$$

Так как трансформатор тока работает в режиме короткого замыкания, то для создания тока во вторичной цепи 5 А требуется небольшая ЭДС и, следовательно, небольшой магнитный поток и создающий его намагничивающий ток. Однако для повышения точности измерения принимаются дополнительные меры к его снижению. Эти меры аналогичны тем, что были рассмотрены применительно к трансформатору напряжения, но в этом случае достаточная точность измерений при вы-

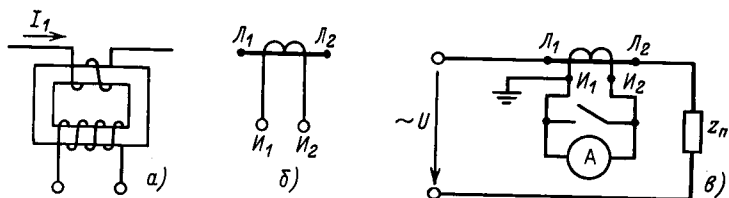


Рис. 8.32. Трансформатор тока (а), обозначение трансформатора тока (б), схема включения амперметра с трансформатором тока (в)

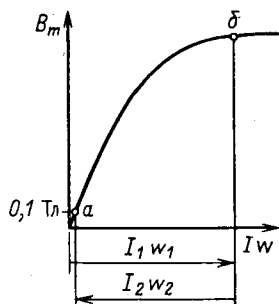


Рис. 8.33. К пояснению работы трансформатора тока при разомкнутой вторичной обмотке

полнении рассмотренных выше мер получается, если амплитуда магнитной индукции для трансформатора тока выбирается в пределах 0,06–0,1 Тл.

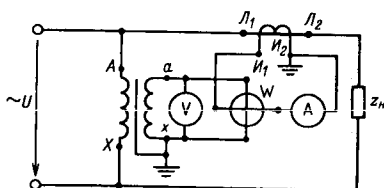
Необходимо отметить, что точность измерений существенно снижается при возрастании сопротивления вторичной цепи трансформатора. Действительно, для создания того же тока во вторичной обмотке потребуются большие ЭДС и, следовательно, магнитный поток и намагничивающий ток. Возросший намагничивающий ток нарушит пропорциональность между первичным и вторичным токами. Обрыв вторичной цепи представляет серьезную опасность для обслуживающего персонала вследствие появления на вторичной обмотке большого напряжения и возможности выхода из строя трансформатора.

Это объясняется тем, что МДС первичной обмотки определяется током приемников энергии и не зависит от того, замкнута или разомкнута вторичная обмотка. Когда вторичная обмотка замкнута, она создает МДС $I_2 w_2$, направленную против $I_1 w_1$, и результирующая МДС, которая практически равна их разности, будет создавать магнитную индукцию всего в 0,06–0,1 Тл (точка а, рис. 8.33). При разомкнутой вторичной обмотке ($I_2 w_2 = 0$) магнитная индукция возрастает до значений 1,5–2,0 Тл, что соответствует точке б. Магнитная индукция возрастает в 10–20 раз, что приведет к появлению большого напряжения на вторичной обмотке и резкому возрастанию (в 100–400 раз) потерь в магнитопроводе. Для предотвращения отмеченных неприятностей перед тем как отсоединить на ремонт или проверку измерительный прибор, вторичную обмотку трансформатора тока необходимо замкнуть накоротко перемычкой.

В паспорте трансформатора тока указываются номинальные токи первичной $I_{1ном}$ и вторичной $I_{2ном}$ (он обычно 5 А) обмоток, класс точности, максимальное значение сопротивления и минимальное значение коэффициента мощности обмоток приборов, включаемых во вторичную обмотку, при которых гарантируется указанный класс точности, а также напряжение, на которое рассчитана его изоляция. Начало первичной обмотки трансформатора тока обозначается буквой L_1 , конец – буквой L_2 , вторичной: начало – I_1 , конец – I_2 .

Необходимо отметить, что кроме погрешности измерения по коэффициенту трансформации (по модулю измеряемой ве-

Рис. 8.34. Схема включения амперметра, вольтметра, ваттметра с трансформаторами напряжения и тока



личины) есть и погрешность по углу по той же причине: падение напряжения в обмотках. Погрешность объясняется тем, что направление вектора приведенного вторичного напряжения не совпадает с направлением вектора первичного напряжения трансформатора напряжения и направление вектора приведенного тока вторичной обмотки не совпадает с направлением вектора первичного тока трансформатора. Угловая погрешность составляет всего несколько минут и проявляет себя только при измерении мощности, энергии и фазы.

На рис. 8.34 изображена схема включения измерительных приборов и измерительных трансформаторов для измерения тока, напряжения и активной мощности. Для защиты обслуживающего персонала от действия высокого напряжения в случае пробоя изоляции между обмотками или высоковольтной обмоткой и корпусом корпус и один конец вторичной обмотки измерительных трансформаторов надежно заземляются. Цена деления измерительных приборов определяется следующим образом.

Необходимо отметить, что при определении цены деления измерительных приборов под коэффициентом трансформации измерительных трансформаторов понимают отношения:

для трансформатора напряжения — номинальных значений напряжений первичной и вторичной обмоток

$$K_U = \frac{U_{1н}}{U_{2н}} = \frac{w_1}{w_2} = n;$$

для трансформатора тока — номинальных значений токов первичной и вторичной обмоток

$$k_I = \frac{I_{1н}}{I_{2н}} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{n}.$$

Цена деления амперметра

$$C'_A = C_A k_I = C_A \frac{w_2}{w_1} = C_A \frac{I_{1н}}{I_{2н}},$$

где C_A — цена деления амперметра; C'_A — цена деления амперметра с трансформатором тока.

Цена деления вольтметра

$$C'_B = C_B k_U = C_B \frac{w_1}{w_2} = C_B \frac{U_{1н}}{U_{2н}},$$

где C_B — цена деления вольтметра; C'_B — цена деления вольтметра с трансформатором напряжения.

Цена деления ваттметра

$$C'_{Bт} = C_{Bт} k_I k_U = C_{Bт} \frac{I_{1н}}{I_{2н}} \frac{U_{1н}}{U_{2н}},$$

где $C_{Bт}$ — цена деления ваттметра; $C'_{Bт}$ — цена деления ваттметра с трансформаторами тока и напряжения.

Глава девятая

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

9.1. НАЗНАЧЕНИЕ И УСТРОЙСТВО МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Машины постоянного тока используют в качестве генераторов и двигателей.

Электрическая энергия постоянного тока, вырабатываемая генераторами, служит для питания двигателей постоянного тока, электролитических ванн, электромагнитов различного назначения, аппаратуры управления и контроля и т. д. В настоящее время генераторы постоянного тока во многих установках заменяют полупроводниковыми преобразователями переменного тока в постоянный.

Двигатели постоянного тока применяют на транспорте для привода некоторых металлорежущих станков, прокатных станков, подъемно-транспортных машин, экскаваторов и т. д. Одной из главнейших причин применения двигателей постоянного тока вместо наиболее широко распространенных асинхронных двигателей (см. гл. 10) является возможность плавного регулирования частоты вращения в широком диапазоне и получения желаемых механических характеристик $n(M)$ (см. § 9.18).

Генераторы и двигатели постоянного тока устроены одинаково. Неподвижная часть машины, называемая статором (рис. 9.1, а), состоит из массивного стального корпуса I, к которому прикреплены главные

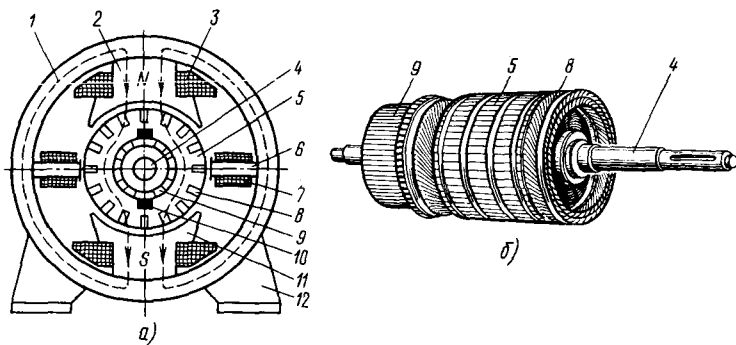


Рис. 9.1. Устройство (а) и якорь (б) машины постоянного тока

полюсы 2 и дополнительные полюсы 6. Исходя из технологических и других соображений главные полюсы изготовляют чаще из отдельных стальных листов; иногда их изготовляют сплошными. Из отдельных листов либо сплошными изготовляют и дополнительные полюсы. Перечисленные детали статора являются также и деталями его магнитопровода. На главных полюсах размещают катушки одной или нескольких обмоток возбуждения 3, на дополнительных полюсах — катушки 7 обмотки дополнительных полюсов.

В подшипниковых шитах, прикрепленных с торцевых сторон к корпусу, расположены подшипники, несущие вал 4 вращающейся части машины, называемой якорем (рис. 9.1, а и б). На валу закреплен цилиндрический сердечник якоря 5, который для уменьшения потерь мощности от перемагничивания и вихревых токов набирают из стальных листов. В пазах, расположенных по поверхности якоря, уложена обмотка якоря 8. Так же, как обмотку возбуждения и обмотку дополнительных полюсов, ее изготовляют из медного изолированного провода. Выводы от обмотки якоря присоединяют к расположенному на валу коллектору 9. Последний представляет собой цилиндр, состоящий из медных пластин, изолированных друг от друга и от вала. К коллектору с помощью пружин прижимаются графитные, угольно-графитные или металлографитные щетки 10. Щетки расположены в специальных щеткодержателях.

Обмотка возбуждения машины питается постоянным током и служит для создания основного магнитного поля, показанного на рис. 9.1, а условно с помощью двух линий магнитной индукции, изображенных пунктиром.

Главные полюсы имеют полюсные наконечники 11, служащие для получения по большей части окружности якоря одного и того же воздушного зазора между сердечником якоря и главными полюсами. Это необходимо для получения на большей части окружности якоря одной и той же магнитной индукции, а в проводниках обмотки якоря — постоянной по значению ЭДС. Дополнительные полюсы предназначены для уменьшения искрения под щетками (см. § 9.5).

С помощью коллектора и щеток вращающаяся обмотка якоря соединяется с внешней электрической цепью. О других важных назначениях коллектора и щеток будет говориться в § 9.2.

На рис. 9.1, а показана машина постоянного тока с двумя главными полюсами. В зависимости от мощности и напряжения машины могут иметь и большее число полюсов. При этом соответственно увеличиваются число комплектов щеток и дополнительных полюсов. Крепление машины к фундаменту, специальным салазкам или металлоконструкции осуществляется с помощью лап 12. Корпус некоторых машин снабжается для крепления специальными фланцами.

9.2. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ОБМОТКАХ ЯКОРЕЙ. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Прежде чем рассматривать обмотки якорей, необходимо обратить внимание на следующее. Благодаря полюсным наконечникам магнитная индукция в воздушном зазоре распределяется примерно по трапецеидальному закону (рис. 9.2, а и б). У поверхности якоря при $\alpha = 0$ магнитная индукция $B = 0$; с увеличением α магнитная индукция сначала возрастает, под большей частью северного полюса имеет постоянное значение, а при $\alpha = 180^\circ$ уменьшается до нуля. В пределах от $\alpha = 180^\circ$ до 360° магнитная индукция изменяется по такому же закону, но условно считается отрицательной.

Направление ЭДС проводника, находящегося в пазу магнитопровода якоря, определяется по правилу правой руки, а ее значение B — по формуле

$$e_{\text{пр}} = Blv, \quad (9.1)$$

где B — магнитная индукция, Тл; l — длина проводника, м; v — скорость перемещения проводника, м/с.

Очевидно, при $v = \text{const}$ $e_{\text{пр}} \sim kB$ и график $B(\alpha)$ в другом масштабе представляет собой график $e_{\text{пр}}(\alpha)$. Изменение знака ЭДС $e_{\text{пр}}$ означает изменение ее направления по сравнению с положительным направлением, показанным на рис. 9.2, а.

Если в пазах, находящихся под северным полюсом, имеется несколько проводников, то ЭДС всех проводников будут иметь, очевидно, одно и то же направление; во всех проводниках якоря у южного полюса ЭДС будут направлены в противоположную сторону.

9.2.1. Устройство обмоток якорей. Обмотки якорей машин постоянного тока состоят из отдельных секций, имеющих одинаковые числа витков. Каждая секция размещается в двух пазах магнитопровода якоря, находящихся под разными полюсами. Часть секции, распо-

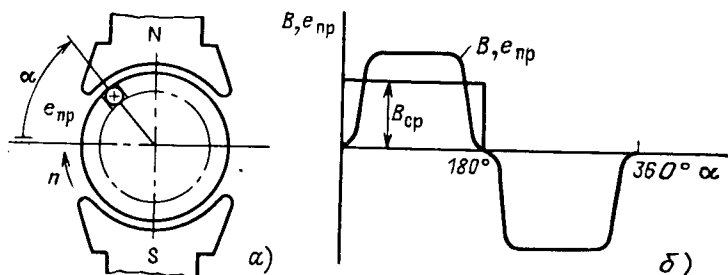


Рис. 9.2. К вопросу распределения магнитной индукции в воздушном зазоре и характер изменения ЭДС проводника

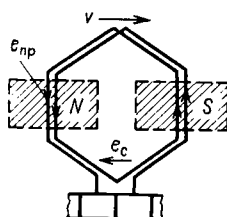


Рис. 9.3. Секция петлевой обмотки якоря

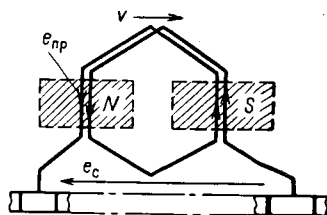


Рис. 9.4. Секция волновой обмотки якоря

ложенная в одном пазу, называется секционной стороной. Выводы каждой секции присоединяются к двум коллекторным пластинам, к каждой из которых присоединяется еще по одному выводу от других секций.

В зависимости от номинальных значений мощности, напряжения и частоты вращения находят применение различные типы обмоток якорей. Простейшими из них являются петлевая и волновая обмотки. Двухвитковые секции указанных обмоток показаны соответственно на рис. 9.3 и 9.4. Петлевая и волновая обмотки отличаются порядком соединения с коллекторными пластинами и друг с другом.

На рис. 9.5 приведен эскиз упрощенной машины постоянного тока, имеющей простейшую обмотку якоря, состоящую всего из четырех секций, каждая из которых имеет по одному витку; секции размещены в пазах 1–4 магнитопровода якоря.

Для удобства изготовления и монтажа обмотки в каждом пазу размещают обычно в два слоя секционные стороны, принадлежащие двум секциям. Секционные стороны, находящиеся в верхнем слое, обозначены на рис. 9.5 теми же цифрами 1–4, что и пазы; находящиеся в нижнем слое – цифрами 1'–4'.

На рис. 9.6 дана развернутая на плоскость схема рассматриваемой обмотки, а на рис. 9.7 – более простое ее изображение, на котором секции обмотки заменены катушками.

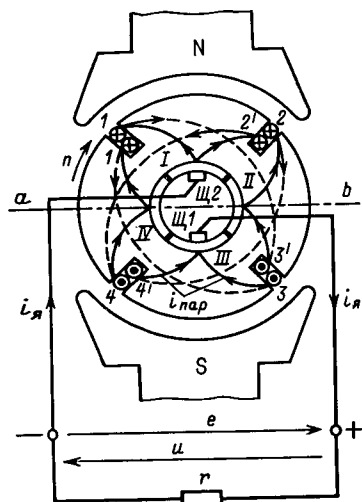


Рис. 9.5. Эскиз упрощенной машины постоянного тока

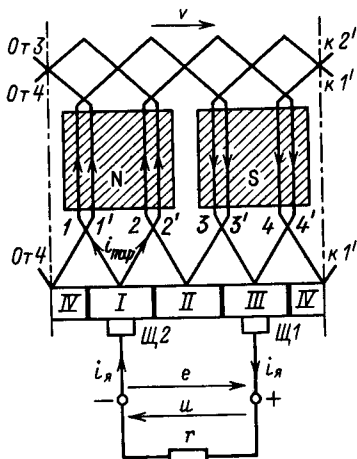


Рис. 9.6. Развернутая схема обмотки якоря

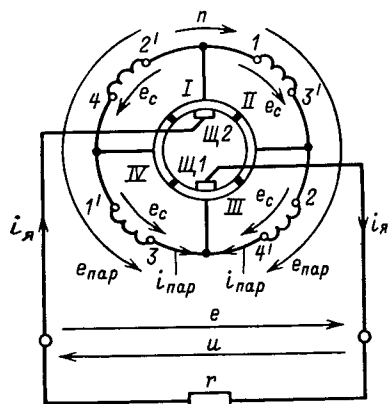


Рис. 9.7. Упрощенная схема обмотки якоря

Как нетрудно установить по приведенным рисункам, рассматриваемая обмотка оказывается замкнутой, что является характерным и для других обмоток якорей машин постоянного тока.

При указанном на рис. 9.5–9.7 положении обмотки и коллектора щетки делят обмотку на две параллельные ветви:

1) щетка Щ2, коллекторная пластина I, секция 1–3', коллекторная пластина II, секция 2–4', коллекторная пластина III, щетка Щ1;

2) щетка Щ2, коллекторная пластина I, секция 2'–4, коллекторная пластина IV, секция 1'–3, коллекторная пластина III, щетка Щ1.

Как видно, каждая параллельно соединенная ветвь содержит по две секции с одинаковым направлением ЭДС. Очевид-

но, ЭДС между щетками равна ЭДС любой параллельной ветви, т. е.

$$e = e_{\text{пар}}. \quad (9.2)$$

В рассматриваемом положении якоря $e = e_{\text{пар}} = 2e_c$.

При этом щетка Щ2 имеет меньший потенциал, чем щетка Щ1, ЭДС e направлена от Щ2 к Щ1.

С помощью приведенных рисунков можно установить, что при вращении якоря происходит следующее: секции поочередно переходят из одной параллельной ветви в другую, что сопровождается изменением направления ЭДС в секциях на противоположное; в процессе перехода в другую параллельную ветвь секции на короткое время замыкаются щетками накоротко, однако ЭДС в этом случае в секциях не индуцируется, так как секции находятся при этом на линии ab (см. рис. 9.5), где магнитная индукция $B = 0$; число секций в параллельных ветвях в рассматриваемой машине изменяется от 1 до 2, вследствие чего изменяется и значение ЭДС между щетками; направление ЭДС между щетками остается постоянным.

Например, если из указанного на рис. 9.5–9.7 положения повернуть якорь на 45° , то в первой параллельной ветви останется секция 1–3', во второй – секция 1'–3; секции 2–4' и 2'–4 будут замкнуты щетками накоротко; ЭДС между щетками будет $e' = e'_{\text{пар}} = e_c$.

В большинстве случаев якорь машин постоянного тока имеет не четыре паза, в которые закладывается обмотка якоря, не четыре секции и коллекторные пластины, а значительно большее их число; кроме того, секции состоят обычно из нескольких витков. Вследствие этого оказывается возможным получить на много большую ЭДС между щетками, а значение ЭДС при вращении якоря остается практически неизменным.

Следует заметить, что значение ЭДС между щетками зависит от места расположения последних. Для получения наибольшей ЭДС щетки следует устанавливать таким образом, чтобы ЭДС всех секций в пределах одной параллельной ветви были направлены в одну и ту же сторону (см. рис. 9.7). Этому условию удовлетворяет установка щеток на геометрической нейтральной, под которой понимают линию, проходящую через ось машины и те точки поверхности якоря, где магнитная индукция поля главных полюсов равна нулю. Геометрическая нейтраль двухполюсной машины расположена перпендикулярно оси главных полюсов. На рис. 9.5 это линия ab . Следует учесть, что выражение «установка щеток на геометрической нейтральной» является условным и на самом деле означает, что щетки дол-

жны располагаться в таком месте, чтобы они замыкали коротко секции, находящиеся на геометрической нейтрали.

При сдвиге щеток с геометрической нейтрали ЭДС между щетками уменьшается, так как в параллельно соединенных ветвях появляются секции с противоположными направлениями ЭДС. Например, если щетки машины, обмотка которой изображена на рис. 9.7, установить на коллекторные пластины II и IV, то ЭДС между щетками будет равна нулю.

9.2.2. Принцип действия генератора. Допустим, что якорь машины (см. рис. 9.5) вращается с помощью какого-то двигателя в направлении, указанном стрелкой. Если щетки генератора соединить с каким-либо приемником r , то под действием ЭДС генератора в обмотке якоря и приемника появится ток, приемник начнет потреблять электрическую энергию, а машина будет ее отдавать, т. е. будет работать в качестве генератора. Естественно, что электрическая энергия, вырабатываемая генератором, преобразуется из механической энергии двигателя, вращающего якорь генератора.

Направление тока в проводниках обмотки якоря генератора совпадает, конечно, с направлением ЭДС проводников и при вращении якоря изменяется. Однако с помощью коллектора изменяющийся по направлению ток проводников преобразуется в неизменные по направлению токи параллельных ветвей $i_{\text{пар}}$ и ток внешней цепи i_a , называемый током якоря. Согласно первому закону Кирхгофа для рассматриваемого генератора $i_a = 2i_{\text{пар}}$. Машины постоянного тока могут иметь число параллельных ветвей больше двух. Обозначив в общем случае число параллельных ветвей $2a$, получим

$$i_a = 2ai_{\text{пар}}. \quad (9.3)$$

Если воспользоваться правилом левой руки, нетрудно установить, что генератор развивает электромагнитный момент, направленный против направления вращения, т. е. является тормозящим.

Изменение полярности щеток и, следовательно, направлений ЭДС, напряжения и тока во внешней цепи генератора возможно произвести одним из двух способов:

- 1) изменением направления магнитного поля главных полюсов, что осуществляется изменением направления тока обмотки возбуждения, располагаемой на главных полюсах;
- 2) изменением направления вращения якоря генератора с помощью приводного двигателя.

Обычно используется первый способ.

9.2.3. Принцип действия двигателя. Предположим, что якорь той же машины (см. рис. 9.5) неподвижен. Если от источника постоянного тока подвести к якору двигателя напряжение, например указанной на рис. 9.5 полярности, то во внешней цепи и в обмотке якоря возникнут токи, направление которых будет противоположным указанным на рисунке. С помощью правила левой руки можно установить, что на якорь будет действовать вращающий электромагнитный момент и якорь начнет вращаться против часовой стрелки. При вращении в обмотке якоря возникнет ЭДС, которая согласно правилу правой руки будет направлена, как указано на рис. 9.5, т. е. против тока двигателя. Противоположные направления тока и ЭДС говорят о том, что в машине происходит преобразование электрической энергии в механическую. Двигатель разгонится до такой частоты вращения, при которой его момент станет равным моменту, обусловленному нагрузкой.

Говоря о принципе действия двигателя, нельзя не остановиться на назначении коллектора в этом случае. Коллектор необходим для того, чтобы неизменный по направлению ток внешней цепи преобразовывать в изменяющийся по направлению ток в проводниках обмотки якоря при его вращении. Только благодаря коллектору ток всех проводников, находящихся под одним полюсом, имеет одно и то же направление. Вследствие этого остается неизменным и направление вращающего момента, развиваемого двигателем.

Для изменения направления вращения двигателя необходимо изменить направление развиваемого им вращающего момента. Это можно сделать одним из двух способов:

- 1) изменением полярности напряжения, подводимого к якору двигателя и, следовательно, направления тока якоря;
- 2) изменением направления магнитного потока главных полюсов.

Обычно используется первый способ.

Рассмотрев принципы действия генератора и двигателя, можно сделать вывод о том, что машины постоянного тока обратимы. Это значит, что при определенных условиях генераторы могут работать в качестве двигателей и наоборот. Возможность двигателей работать в качестве генераторов и, следовательно, развивать тормозящий момент широко используется на практике (см. § 9.19).

9.3. ЭДС ЯКОРЯ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Как было показано ранее, ЭДС проводника обмотки якоря определяется по формуле $e_{\text{пр}} = Blv$.

При вращении якоря ЭДС $e_{\text{пр}}$ изменяется в соответствии с графиком, приведенным на рис. 9.2, б. Среднее значение ЭДС проводника $e_{\text{пр, ср}}$ при его перемещении в пределах полюсного деления можно определить через среднее значение магнитной индукции (см. рис. 9.2 б): $e_{\text{пр, ср}} = B_{\text{ср}}lv$.

Если обмотка якоря имеет N проводников и $2a$ параллельных ветвей, то число последовательно соединенных проводников в каждой параллельной ветви будет $N/2a$. Тогда среднее значение ЭДС машины

$$E = B_{\text{ср}}lv \frac{N}{2a}. \quad (9.4)$$

Среднее значение магнитной индукции

$$B_{\text{ср}} = \frac{\Phi}{\pi D_{\text{я}}l/2p}, \quad (9.5)$$

где Φ — магнитный поток одного полюса, Вб; $D_{\text{я}}$ — диаметр якоря, м; $2p$ — число полюсов машины.

Величина $\pi D_{\text{я}}l/2p$ в (9.5) представляет собой поверхность сердечника якоря, приходящуюся на один полюс.

Линейную скорость проводников v можно определить по формуле

$$v = \frac{\pi D_{\text{я}}n}{60}, \quad (9.6)$$

где n — частота вращения якоря, об/мин.

После замены в (9.4) магнитной индукции $B_{\text{ср}}$ и скорости v согласно (9.5) и (9.6) получим

$$E = \frac{p}{a} \frac{N}{60} \Phi n = k_e \Phi n, \quad (9.7)$$

где $k_e = \frac{p}{a} \frac{N}{60}$ — коэффициент ЭДС, зависящий от конструктивных особенностей машины.

Как видно, ЭДС прямо пропорциональна произведению магнитного потока на частоту вращения. По формуле (9.7)

можно определять как ЭДС генераторов, так и ЭДС двигателей.

Электромагнитная сила в ньютонах, действующая на проводник обмотки якоря, определяется соотношением

$$F_{\text{пр}} = B I l_{\text{пр}} = B I_{\text{я}} / 2a,$$

где $I_{\text{пр}}$ — ток проводника, равный току параллельной ветви, A ; $I_{\text{я}}$ — ток якоря, A .

При вращении якоря сила, действующая на проводник, изменяется.

Среднее значение силы можно определить через среднее значение магнитной индукции:

$$F_{\text{пр, ср}} = B_{\text{ср}} I_{\text{я}} / 2a.$$

Средний электромагнитный момент, $H \cdot m$, действующий на якорь,

$$M_{\text{ср}} = F_{\text{пр, ср}} \frac{D_{\text{я}}}{2} N = B_{\text{ср}} l \frac{l_{\text{я}}}{2a} \frac{D_{\text{я}}}{2} N. \quad (9.8)$$

После замены в (9.8) магнитной индукции $B_{\text{ср}}$ согласно (9.5) получим

$$M_{\text{эм}} = \frac{p}{a} \frac{N}{2\pi} \Phi I_{\text{я}} = k_M \Phi I_{\text{я}}, \quad (9.9)$$

где $k_M = \frac{p}{a} \frac{N}{2\pi}$ — коэффициент момента, зависящий от конструктивных особенностей машины.

Как видно, момент электромагнитный прямо пропорционален произведению магнитного потока на ток якоря. По формуле (9.9) можно определять как момент генераторов, так и момент двигателей.

Если момент выражен в ньютон-метрах, то между коэффициентами k_e и k_M существует следующее соотношение:

$$k_e / k_M \approx 0,105. \quad (9.10)$$

Электромагнитный момент $M_{\text{эм}}$, вызванный взаимодействием магнитного потока и тока якоря и определяемый по формуле (9.9), отличается от момента M , развиваемого машиной на валу, вследствие трения в подшипниках, вращающегося якоря о воздух и вентиляционных потерь. Так как указанные два момента отличаются незначительно, будем в дальнейшем считать их равными и обозначать M .

9.4. ЯВЛЕНИЕ РЕАКЦИИ ЯКОРЯ В МАШИНАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При работе генераторов и двигателей без нагрузки (вхолостую) ток в обмотке якоря отсутствует (или весьма мал) и магнитное поле машины возбуждается только МДС обмотки возбуждения (рис. 9.8, а). Поле оказывается симметричным относительно оси главных полюсов. В секциях обмотки якоря, находящихся на геометрической нейтральной $ГН$ и замыкаемых щетками накоротко, ЭДС не индуцируется.

Следует обратить внимание на то, что в данном параграфе проводники обмотки якоря расположены условно не в пазах магнитопровода якоря, как это делают на самом деле, а на поверхности якоря; кроме того, условно не показан коллектор, и щетки касаются непосредственно проводников обмотки якоря.

При работе машины с нагрузкой в обмотке якоря возникает ток и магнитное поле машины возбуждается как МДС обмотки возбуждения, так и МДС обмотки якоря.

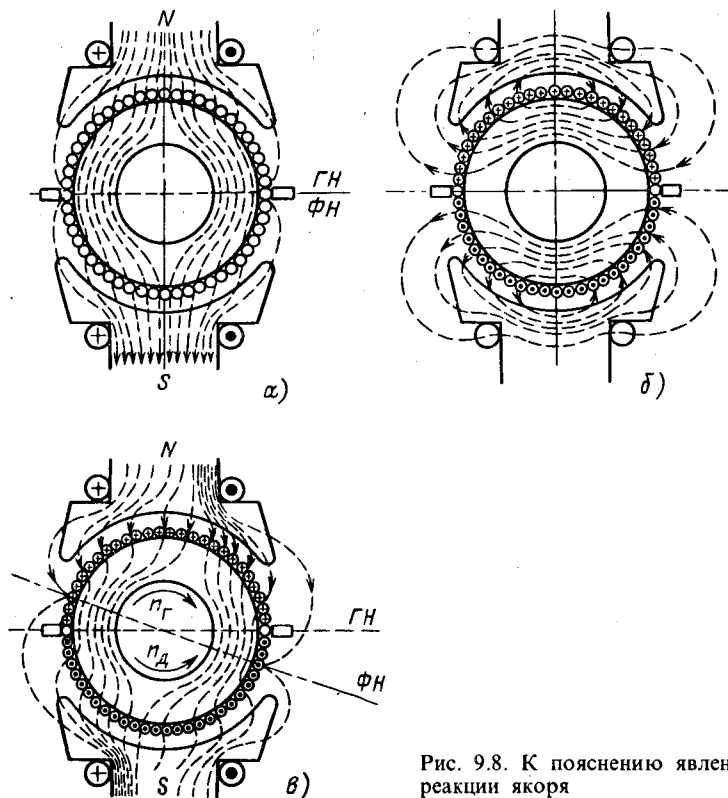
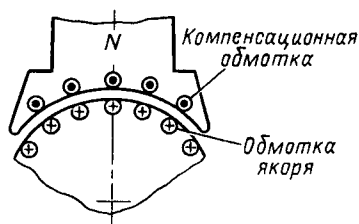


Рис. 9.8. К пояснению явления реакции якоря

Рис. 9.9. К устройству компенсационной обмотки



Воздействие МДС обмотки якоря на магнитное поле машины называется реакцией якоря.

Рассмотрим реакцию якоря в наиболее часто встречающемся случае расположения щеток на геометрической нейтральной.

На рис. 9.8,б показано магнитное поле, образованное под действием МДС обмотки якоря, а на рис. 9.8,в — результирующее магнитное поле машины. Указанные на рис. 9.8,в направления токов обмотки якоря соответствуют указанным там же направлениям вращения генератора и двигателя. В случае расположения щеток на геометрической нейтральной возникает поперечная реакция якоря, характеризуемая тем, что ось симметрии поля реакции якоря (рис. 9.8,б) перпендикулярна оси главных полюсов. В результате действия поперечной реакции якоря магнитное поле машины оказывается несимметричным относительно оси главных полюсов (рис. 9.8,в). Под одним краем каждого полюса магнитная индукция увеличивается, под другим уменьшается. Физическая нейтраль ΦH , под которой понимают линию, проходящую через ось машины и точки поверхности якоря, где магнитная индукция результирующего поля равна нулю, смещается у генератора по направлению вращения, у двигателей — против направления вращения. При отсутствии тока якоря физическая нейтраль совпадает с геометрической (рис. 9.8,а). В результате действия реакции якоря в секциях обмотки якоря, расположенных на геометрической нейтральной, возникает ЭДС. Между коллекторными пластинами, присоединенными к секциям, находящимся в усиленном магнитном поле главных полюсов, появляется повышенное напряжение, что может привести к возникновению дуги между коллекторными пластинами. Для устранения искажения магнитного поля под полюсами крупные машины, работающие с частыми и значительными перегрузками, снабжаются компенсационной обмоткой. Последнюю закладывают в пазы полюсных наконечников (рис. 9.9) и соединяют последовательно с обмоткой якоря, в результате чего создается магнитное поле в зоне расположения полюсов, противоположное по направлению полю реакции якоря.

Влияние поперечной реакции якоря на результирующее магнитное поле зависит от степени насыщения ферромагнитного материала магнитной цепи и значения тока якоря. В общем случае из-за насыщения ферромагнитного материала магнитная индукция под одним краем полюса возрастает меньше, чем уменьшается под другим; в результате магнитный поток машины несколько уменьшается. Однако при нагрузках, на которые рассчитываются машины при нормальных условиях их работы, магнитный поток изменяется на относительно небольшое значение, поэтому влияние поперечной реакции якоря на магнитное поле при расчетах часто не учитывают.

9.5. ЯВЛЕНИЕ КОММУТАЦИИ В МАШИНАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Под коммутацией в машинах постоянного тока понимают процесс переключения секций обмотки якоря из одной параллельной ветви в другую, сопровождающийся изменением направления тока в секциях. Направления и значения тока коммутируемой (переключаемой) секции в различных ее положениях относительно неподвижной щетки показаны на рис. 9.10.

В результате изменения тока в коммутирующей секции возникает ЭДС самоиндукции e_L .

Для увеличения механической прочности щеток их ширину выбирают обычно больше ширины коллекторной пластины. Вследствие этого щеткой замыкаются накоротко и одновременно коммутируются несколько секций. Последнее вызывает в каждой секции ЭДС взаимной индукции e_M . Кроме того, в секции возникает ЭДС e_v , вызываемая вращением секции в магнитном поле поперечной реакции якоря.

Сумма перечисленных ЭДС невелика. Однако, поскольку секция замкнута щеткой накоротко, это приводит к заметному дополнительному току в замкнутом контуре секции, в результате чего плотность тока под щеткой становится неодинаковой. Под сбегающим краем щетки плотность тока возрастает, что приводит к искрению под щеткой, особенно интенсивному в момент размыкания секции. Если не принять специальных мер для улучшения условий коммутации (уменьшения искрения под щетками), то наиболее ответственная часть машины — коллектор — через непродолжительное время выйдет из строя.

Для улучшения коммутации машины мощностью 1 кВт и более снабжаются дополнительными полюсами (рис. 9.11). В машинах с дополнительными полюсами щетки устанавливают на геометрической нейтрали. С помощью дополни-

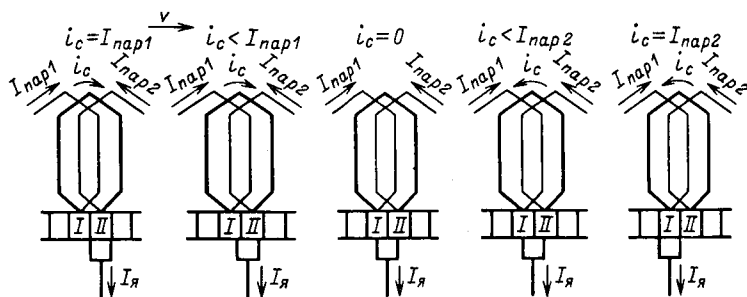


Рис. 9.10. К пояснению явления коммутации

тельных полюсов в зоне коммутации создается магнитное поле, в результате чего в коммутируемых секциях индуктируется ЭДС, компенсирующая ЭДС e_L , e_M и e_v . Так как ЭДС e_L , e_M и e_v зависят от тока якоря, то для их компенсации при различных нагрузках обмотку дополнительных полюсов включают последовательно с якорем. Вследствие насыщения дополнительных полюсов при перегрузках машины условия коммутации ухудшаются и под щетками появляется недопустимое искрение. Наибольший допустимый ток машин постоянного тока определяется условиями коммутации и лежит для различных машин в пределах $(2 \div 3) I_{\text{ном}}$, где $I_{\text{ном}}$ — номинальный ток машины.

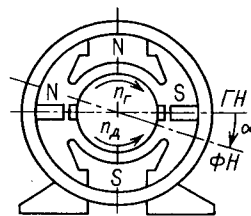


Рис. 9.11. Полярность главных и дополнительных полюсов

Так как ЭДС e_v возникает вследствие вращения якоря в магнитном поле реакции якоря, то для ее уничтожения с помощью МДС дополнительных полюсов должно быть создано магнитное поле, от вращения в котором возникла бы ЭДС, направленная против e_v . Учитывая характер изменения результирующего магнитного поля при нагрузке генератора и двигателя с указанными направлениями их вращения (см. рис. 9.8, в), следует сказать: полярность дополнительного полюса генератора должна быть такой же, как последующего за ним по направлению вращения главного полюса (рис. 9.11); полярность дополнительного полюса двигателя должна быть такой же, как предшествующего ему по направлению вращения главного полюса. Выбирая соответствующее значение МДС обмотки дополнительных полюсов, можно скомпенсировать также ЭДС e_L и e_M .

9.6. КЛАССИФИКАЦИЯ ГЕНЕРАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПО СПОСОБУ ВОЗБУЖДЕНИЯ. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ

Свойства генераторов постоянного тока зависят от числа и способа подключения обмоток возбуждения или, как говорят, от способа возбуждения генераторов. В зависимости от способа возбуждения различают:

- 1) генераторы независимого возбуждения;
- 2) генераторы параллельного возбуждения (ранее шунтовые);
- 3) генераторы смешанного возбуждения (ранее компаундные).

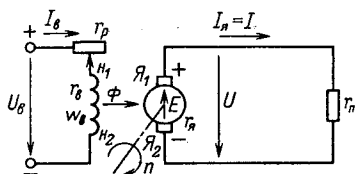


Рис. 9.12. Схема включения генератора независимого возбуждения

Главный магнитный поток генератора независимого возбуждения (рис. 9.12) возбуждается расположенной на главных полюсах обмоткой независимого возбуждения $H_1 - H_2$. Последняя получает питание от постороннего источника электрической энергии постоянного тока небольшой мощности. Номинальное напряжение обмотки возбуждения выбирают либо равным, либо иногда меньшим номинального напряжения якоря $Y_1 - Y_2$ генератора.

Цепь обмотки возбуждения $Ш_1 - Ш_2$ генератора параллельного возбуждения (см. рис. 9.16) включают параллельно якорию $Y_1 - Y_2$, от которого она и получает питание. Обмотку возбуждения рассчитывают в этом случае на то же напряжение, что и якорь генератора.

Магнитный поток Φ генератора смешанного возбуждения (см. рис. 9.19) возбуждается расположенными на главных полюсах двумя обмотками: обмоткой параллельного возбуждения $Ш_1 - Ш_2$ и обмоткой последовательного возбуждения $C_1 - C_2$. Последнюю включают либо так, как показано на рис. 9.19, в цепь приемника r_n , либо последовательно с якорем. В большинстве случаев обмотки параллельного и последовательного возбуждения включают согласно, т. е. таким образом, чтобы их МДС совпадали по направлению.

Обмотки независимого и параллельного возбуждения существенно отличаются от обмотки последовательного возбуждения в конструктивном отношении. Обмотки независимого и параллельного возбуждения изготавливаются из провода относительно малого диаметра, имеют сравнительно большие числа витков и сопротивления. В отличие от этого обмотка последовательного возбуждения изготавливается из провода относительно большого диаметра, имеет небольшое число витков и сопротивление. Например, у машин мощностью от 5 до 100 кВт на напряжение 220 В обмотки параллельного возбуждения имеют соответственно сопротивления порядка 300—50 Ом, тогда как обмотки последовательного возбуждения — порядка 0,01—0,001 Ом. Площадь поперечного сечения провода для изготовления последовательной обмотки выбирают такого диаметра, чтобы обмотка не перегревалась под действием тока приемника.

В цепи обмоток возбуждения (см. рис. 9.12, 9.16 и 9.19) имеется реостат r_p , служащий для изменения тока возбуждения I_n , что необходимо в конечном итоге для регулирования напряжения U на выводах генератора и приемника. Сопротивление нагрузки r_n следует рассматривать как некоторое эквивалентное сопротивление, заменяющее группу приемников, получающих питание от генератора.

В некоторых установках находят применение трехобмоточные генераторы, имеющие обмотки независимого, параллельного и последовательного возбуждения. Они имеют особые свойства и характеристики.

9.7. СВОЙСТВА И ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРОВ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Свойства электрических машин постоянного и переменного тока, представляющие интерес с точки зрения практического использования машин, в значительной мере определяются их характеристиками, каждая из которых представляет собой график зависимости между двумя важнейшими величинами.

Основными характеристиками генераторов постоянного тока являются характеристика холостого хода, внешняя и регулировочная характеристики.

9.7.1. Характеристика холостого хода. Характеристика холостого хода $E(I_a)$ генератора независимого возбуждения (рис. 9.12) представляет собой зависимость ЭДС якоря от тока обмотки возбуждения при работе генератора вхолостую (приемник отключен, $I = 0$) и $n = \text{const}$. Она дает представление о том, как необходимо изменять ток возбуждения, чтобы получать те или иные значения ЭДС генератора.

Согласно выражению (9.7) $E = k_e \Phi n$. При холостом ходе генератора независимого возбуждения $\Phi = f_2(I_{\text{в}}) = f_1(I_{\text{в}})$, поэтому

$$E = k_e n f_1(I_{\text{в}}).$$

Изменяя с помощью реостата r_p ток $I_{\text{в}}$, можно изменять магнитный поток Φ и, следовательно, ЭДС E генератора.

Если магнитная цепь машины была полностью размагничена, то при увеличении тока возбуждения зависимость $\Phi(I_{\text{в}})$ представляется кривой 1 (рис. 9.13), подобной кривой намагничивания. Поскольку при $n = \text{const}$ ЭДС прямо пропорциональна магнитному потоку, график $\Phi(I_{\text{в}})$ представляет собой в другом масштабе по оси ординат характеристику холостого хода $E(I_{\text{в}})$.

Каждому значению тока $I_{\text{в}}$ при его уменьшении (кривая 2) соответствуют несколько большие значения потока Φ и ЭДС E , чем при увеличении тока; при $I_{\text{в}} = 0$ генератор имеет небольшой поток остаточного намагничивания Φ_0 и соответствующую ему ЭДС E_0 . Обычно $\Phi_0 = (0,02 \div 0,06) \Phi_{\text{ном}}$ и $E_0 = (0,02 \div 0,06) E_{\text{ном}}$, где $\Phi_{\text{ном}}$ и $E_{\text{ном}}$ — магнитный поток и ЭДС, соответствующие номинальным данным генератора.

За расчетную принимают обычно характеристику 3, расположенную между характеристиками 1 и 2. Точку А, соответствующую номинальным данным генератора, выбирают при расчете на «колене» (в зоне наибольшей кривизны) характеристики холостого хода. Выбирать точку А в области значительного насыщения ферромагнитных материалов нецелесообразно, так как это приводит к значительному увеличению тока, мощ-

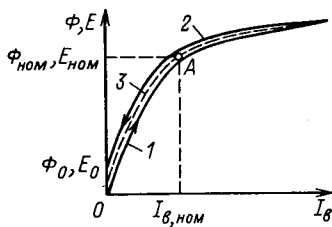


Рис. 9.13. Характеристики холостого хода генератора независимого возбуждения

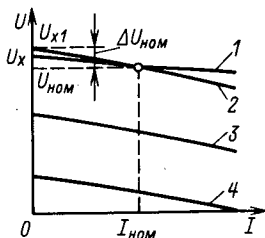


Рис. 9.14. Внешние характеристики генератора независимого возбуждения

ности и габаритных размеров обмотки возбуждения при незначительном увеличении ЭДС.

9.7.2. Внешняя характеристика. Внешняя характеристика $U(I)$ генератора постоянного тока независимого возбуждения представляет собой зависимость напряжения на выводах генератора от тока нагрузки при $I_b = \text{const}$ и $n = \text{const}$.

Зависимость $U(I)$ может быть получена на основании уравнения, составленного по второму закону Кирхгофа для цепи якоря генератора, согласно которому

$$U = E - I_{\text{я}} r_{\text{я}} = E - I r_{\text{я}}, \quad (9.11)$$

где $I_{\text{я}}$ — ток якоря, равный току I приемника; $r_{\text{я}}$ — сопротивление якоря, включающее в себя сопротивление обмотки якоря, щеточного контакта, обмотки дополнительных полюсов и компенсационной обмотки (если она имеется).

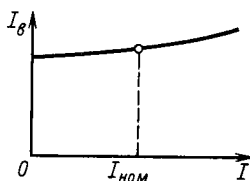
Так как у генератора независимого возбуждения по условию $I_b = \text{const}$, то пренебрегая реакцией якоря, следует считать $\Phi = \text{const}$, а значит, и $E = \text{const}$. При этих условиях внешняя характеристика $U(I)$ представляет собой прямую линию (характеристика 1 на рис. 9.14).

Если в уравнении (9.11) заменить напряжение согласно закону Ома выражением $U = I r_{\text{н}}$, а затем решить его относительно тока, то получим

$$I = \frac{E}{r_{\text{я}} + r_{\text{н}}}. \quad (9.12)$$

Как видно из (9.12) и (9.11), при работе генератора вхолостую ($r_{\text{н}} = \infty$) $I = 0$ и $U = U_x = E$ (рис. 9.14). С увеличением числа подключенных приемников эквивалентное сопротивление $r_{\text{н}}$ уменьшается, что вызывает увеличение тока нагрузки I , паде-

Рис. 9.15. Регулировочная характеристика генератора независимого возбуждения



ния напряжения $I r_{\text{я}}$ в сопротивлении $r_{\text{я}}$ и снижение напряжения U .

Вследствие реакции якоря магнитный поток и ЭДС несколько уменьшаются при увеличении нагрузки, что приводит к дополнительному снижению напряжения. Внешняя характеристика при этом получается непрямолинейной (характеристика 2 на рис. 9.14). Для получения в этом случае номинального напряжения при токе $I_{\text{ном}}$ необходимо устанавливать при холостом ходе несколько большую ЭДС, $U_{x1} = E_1 > U_x = E$.

Относительное изменение напряжения генератора

$$\Delta u_{\text{ном}} = \frac{U_x - U_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} 100$$

сравнительно невелико и равно примерно 5–10 %.

Если при холостом ходе устанавливать различные значения ЭДС, а затем увеличить нагрузку генератора, то можно получить семейство внешних характеристик, подобных характеристике 2, например характеристики 3 и 4 на рис. 9.14.

9.7.3. Регулировочная характеристика. Регулировочная характеристика $I_{\phi}(I)$ представляет собой зависимость тока возбуждения от тока нагрузки при $n = \text{const}$ и $U = \text{const}$. Она показывает, как необходимо изменять ток возбуждения при изменении тока нагрузки, чтобы поддерживать напряжение.

Возможность поддержания напряжения путем изменения тока I_{ϕ} вытекает из уравнения (9.11). Как видно, для этого необходимо соответствующим образом изменять ЭДС, что и можно сделать путем изменения тока I_{ϕ} .

Регулировочная характеристика генератора (рис. 9.15) нелинейна, что объясняется нелинейностью внешней характеристики и характеристики холостого хода.

Недостатком генератора независимого возбуждения является то, что он требует постороннего источника электрической энергии для питания обмотки возбуждения. От указанного недостатка свободны генераторы параллельного и смешанного возбуждения.

9.8. СВОЙСТВА И ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРОВ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

9.8.1. Характеристика холостого хода и процесс самовозбуждения. Как видно из рис. 9.16, от якоря генератора параллельного возбуждения получают питание приемник электрической энергии и обмотка возбуждения $\mathcal{W}_1 = \mathcal{W}_2$. Согласно первому закону Кирхгофа

$$I_{\text{я}} = I + I_{\text{в}}.$$

Мощность $P_{\text{в}}$ и ток $I_{\text{в}}$ обмотки возбуждения невелики. Обычно $P_{\text{в, ном}} \approx (0,02 \div 0,05) P_{\text{ном}}$ и $I_{\text{в, ном}} \approx (0,02 \div 0,05) \times I_{\text{ном}}$, где $P_{\text{ном}}$ и $I_{\text{ном}}$ — номинальные мощность и ток генератора; $P_{\text{в, ном}}$ и $I_{\text{в, ном}}$ — мощность и ток возбуждения при номинальном режиме работы генератора.

При холостом ходе $I = 0$ и в обмотке якоря возникает весьма небольшой ток $I_{\text{я}} = I_{\text{в}}$. На основании второго закона Кирхгофа при холостом ходе $U = E - I_{\text{я}} r_{\text{я}} = E - I_{\text{в}} r_{\text{я}}$.

Падением напряжения $I_{\text{в}} r_{\text{я}}$ ввиду его малости можно пренебречь и считать, что при холостом ходе $U = E$. Так как при холостом ходе ток $I_{\text{я}} = I_{\text{в}}$ невелик, реакцию якоря можно не учитывать. В этом случае, как и для генератора независимого возбуждения,

$$\Phi = f_2(I_{\text{в}} \mathcal{W}_{\text{в}}) = f_1(I_{\text{в}});$$

$$E = k_e n f_1(I_{\text{в}}).$$

Очевидно, связь между Φ и $I_{\text{в}}$, а также между E и $I_{\text{в}}$ зависит от параметров генератора и совершенно не зависит от того, откуда получает питание обмотка возбуждения. Поэтому генератор параллельного возбуждения имеет характеристику холостого хода $E(I_{\text{в}})$ (рис. 9.17), подобную характеристике генератора независимого возбуждения.

Особенностью генератора параллельного возбуждения является то, что он работает по принципу самовозбуждения. Для того чтобы генератор возбудился, должны быть выполнены два условия:

1) генератор должен иметь магнитный поток остаточного намагничивания Φ_0 ;

2) обмотка возбуждения должна быть подключена к якору так, чтобы ею создавался магнитный поток, совпадающий по направлению с потоком остаточного намагничивания.

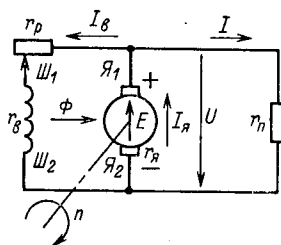


Рис. 9.16. Схема включения генератора параллельного возбуждения

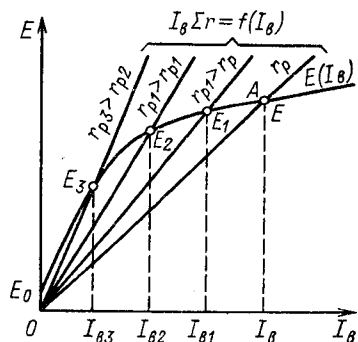


Рис. 9.17. К пояснению процесса самовозбуждения генератора параллельного возбуждения

Процесс самовозбуждения можно пояснить следующим образом. Магнитным потоком Φ_0 в обмотке якоря индуцируется ЭДС E_0 , под действием которой в обмотке возбуждения возникает ток I_{B0} , возбуждающий магнитный поток $\Phi_1 > \Phi_0$. Потоком $\Phi_1 > \Phi_0$ в обмотке якоря индуцируется ЭДС $E_1 > E_0$, под действием которой в обмотке возбуждения возникает ток $I_{B1} > I_{B0}$, вызывающий магнитный поток $\Phi_2 > \Phi_1$, и т. д.

Чтоб решить вопрос о том, до каких установившихся значений ЭДС E и тока I_B возбудится генератор, запишем по второму закону Кирхгофа уравнение для переходного процесса самовозбуждения

$$e = i_B(r_a + r_B + r_p) + L_a \frac{di_B}{dt} + L_B \frac{di_B}{dt}, \quad (9.13)$$

где L_a и L_B — индуктивности обмоток якоря и возбуждения; $L_a di_B/dt$ и $L_B di_B/dt$ — ЭДС самоиндукции, возникающие в обмотках якоря и возбуждения вследствие изменения тока i_B .

Когда процесс самовозбуждения закончится, $di_B/dt = 0$, $i_B = I_B$, $e = E$ и вместо (9.13) можно написать

$$E = I_B(r_a + r_B + r_p) = I_B \Sigma r.$$

Таким образом, процесс самовозбуждения закончится тогда, когда ЭДС станет равной падению напряжения в сопротивлениях цепи якоря и обмотки возбуждения.

Установившиеся значения E и I_B при заданном сопротивлении r_p нетрудно найти графическим путем, для чего необходимо знать характеристику холостого хода $E(I_B)$ и вольт-амперную характеристику $I_B \Sigma r = f(I_B)$ (рис. 9.17). При разных значениях Σr получим соответственно несколько вольт-амперных характеристик $I_B \Sigma r = f(I_B)$. Установившиеся значения E и I_B определяются точками пересечения характеристики холостого хода и вольт-амперных характеристик.

9.8.2. Внешняя характеристика. На основании второго закона Кирхгофа (рис. 9.16) $U = E - I_{\text{я}}r_{\text{я}}$. Но $I_{\text{я}} = I + I_{\text{в}}$, поэтому $U = E - Ir_{\text{я}} - I_{\text{в}}r_{\text{я}}$.

Падением напряжения $I_{\text{в}}r_{\text{я}}$ можно пренебречь. Тогда

$$U = E - Ir_{\text{я}}.$$

После замены в последнем уравнении напряжения согласно выражению $U = Ir_{\text{п}}$ и решения относительно тока получим

$$I = \frac{E}{r_{\text{я}} + r_{\text{п}}}. \quad (9.14)$$

Как видно, уравнение внешней характеристики и формула для определения тока нагрузки имеют такой же вид, как для генератора независимого возбуждения. Однако напряжение U и ток I генератора параллельного возбуждения будут изменяться по-иному при изменении сопротивления $r_{\text{п}}$. Объясняется это тем, что у генератора параллельного возбуждения ЭДС не остается постоянной. Действительно, изменение сопротивления $r_{\text{п}}$ будет приводить к изменению тока I и напряжения U . Но так как

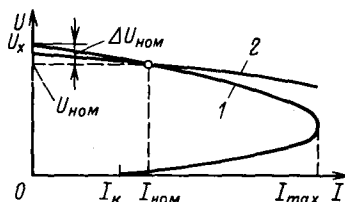
$$I_{\text{в}} = \frac{U}{r_{\text{в}} + r_{\text{р}}},$$

а $E = f(I_{\text{в}})$, то при этом будет изменяться также ЭДС E . При холостом ходе генератора ($r_{\text{п}} = \infty$, $I = 0$)

$$U = U_{\text{x}} = E; \quad I_{\text{в}} = \frac{U_{\text{x}}}{r_{\text{в}} + r_{\text{р}}}.$$

Предположим, что при холостом ходе значения E и $I_{\text{в}}$ определяются точкой A (см. рис. 9.17). Поскольку ферромагнитный материал магнитной цепи насыщен, сначала при уменьшении сопротивления $r_{\text{п}}$ числитель в (9.14) уменьшается медленнее знаменателя и ток I возрастает до I_{max} (рис. 9.18); напряжение U снижается как из-за увеличения падения напряжения $Ir_{\text{я}}$, так и вследствие уменьшения ЭДС. При некотором сопротивлении $r_{\text{п}}$ ток возбуждения уменьшится до значения $I_{\text{в3}}$ и ферромагнитный материал окажется ненасыщенным. Поэтому при дальнейшем уменьшении $r_{\text{п}}$ числитель в (9.14) будет уменьшаться быстрее знаменателя и ток I будет спадать. Несмотря на уменьшение падения напряжения $Ir_{\text{я}}$ напряжение будет продолжать снижаться из-за значительного уменьшения ЭДС E . Таким образом, при уменьшении сопротивления приемника $r_{\text{п}}$ напряжение U непрерывно снижается, ток I сначала возрастает, при некотором сопротивлении $r_{\text{п}}$ достигает максимального зна-

Рис. 9.18. Внешние характеристики генераторов параллельного (1) и независимого (2) возбуждения



чения I_{max} , а при дальнейшем уменьшении r_{II} уменьшается. Максимальный ток I_{max} составляет $I_{max} = (2 \div 3) I_{ном}$. Внешняя характеристика 1 генератора параллельного возбуждения приведена на рис. 9.18. Там же дана для сравнения характеристика 2 генератора независимого возбуждения.

Из-за снижения ЭДС напряжение генератора параллельного возбуждения уменьшается при увеличении нагрузки в большей степени, чем у генератора независимого возбуждения. Это является одним из его недостатков. Обычно

$$\Delta u_{ном} = \frac{U_x - U_{ном}}{U_M} 100 = 10 \div 15 \%$$

При коротком замыкании ($r_{II} = 0$) $U = 0$ и $I_B = 0$; в якоре будет индуцироваться небольшая ЭДС E_0 от потока остаточного намагничивания, поэтому ток короткого замыкания $I = I_K = E_0 / r_a$ не может быть большим. Обычно $I_K < I_{ном}$. Следует, однако, обратить внимание на то, что при внезапном коротком замыкании в течение некоторого времени может существовать ток, во много раз превышающий номинальный. Это объясняется инерционностью, вносимой обмоткой возбуждения, из-за которой магнитный поток и ЭДС якоря не могут мгновенно уменьшиться до значений, определяемых остаточным намагничиванием.

9.8.3. Регулировочная характеристика. Регулировочная характеристика генератора параллельного возбуждения не отличается по виду от характеристик генератора независимого возбуждения (см. рис. 9.15). Однако поскольку у генератора параллельного возбуждения напряжение U меняется в больших пределах, необходимо в больших пределах изменять и ток возбуждения с помощью реостата r_p .

9.9. СВОЙСТВА И ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРОВ СМЕШАННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Существенный недостаток генератора параллельного возбуждения, заключающийся в относительно большом изменении напряжения при колебаниях нагрузки, легко устраняется у генераторов смешанного возбуждения с помощью второй, последовательной обмотки возбуждения $C_1 - C_2$ (рис. 9.19).

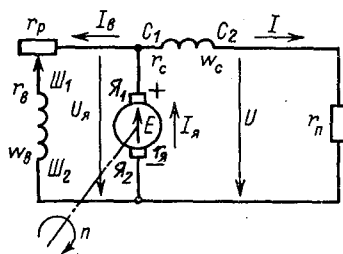


Рис. 9.19. Схема включения генератора смешанного возбуждения

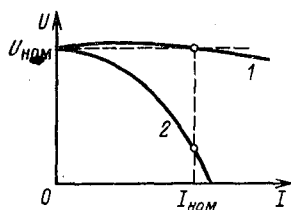


Рис. 9.20. Внешние характеристики генератора смешанного возбуждения

9.9.1. Характеристика холостого хода. Так как при холостом ходе ($I = 0$) обмотка последовательного возбуждения не принимает участия в образовании магнитного потока, то характеристика холостого хода генератора смешанного возбуждения не отличается от характеристики генератора параллельного возбуждения (см. рис. 9.17). Процесс самовозбуждения генератора смешанного возбуждения при холостом ходе протекает в том же порядке, что и генератора параллельного возбуждения.

9.9.2. Внешняя характеристика. На основании второго закона Кирхгофа (рис. 9.19)

$$U = E - I_{\text{я}} r_{\text{я}} - I r_c, \quad (9.15)$$

где r_c — сопротивление последовательной обмотки.

Так как $I_{\text{я}} = I + I_{\text{в}}$, то вместо (9.15) получим

$$U = E - I(r_{\text{я}} + r_c) - I_{\text{в}} r_{\text{я}}.$$

Если пренебречь, как и ранее, падением напряжения $I_{\text{в}} r_{\text{я}}$, то

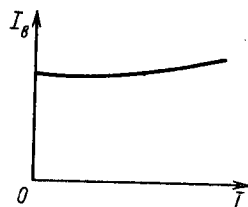
$$U = E - I(r_{\text{я}} + r_c). \quad (9.16)$$

Заменив в (9.16) напряжение согласно выражению $U = I r_{\text{н}}$, нетрудно получить формулу для тока:

$$I = \frac{E}{r_{\text{я}} + r_c + r_{\text{н}}}. \quad (9.17)$$

Равенства (9.16) и (9.17) отличаются от соответствующих равенств для генератора параллельного возбуждения наличием сопротивления r_c . Однако обычно $r_c \ll r_{\text{я}}$, поэтому влияние этого сопротивления на изменение напряжения и тока при колебаниях нагрузки можно не учитывать. Существенным являет-

Рис. 9.21. Регулировочная характеристика генератора смешанного возбуждения



ся то, что последовательной обмоткой создается дополнительная МДС, пропорциональная току нагрузки, из-за которой меняется магнитный поток и ЭДС генератора. Последнее нетрудно установить с помощью выражений

$$\Phi = f_1(I_b w_b + I w_c),$$

$$E = k_e n f_1(I_b w_b + I w_c) = f(I_b w_b + I w_c).$$

Выполнив обмотку $C_1 - C_2$ с соответствующим числом витков w_c , можно получить при номинальном токе то же напряжение U , что и при холостом ходе (характеристика 1 на рис. 9.20). Как видно, с увеличением тока I напряжение U достигает наибольшего значения, после чего снижается. Последнее объясняется увеличением степени насыщения ферромагнитных материалов магнитной цепи. Последовательная обмотка при соответствующем выборе числа витков дает возможность получить весьма небольшое изменение напряжения генератора.

В том случае, когда по условиям работы, например, при дуговой электросварке, требуется иметь значительное снижение напряжения, последовательную обмотку включают встречно по отношению к параллельной работе. Этому на рис. 9.20 соответствует характеристика 2.

9.9.3. Регулировочная характеристика. Если необходимо поддерживать напряжение генератора, следует с помощью реостата r_p изменять ток I_b в соответствии с регулировочной характеристикой, изображенной на рис. 9.21.

9.10. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА И ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ ГЕНЕРАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Одной из особенностей и главнейших достоинств генератора независимого возбуждения является возможность с помощью обмотки возбуждения изменять в широких пределах значение напряжения генератора, а также его полярность. Указанная возможность используется, например, в применяемой в различных областях техники системе генератор — двигатель, которая позволяет с помощью генератора осуществлять изменение частоты вращения двигателя в широком диапазоне, а также направление его вращения (см. § 9.19).

К особенностям генератора независимого возбуждения следует отнести также относительно небольшое изменение напряжения при изменении нагрузки генератора. Очевидным недостатком генераторов независимого возбуждения является необходимость в дополнительном источнике постоянного тока для питания обмотки возбуждения.

Говоря о генераторах независимого возбуждения, следует упомянуть о тахогенераторах постоянного тока. Последние представляют собой генераторы небольшой мощности (обычно до нескольких ватт), служащие для косвенного измерения частоты вращения валов машин и механизмов с целью ее контроля или для автоматизации работы установок в зависимости от частоты вращения. Магнитное поле некоторых тахогенераторов возбуждается обмоткой возбуждения, некоторых — постоянными магнитами.

Как известно, у генераторов независимого возбуждения $\Phi \approx \text{const}$, а поэтому $E \approx k_e \Phi n \approx kn$. Так как к тахогенератору подключается обычно небольшая нагрузка (например, вольтметр), то $U = E - r_a I_a \approx E$. Таким образом, $n \approx U/k$. Как видно, измеряя, например, напряжение тахогенератора с помощью вольтметра, можно косвенным путем контролировать частоту вращения.

Генераторы параллельного возбуждения позволяют производить регулирование напряжения при номинальном токе нагрузки путем изменения тока возбуждения в относительно небольших пределах — от $U_{\text{ном}}$ примерно до $0,85U_{\text{ном}}$. Кроме того, у генераторов параллельного возбуждения сложно изменять полярность напряжения на выводах якоря, а значение напряжения в сильной степени зависит от нагрузки генератора. Бесспорным достоинством генератора параллельного возбуждения является то, что нет необходимости в дополнительном источнике для питания обмотки возбуждения.

Генератор смешанного возбуждения отличается от генератора параллельного возбуждения только тем, что из-за последовательной обмотки напряжение на его выводах изменяется незначительно при изменении нагрузки. Следует заметить, что в настоящее время почти все генераторы снабжаются последовательной обмоткой возбуждения с небольшим числом витков, что дает возможность получать более стабильное напряжение при изменении нагрузки.

Генераторы параллельного и смешанного возбуждения применяются для питания обмоток якорей реверсивных двигателей постоянного тока с небольшим пределом регулирования частоты вращения, обмоток возбуждения синхронных генераторов и двигателей, электрических сетей постоянного тока, ванн для гальванических покрытий, агрегатов для зарядки аккумуляторов, подъемных электромагнитов и т. д. В настоящее время все более широко вместо генераторов для питания различных приемников постоянного тока используются полупроводниковые преобразователи.

В справочной литературе приводятся следующие основные технические данные генераторов: тип генератора; номинальная (отдаваемая электрическая) мощность, кВт; номинальное напряжение, В; номинальная частота вращения, об/мин; КПД, %; номинальный ток, А. Кроме того, приводится ряд других сведений, в частности сведения

о способе возбуждения. Если обмотка возбуждения выполнена на напряжение, отличающееся от напряжения обмотки якоря, дополнительно указываются номинальные напряжение и ток обмотки возбуждения.

9.11. КЛАССИФИКАЦИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ ПО СПОСОБУ ВОЗБУЖДЕНИЯ. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ И ПОЛОЖИТЕЛЬНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ, МОМЕНТА, ТОКОВ И ДРУГИХ ВЕЛИЧИН

Свойства и характеристики двигателей постоянного тока существенно зависят от того, как меняется магнитный поток двигателей при изменении их механической нагрузки. Характер изменения магнитного потока зависит в свою очередь от числа и способа включения обмоток возбуждения, т. е. от способа возбуждения двигателей. В зависимости от способа возбуждения различают:

- 1) двигатели независимого возбуждения;
- 2) двигатели параллельного возбуждения (ранее шунтовые);
- 3) двигатели последовательного возбуждения (ранее серийные);
- 4) двигатели смешанного возбуждения (ранее компаундные).

Двигатели независимого возбуждения находят применение, когда обмотки якоря и возбуждения должны получать питание от различных источников постоянного тока. Это может быть в случае использования двигателей значительной мощности, обмотку якоря которых изготовляют обычно на более высокое напряжение, чем обмотку возбуждения. Кроме того, раздельное питание обмоток якоря и возбуждения применяется для расширения диапазона регулирования частоты вращения и улучшения качества переходных процессов пуска, торможения и реверса двигателей.

При изложении материала сначала будут рассмотрены свойства и характеристики двигателей параллельного, последовательного и смешанного возбуждения, получающих питание от источника (от сети) с неизменным напряжением, а далее, в конце § 9.18, — свойства и характеристики двигателя независимого возбуждения, обмотка якоря которого питается от источника с изменяемым напряжением.

Для более четкого представления о том, чем отличаются двигатели параллельного, последовательного и смешанного возбуждения, будем рассматривать их совместно, предполагая для удобства сравнения, что различные двигатели имеют одинаковые номинальные данные (в частности, номинальные магнитные потоки $\Phi_{\text{ном}}$, токи якоря $I_{\text{я, ном}}$, моменты $M_{\text{ном}}$ и частоты вращения $n_{\text{ном}}$).

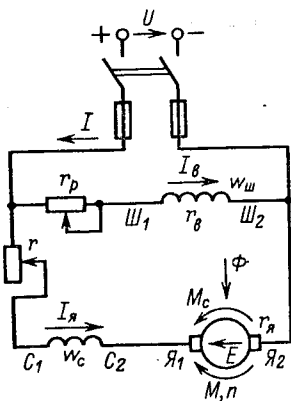


Рис. 9.22. Схема включения двигателя смешанного возбуждения

На рис. 9.22 приведена схема включения двигателя смешанного возбуждения. Магнитное поле двигателя возбуждается двумя обмотками: обмоткой параллельного возбуждения $\text{Ш}_1 - \text{Ш}_2$ и обмоткой последовательного возбуждения $C_1 - C_2$. В двигательном режиме работы обмотки включены согласно. Как и у генераторов, обмотки параллельного и последовательного возбуждения существенно отличаются в конструктивном отношении (см. § 9.7).

Имея схему включения двигателя смешанного возбуждения (рис. 9.22), нетрудно представить себе схемы включения двух других двигателей. Исключив мысленно обмотку $C_1 - C_2$, получим схему включения двигателя параллельно-

го возбуждения; исключив цепь обмотки $\text{Ш}_1 - \text{Ш}_2$, получим схему включения двигателя последовательного возбуждения.

В цепь якоря двигателей включают реостат r , служащий для пуска двигателей. Им же пользуются иногда для регулирования частоты вращения. Реостат r_p включают в цепи двигателей параллельного или смешанного возбуждения лишь в том случае, если необходимо регулировать частоту вращения путем изменения магнитного потока.

Направления токов якоря I_a , возбуждения I_b , тока I , потребляемого из сети (рис. 9.22), магнитного потока Φ , ЭДС E , момента M и частоты вращения n двигателя зависят от полярности напряжений на выводах обмоток якоря и возбуждения, а также от того, в двигательном или каком-либо из тормозных режимов работает электродвигатель.

Двигательным называется режим, при котором направление частоты вращения n якоря определяется направлением действия момента M двигателя. При установившемся движении момент M двигателя уравнивается статическим моментом M_c , возникающим на валу двигателя под действием производственной машины. В двигательном режиме работы статический режим M_c является тормозящим и направлен против направления частоты вращения n . Тормозные режимы рассматриваются в § 9.19.

Поскольку направления токов, магнитного потока и других указанных выше величин могут быть различными, целесообразно для упрощения анализа работы двигателей условиться о положительных направлениях этих величин. За положитель-

ное направление частоты вращения n якоря примем одно из двух возможных ее направлений, например то, которое указано на рис. 9.22. За положительные направления других величин примем их действительные направления при указанном направлении вращения якоря и работе электродвигателя в двигательном режиме. Следует обратить внимание на то, что ток якоря $I_{\text{я}}$ направлен при этом от Y_1 к Y_2 , а ЭДС E — от Y_2 к Y_1 , т. е. против тока якоря и напряжения (см. принцип действия двигателя в § 9.2).

9.12. ЗАВИСИМОСТИ ТОКОВ ОТ НАГРУЗКИ ДВИГАТЕЛЕЙ. СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ ТОКАМИ

Ток возбуждения двигателей параллельного и смешанного возбуждения определяется по закону Ома $I_{\text{в}} = U / (r_{\text{в}} + r_{\text{р}})$ и, очевидно, не зависит от нагрузки двигателей.

Чтобы выяснить, как зависит ток якоря от нагрузки, можно воспользоваться известным положением о том, что при установившемся режиме, характеризуемом постоянной частотой вращения ($n = \text{const}$), момент M , развиваемый двигателем, должен быть равен моменту сопротивления $M_{\text{с}}$ на его валу, т. е. $M_{\text{с}} = M = k_{\text{М}} \Phi I_{\text{я}}$.

При работе двигателя вхолостую $M_{\text{с}} = 0$ и, следовательно, $M = 0$. Последнее может быть лишь в том случае, когда $I_{\text{я}} = 0$. Увеличение момента сопротивления $M_{\text{с}}$ приводит при установившихся режимах к соответствующему увеличению момента M двигателя, а значит, и тока $I_{\text{я}}$. По значению тока $I_{\text{я}}$ можно судить о степени загрузки двигателя. С точки зрения законов электрических цепей изменение тока $I_{\text{я}}$ объясняется тем, что при изменении нагрузки двигателя меняется его ЭДС E (см. § 9.16).

Ток I , потребляемый двигателем параллельного и смешанного возбуждения из сети, определяется по первому закону Кирхгофа:

$$i = I_{\text{я}} + I_{\text{в}}$$

и, очевидно, при изменении нагрузки также изменяется.

Ток возбуждения $I_{\text{в}}$ имеет относительно небольшое значение. Для двигателей мощностью от 5 до 100 кВт он равен примерно (0,05 — 0,02) $I_{\text{ном}}$. Поэтому при расчетах им часто пренебрегают, считая, что при номинальной нагрузке $I_{\text{я, ном}} = I_{\text{ном}}$. Для двигателей последовательного возбуждения при любых нагрузках $I_{\text{я}} = I$.

9.13. ЗАВИСИМОСТИ МАГНИТНОГО ПОТОКА ОТ ТОКА ЯКОРЯ ДВИГАТЕЛЕЙ

Как указывалось, свойства и характеристики различных двигателей постоянного тока зависят от характера изменения их магнитного потока при изменении нагрузки. Поскольку значение тока якоря харак-

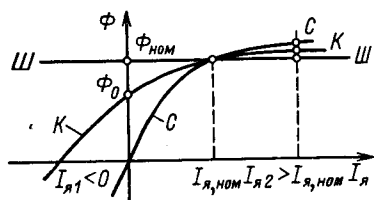


Рис. 9.23. Зависимости $\Phi(I_a)$ двигателей постоянного тока

$= f(I_a)$. При работе двигателя холостую $I_a = 0$ и $\Phi = 0$. С увеличением нагрузки ток I_a , а значит, и магнитный поток Φ возрастают. График $\Phi(I_a)$ двигателя последовательного возбуждения (рис. 9.23, кривая С) напоминает по виду кривую намагничивания стали.

У двигателя смешанного возбуждения $\Phi = f(I_{a\text{ш}} + I_{a\text{с}})$. При холостом ходе ($I_a = 0$) двигатель имеет конечное значение магнитного потока Φ_0 , который возбуждается в этом случае только МДС обмотки параллельного возбуждения. С увеличением тока якоря магнитный поток возрастает (рис. 9.23, кривая К).

Если ток якоря двигателя смешанного возбуждения изменит направление по сравнению с указанным на рис. 9.22, то последовательная обмотка будет размагничивать машину и при некотором токе $I_{a1} < 0$ окажется, что $\Phi = 0$. Как будет показано далее, ток $I_a < 0$ соответствует генераторному режиму работы электродвигателя.

Представляет большой интерес соотношение между магнитными потоками двигателей при работе двигателей с перегрузками ($I_a > I_{a,\text{ном}}$), так как от значений магнитных потоков двигателей зависит значения их моментов [см. выражение (9.9)]. Как следует из рис. 9.23, при $I_{a2} > I_{a,\text{ном}}$ $\Phi_c > \Phi_k > \Phi_{\text{ш}}$.

9.14. ЗАВИСИМОСТИ МОМЕНТА ОТ ТОКА ЯКОРЯ. ПЕРЕГРУЗОЧНАЯ СПОСОБНОСТЬ ДВИГАТЕЛЕЙ

Зависимость между моментом и током якоря определяется выражением (9.9):

$$M = k_M \Phi I_a.$$

Так как у двигателя параллельного возбуждения $\Phi = \text{const}$, то $M = k_M \Phi I_a = k_1 I_a$. Зависимость $M(I_a)$ двигателя параллельного возбуждения приведена на рис. 9.24 (прямая Ш).

При относительно небольших нагрузках двигателя последовательного возбуждения ферромагнитный материал магнитной цепи двигателя

теризует степень загрузки двигателя, рассмотрим зависимости $\Phi(I_a)$ различных двигателей.

У двигателя параллельного возбуждения $\Phi = f_1(I_{a\text{ш}}) = f(I_a)$. Так как у двигателя параллельного возбуждения ток $I_b = \text{const}$, то и $\Phi = \text{const}$ *. Кривая $\Phi(I_a)$ двигателя параллельного возбуждения приведена на рис. 9.23 (прямая Ш).

У двигателя последовательного возбуждения $\Phi = f_1(I_{a\text{с}}) =$

* Здесь и в дальнейшем изменение магнитного потока из-за реакции якоря не учитывается.

ля не насыщен. При этом магнитный поток примерно пропорционален току якоря (см. рис. 9.23, кривая С) и можно написать

$$\Phi = k_2 I_a$$

Учитывая это, получим $M = k_M k_2 I_a^2 = k_3 I_a^2$. По мере насыщения магнитной цепи указанная квадратичная зависимость нарушается. Однако и в этом случае увеличение тока сопровождается более высоким темпом увеличения момента (рис. 9.24, кривая С). Кривая $M(I_a)$ двигателя смешанного возбуждения располагается между зависимостями двигателей параллельного и последовательного возбуждения.

Для получения требуемых времен пуска и электрического торможения приходится устанавливать определенные пусковые и тормозные моменты двигателей, которые обычно превышают номинальные значения; пусковым и тормозным моментам соответствуют пусковые и тормозные токи, которые также бывают больше номинальных. В связи с этим интересно сравнить соотношения между моментами при $I_a > I_{a, \text{ном}}$ а также соотношения между токами при $M > M_{\text{ном}}$ различных двигателей.

Как следует из рис. 9.24, при токе $I_a > I_{a, \text{ном}}$ $M_c > M_k > M_{\text{ш}}$. Большой момент при $I_a > I_{a, \text{ном}}$ является одним из преимуществ двигателя последовательного возбуждения: он дает возможность, например, произвести запуск двигателя в меньшее время. Если сравнить токи двигателей при $M > M_{\text{ном}}$, то окажется, что $I_{a, c} < I_{a, k} < I_{a, \text{ш}}$.

Возникает вопрос о том, какие максимальные моменты и токи могут быть допущены в течение короткого времени для двигателей постоянного тока или какова их кратковременная перегрузочная способность по току $\lambda_i = T_{\text{max}}/I_{\text{ном}}$ и по моменту $\lambda_M = M_{\text{max}}/M_{\text{ном}}$.

Перегрузочная способность двигателей постоянного тока по току определяется условиями коммутации и составляет $\lambda_i = 2 \div 3$ (см. § 9.6). Так как момент двигателя параллельного возбуждения прямо пропорционален току якоря, то, очевидно, для него $\lambda_M = \lambda_i$. Поскольку при $I_a > I_{a, \text{ном}}$ $M_c > M_{\text{ш}} > M_k$, такое же соотношение справедливо и для перегрузочных способностей различных двигателей по моменту, т. е. $\lambda_{M_c} > \lambda_{M_k} > \lambda_{M_{\text{ш}}}$.

Кратковременные перегрузки двигателей, возникающие, например, при их пуске, электрическом торможении и в других случаях, должны быть учтены при выборе двигателей по мощности.

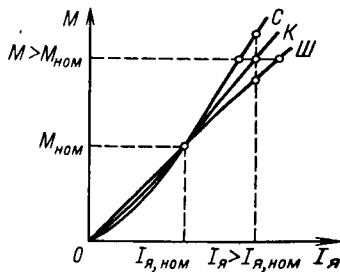


Рис. 9.24. Зависимости $M(I_a)$ двигателей постоянного тока

9.15. СООТНОШЕНИЕ МЕЖДУ НАПРЯЖЕНИЕМ, ЭДС И ПАДЕНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ В СОПРОТИВЛЕНИЯХ ЦЕПИ ЯКОРЯ. ФОРМУЛА ТОКА ЯКОРЯ

Соотношение между напряжением, ЭДС и падением напряжения в сопротивлениях цепи якоря определяется на основании второго закона Кирхгофа, согласно которому (см. рис. 9.22)

$$U = E + I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r) = k_e \Phi n + I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r). \quad (9.18)$$

Будем считать, что у двигателей последовательного и смешанного возбуждения сопротивление $r_{\text{я}}$ включает в себя также и сопротивление последовательной обмотки.

Из (9.18)

$$I = \frac{U - E}{r_{\text{я}} + r} = \frac{U - k_e \Phi n}{r_{\text{я}} + r}. \quad (9.19)$$

Как видно, ток якоря зависит не только от напряжения сети и сопротивлений цепи якоря, но и от ЭДС, индуктируемой в обмотке якоря. При работе двигателя вхолостую $M = M_c = 0$ и, как было показано ранее, $I_{\text{я}} = 0$. Из (9.19) следует, что ток $I_{\text{я}}$ может быть равен нулю лишь в том случае, когда $E = U$. При увеличении нагрузки двигателя ток $I_{\text{я}}$ возрастает, что можно объяснить только уменьшением ЭДС E . Поскольку у двигателя параллельного возбуждения при увеличении нагрузки магнитный поток не изменяется, а у двигателей последовательного и смешанного возбуждения он увеличивается, уменьшение ЭДС может происходить лишь вследствие снижения частоты вращения двигателей.

9.16. ЕСТЕСТВЕННЫЕ МЕХАНИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЕЙ

Одной из важнейших характеристик электродвигателей постоянного и переменного тока является механическая характеристика $n(M)$, представляющая собой зависимость частоты вращения двигателя от развиваемого им момента. Учитывая, что при установившемся режиме работы момент двигателя равен моменту сопротивления на его валу ($M = M_c$), можно сказать, что механическая характеристика дает представление о характере и степени изменения частоты вращения двигателя от его механической нагрузки. Поскольку к характеру и степе-

ни изменения частоты вращения двигателя предъявляются со стороны различных производственных машин и механизмов разные требования, механические характеристики двигателей представляют большой практический интерес. Кроме механических характеристик значительный интерес представляют электромеханические характеристики. Применительно к двигателям постоянного тока — это зависимость частоты вращения от тока якоря $n(I_a)$. Электромеханическая характеристика дает возможность производить ряд расчетов, связанных с выбором двигателя и других элементов его электрической цепи по нагреванию.

Механическая и электромеханическая характеристики считаются естественными, если к двигателю подведено напряжение, равное номинальному, а в цепи двигателя нет каких-либо дополнительных резистивных элементов.

Уравнение естественной электромеханической характеристики двигателей нетрудно получить из (9.18), решив его относительно частоты вращения и считая, что $r = 0$, $r_p = 0$ и $U = U_{\text{ном}}$:

$$n_e = \frac{U - I_a r_a}{k_e \Phi} = \frac{U}{k_e \Phi} - \frac{I_a r_a}{k_e \Phi}. \quad (9.20)$$

Заменив в (9.20) ток I_a согласно (9.9), получим уравнение естественной механической характеристики:

$$n_e = \frac{U}{k_e \Phi} - \frac{M r_a}{k_e k_M \Phi^2}. \quad (9.21)$$

Несмотря на то что уравнения (9.20) и (9.21) справедливы для всех двигателей постоянного тока, электромеханические и механические характеристики двигателей существенно отличаются друг от друга, что объясняется различным характером изменения магнитного потока.

Так как у двигателя постоянного возбуждения $\Phi = \Phi_{\text{ном}} = \text{const}$, то электромеханическая и механическая характеристики двигателя прямолинейны (рис. 9.25, характеристики III). При работе двигателя холостую ($M = M_c = 0$ и $I_a = 0$) двигатель имеет частоту вращения холостого хода, которая определяется первым членом уравнения (9.20) или (9.21): $n_{0\text{ш}} = U/K_e \Phi$.

При увеличении нагрузки двигателя его частота вращения уменьшается за счет увеличения падения напряжения в сопротивлении r_a . Изменение или перепад частоты вращения при какой-либо нагрузке определяется вторым членом уравнения (9.20) или (9.21):

$$\Delta n = n_0 - n = \frac{I_a r_a}{k_e \Phi} - \frac{M r_a}{k_e k_M \Phi^2}.$$

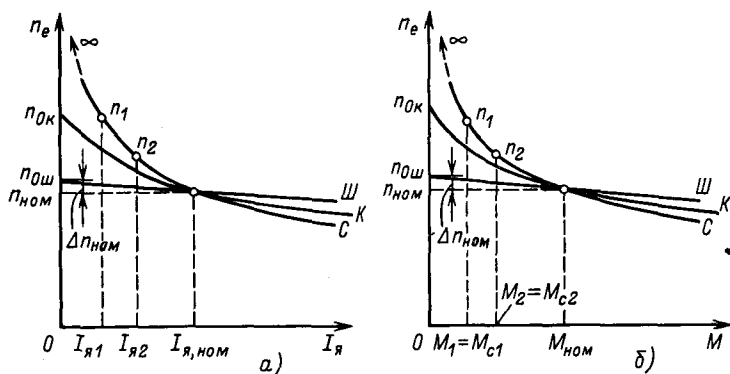


Рис. 9.25. Естественные электромеханические (а) и механические (б) характеристики двигателей постоянного тока

Изменение частоты вращения в процентах при переходе от холостого хода к номинальной нагрузке $\Delta n_{\text{ном}} \% = 100(n_{\text{ош}} - n_{\text{ном}})/n_{\text{ош}}$ для двигателей параллельного возбуждения мощностью от 5 до 100 кВт невелико и лежит в пределах примерно от 11 до 3,5% соответственно.

Учитывая небольшое изменение частоты вращения, говорят, что двигатель параллельного возбуждения имеет «жесткие» естественные электромеханическую и механическую характеристики, что является важнейшим его свойством.

Следует заметить, что вследствие реакции якоря естественные электромеханическая и механическая характеристики двигателя несколько отличаются от прямолинейных, а изменение частоты вращения несколько меньше, чем указано выше.

Одна из особенностей двигателя последовательного возбуждения состоит в том, что он не может работать вхолостую. Действительно, если $M = M_c \rightarrow 0$, то $I \rightarrow 0$ и $\Phi \rightarrow 0$. Как видно из (9.20) или (9.21), при этом $n \rightarrow \infty$, т. е. частота вращения двигателя беспредельно увеличивается.

При увеличении нагрузки двигателя последовательного возбуждения возрастают падение напряжения в сопротивлении r_a и магнитный поток. Как следует из (9.20), последнее приводит к дополнительному снижению частоты вращения. Поэтому электромеханическая и механическая характеристики двигателя последовательного возбуждения (рис. 9.25, характеристики С) получаются более «мягкими», чем у двигателя параллельного возбуждения. По мере насыщения магнитной цепи жесткость характеристик возрастает.

Двигатель смешанного возбуждения при работе холостую имеет магнитный поток Φ_0 (см. рис. 9.23), которому соответствует частота вращения холостого хода $n_{0к} = U/k_e \Phi_0$.

Обычно МДС, параллельной обмотки выбирается так, чтобы получить $n_{0к}$ порядка 1,5 $n_{ном}$.

При увеличении нагрузки двигателя смешанного возбуждения его частота вращения уменьшается из-за увеличения магнитного потока и падения напряжения в сопротивлении якоря. Электромеханическая и механическая характеристики двигателя (рис. 9.25, характеристики K) получаются менее «жесткими», чем у двигателя параллельного возбуждения, у которого $\Phi = \text{const}$, но более «жесткими», чем у двигателя последовательного возбуждения, у которого магнитный поток изменяется в более широких пределах (см. § 9.14).

При изменении нагрузки двигателей постоянного тока происходит следующее. Предположим, например, что двигатель последовательного возбуждения работал с моментом $M_1 = M_{c1}$ и частотой вращения n_1 ; моменту M_1 соответствовал ток $I_{я1}$ (см. рис. 9.25). Предположим далее, что момент статического сопротивления возрос и стал равен $M_{c2} > M_{c1}$. В первое мгновение после увеличения момента сопротивления из-за механической инерционности двигателя частота вращения не изменится и будет равна n_1 . Вследствие этого не изменятся ЭДС E_1 , ток $I_{я1}$ и момент M_1 двигателя. Поскольку $M_{c2} > M_1$, начнется переходный процесс, при котором частота вращения и ЭДС будут уменьшаться, а ток и момент будут возрастать. Установившийся режим наступит при частоте вращения n_2 , при которой наступит равенство $M_2 = M_{c2}$.

Построение естественных характеристик двигателя параллельного возбуждения может быть произведено по уравнениям (9.20) и (9.21). Величину $k_e \Phi$ определяют обычно из (9.20), подставляя в него $n_e = n_{ном}$ и $I_a = I_{ном}$.

Воспользоваться выражениями (9.20) и (9.21) для построения естественных характеристик двигателей последовательного и смешанного возбуждения не представляется возможным, так как магнитный поток этих двигателей не остается постоянным, а закон его изменения обычно не известен. Поэтому для указанных двигателей естественные электромеханические характеристики $n_e(I)$ приводятся в каталогах. Там же дается зависимость момента на валу от потребляемого тока: $M(I)$. Имея $n_e(I)$ и $M(I)$, нетрудно построить естественные механические характеристики $n_e(M)$.

В том случае, когда сведения о сопротивлении якоря отсутствуют, оно может быть определено приближенно из формулы

(9.22), полученной на основании следующего соображения: при номинальной нагрузке двигателя потеря мощности в сопротивлении якоря составляет некоторую часть общих потерь мощности в двигателе, т. е.

$$I_{\text{ном}}^2 r_{\text{я}} \approx \alpha \left(\frac{P_{\text{ном}}}{\eta_{\text{ном}}} - P_{\text{ном}} \right) \cdot 10^3, \quad (9.22)$$

где $P_{\text{ном}}$ — номинальная (механическая) мощность двигателя, кВт; $\eta_{\text{ном}}$ — КПД двигателя при номинальной нагрузке; α — коэффициент, показывающий, какую часть общих потерь составляют потери мощности в сопротивлении якоря $r_{\text{я}}$.

Обычно принимают: для двигателей параллельного возбуждения $\alpha = 0,5$; для двигателей смешанного возбуждения $\alpha = 0,6$; для двигателей последовательного возбуждения $\alpha = 0,75$.

Пример 9.1. Двигатель параллельного возбуждения имеет следующие номинальные данные: $U_{\text{ном}} = 220$ В, $P_{\text{ном}} = 10$ кВт, $n_{\text{ном}} = 1100$ об/мин, $I_{\text{ном}} = 53$ А, $\eta_{\text{ном}} = 0,86$.

Определить ЭДС якоря при номинальном режиме работы двигателя. Построить естественную механическую характеристику двигателя.

Решение. Из формул (9.22) и (9.19), полагая $r = 0$, найдем

$$r_{\text{я}} = \frac{\alpha}{I_{\text{ном}}^2} \left(\frac{P_{\text{ном}}}{\eta_{\text{ном}}} - P_{\text{ном}} \right) \cdot 10^3 \approx 0,3 \text{ Ом},$$

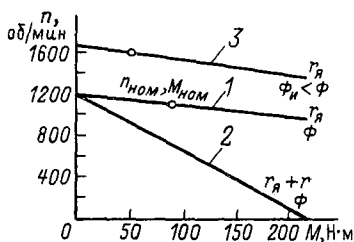
$$E_{\text{ном}} = U - I_{\text{ном}} r_{\text{я}} \approx 204 \text{ В}.$$

Из уравнения (9.20) при $n_{\text{ном}}$, $I_{\text{ном}}$ и уравнения (9.10) получим

$$k_e \Phi = \frac{U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} r_{\text{я}}}{n_{\text{ном}}} = 0,185, \quad k_M \Phi = \frac{K_e \Phi}{0,105} \approx 1,76.$$

Уравнением естественной механической характеристики будет

$$n_e = \frac{U}{k_e \Phi} - \frac{M r_{\text{я}}}{k_e k_M \Phi^2} = \frac{220}{0,185} - \frac{M \cdot 0,3}{0,185 \cdot 1,76} \approx 1200 - 0,92 M.$$



Для построения характеристики достаточно знать координаты ее двух точек. Например, при режиме холостого хода $M = 0$,

Рис. 9.26. Механические характеристики двигателя параллельного возбуждения к примерам 9.1, 9.2 и 9.4

$n_e = n_0 = U/k_e \Phi \approx 1200$ об/мин; при номинальном режиме $n = n_{\text{ном}} = 1100$ об/мин и

$$M_{\text{ном}} = \frac{9550 P_{\text{ном}}}{n_{\text{ном}}} = 87 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Естественная механическая характеристика двигателя приведена на рис. 9.26 (характеристика 1).

9.17. ПУСК ДВИГАТЕЛЕЙ

Пуск двигателей постоянного тока производится с помощью реостата r , включаемого в цепь якоря двигателя (см. рис. 9.22). Необходимость в пусковом реостате может быть пояснена с помощью формулы тока (9.19).

В первое мгновение после подключения двигателя к сети $n = 0$ и $E = k_e \Phi n = 0$. Поэтому без учета влияния индуктивности якоря начальный пусковой ток якоря будет $I_{я,п} = U/(r_{я} + r)$.

Если производить пуск двигателя без пускового реостата ($r = 0$), то начальный пусковой ток будет ограничиваться лишь небольшим сопротивлением якоря, например для двигателей мощностью от 5 до 100 кВт окажется в 10–30 раз больше номинального¹. Такой ток недопустим прежде всего по условиям коммутации двигателя, так как при этом возникает недопустимо интенсивное искрение под щетками. Кроме того, при таком токе двигатель развивает слишком большой начальный пусковой момент, который может привести к недопустимым ускорениям и поломке механизмов. Пуск двигателя без пускового реостата при питании от сети относительно небольшой мощности сопровождается снижением напряжения сети, что ухудшает условия работы других потребителей.

Рассчитав соответствующим образом сопротивление пускового реостата, можно ограничить начальные пусковой ток и пусковой момент до требуемых значений. При увеличении частоты вращения якоря ЭДС возрастает, что приводит к уменьшению тока и момента. Это позволяет постепенно уменьшать сопротивление пускового реостата r в процессе пуска двигателя.

Обычно полное сопротивление пускового реостата r разбивают на несколько ступеней (рис. 9.27, а), число которых определяет число искусственных электромеханических и механических характеристик, на которых двигатель работает при пуске.

¹ В действительности из-за индуктивности обмотки якоря пусковой ток несколько меньше указанных значений.

Уравнение искусственных электромеханических и механических характеристик (рис. 9.27) нетрудно получить из (9.20) и (9.21), заменив в них $r_{\text{я}}$ на $r_{\text{я}} + r$:

$$\left. \begin{aligned} n_{\text{и}} &= \frac{U}{k_e \Phi} - \frac{I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r)}{k_e \Phi}; \\ n_{\text{и}} &= \frac{U}{k_e \Phi} - \frac{M(r_{\text{я}} + r)}{k_e k_M \Phi^2}. \end{aligned} \right\} \quad (9.23)$$

Характер изменения магнитного потока при изменении нагрузки не зависит от сопротивления цепи якоря, вследствие чего искусственные характеристики двигателей имеют те же особенности, что и естественные. Исключением является лишь то, что большим добавочным сопротивлением реостата в цепи якоря соответствуют при том же токе $I_{\text{я}}$ или моменте M меньшие частоты вращения и, следовательно, более «мягкие» характеристики. Все искусственные характеристики двигателя параллельного возбуждения (рис. 9.27, б), а также смешанного возбуждения (рис. 9.27, в) проходят через одни и те же точки холостого хода. У двигателей последовательного возбуждения независимо от значения добавочного сопротивления цепи якоря при $M = M_c \rightarrow 0$, $I_{\text{я}} \rightarrow 0$, $\Phi \rightarrow 0$, а $n \rightarrow \infty$ (рис. 9.27, г).

Расчет ступеней пускового реостата и их выключение в процессе пуска производятся таким образом, чтобы момент двигателя изменялся в заранее выбранных пределах — между максимальным (M_1) и минимальным (M_2) значениями, которым соответствуют токи якоря I_1 и I_2 . При подключении двигателя к сети в цепь якоря должны быть включены все ступени реостата, чему соответствует на характеристике 1 $n = 0$, $I_{\text{я}} = I_1$ и $M = M_1$. Так как $M_1 > M_c$, начнется переходный процесс, при котором частота вращения и ЭДС будут возрастать, а ток и момент уменьшаться. При $n = n_1$, $I_{\text{я}} = I_2$ и $M = M_2$ ступень реостата с сопротивлением r_1 выключают, следствием чего является переход двигателя на характеристику 2 и увеличение тока якоря и момента до значений $I_{\text{я}} = I_1$ и $M = M_1$.

Далее следует разгон двигателя по характеристике 2 и т. д. Установившийся режим наступает на естественной характеристике при частоте вращения n_c , при которой $M = M_c$. Во многих промышленных установках выключение ступеней пускового реостата производится автоматически.

От выбора значений моментов M_1 и M_2 зависят время пуска, число пусковых ступеней реостата и плавность пуска. Наименьшее значение момента M_2 должно быть больше M_c . С точки зрения нормальной работы двигателей наибольшее значение момента M_1 определяется условиями коммутации;

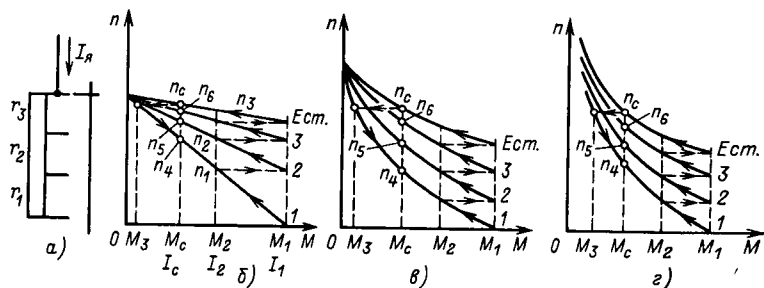


Рис. 9.27. Схема пускового реостата (а) и пусковые механические характеристики двигателей (б, в, г)

очевидно, двигатель последовательного возбуждения может иметь большее значение момента M_1 (см. § 9.14).

При пуске двигателей параллельного и смешанного возбуждения сопротивление r_p (см. рис. 9.22) выключают, чтобы производить пуск при большем значении магнитного потока. Как следует из формулы $M = k_M \Phi I_{\text{я}}$, это дает возможность получать требуемые значения момента M_1 при меньшем токе якоря.

Для расчетов, связанных с пуском, и построения искусственных электромеханических и механических характеристик двигателя параллельного возбуждения можно воспользоваться уравнениями (9.23).

Чтобы можно было использовать выражение (9.23) для двигателей последовательного и смешанного возбуждения, заменим в нем $k_e \Phi$ ее выражением из (9.20). В результате получим

$$n_n = \frac{U - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r)}{U - I_{\text{я}}/r_{\text{я}}} n_e. \quad (9.24)$$

Расчет искусственной электромеханической характеристики по уравнению (9.24) производят в следующем порядке. Задаются током якоря $I_{\text{я}}$; пользуясь естественной электромеханической характеристикой двигателя $n_e(I)$, по току $I = I_{\text{я}}$ находят частоту вращения n_e^* ; по уравнению (9.24) подсчитывают частоту вращения n_n , соответствующую току $I_{\text{я}}$. Рассчитав характеристику $n_n(I_{\text{я}})$ и зная зависимость $M(I)$ двигателя, нетрудно построить искусственную механическую характеристику $n_n(M)$.

Пример 9.2. Для двигателей примера 9.1 определить полное сопротивление пускового реостата r , если требуется получить начальный пусковой момент $M_{\text{п}} = 2,5 M_{\text{ном}}$. Построить искусственную механическую характеристику двигателя с сопротивлением r .

Решение. У двигателя параллельного возбуждения ток прямо

пропорционален моменту. Поэтому начальный пусковой ток будет

$$I_{я, п} = \frac{I_{ном}}{M_{ном}} M_{п} = \frac{I_{ном}}{M_{ном}} 2,5 M_{ном} = 2,5 I_{ном} = 2,5 \cdot 53 \approx 132 \text{ А.}$$

Полное сопротивление пускового реостата $r = 1,37 \text{ Ом}$ найдем из (9.19), положив $E = 0$.

Искусственная механическая характеристика двигателя подчиняется уравнению

$$n_{п} = \frac{U}{k_e \Phi} - \frac{M(r_{я} + r_{п})}{k_e k_M \Phi^2} = \frac{220}{0,185} - \frac{M(0,3 + 1,37)}{0,186 \cdot 1,76} \approx 1200 - 5,1 M.$$

Механическая характеристика, соответствующая $r = 1,37 \text{ Ом}$, дана на рис. 9.26 (характеристика 2).

9.18. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ

Для получения высокой производительности и требуемой точности или шероховатости обработки изделий, остановки исполнительного органа производственной машины в нужном месте с заданной степенью точности и т. д. приходится принудительно изменять частоту вращения или скорость линейного перемещения исполнительного органа. Принудительное изменение частоты вращения или линейного перемещения исполнительного органа производственной машины в соответствии с требованием производственного процесса называется регулированием скорости.

В настоящее время взамен коробок скоростей, вариаторов и т. п. все больше применяется электрическое регулирование частоты вращения, в основе которого лежит использование искусственных, механических характеристик электродвигателей. Электрическое регулирование частоты вращения приводит к упрощению, облегчению и удешевлению механической части машин и механизмов, упрощению управления, возможности получения плавного регулирования частоты вращения в широком диапазоне.

При питании двигателей от источника постоянного напряжения (см. рис. 9.22) частоту вращения можно регулировать следующим образом: 1) изменением сопротивления цепи якоря; 2) изменением значения магнитного потока.

Естественно, что второй метод регулирования применим лишь к двигателям параллельного и смешанного возбуждения.

Для регулирования частоты вращения путем изменения сопротивления цепи якоря обычно используют тот же реостат,

что и для пуска двигателя. Например, с помощью реостата, для которого на 9.27 изображены механические характеристики, при моменте $M = M_c$ можно получить частоты вращения n_4 , n_5 и n_6 . В том случае, когда необходимо иметь и другие частоты вращения, реостат снабжают дополнительными ступенями сопротивлений. Реостат, используемый как для пуска, так и для регулирования частоты вращения, находится в отношении нагревания в более тяжелых условиях, чем реостат, служащий только для пуска.

При изменении сопротивления в цепи якоря происходит следующее. Допустим, что двигатель параллельного, последовательного или смешанного возбуждения работает на естественной характеристике с моментом $M = M_c$ и частотой вращения n_c (см. рис. 9.27). В первое мгновение после включения в цепь якоря реостата с сопротивлением $r = r_1 + r_2 + r_3$ из-за инерционности двигателя частота вращения не изменяется. Увеличение сопротивления при неизменной частоте вращения приводит к уменьшению тока якоря, а значит, и момента двигателя. При частоте вращения n_c двигатель перейдет на характеристику 1 и будет развивать момент M_3 . Так как $M_3 < M_c$, то начнется переходный процесс, при котором частота вращения двигателя будет снижаться. Это вызывает уменьшение ЭДС, а следовательно, увеличение тока якоря и момента двигателя. Установившийся режим наступает при частоте вращения n_4 , при которой $M = M_c$.

Рассматриваемый способ регулирования частоты вращения не требует сложного оборудования и дает возможность получить любую пониженную частоту вращения при заданной нагрузке. Однако он имеет и существенные недостатки. Одними из них являются «мягкие» искусственные механические характеристики, благодаря чему частота вращения при данном сопротивлении сильно зависит от нагрузки двигателя. «Мягкие» характеристики затрудняют получение требуемых, особенно низких частот вращения при различных нагрузках. Другой недостаток заключается в том, что регулирование частоты вращения сопровождается потерями мощности в реостате, которые возрастают по мере увеличения сопротивления r и снижения частоты вращения.

Умножив правую и левую части уравнения (9.18) на ток якоря, получим уравнение баланса мощности цепи якоря

$$UI_{\text{я}} = EI_{\text{я}} + I_{\text{я}}^2(r_{\text{я}} + r),$$

где $UI_{\text{я}}$ — мощность, потребляемая из сети; $EI_{\text{я}}$ — электромагнитная мощность, т. е. мощность, преобразуемая электродвигателем из элек-

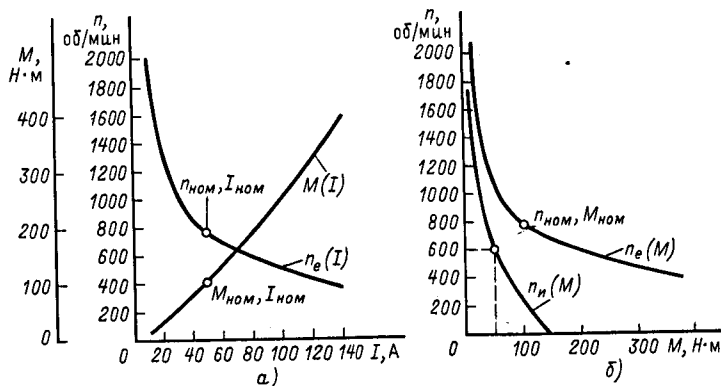


Рис. 9.28. Электромеханическая характеристика $n_e(I)$ и зависимость $M(I)$ (а); механические характеристики $n(M)$ двигателя последовательного возбуждения к примерам 9.3 и 9.5 (б)

трической в механическую; $I_{\text{я}}^2(r_{\text{я}} + r)$ — потери мощности в сопротивлениях цепи якоря.

Так как при работе двигателя с $M = M_{\text{с}} = \text{const}$ ток якоря не зависит от сопротивления в цепи якоря, то при увеличении последнего мощность $UI_{\text{я}}$ остается постоянной. Происходит лишь ее перераспределение: с увеличением сопротивления r и снижением частоты вращения электромагнитная мощность уменьшается, а потери мощности возрастают. При $n \rightarrow 0$ $E I_{\text{я}} \rightarrow 0$, а $I^2(r_{\text{я}} + r) \rightarrow UI_{\text{я}}$. Значительные потери мощности в цепи якоря приводят к снижению КПД установки.

Пример 9.3. Двигатель последовательного возбуждения имеет следующие технические данные: $U_{\text{ном}} = 220$ В, $P_{\text{ном}} = 8,5$ кВт, $n_{\text{ном}} = 770$ об/мин, $I_{\text{ном}} = 50$ А. Сопротивление якоря $r_{\text{я}} = 0,75$ Ом. Естественная электромеханическая характеристика $n_e(I)$ и зависимость $M(I)$ даны на рис. 9.28, а.

Построить естественную механическую характеристику $n_e(M)$. Определить сопротивление резистора r , который необходимо включить в цепь якоря, чтобы при моменте $M = 50$ Н·м получить частоту вращения $n = 600$ об/мин. Построить искусственную механическую характеристику $n_n(M)$, соответствующую сопротивлению r .

Решение. Естественную механическую характеристику $n_e(M)$ (рис. 9.28, б) строим с помощью графиков $n_e(I)$ и $M(I)$.

По заданному моменту $M = 50$ Н·м с помощью кривой $M(I)$ находим ток $I = 29$ А $= I_{\text{я}}$, после чего по характеристике $n_e(I)$ определяем частоту вращения $n_e = 1050$ об/мин. Из формулы (9.24), подставив в нее $n_n = 600$ об/мин, $I_{\text{я}} = 29$ А и $n_e = 1050$ об/мин, определяем, что сопротивление $r = 2,8$ Ом.

Расчет искусственной механической характеристики производят в следующем порядке. Задаются моменты, например $M = 100$ Н·м, по кривой $M(I)$ определяют ток $I = 48$ А $= I_{\text{я}}$; пользуясь характеристикой

$n_c(I)$, по току $I = 48$ А находят $n_c = 780$ об/мин. По формуле (9.24) определяют частоту вращения $n_n = 212$ об/мин.

Искусственная механическая характеристика $n_n(M)$ приведена на рис. 9.28, б.

Для регулирования частоты вращения двигателей параллельного и смешанного возбуждения путем изменения магнитного потока в цепь шунтовой обмотки включают реостат r_p (см. рис. 9.22). Изменение сопротивления последнего приводит к изменению тока I_a и, следовательно, магнитного потока. При регулировании частоты вращения указанным методом резистор r из цепи якоря обычно выключают.

Рассмотрим более подробно данный метод применительно к двигателю параллельного возбуждения. Зависимость между частотой вращения и магнитным потоком при $M = \text{const}$ определяется уравнением (9.21).

Чтобы можно было составить представление о характере изменения частоты вращения, на рис. 9.29 приведены зависимости $n(\Phi)$.

Как видно, при работе двигателя холостую ($M_1 = M_{c1} = 0$) с уменьшением магнитного потока частота вращения возрастает и при $\Phi \rightarrow 0$ $n \rightarrow \infty$. Если же двигатель нагружен ($M = M_c \neq 0$), то при уменьшении магнитного потока частота вращения сначала возрастает, а затем, достигнув максимального значения, уменьшается. Одна и та же частота вращения в случаях $M = M_c \neq 0$ может быть получена при двух различных значениях магнитного потока. Однако рабочей областью, в которой обычно производится регулирование частоты вращения, является область, соответствующая большим магнитным потокам, где с уменьшением потока частота вращения возрастает.

На основании выражения $M = k_M \Phi I_a$ можно также сделать важный вывод о том, что при $M = M_c = \text{const}$ и уменьшении магнитного потока ток I_a возрастет. Это необходимо учитывать при выборе мощности двигателя.

Из уравнения (9.21) следует, что механические характеристики двигателя параллельного возбуждения $n(M)$ при различных значениях магнитного потока прямолинейны; меньшим значениям магнитных потоков соответствуют большие частоты вращения и более «мягкие» механические характеристики (рис. 9.30). Например, установив потоки Φ_1 , Φ_2 и Φ_3 , получим при моменте сопротивления M_c частоты вращения n_1 , n_2 и n_3 .

Переход от одной механической характеристики к другой происходит не при постоянной частоте вращения, а в соответствии с так называемой динамической характеристикой $n(M)$, показанной на рис. 9.30

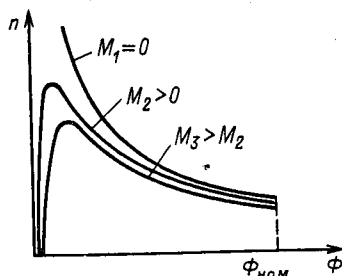


Рис. 9.29. Зависимости $n(\Phi)$ двигателя параллельного возбуждения при различных моментах

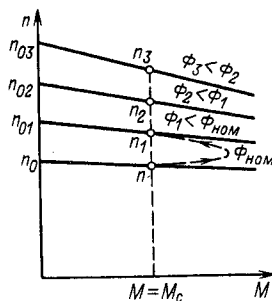


Рис. 9.30. Механические характеристики двигателя параллельного возбуждения при различных магнитных потоках

пунктиром. Это объясняется значительной индуктивностью обмотки возбуждения, из-за которой изменение магнитного потока происходит не мгновенно, а постепенно, одновременно с увеличением частоты вращения.

Одним из достоинств рассмотренного способа регулирования частоты вращения является его экономичность, так как дополнительные потери мощности в регулировочном реостате r_p невелики. К достоинствам следует отнести также достаточно «жесткие» механические характеристики, что облегчает получение нужных частот вращения при различных нагрузках.

Серьезным недостатком следует считать то, что регулирование частоты вращения путем изменения магнитного потока можно производить лишь в области вверх от естественной механической характеристики.

Пример 9.4. Определить, во сколько раз необходимо уменьшить магнитный поток двигателя примера 9.1, чтобы при моменте $M = 45 \text{ Н} \cdot \text{м}$ получить частоту вращения $n_n = 1600 \text{ об/мин}$. Установить, не будет ли перегреваться двигатель при длительной работе с ослабленным потоком. Построить искусственную механическую характеристику, соответствующую ослабленному потоку.

Решение. Заменяя в (9.21) k_M через $k_e/0,105$ и учитывая, что магнитный поток и частота вращения соответствуют искусственной механической характеристике, найдем

$$k_e \Phi_n = \frac{U}{2n_n} + \sqrt{\left(\frac{U}{2n_n}\right)^2 - \frac{0,105 M r_a}{n_n}} \approx 0,132.$$

При номинальном магнитном потоке $k_e \Phi = 0,185$. Таким образом, магнитный поток необходимо уменьшить в

$$\frac{\Phi}{\Phi_n} = \frac{k_e \Phi}{k_e \Phi_n} = \frac{0,185}{0,132} = 1,4 \text{ раза.}$$

При работе с ослабленным потоком

$$I_{я} = \frac{M}{k_M \Phi_{и}} = \frac{M \cdot 0,105}{k_e \Phi_{и}} = \frac{45 \cdot 0,105}{0,132} \approx 36 \text{ А.}$$

Так как ток якоря меньше номинального, то двигатель перегреваться не будет.

Искусственная механическая характеристика с ослабленным потоком подчиняется уравнению

$$n_{и} = \frac{U}{k_e \Phi_{и}} - \frac{M r_{я}}{k_e k_M \Phi_{и}^2} = \frac{220}{0,132} - \frac{M \cdot 0,3}{0,132 \cdot 1,26} \approx 1667 - 1,8 \text{ М}$$

и дана на рис. 9.26 (характеристика 3).

Как было отмечено выше, серьезным недостатком регулирования частоты вращения путем изменения сопротивления в цепи якоря при обычных схемах включения двигателей (см. рис. 9.22) является сложность получения при различных нагрузках пониженных частот вращения из-за слишком «мягких» механических характеристик.

Для устранения этого недостатка находят применение различные другие способы получения искусственных механических характеристик, отличающихся большей «жесткостью».

Например, довольно часто применяется потенциометрическое включение двигателей, при котором якорь двигателя подключается к делителю напряжения (потенциометру), с помощью которого можно получать пониженные напряжения на выводах якоря и как следствие — пониженные частоты его вращения при достаточно «жестких» механических характеристиках. Следует заметить, что с увеличением нагрузки напряжение якоря при потенциометрическом включении снижается, а это приводит к уменьшению «жесткости» характеристик.

В случаях особо высоких требований к «жесткости» механических характеристик находят применение различные варианты систем с регулируемым напряжением, подводимым к якорю двигателя.

Простейшая схема одного из вариантов такой системы (системы генератор — двигатель, Г — Д) приведена на рис. 9.31. В этой системе якорь двигателя *ЯД* независимого возбуждения соединен с якорем генератора *ЯГ* независимого возбуждения, который приводится во вращение приводным двигателем *ДП*. Обмотки возбуждения двигателя *ОВД* и генератора *ОВГ* получают питание от постороннего источника постоянного тока через реостат r_1 и потенциометр r_2 .

Перед пуском двигателя необходимо установить движки реостата r_1 и потенциометра r_2 в положения, указанные на

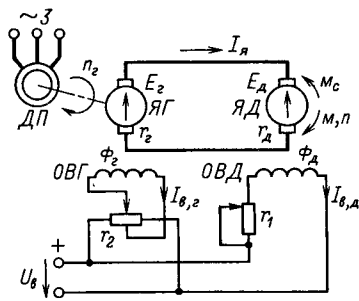


Рис. 9.31. Схема простейшей системы генератор — двигатель

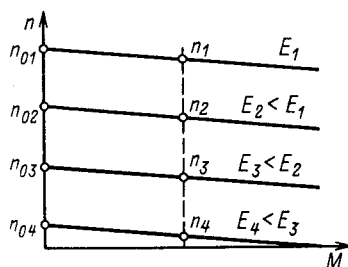


Рис. 9.32. Механические характеристики двигателя в системе генератор — двигатель

рис. 9.31, и произвести пуск двигателя ДП. При этом МДС обмотки ОВД создает наибольший магнитный поток Φ_d двигателя, а магнитный поток Φ_r генератора и, следовательно, его ЭДС E_r равны нулю. Очевидно, при этом якорь двигателя ЯД останется в покое.

Для пуска двигателя следует переместить движок потенциометра r_2 из указанного положения, например, влево. Тогда возникает ток $I_{в,г}$, МДС обмотки ОВГ создает магнитный поток Φ_r генератора, появляются ЭДС E_r и ток I_a . Благодаря взаимодействию тока I_a и магнитного потока Φ_d двигателя якорь последнего ЯД приходит во вращение.

Уравнение механической характеристики $n(M)$ двигателя в системе Г — Д выводится аналогично уравнению (9.21) и имеет вид

$$n = \frac{E_r}{k_{ед} \Phi_d} - \frac{M(r_r + r_d)}{k_{ед} k_{Мд} \Phi_d^2} = n_0 - \Delta n. \quad (9.25)$$

Как видно, механическая характеристика $n(M)$ представляет собой прямую линию. Вследствие небольшого суммарного сопротивления $r_r + r_d$ механическая характеристика получается достаточно жесткой.

Регулирование частоты вращения двигателя можно производить двумя способами:

- 1) изменением ЭДС генератора E_r при $\Phi_d = \text{const}$;
- 2) изменением магнитного потока Φ_d двигателя при $E_r = \text{const}$.

Второй способ регулирования частоты вращения был рассмотрен ранее, поэтому остановимся только на первом способе.

Из (9.25) следует, что при уменьшении ЭДС генератора с помощью потенциометра r_2 будет изменяться только первый член уравнения, определяющий частоту вращения холостого хода n_0 . Второй член уравнения Δn , которым определяется изменение частоты вращения, вызванное нагрузкой, будет оставаться неизменным. Таким образом, механические характеристики при различных значениях ЭДС генератора представляют собой семейство параллельных линий (рис. 9.32) и, например, при моменте M_c оказывается возможным получить частоты вращения n_1, n_2, n_3 и n_4 .

Кроме широкого диапазона регулирования частоты вращения система Г — Д имеет ряд других достоинств. Одно из них состоит в том, что управление двигателем осуществляется путем воздействия на цепи обмоток возбуждения, мощности которых относительно невелики.

Если переместить движок потенциометра из указанного положения вправо, изменится направление тока $I_{в.г.}$, ЭДС E_g и в итоге — напряжение вращения электродвигателя.

Используя для питания обмотки возбуждения генератора какой-либо регулируемый суммирующий усилитель (например, электромашинный, магнитный или электронный) и применив в системе обратные связи, можно дополнительно повысить жесткость механических характеристик и изменять их конфигурацию.

К основным недостаткам системы Г — Д следует отнести большое число машин, сравнительно низкий КПД, значительные габаритные размеры и высокую стоимость.

С развитием полупроводниковой техники оказалось возможным избавиться от недостатков, присущих системе Г — Д, путем использования вместо генератора с приводным двигателем полупроводникового (тиристорного) преобразователя переменного тока в постоянный с регулируемым напряжением. В системах с тиристорным преобразователем можно получить характеристики, аналогичные характеристикам систем Г — Д.

В настоящее время уже работает большое число систем с тиристорными преобразователями на различные мощности и в различных областях техники. Их число будет в дальнейшем увеличиваться.

9.19. ТОРМОЗНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ДВИГАТЕЛЕЙ

Как известно, для сокращения времени торможения при остановке производственных машин и механизмов часто применяются механические тормоза. Сокращение времени тормо-

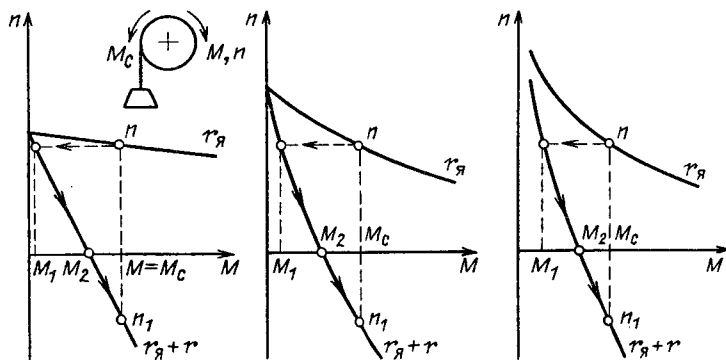


Рис. 9. 33. К пояснению режима противовключения

жения, особенно в случае непродолжительного цикла работы, приводит к существенному повышению производительности машин и механизмов. Недостатками механических тормозов являются быстрый износ трущихся поверхностей, сложность и необходимость периодического регулирования тормозящего усилия, необходимость дополнительного места для размещения тормоза и его соединения с механизмом.

Все перечисленные недостатки устраняются, если для указанных целей вместо механического тормоза использовать свойства электродвигателей работать в тормозных режимах, т. е. работать по существу в качестве генератора и развивать не вращающий, а тормозной момент.

Во многих подъемно-транспортных машинах (кранах, лифтах, эскалаторах и т. д.), где возможно движение под действием сил тяжести, с помощью тормозного момента электродвигателя обеспечивается постоянная, установившаяся скорость опускания грузов.

Электродвигатели постоянного тока могут работать в трех тормозных режимах:

- в режиме противовключения;
- в генераторном режиме с отдачей энергии в сеть;
- в режиме динамического торможения.

В любом из тормозных режимов электродвигатель работает как генератор, преобразует, например, кинетическую энергию движущихся частей либо потенциальную энергию опускающегося груза в электрическую энергию.

9.19.1. Режим противовключения. Режим противовключения представляет собой режим, в котором якорь двигателя под действием внешнего момента либо запаса кинетической энер-

гии вращается в направлении, противоположном тому, в котором он должен был бы вращаться при данной схеме его включения в двигательном режиме (или холостую).

Режим противовключения удобно пояснить на примере грузоподъемного механизма, где этот режим может быть использован для опускания с постоянной скоростью грузов. Предположим, что с помощью двигателя параллельного, последовательного или смешанного возбуждения, включенного по схеме рис. 9.22 и работающего в двигательном режиме с моментом $M = M_c$ и частотой вращения n , поднимается груз (рис. 9.33). Момент M обусловлен силой тяжести груза, трение в передаче не учитывается.

Если при работе двигателя с частотой вращения n в цепь якоря включить реостат r с достаточно большим сопротивлением (см. рис. 9.22), то двигатель перейдет на искусственную характеристику и в первое мгновение будет развивать момент M_1 . Поскольку $M_1 < M_c$, частота вращения начнет уменьшаться, что будет сопровождаться увеличением момента двигателя. Как видно, при $n = 0$ $M_2 < M_c$. Поэтому после остановки двигатель под действием момента M_c , вызванного силой тяжести груза, начнет вращаться в противоположную сторону ($n < 0$), а груз будет опускаться.

Так как $E = k_e \Phi n$, то изменение направления вращения приводит к изменению направления ЭДС якоря и следует считать $E < 0$. Как видно из формулы (9.19),

$$I_a = \frac{U - E}{r_a + r} = \frac{U + |E|}{r_a + r} > 0;$$

при $E < 0$ ток не изменяет своего направления ($I_a > 0$), вследствие чего не изменяет направления и момент двигателя ($M > 0$), поскольку $M = k_M \Phi I_a$.

Так как при $n < 0$ момент направлен против частоты вращения и якорь вращается в направлении, противоположном двигательному режиму, электродвигатель работает в тормозном режиме противовключения.

С увеличением $|n|$ в режиме противовключения возрастает $|E|$, что приводит к увеличению тока и момента двигателя. Механические (см. рис. 9.33) и электрохимические характеристики двигателя в режиме противовключения подчиняются уравнениям (9.23) и (9.24), являются продолжением характеристик двигательного режима и располагаются в IV квадранте. Установившийся режим наступает при частоте вращения n_1 , при которой $M = M_c$.

Изменяя значение сопротивления реостата r , можно получить различные скорости опускания груза. Однако, как видно, характеристики при работе в режиме противовключения получаются слишком «мягкими», вследствие чего частота вращения в сильной степени зависит от нагрузки.

Так как в режиме противовключения ток и ЭДС якоря совпадают по направлению ($I_a > 0$, а $E < 0$, рис. 9.22), то двигатель

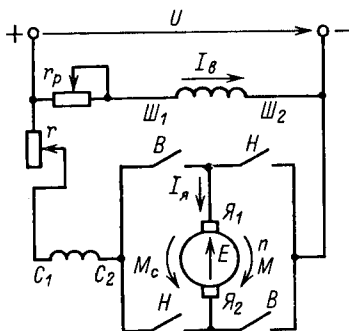


Рис. 9.34. К использованию режима противовключения для уменьшения времени торможения двигателя

работает по существу в качестве генератора и преобразует потенциальную энергию опускающегося груза в электрическую энергию, которая равна $|EI_{\text{я}} = t|$. Последняя

в свою очередь преобразуется в теплоту в сопротивлениях $r_{\text{я}}$ и r цепи якоря. В этих же сопротивлениях расходуется энергия $UI_{\text{я}}t$, потребляемая цепью якоря из сети.

Пример 9.5. Определить сопротивление резистора, который необходимо включить в цепь якоря двигателя примера 9.3, чтобы в режиме противовключения при моменте 80 Н·м получить частоту вращения 200 об/мин.

Решение. Моменту $M = 80$ Н·м по графику $M(I)$ соответствует ток $I = 41$ А, а последнему по характеристике $n_e(I)$ — частота вращения $n_e = 860$ об/мин (см. рис. 9.28).

Используя формулу (9.24) и учитывая, что при работе в режиме противовключения следует считать $n_{\text{н}} < 0$, т. е. -200 об/мин, получим $r = 5,4$ Ом.

Режим противовключения используется часто для уменьшения времени торможения при остановке двигателя и соединения с ним механизма.

Допустим, что якорь двигателя смешанного (рис. 9.34), параллельного или последовательного возбуждения включен через контакты B , работает в двигательном режиме с частотой вращения $n > 0$, моментом $M > 0$, током якоря $I_{\text{я}} > 0$ и ЭДС якоря $E > 0$.

Если во время работы двигателя разомкнуть контакты B и замкнуть контакты H , то согласно второму закону Кирхгофа

$$I_{\text{я}} = -\frac{U + E}{r_{\text{я}} + r} < 0.$$

Так как ток якоря изменяет направление ($I_{\text{я}} < 0$), то соответственно изменит направление и момент двигателя ($M < 0$). Последнее должно привести в конечном итоге к изменению вращения якоря двигателя.

Однако в течение некоторого времени под действием запаса кинетической энергии он будет вращаться в прежнем направлении, что и соответствует режиму противовключения двигателя. Под действием

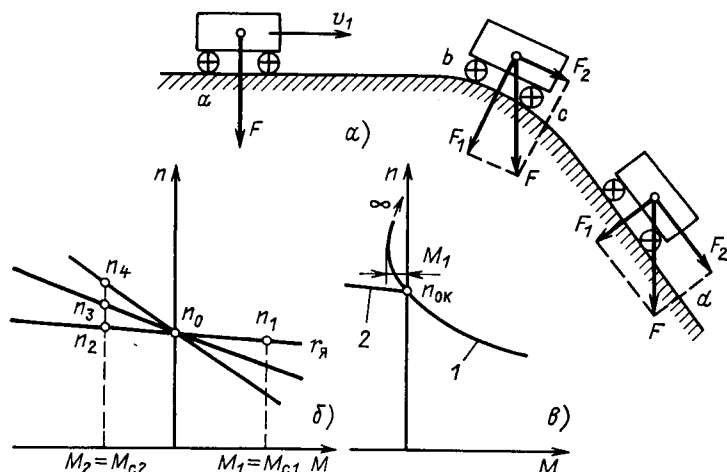


Рис. 9.35. К пояснению тормозного генераторного режима с отдачей энергии в сеть

тормозного момента двигатель и механизм сравнительно быстро останавливаются. При $n = 0$ двигатель должен быть отключен, иначе он разгонится в противоположную сторону.

9.19.2. Генераторный режим с отдачей энергии в сеть. Генераторным режимом с отдачей энергии в сеть называется режим, в котором двигатель под действием внешнего момента либо запаса кинетической энергии вращается с частотой, большей частоты вращения холостого хода ($n > n_0$), в том же направлении, в котором он должен был бы вращаться при данной схеме его включения в двигательном режиме (или вхолостую).

Предположим, что двигатель параллельного возбуждения, включенный контактами *B* по схеме, изображенной на рис. 9.34, работает на естественной характеристике и перемещает грузовую тележку (рис. 9.35, *a* и *б*). Когда тележка находится на горизонтальном участке пути *ab*, статический момент M_{c1} вызван силой сопротивления движению, обусловленной трением и зависящей от силы тяжести F тележки и груза. Электродвигатель работает при этом в двигательном режиме с $n_1 < n_0$, $0 < E_1 < U$, $I_{\alpha 1} > 0$, $M_1 = M_{c1} > 0$.

Когда тележка окажется на криволинейном участке пути *bc*, статический момент будет обусловлен как силой сопротивления движению, вызванной трением и зависящей от составляющей F_1 силы тяжести F тележки и груза, так и движущей силой F_2 , равной другой ее составляющей (рис. 9.35, *a*). По мере продвижения тележки по участку *bc* сила сопротивления движению будет уменьшаться, а движущая сила возрастать. Естественно, что это приведет к уменьшению статического момента и увеличению частоты вращения двигателя.

При достаточно большой массе тележки и груза в некотором положении тележки на участке bc движущая сила окажется больше силы сопротивления движению, вследствие чего статический момент изменит направление ($M_c < 0$) и превратится в движущий. Так как действительные направления моментов будут при этом совпадать ($M > 0$, а $M_c < 0$, см. рис. 9.34), то будет происходить разгон двигателя и тележки под действием указанных двух моментов. Когда частота вращения достигнет n_0 , окажется, что $E = U$, $I_a = 0$ и $M = 0$. Однако частота вращения будет продолжать возрастать, поскольку существует движущий момент M_c . При $n > n_0$ получим $E > U$, $I_a < 0$ и $M < 0$. Таким образом, снова возникнет момент двигателя, но теперь он будет тормозным. Установившийся режим наступит на наклонном участке пути cd , при частоте вращения $n_2 > n_0$, при которой $M_2 = M_{c2} < 0$.

Поскольку при $M < 0$ момент направлен против направления частоты вращения ($n > 0$, $M < 0$), а якорь вращается в ту же сторону, что и в двигательном режиме с частотой $n > n_0$, электродвигатель работает, по определению, в тормозном генераторном режиме.

Изменяя сопротивление резистора в цепи якоря, можно регулировать частоту вращения в генераторном режиме и получать, например, частоты вращения n_3 и n_4 .

При работе двигателя в генераторном режиме ЭДС и ток якоря совпадают по направлению ($E > 0$, а $I_a < 0$); это значит, что двигатель работает по существу в качестве генератора. Вырабатываемая им энергия, равная $|EI_a t|$, отдается в сеть постоянного тока и частично преобразуется в теплоту в сопротивлениях цепи якоря. Очевидно, достоинством генераторного режима является его экономичность. К недостаткам следует отнести то, что регулирование частоты вращения можно производить лишь в области, где $n > n_0$.

Генераторный режим двигателя параллельного возбуждения широко используется в грузоподъемных машинах при опускании грузов, преодолевающих трение в механизме.

Пример 9.6. Определить частоту вращения двигателя примера 9.1 в генераторном режиме при моменте $M = 90 \text{ Н} \cdot \text{м}$, если в цепь якоря включен реостат с сопротивлением $r = 0,5 \text{ Ом}$.

Решение. Используя уравнение (9.23) и учитывая, что при работе в генераторном режиме следует считать $M < 0$, т. е. $-90 \text{ Н} \cdot \text{м}$, получим $n_n = 1412 \text{ об/мин}$.

Двигатель последовательного возбуждения при обычной схеме его включения (см. рис. 9.34) работать в генераторном режиме с отдачей энергии в сеть не может. Это объясняется тем, что генераторный режим может возникнуть при $E > U$, что в свою очередь возможно, если $n > n_0$. У двигателя же последовательного возбуждения $n_0 = \infty$.

У двигателя смешанного возбуждения в генераторном ре-

жиме последовательная обмотка размагничивает электродвигатель и при токе $I_{я1} < 0$ (см. рис. 9.23) магнитный поток двигателя становится равным нулю, а согласно (9.20) при $\Phi = 0$ $n = \infty$.

Момент двигателя $M = k_M \Phi I_{я}$ может быть равен нулю в двух случаях: 1) при $I_{я} = 0$ и $n = n_{ок}$, что соответствует режиму холостого хода, и 2) при $I_{я} = I_{я1}$ и $n = \infty$, когда $\Phi = 0$.

Очевидно, при увеличении частоты вращения в генераторном режиме момент двигателя будет сначала возрастать (см. рис. 9.35, в, характеристика 1), при некоторой частоте вращения достигнет наибольшего значения M_1 , а при дальнейшем увеличении частоты вращения будет уменьшаться. Ограниченное значение наибольшего момента M_1 затрудняет практическое использование генераторного режима смешанного возбуждения. Если при работе двигателя в генераторном режиме последовательную обмотку выключить, то двигатель будет иметь механическую характеристику 2, как у двигателя параллельного возбуждения.

9.19.3. Режим динамического торможения. Режим динамического торможения возникает при отключении якоря двигателя от сети и замыкании его на резистор, называемый резистором динамического торможения.

Естественно, что поскольку электродвигатель работает при этом по существу как генератор, он развивает тормозной момент (см. принцип действия генератора в § 9.2). Вырабатываемая им электрическая энергия расходуется в сопротивлении динамического торможения и частично в сопротивлениях якоря двигателя.

Обмотки возбуждения различных двигателей включаются при динамическом торможении по-разному. Обмотки возбуждения двигателей параллельного и смешанного возбуждения остаются включенными в сеть; чтобы последовательная обмотка двигателя смешанного возбуждения не размагничивала машину, ее следует отключить. Двигатель последовательного возбуждения может работать как с независимым возбуждением, так и с самовозбуждением. В первом случае обмотка подключается к сети через резистор с большим сопротивлением, который должен быть рассчитан на значительную мощность. При работе с самовозбуждением обмотка возбуждения включается последовательно с якорем при соблюдении условий, необходимых для самовозбуждения (см. § 9.8).

Развиваемый двигателем тормозной момент зависит при прочих равных условиях от сопротивления резистора динамического торможения.

Режим динамического торможения используется в большинстве случаев для уменьшения времени торможения двига-

теля и механизма при их остановке. Однако этот режим может быть использован с успехом и для получения установившейся частоты вращения при движущем внешнем моменте.

9.20. ПОТЕРИ МОЩНОСТИ И КПД МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Преобразование электрической энергии в механическую с помощью двигателей и механической в электрическую с помощью генераторов сопровождается потерями энергии, чему соответствуют определенные потери мощности. От значений потерь мощности зависит важнейший энергетический показатель машин постоянного тока — их КПД. Потери мощности в машинах приводят к их нагреванию.

В машинах постоянного тока различают следующие основные виды потерь мощности:

1. Потери мощности в сопротивлениях цепи якоря: $\Delta P_{\text{я}} = I_{\text{я}}^2 r_{\text{я}}$. Как видно, потери мощности $\Delta P_{\text{я}}$ зависят от нагрузки машины. Поэтому их называют переменными потерями мощности.

2. Потери мощности в стали $\Delta P_{\text{с}}$, вызванные главным образом вихревыми токами и перемагничиванием магнитопровода якоря при его вращении. Частично эти потери возникают из-за вихревых токов в поверхностном слое полюсных наконечников, вызванных пульсацией магнитного потока при вращении якоря.

3. Механические потери мощности $\Delta P_{\text{мех}}$, причиной которых является трение в подшипниках, щеток о коллектор, вращающихся частей о воздух.

4. Потери мощности в цепи параллельной или независимой обмотки возбуждения: $\Delta P_{\text{в}} = U_{\text{в}} I_{\text{в}} = I_{\text{в}}^2 r_{\text{в}}$.

Потери $\Delta P_{\text{с}}$, $\Delta P_{\text{мех}}$, $\Delta P_{\text{в}}$ при изменении нагрузки машин меняются незначительно, вследствие чего их называют постоянными потерями мощности.

КПД машин постоянного тока

$$\eta = P_2 / P_1,$$

где P_2 — полезная мощность машины (у генератора — это электрическая мощность, отдаваемая приемнику, у двигателя — механическая мощность на валу); P_1 — подводимая к машине мощность (у генератора — это механическая мощность, сообщаемая ему первичным двигателем, у двигателя — мощность, потребляемая им от источника постоянного тока; если генератор имеет независимое возбуждение, то P_1 включает в себя также мощность, необходимую для питания цепи обмотки возбуждения).

Очевидно, мощность P_1 может быть выражена следующим образом:

$$P_1 = P_2 + \Sigma \Delta P,$$

где ΔP — сумма перечисленных выше потерь мощности.

С учетом последнего выражения

$$\eta = P_2 / (P_2 + \Sigma \Delta P).$$

Когда машина работает вхолостую, полезная мощность P_2 равна нулю и $\eta = 0$. Характер изменения КПД при увеличении полезной мощности зависит от значения и характера изменения потерь мощности. Примерный график зависимости η (P_2) приведен на рис. 9.36.

При увеличении полезной мощности КПД сначала возрастает при некотором значении P_2 , достигает наибольшего значения, а затем уменьшается. Последнее объясняется значительным увеличением переменных потерь, пропорциональных квадрату тока. Машины рассчитывают обычно таким образом, чтобы наибольшее значение КПД находилось в области, близкой к номинальной мощности $P_{2\text{ном}}$. Номинальное значение КПД машин мощностью от 1 до 100 кВт лежит примерно в пределах от 0,74 до 0,92 соответственно.

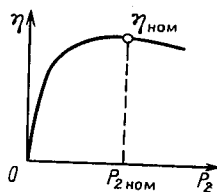


Рис. 9.36. Зависимость КПД машин постоянного тока от полезной мощности

9.21. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА И ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Двигатели независимого и параллельного возбуждения имеют «жесткую» естественную механическую характеристику, вследствие чего их применяют, когда требуется незначительное изменение частоты вращения при изменении нагрузки. Следует заметить, что многие из указанных двигателей снабжаются дополнительно последовательной обмоткой возбуждения, небольшая МДС которой направлена встречно по отношению к основной обмотке возбуждения. Наличие такой обмотки приводит к некоторому увеличению «жесткости» естественной механической характеристики.

Двигатели независимого и параллельного возбуждения применяются также в тех случаях, когда внешний момент может быть как тормозящим, так и движущим. В этом случае двигатель будет автоматически переходить из двигательного режима работы в тормозной генераторный или наоборот.

Двигатели последовательного возбуждения имеют «мягкую» естественную механическую характеристику, которая в некоторых случаях (например, на кранах, на электротранспорте) оказывается наиболее подходящей: при перемещении легких грузов частота вращения двига-

теля автоматически значительно повышается, что приводит к повышению производительности механизмов. Особенностью двигателей последовательного возбуждения является невозможность их работы вхолостую.

Двигатели смешанного возбуждения имеют более «мягкую» естественную характеристику, чем двигатели параллельного (или независимого) возбуждения, но более «жесткую», чем двигатели последовательного возбуждения. В отличие от двигателей последовательного возбуждения они могут работать вхолостую.

Двигатели смешанного и особенно последовательного возбуждения допускают большую кратковременную перегрузку по моменту по сравнению с двигателями параллельного возбуждения. Это позволяет производить их пуск и торможение в более короткое время. А при одинаковом времени они оказываются меньше загруженными по току.

Благодаря возможности использования потенциометрических схем включения все двигатели постоянного тока имеют лучшие свойства в отношении регулирования частоты вращения по сравнению с наиболее распространенными асинхронными двигателями (см. гл. 10). Когда потенциометрические схемы включения не обеспечивают необходимого диапазона регулирования частоты вращения, для двигателей с независимым возбуждением используются различные системы с регулируемым напряжением для питания обмотки якоря.

В справочной литературе приводятся следующие технические данные двигателей постоянного тока: тип двигателя; номинальная (механическая) мощность, кВт; номинальное напряжение, В; номинальная частота вращения, об/мин; номинальный ток, А; номинальный КПД; момент инерции ротора, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$.

Если обмотка возбуждения выполнена на напряжение, отличающееся от напряжения обмотки якоря, дополнительно указываются номинальные напряжения и ток обмотки возбуждения.

Кроме перечисленных сведений указываются иногда и ряд других, например способ возбуждения, режим работы (см. гл. 12), допустимые кратковременные перегрузки и т. д.

9.22. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Для привода электроинструмента, швейных машин, небольших вентиляторов, пылесосов, в устройствах автоматики и т. д. находят применение коллекторные двигатели малой мощности, рассчитанные на питание от сети как постоянного, так и однофазного переменного тока частотой 50 Гц. Универсальные коллекторные двигатели устроены принципиально так же, как двухполюсные двигатели постоянного тока.

Для получения большего вращающего момента угол сдвига фаз между магнитным потоком возбуждения и током якоря должен быть минимальным. С этой целью универсальные двигатели изготавливаются с последовательной обмоткой возбуждения.

Вращающий момент двигателей и при питании переменным током направлен все время в одну и ту же сторону, так как одновремен-

но с изменением направления потока происходит изменение направления тока якоря. Реверс двигателей производится путем переклЮчения обмотки якоря либо обмотки возбуждения.

Так как при питании переменным током возникает пульсирующий магнитный поток, то магнитопровод статора изготавливается в отличие от двигателей постоянного тока из отдельных стальных листов.

Достоинство универсальных коллекторных двигателей по сравнению с асинхронными и синхронными двигателями состоит в том, что они позволяют при переменном токе частотой 50 Гц получать частоты вращения более 3000 об/мин.

К недостаткам по сравнению с двигателями постоянного тока следует отнести более низкий КПД и ухудшенные условия коммутации. Последнее является основной причиной, препятствующей широкому распространению коллекторных двигателей переменного тока при средних и больших мощностях.

9.23. МИКРОДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Микродвигатели постоянного тока используются в разнообразных автоматических устройствах с целью вращения механизмов, а также преобразования электрического сигнала в механическое перемещение вала (исполнительные двигатели). Их принципиальное устройство аналогично устройству машин постоянного тока. Основной магнитный поток двигателей создается или посредством обмоток возбуждения, или постоянными магнитами (рис. 9.37, а, б). Двигатели различаются по конструкции якоря и подразделяются на микродвигатели с якорем обычного типа, с полым якорем, беспазовым якорем и с печатной обмоткой якоря.

В микродвигателях с якорем обычного типа обмотка якоря укладывается в пазах его магнитопровода, конструкция которого аналогична конструкции якоря машин постоянного тока.

В микродвигателях с полым якорем последний выполнен в виде стакана 4 (рис. 9.37, а, б). Обмотка якоря располагается на поверхности якоря и заливается эпоксидной смолой. Секции обмотки соединены с коллекторными пластинами. Такое расположение обмотки, когда она не находится в ферромагнитном материале, резко снижает ее индуктивность, что улучшает условия коммутации двигателя. Практически он работает без искрения. Кроме того, из-за снижения момента инерции полого якоря в сравнении с якорем обычного типа повышается быстродействие двигателя. Однако недостатком таких микродвигателей является увеличенный воздушный зазор δ_0 (рис. 9.37, а, б) в сравнении с обычными двигателями постоянного тока, что влечет за собой увеличение МДС обмотки возбуждения, а это в свою очередь обуславливает увеличение габаритных размеров и массы двигателей. Микродвигатели с якорем обычного типа и с полым якорем мощностью от 1 до 15 Вт имеют КПД 0,3–0,45.

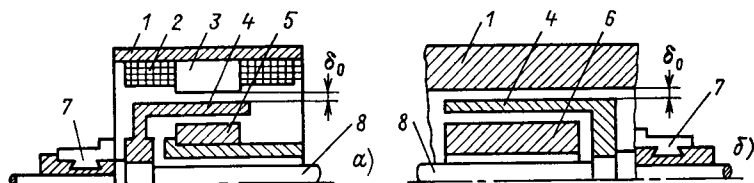


Рис. 9.37. Упрощенная конструкция микродвигателя постоянного тока с полым якорем и электромагнитным возбуждением (а) и с возбуждением от постоянного магнита (б):

1 — корпус; 2 — обмотка возбуждения; 3 — полюс; 4 — полый якорь; 5 — ферромагнитный сердечник; 6 — постоянный магнит; 7 — коллектор; 8 — вал

В микродвигателях с беспазовым якорем (рис. 9.38) обмотка якоря укладывается в два слоя непосредственно на его поверхности и заливается эпоксидной смолой с ферромагнитным наполнителем. Подобные двигатели обладают высоким быстродействием, что обусловливается значительной магнитной индукцией в воздушном зазоре и малым моментом инерции якоря. Беспазовые якоря стали находить применение не только в микродвигателях, но и в двигателях малой и средней мощности.

Микродвигатели с печатной обмоткой якоря выполняются как с дисковым, так и с цилиндрическим якорем.

В машинах с дисковым якорем (рис. 9.39) печатная обмотка якоря электрохимическим способом наносится на тонком диске 1 керамики, текстолита и др. Проводники 2 печатной обмотки располагаются радиально с двух сторон диска и гальванически соединены между собой через отверстия 3 в диске. На рис. 9.40 дана упрощенная конструкция микродвигателя с печатным дисковым якорем. Вращающий момент микродвигателя, как и двигателя с якорем обычного типа, обусловлен взаимодействием проводников с током обмотки якоря с основным магнитным потоком. Магнитный поток может создаваться как постоянными магнитами, так и электромагнитами, которые располагаются или по одну сторону диска 1, или симметрично с обеих сторон. При одностороннем расположении постоянных магнитов 2 (рис. 9.40) с другой стороны диска устанавливается стальное кольцо 4. Постоянные магниты имеют полюсные наконечники 3. Вращающий момент действует в плоскости дискового якоря. Микродвигатели с печатной обмоткой якоря могут изготавливаться как с коллектором, так и без него. В последнем случае роль коллектора выполняет сама обмотка, по которой скользят серебряно-графитовые щетки.

Микродвигатель с цилиндрическим печатным якорем (рис. 9.41) конструктивно выполнен как микродвигатель с полым якорем. Печатная обмотка 1 наносится на обе стороны полого якоря 2 и электрически связана с коллектором. Свойства этих микродвигателей аналогичны свойствам двигателей с полым якорем.

К преимуществам микродвигателей с печатными обмотками якорей относятся: малый момент инерции, а следовательно, высокое

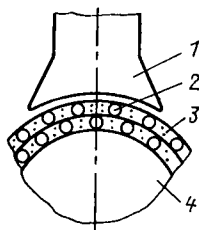


Рис. 9.38. Принципиальная схема устройства микродвигателя с беспазовым якорем:

1 — полюс; 2 — витки обмотки якоря; 3 — эпоксидная смола; 4 — сердечник якоря

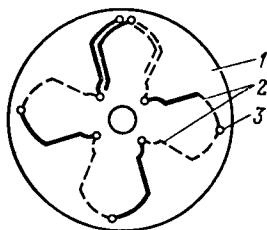


Рис. 9.39. Дисковый якорь с печатной обмоткой

Рис. 9.40. Упрощенная конструкция микродвигателя с печатным дисковым якорем

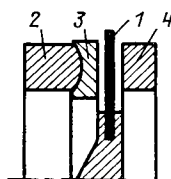
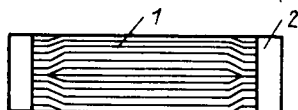


Рис. 9.41. Цилиндрический якорь с печатной обмоткой



быстродействие; улучшенные условия коммутации, что увеличивает их перегрузочную способность; малые габаритные размеры и масса; повышенная надежность. К недостаткам микродвигателей с печатной обмоткой без коллектора можно отнести меньший срок службы из-за износа проводников печатной обмотки от трения щеток.

В исполнительных двигателях постоянного тока, для которых характерны частые пуски, остановки и реверсы, различают два способа управления — якорное и полюсное (поток возбуждения двигателя) (рис. 9.42).

В практике более широко используют якорное управление (рис. 9.42, а), при котором обмотка якоря подключается к напряжению управления U_y , а обмотка главных полюсов — к сети постоянного тока с напряжением U_b . Регулирование частоты вращения якоря осуществляется изменением напряжения U_y .

При полюсном управлении двигателя (рис. 9.42, б) к напряжению управления U_y подключается обмотка главных полюсов, к сети постоянного тока — обмотка якоря. Регулирование частоты вращения якоря производится также изменением на-

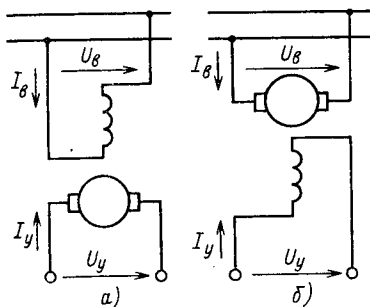


Рис. 9.42. Схемы включения исполнительного двигателя постоянного тока: якорное управление (а), полюсное управление (б)

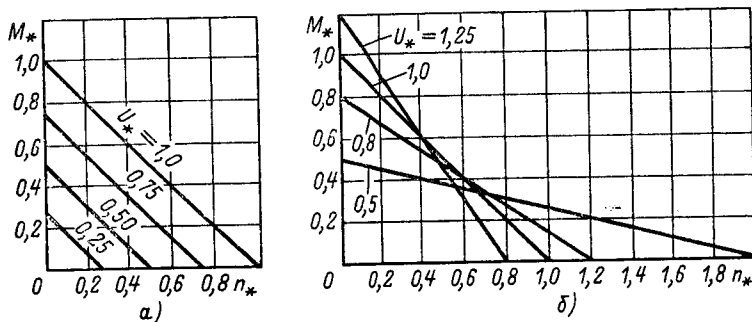


Рис. 9.43. Механические характеристики исполнительного двигателя постоянного тока: якорное управление (а), полюсное управление (б)

пряжения управления, но в этом случае уже за счет изменения магнитного потока двигателя.

В исполнительных двигателях постоянного тока магнитная цепь не насыщена, в связи с чем реакция якоря практически не оказывает влияния на их рабочие характеристики. Построение механических характеристик для микродвигателей принято осуществлять в относительных единицах на основе следующих уравнений:

для двигателей с якорным управлением

$$M_* = U_* - n_*;$$

для двигателей с полюсным управлением

$$M_* = U_*(1 - U_*n_*),$$

где $U_* = U_y/U_v$ — коэффициент связи; $M_* = M/M_n$ — относительное значение момента; M_n — момент, развиваемый двигателем при пуске, т. е. $n_* = 0$ при $U_* = 1$; $n_* = n/n_0$ —

относительная частота вращения; n_0 — частота вращения при холостом ходе двигателя и $U_* = 1$.

На рис. 9.43 показаны семейства механических характеристик $M_*(n_*)$ при $U_* = \text{const}$: для исполнительных двигателей с якорным управлением — рис. 9.43, а, с полюсным управлением — рис. 9.43, б.

Глава десятая

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

10.1. УСТРОЙСТВО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

Асинхронный двигатель трехфазного тока представляет собой электрическую машину, служащую для преобразования электрической энергии трехфазного тока в механическую. Благодаря простоте устройства, высокой надежности в эксплуатации и меньшей стоимости по сравнению с другими двигателями асинхронные двигатели трехфазного тока нашли широкое применение в промышленности и сельском хозяйстве. С их помощью приводятся в движение металлорежущие и деревообрабатывающие станки, подъемные краны, лебедки, лифты, эскалаторы, насосы, вентиляторы и другие механизмы.

На рис. 10.1 изображен продольный (а) и поперечный (б) разрезы асинхронного двигателя трехфазного тока, а также части сердечников ротора и статора с пазами и обмотками (в).

Двигатель имеет две основные части: неподвижную — статор и вращающуюся — ротор. Статор состоит из корпуса 1, представляющего собой основание всего двигателя. Он должен обладать достаточной механической прочностью и выполняется из стали, чугуна или алюминия. С помощью лап 8 двигатель крепится к фундаменту или непосредственно к станине производственного механизма. Существуют и другие способы крепления двигателя к производственному механизму.

В корпус 1 вмонтирован сердечник 2 статора, представляющий собой полый цилиндр, на внутренней поверхности которого имеются пазы 3 с обмоткой статора 4. Часть обмотки 4', находящаяся вне пазов 3, называется лобовой; она отогнута к торцам сердечника статора. Так как в сердечнике статора действует переменный магнитный поток и на статор действует момент, развиваемый двигателем, сердечник должен изготавливаться из ферромагнитного материала достаточной механической прочности. Для уменьшения потерь от вихревых токов

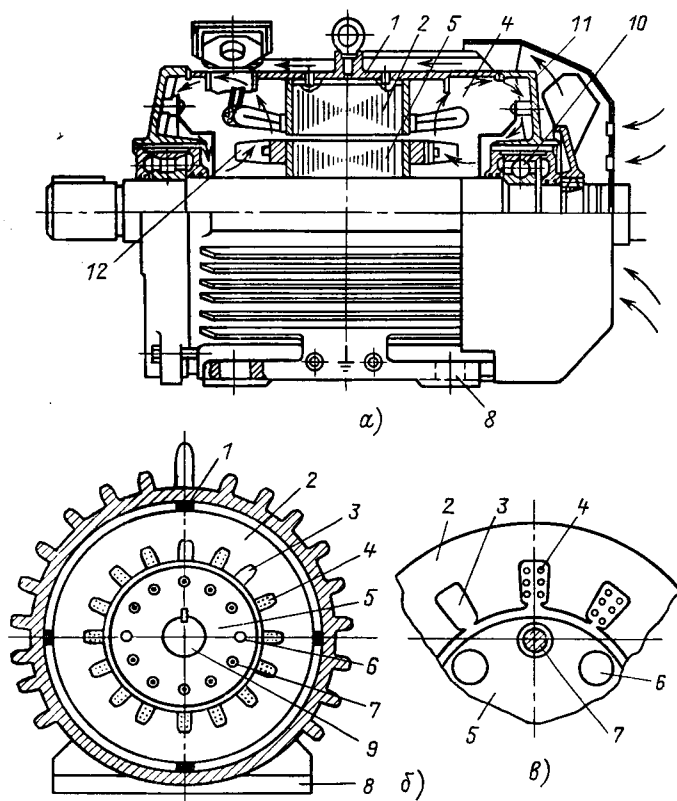


Рис. 10.1. Продольный (а) и поперечный (б) разрезы асинхронного двигателя; части сердечников ротора и статора с пазами и обмоткой (в)

сердечник статора собирают из отдельных листов (толщиной 0,35–0,5 мм) электротехнической стали и каждый лист изолируют лаком или другим изоляционным материалом.

Обмотка статора выполняется в основном из изолированного медного провода круглого или прямоугольного сечения, реже — из алюминиевого провода. В качестве изоляции проводов друг от друга используют бумагу, хлопчатобумажную ткань, пропитанные различными лаками, слюду, стекловолно и различные эмали. Для изоляции проводов обмотки от сердечника статора служат электроизоляционный картон, слюда, асбест, стекловолно.

В последнее время для изоляции обмоток асинхронных двигателей низкого напряжения применяют лавсан с электроизоляционным картоном, для двигателей высокого напряжения — пленки на слюдяной основе. На рис. 10.2 изображены разрезы пазов с обмоткой статоров асинхронных двигателей низкого (а) и высокого (б) напряжения.

Обозначения на рис. 10.2, а:

1 — провод с эмалевой изоляцией марки ПЭТВ-1; 2, 3 — пазовая и межсекционная изоляция из пленкоэлектрокартона на лавсане толщиной 0,27 мм.

Обозначения на рис. 10.2, б:

1 — провод медный; 2 — витковая изоляция из поликарбонатовой пленки; 3, 4 — пазовая и межсекционная изоляции из слюдяной ленты на термореактивном лаке; 5 — клин из дерева твердых пород.

Обмотка статора состоит из трех отдельных частей, называемых фазами. Фазы могут быть соединены между собой звездой или треугольником. Начала обмоток будем обозначать на схемах буквами А, В, С, концы — Х, Y, Z. Обмотки двигателей малой и средней мощности изготавливают на напряжения 380/220 и 220/127 В. Напряжение, указанное в числителе, соответствует соединению обмоток звездой, в знаменателе — треугольником. Таким образом, один и тот же двигатель при соответствующей схеме соединения его обмоток может быть включен в сеть на любое указанное в паспорте напряжение. Существуют двигатели на 500, 660 и 1140 В.

Двигатели высокого напряжения изготавливают на напряжения 3000 и 6000 В.

На корпусе двигателя имеется доска с зажимами, с помощью которых обмотка присоединяется к трехфазной сети. К каждому зажиму подключен соответствующий вывод обмотки. Для зажимов приняты следующие обозначения: зажимы, к которым подключены начала обмоток, обозначают буквами С1, С2 и С3, концы обмоток — соответственно С4, С5 и С6.

Сердечник 5 ротора (см. рис. 10.1) представляет собой цилиндр, собранный, так же как и сердечник статора, из отдельных листов электротехнической стали, в котором имеются пазы 6 с обмоткой 7 ротора.

Обмотки ротора бывают двух видов — короткозамкнутые и фазные. Соответственно этому различают асинхронные дви-

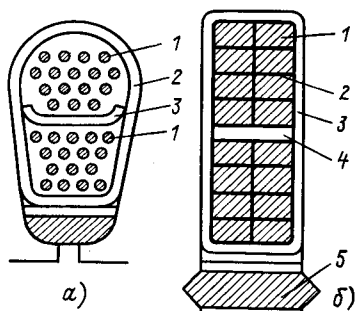


Рис. 10.2. Разрез паза с обмоткой статора асинхронного двигателя при номинальном напряжении до 500 В (а) и 6000 В (б)

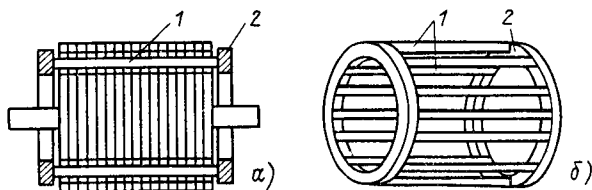


Рис. 10.3. Короткозамкнутый ротор (а), короткозамкнутая обмотка ротора («беличья клетка») (б)

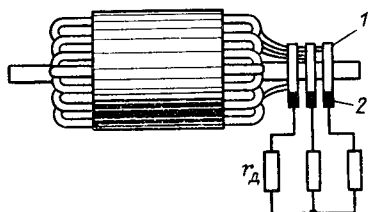


Рис. 10.4. Фазный ротор (с контактными кольцами)

гатели с короткозамкнутым и фазным ротором (с контактными кольцами). На рис. 10.3, а изображен короткозамкнутый ротор, на рис. 10.3, б — короткозамкнутая обмотка. Короткозамкнутая обмотка состоит из стержней 1, расположенных в пазах, и замыкающих колец 2. Стержни присоединены

к замыкающим кольцам, в результате чего обмотка оказывается короткозамкнутой. Стержни и замыкающие кольца в одних двигателях изготовляют из меди, в других — из алюминия, в третьих — из бронзы и т. д. Алюминиевую обмотку получают путем заливки в пазы жидкого алюминия. По внешнему виду (рис. 10.3, б) короткозамкнутая обмотка напоминает беличье колесо, поэтому ее иногда называют «беличьей клеткой». На рис. 10.4 изображен фазный ротор (с контактными кольцами).

Фазную обмотку ротора выполняют так же, как и обмотку статора. Она всегда соединяется звездой. Начала фаз обмотки присоединяют к контактными кольцам 1 (рис. 10.4), которые изготовляют из стали или латуни и располагают на валу двигателя. Кольца изолированы друг от друга, а также от вала двигателя. К кольцам прижимаются пружинами металлографитные щетки 2, расположенные в неподвижных щеткодержателях. С помощью контактных колец и щеток в цепь ротора включается дополнительный резистор r_d , который является или пусковым (для увеличения пускового момента и одновременно уменьшения пускового тока) или регулировочным (для изменения частоты вращения ротора двигателя).

Вал ротора 9 (см. рис. 10.1) изготовлен из стали и вращается в шариковых или роликовых подшипниках 10. Подшипники укреплены в подшипниковых щитах 11, которые изготовлены из чугуна или стали и прикрепляются к корпусу болтами.

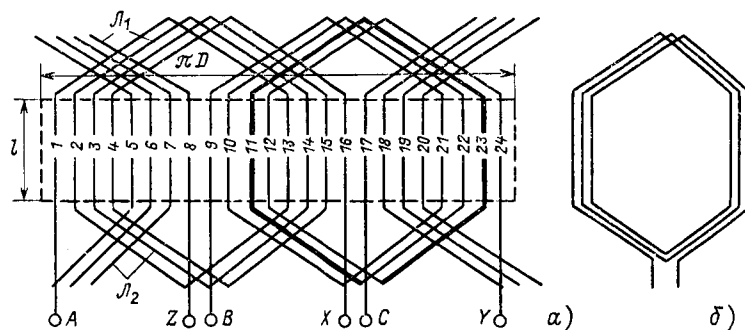


Рис. 10.5. Развернутая схема обмотки статора асинхронного двигателя (а), секции обмотки (б)

Соединение отдельных проводников одной фазы обмотки между собой и взаимное расположение обмоток всех трех фаз статора можно проследить с помощью развернутой схемы обмотки статора двухполюсного асинхронного двигателя, изображенной на рис. 10.5, а. Обозначения на рисунке: πD — длина внутренней окружности сердечника статора; l — длина сердечника статора, цифры от 1 до 24 — пазы.

Фаза $A - X$ начинается с проводника, лежащего в пазу 1. Первый проводник с помощью лобовой части обмотки L_1 соединен с проводником, лежащим в пазу 13, последний в свою очередь с помощью лобовой части обмотки L_2 соединен с проводником, лежащим в пазу 2, и т. д. Конец обмотки соединен с проводником, лежащим в пазу 16. Таким образом, фаза $A - X$ занимает восемь пазов. Аналогичным образом соединяются проводники фаз $B - Y$ и $C - Z$. Из рисунка видно, что начала и концы одной фазы двухполюсного двигателя сдвинуты в пространстве относительно другой на восемь пазов, что составляет $1/3$ окружности, т. е. 120° .

Часть обмотки, выделенная на рис. 10.5, а жирной линией, называется секцией. Обычно секция состоит не из одного витка, как на рис. 10.5, а, а из нескольких витков (рис. 10.5, б). Такие секции изготавливают на шаблонах, потом их изолируют и придают им нужную форму. Секции укладывают в пазы и закрепляют с помощью деревянных клиньев. После того как все секции уложены, их соединяют в соответствии с развернутой схемой обмотки статора двигателя. Наряду с однослойными обмотками (см. рис. 10.5, а), когда в пазу расположена одна сторона одной секции, применяют двухслойные обмотки, в каждом пазу которой расположены две стороны двух секций.

Тепловая энергия, возникающая в двигателе в результате потерь электрической энергии в его обмотках и магнитопроводе, нагревает двигатель. Для увеличения теплоотдачи ротор снабжен крыльчаткой 12 (см. рис. 10.1), прикрепленной к за-

мыкающим кольцам короткозамкнутой обмотки. Крыльчатка обеспечивает интенсивное движение воздуха внутри и снаружи двигателя. На рис. 10.1 стрелками указано направление движения воздуха через двигатель.

10.2. ВРАЩАЮЩЕЕСЯ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Допустим вначале, что все проводники одной фазы обмотки статора двухполюсного асинхронного двигателя размещены в двух диаметрально противоположных пазах и в обмотке действует постоянный ток.

Магнитное поле, созданное током одной фазы такой обмотки, будет иметь картину, изображенную на рис. 10.6. Магнитная цепь двигателя содержит ферромагнитные участки: сердечник статора и ротора и воздушный зазор между ротором и статором.

Для любой линии магнитной индукции по закону полного тока можно написать

$$2H_0l_0 + H_{\text{ст}}l_{\text{ст}} = \Sigma Iw, \quad (10.1)$$

где H_0 , $H_{\text{ст}}$ — напряженности магнитного поля соответственно в воздушном зазоре (l_0) и в участках сердечников ротора и статора ($l_{\text{ст}}$); Iw — МДС одной фазы обмотки.

Следует отметить, что B и H в различных участках сердечника статора и ротора неодинаковые, например в зубцах между пазами статора, а также ротора они имеют наибольшее значение, поскольку сечение магнитопровода в зубцах наименьшее.

Так как $H = B/\mu_a$, а $\mu_{\text{ст}} \gg \mu_0$, то $H_0 \gg H_{\text{ст}}$ и, следовательно,

$$2H_0l_0 \gg H_{\text{ст}}l_{\text{ст}}. \quad (10.2)$$

Поэтому для упрощения анализа картины магнитного поля асинхронного двигателя можно полагать, что

$$2H_0l_0 \approx \Sigma Iw,$$

откуда

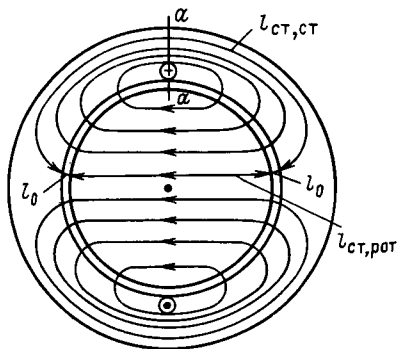
$$H_0 = \Sigma Iw / 2l_0, \quad (10.3)$$

и магнитная индукция в воздушном зазоре

$$B_0 = \mu_0 H_0. \quad (10.4)$$

Поскольку воздушный зазор одинаков по всей длине, из выражений (10.3), (10.4) вытекает, что напряженность и магнитная индукция вдоль всего зазора будут иметь соответственно

Рис. 10.6. Картина магнитного поля, созданного током одной фазы обмотки двухполюсного асинхронного двигателя



одинаковые значения. На рис. 10.7, а изображен график распределения магнитной индукции в воздушном зазоре; для наглядности окружности сердечников статора и ротора развернуты в линию. Такой прямоугольный график распределения магнитной индукции непригоден: двигатель имел бы низкий КПД и неудовлетворительные характеристики. Наилучшие показатели двигатель имеет, когда магнитная индукция в воздушном зазоре распределяется по синусоидальному закону. Для получения графика, близкого к синусоиде, проводники одной фазы обмотки укладывают в возможно большее число пазов и выполняют обмотку с укороченным шагом. Если, например, одной фазой обмотки занято 10 пазов, то график магнитной индукции¹ будет иметь вид, изображенный на рис. 10.7, б. Этот график значительно ближе к синусоиде (изображена пунктирной линией). Получить идеальную синусоиду невозможно. Однако практически график распределения магнитной индукции в воздушном зазоре принимают за синусоиду.

Проводники второй и третьей фаз обмотки создают аналогичные магнитные поля, но сдвинутые в пространстве на угол 120° . Если одну фазу обмотки подключить к сети однофазного тока, где напряжение изменяется во времени синусоидально, то магнитное поле будет изменяться во времени синусоидально с частотой тока сети. Таким образом, магнитное поле, созданное синусоидальным током одной фазы, распределяется вдоль воздушного зазора примерно синусоидально, неподвижно в пространстве и изменяется во времени.

Обмотка статора асинхронного двигателя соединяется звездой или треугольником и подключается к сети трехфазного тока. Поскольку каждая фаза обмотки имеет одинаковое число витков и они симметрично расположены по окружности статора, их сопротивление и амплитуда тока будут одинаковыми, но токи в фазах обмотки будут сдвинуты во времени относительно-

¹ Предполагается, что магнитная система не насыщена.

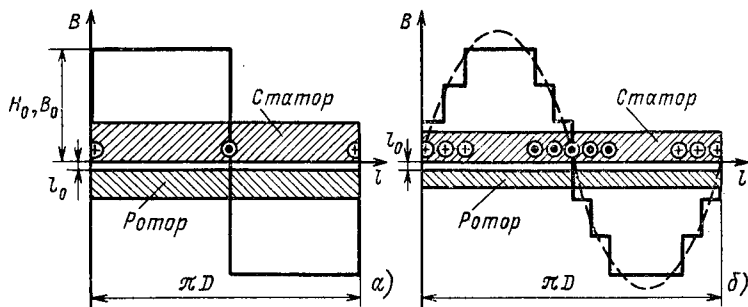


Рис. 10.7. Графики распределения магнитной индукции в воздушном зазоре асинхронного двигателя: обмотка фазы заполняет два пазы (а) и десять пазов (б)

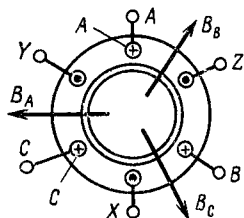


Рис. 10.8. Положительные направления токов фаз обмотки статора и соответствующие им положительные направления амплитуд магнитных индукций фаз обмотки статора двухполюсного асинхронного двигателя

но друг друга на 120° . Токи каждой фазы обмотки создадут магнитные поля, которые, очевидно, будут сдвинуты во времени на тот же угол. В результате сложения магнитных полей всех фаз образуется общее магнитное поле двигателя. Магнитная индукция результирующего магнитного поля оказывается распределенной вдоль воздушного зазора также по синусоиде, ее амплитуда не изменяется во времени и в 1,5 раза больше амплитуды магнитной индукции одной фазы. Результирующее магнитное поле вращается с постоянной частотой.

Для доказательства образования вращающегося магнитного поля воспользуемся графоаналитическим методом, с помощью которого построим картину магнитного поля для нескольких моментов времени периода переменного тока.

На рис. 10.8 изображены положительные направления токов в фазах обмотки статора и соответствующие им положительные направления амплитуд магнитных индукций двухполюсного асинхронного двигателя, а на рис. 10.9 — графики мгновенных значений токов в фазах обмотки статора.

В момент времени $t = 0$ (точка 1 на рис. 10.9) ток в фазе А равен нулю и она не создает магнитного поля. Магнитодви-

жущие силы, создаваемые токами фаз *B* и *C* равны ¹

$$i_{Bw} = i_{Cw} = I_m w \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m w \equiv B_m \frac{\sqrt{3}}{2} = B_B = B_C.$$

Ток фазы *C* положительный и, следовательно, направлен от начала к концу обмотки, ток фазы *B* отрицательный, и его действительное направление будет от конца к началу обмотки. На рис. 10.10, *a* изображена картина магнитного поля и векторная диаграмма для момента времени, соответствующего точке 1 рис. 10.9.

Амплитуда результирующего поля

$$B_{mp} = 2B_B \cos 30^\circ = 2B_m \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 30^\circ = 2B_m \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{3}{2} B_m. \quad (10.5)$$

На рис. 10.10, *b* и *в* изображены картины магнитных полей и векторные диаграммы для моментов времени, соответствующих точкам 2 и 3 (см. рис. 10.9) На рис. 10.10, *г* — *е* приведены графики распределения магнитных индукций вдоль воздушного зазора двигателя (πD — длина внутренней окружности сердечника статора), образованных током каждой фазы, и результирующего поля соответственно для моментов времени, отмеченных точками 5, 6, 7 (см. рис. 10.9). Пунктирными линиями обозначены магнитные индукции, соответствующие положительным направлениям тока при их амплитудных значениях, сплошными линиями — магнитные индукции, соответствующие действительным направлениям тока. Для момента времени, соответствующего точке 5 (см. рис. 10.9), ток фазы *A* положительный и равен амплитудному значению, токи фаз *B* и *C* отрицательные и равны половине амплитудного значения. Поэтому амплитуда магнитной индукции фазы *A* составит B_m и график поля совпадает с положительным направлением магнитных индукций, амплитуды магнитной индукции фаз *B* и *C* составят $B_m/2$, а их графики будут повернуты на 180° по отношению к положительным направлениям. Результирующее

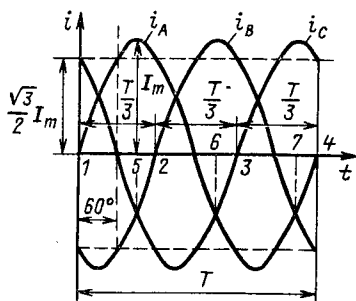


Рис. 10.9. Графики мгновенных значений токов в фазах обмотки статора

¹ Предполагается, что магнитная система не насыщена ($B \sim Iw$).

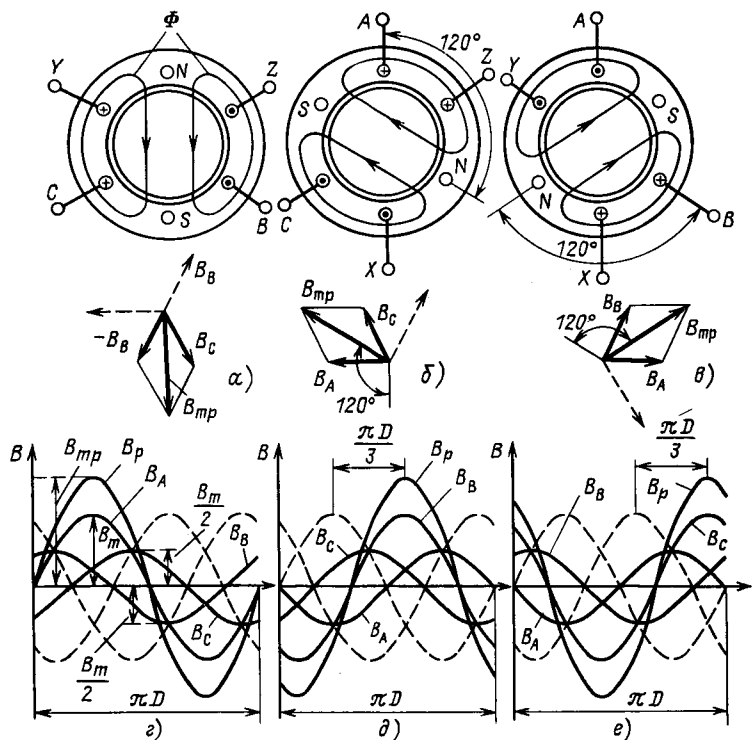


Рис. 10.10. К пояснению образования вращающегося магнитного поля двухполюсного асинхронного двигателя

магнитное поле B_p можно получить путем сложения магнитных полей всех фаз¹.

Сравнивая картины магнитных полей и векторные диаграммы, легко убедиться в том, что за время $T/3$ результирующее магнитное поле двухполюсного асинхронного двигателя повернется в пространстве на 120° , оставаясь неизменным по амплитуде. За время одного периода поле повернется на 360° (2π), т. е. сделает один оборот.

Угловая скорость поля

$$\omega_0 = 2\pi/T. \quad (10.6)$$

Период, частота и угловая частота переменного тока свя-

¹ Предполагается, что магнитная система не насыщена ($B \sim I\omega$).

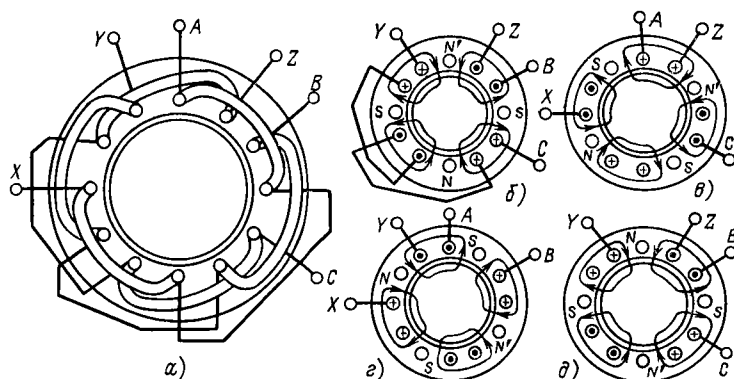


Рис. 10.11. Картина магнитного поля четырехполюсного асинхронного двигателя

заны соотношением

$$T = 1/f_1 = 2\pi/\omega. \quad (10.7)$$

Подставив в (10.6) вместо T его значение из (10.7), получим

$$\omega = \omega_0. \quad (10.8)$$

Выразив ω_0 через частоту вращения поля n_0 в об/мин, а ω — через частоту f_1

$$\frac{2\pi n_0}{60} = 2\pi f_1,$$

получим

$$n_0 = 60f_1. \quad (10.9)$$

Из выражения (10.9) следует, что частота вращения магнитных полей всех двухполюсных асинхронных двигателей, включенных в промышленную сеть, составляет

$$n_0 = 60 \cdot 50 = 3000 \text{ об/мин.}$$

Двигатели выполняются не только с двумя, но и с четырьмя, шестью, восьмью и т. д. полюсами; в общем случае они имеют p пар полюсов. Обмотка каждой фазы статора таких двигателей состоит из нескольких частей, которые соединяются между собой параллельно или последовательно.

На рис. 10.11, а показана обмотка асинхронного двигателя с четырьмя полюсами ($p = 2$). На рис. 10.11, б—д изображена картина результирующего магнитного поля двигателя соответственно для моментов времени, отмеченных точками 1, 2, 3 (см.

рис. 10.9). Точками и крестиками обозначены направления тока для указанных моментов времени.

Из рис. 10.11 следует, что двигатель имеет четыре полюса и за время одного периода его поле повернется в пространстве на $\alpha_0 = 180^\circ$, а в общем случае — на $360^\circ/p$. В начале периода полюс N' находился вверху, в конце периода он оказался внизу.

Угловая скорость поля

$$\omega_0 = 2\pi/Tr.$$

Подставив вместо T его значение из (10.7)

$$\omega_0 = \frac{2\pi\omega}{2\pi p} = \frac{\omega}{p} \quad (10.10)$$

и выразив ω_0 через частоту вращения поля n_0 , а ω — через частоту f_1 , получим

$$\frac{2\pi n_0}{60} = \frac{2\pi f_1}{p},$$

откуда

$$n_0 = 60f_1/p. \quad (10.11)$$

Двигатели с $p = 2$ будут иметь $n_0 = 1500$ об/мин, с $p = 3$ $n_0 = 1000$ об/мин, с $p = 4$ $n_0 = 750$ об/мин, с $p = 5$ $n_0 = 600$ об/мин и т. д.

В паспортных данных обычно задается номинальная частота вращения двигателя $n_{\text{ном}}$. При решении задач и анализе работы двигателей, где необходимо знать n_0 , его выбирают как ближайшее большее из указанных при $f_1 = 50$ Гц.

Например, $n_{\text{ном}} = 1460$ об/мин соответствует $n_0 = 1500$ об/мин, $n_{\text{ном}} = 960$ об/мин — $n_0 = 1000$ об/мин.

При расчетах некоторых сложных систем, например электрического вала и сельсинов, пользуются электрическими (α) и механическими (α_0) углами: α_0 — угол поворота поля статора за время t :

$$\alpha_0 = \omega_0 t, \quad (10.12)$$

α — угол поворота вектора напряжения обмотки статора за тот же промежуток времени:

$$\alpha = \omega t. \quad (10.13)$$

Подставив в (10.12) вместо t его значение из (10.13)

$$\alpha_0 = \omega_0 \alpha / \omega,$$

а затем, выразив ω_0 через ω в соответствии с (10.10):

$$\alpha_0 = \frac{\omega}{p} \frac{\alpha}{\omega},$$

получим

$$\alpha_0 = \alpha/p. \quad (10.14)$$

10.3. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В обмотке статора, включенной в сеть трехфазного тока, под действием напряжения возникает переменный ток, который создает вращающееся магнитное поле. Магнитное поле пересекает проводники обмотки ротора и наводит в них (на основании закона электромагнитной индукции $e = Blv$) переменную ЭДС, направление которой определяется по правилу правой руки и указано на рис. 10.12 крестиками. Поскольку обмотка ротора замкнута, ЭДС вызывает в ней ток того же направления.

В результате взаимодействия тока ротора с вращающимся магнитным полем (на основании закона Ампера $F = BIl$) возникает сила, действующая на проводники ротора, направление которой определяется по правилу левой руки. Сила создает момент, действующий в ту же сторону.

Под действием момента ротор приходит в движение и после разбега вращается в том же направлении, что и магнитное поле, с несколько меньшей частотой вращения, чем поле:

$$n = (0,92 \div 0,98) n_0^*.$$

Все сказанное о принципе действия асинхронного двигателя справедливо, если обмотка ротора выполнена из ферромагнитного материала с теми же магнитными свойствами, что и сердечник ротора. В действительности обмотка ротора выполняется из неферромагнитного материала (меди или алюминия), поэтому магнитная индукция в пазу с проводниками намного меньше, чем в зубцах. Основная сила, вызывающая момент вращения, возникает в результате взаимодействия магнитного поля ротора с вращающимся магнитным полем статора и приложена к зубцам ротора. На проводник действует только небольшая сила. Однако для анализа работы двигателя и получения расчетных уравнений обычно считают, что в основе

* Для двигателей общего назначения.

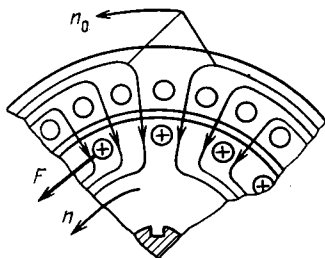


Рис. 10.12. К пояснению принципа действия асинхронного двигателя

принципа действия асинхронного двигателя лежит закон Ампера — взаимодействие проводника с током и магнитного поля. Такая трактовка закономерна, поскольку результаты расчета при этом совпадают с полученными из принципа взаимодействия магнитных полей ротора и статора.

10.4 ЭДС ОБМОТКИ СТАТОРА

Вращающееся магнитное поле, распределенное синусоидально вдоль воздушного зазора, пересекает проводники обмотки статора и наводит в них переменную, изменяющуюся синусоидально во времени ЭДС E_1 .

Среднее значение ЭДС в одном витке E'_{cp} можно определить с помощью закона электромагнитной индукции:

$$E'_{cp} = 2B_{cp}lv_0, \quad (10.15)$$

где B_{cp} — среднее значение магнитной индукции вращающегося магнитного поля; l — длина проводника обмоток статора; v_0 — скорость движения магнитного поля относительно проводников обмотки статора.

Скорость движения магнитного поля

$$v_0 = \frac{\pi D n_0}{60}, \quad (10.16)$$

где D — внутренний диаметр сердечника статора; $n_0 = 60f_1/p$ — частота вращения магнитного поля.

Подставив в (10.15) вместо v_0 его значение из (10.16), получим

$$E'_{cp} = 2B_{cp}l \frac{\pi D}{60} \frac{60f_1}{p},$$

где $B_{cp}l\pi D/2p = \Phi$ — магнитный поток одного полюса двигателя.

Следовательно,

$$E'_{cp} = 4\Phi f_1.$$

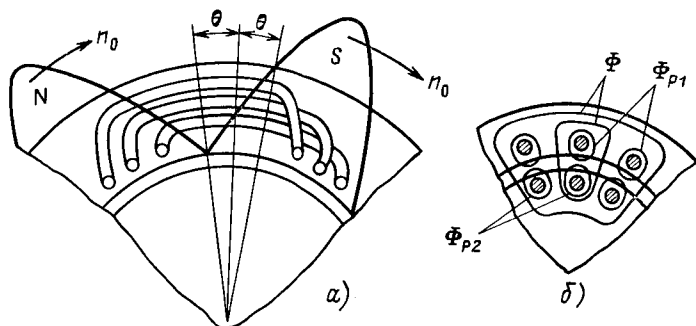


Рис. 10.13. Расположение секций фазы обмотки статора двигателя (а); потоки рассеяния статора и ротора (б)

Выразим E'_{cp} через действующее значение E' :

$$E'_{cp} = \frac{2E'_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}E'}{\pi} = 4f_1\Phi. \quad (10.17)$$

Из выражения (10.17) вытекает, что действующее значение ЭДС в одном витке фазы обмотки двигателя

$$E' = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} 4f_1\Phi = 4,44f_1\Phi.$$

Если бы оси секций одной фазы обмотки совпадали, то результирующая ЭДС E_1 одной фазы обмотки равнялась бы произведению ЭДС одного витка E' на число витков фазы:

$$E_1 = E'w_1 = 4,44f_1w_1\Phi. \quad (10.18)$$

Полученное выражение ЭДС имеет тот же вид, что и для трансформатора. Однако в связи с тем, что фаза обмотки статора состоит из нескольких секций, расположенных в разных пазах (рис. 10.13, а) и сдвинутых в пространстве на угол θ , ЭДС в каждой секции будут сдвинуты во времени также на угол θ . Вследствие этого результирующая ЭДС одной фазы обмотки будет определяться не арифметической, а геометрической суммой ЭДС секций.

Поэтому в выражение (10.18) вводится поправочный коэффициент k_{01} , равный отношению модуля геометрической суммы ЭДС секций обмотки к арифметической сумме:

$$k_{01} = |\Sigma E'| / \Sigma E'.$$

Этот коэффициент называется обмоточным.

Следует отметить, что обмотки выполняются с укороченным шагом, что приводит к увеличению угла θ . Обмоточный коэффициент $k_{01} = 0,91 \div 0,95$.

Таким образом, расчетная формула ЭДС обмотки статора имеет вид

$$E_1 = 4,44 f_1 w_1 \Phi k_{01}.$$

Как вытекает из уравнения электрического равновесия цепи статора, которое имеет тот же вид, что и уравнение первичной цепи трансформатора,

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 r_1 + j \underline{I}_1 x_1,$$

и если пренебречь падением напряжения в обмотке статора, то ЭДС будет равна напряжению на обмотке статора:

$$U_1 = E_1 = 4,44 f_1 w_1 \Phi k_{01}. \quad (10.19)$$

10.5. ЭДС, ЧАСТОТА ТОКА РОТОРА, СКОЛЬЖЕНИЕ

Из выражения (10.11) следует, что частота тока статора пропорциональна частоте вращения магнитного поля, созданного током статора:

$$f_1 = n_0 p / 60. \quad (10.20)$$

Так как ротор вращается в сторону поля (рис. 10.14), частота пересечения его обмотки магнитным полем будет определяться разностью частот вращения магнитного поля и ротора. По аналогии с (10.20) частота тока ротора

$$f_2 = (n_0 - n) p / 60. \quad (10.21)$$

Из отношения (10.20) к (10.21)

$$f_1 / f_2 = n / (n_0 - n)$$

получаем выражение частоты тока ротора

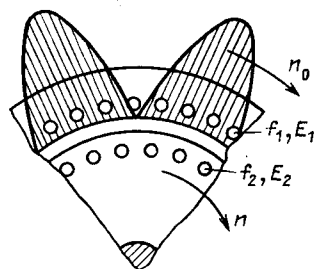
$$f_2 = f_1 (n_0 - n) / n_0 = f_1 s, \quad (10.22)$$

где s — скольжение:

$$s = (n_0 - n) / n_0. \quad (10.23)$$

Скольжение — величина безразмерная, представляющая собой частоту вращения ротора относительно поля статора, выраженную в долях частоты вращения поля статора. Когда ро-

Рис. 10.14. К пояснению скольжения и частоты тока ротора



тор неподвижен ($n = 0$),

$$s = (n_0 - 0)/n_0 = 1;$$

$$f_2 = f_1 s = f_1 \cdot 1 = f_1.$$

Если ротор вращается с частотой поля, то

$$s = (n_0 - n_0)/n_0 = 0; \quad f_2 = f_1 s = f_2 \cdot 0 = 0.$$

При неподвижном роторе его обмотка относительно поля находится в тех же условиях, что и обмотка статора. Поэтому ЭДС обмотки ротора может быть определена по аналогичной формуле, что и ЭДС обмотки статора:

$$E_{2к} = 4,44 f_1 w_2 \Phi k_{02}, \quad (10.24)$$

где w_2 — число витков фазы обмотки ротора; k_{02} — обмоточный коэффициент обмотки ротора.

Когда ротор вращается,

$$E_2 = 4,44 f_2 w_2 \Phi k_{02}. \quad (10.25)$$

Из отношения (10.24) и (10.25) вытекает, что

$$E_2 = E_{2к} = f_2/f_1. \quad (10.26)$$

Подставив в (10.26) вместо f_2 его значение из (10.22), получим

$$E_2 = E_{2к} = f_1 s / f_1 = E_{2к} s. \quad (10.27)$$

Таким образом, ЭДС обмотки ротора пропорциональна скольжению.

При $n = 0$ $s = 1$, $E_2 = E_{2к}$; при $n = n_0$ $s = 0$, $E_2 = 0$.

10.6. ИНДУКТИВНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТОК СТАТОРА И РОТОРА

Ток обмотки статора создает вращающийся магнитный поток, основная часть которого Φ (см. рис. 10.13, б) сцеплена с обмоткой статора и ротора, а небольшая часть $\Phi_{р1}$ — только с обмоткой статора. Этот магнитный поток называется потоком рассеяния. Поток рассеяния $\Phi_{р1}$ наводит в обмотке стато-

ра ЭДС E_{p1} , которую можно определить с помощью выражения

$$E_{p1} = 4,44 f_1 \Psi_{p1} k_{01}.$$

Для облегчения анализа работы двигателя и упрощения расчетов ЭДС выражают обычно через индуктивное сопротивление и ток обмотки:

$$\overline{E_{p1}} = - \overline{U_{p1}} = - I \overline{x_1},$$

где $x_1 = 2\pi f_1 L_1$, $L_1 = \Psi_{p1}/I_1$ — индуктивное сопротивление и индуктивность обмотки статора, обусловленные потоком рассеяния.

Аналогичная картина имеет место и в обмотке ротора. Индуктивное сопротивление обмотки ротора, обусловленное потоком рассеяния Φ_{p2} , равно

$$x_{2s} = 2\pi f_2 L_2, \quad (10.28)$$

где $L_2 = \Psi_{p2}/I_2$.

Подставив в (10.28) вместо f_2 его значение из (10.22), получим

$$x_{2s} = 2\pi f_1 s L_2,$$

или

$$x_{2s} = x_2 s, \quad (10.28a)$$

где x_2 — индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки неподвижного ротора.

Следовательно, индуктивное сопротивление обмотки ротора прямо пропорционально скольжению.

10.7. ТОК И ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ФАЗЫ ОБМОТКИ РОТОРА

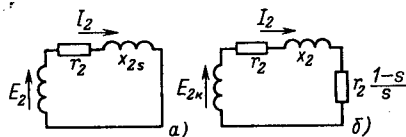
Ток фазы обмотки ротора

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{r_2^2 + (x_{2s})^2}}.$$

Подставив вместо E_2 и x_{2s} их значения из (10.27) и (10.28, a), получим

$$I_2 = \frac{E_{2k}s}{\sqrt{r_2^2 + (x_2 s)^2}}, \quad (10.29)$$

Рис. 10.15. Реальная (а) и эквивалентная (б) схемы фазы обмотки ротора (б)



а затем, разделив числитель и знаменатель на s , получим

$$I_2 = \frac{E_{2k}}{\sqrt{(r_2/s)^2 + x_2^2}}, \quad (10.30)$$

где E_{2k} и x_2 — ЭДС и индуктивное сопротивление рассеяния обмотки неподвижного ротора, когда частота $f_2 = f_1$.

В (10.30) r_2/s можно выразить следующим образом:

$$r_2/s = r_2 + r_2 \frac{1-s}{s}.$$

Тогда

$$I_2 = \frac{E_{2k}}{\sqrt{\left(r_2 + r_2 \frac{1-s}{s}\right)^2 + x_2^2}}. \quad (10.31)$$

Сравнивая (10.31) с выражением тока вторичной обмотки трансформатора (8.11а), легко установить, что величину $r_2(1-s)/s$ можно рассматривать как активное сопротивление потребителя, подключенное ко вторичной обмотке трансформатора. Таким образом, эквивалентная схема фазы обмотки ротора будет иметь тот же вид, что и схема замещения вторичной обмотки трансформатора, в которой вместо r_n включено сопротивление $r_2(1-s)/s$.

На рис. 10.15,а изображена реальная, а на рис. 10.15,б — эквивалентная схемы фазы обмотки ротора асинхронного двигателя.

В эквивалентной схеме значения E_{2k} , x_2 и I_2 соответствуют неподвижному ротору, хотя в действительности ротор вращается, что учитывается включением в цепь эквивалентного сопротивления $r_2(1-s)/s$.

Отношение $E_1/E_{2k} = k$ называется по аналогии с трансформатором коэффициентом трансформации асинхронного двигателя.

10.8. МАГНИТОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ ОБМОТКИ СТАТОРА И РОТОРА. ТОК ОБМОТКИ СТАТОРА

Ток обмотки ротора создает магнитное поле, расположенное в том же магнитопроводе, что и магнитное поле, созданное током обмотки статора. Поэтому результирующий магнитный поток двигателя будет определяться МДС обеих обмоток:

$$\frac{3}{2} I_{1m} w_1 + \frac{3}{2} I_{2m} w_2 = \frac{3}{2} I_{0m} w_1 = \Sigma \bar{H} l^* \quad (10.32)$$

Может показаться, что, поскольку ротор вращается, магнитные поля ротора и статора и создающие их МДС вращаются с разными частотами и выражение (10.32) несправедливо. В действительности магнитные поля ротора и статора вращаются в пространстве с одинаковой частотой n_0 и, следовательно, неподвижны относительно друг друга. Это легко доказать. Частота вращения поля ротора n_{0p} в пространстве складывается из частоты вращения ротора и частоты вращения поля ротора относительно ротора:

$$n_{0p} = n + 60f_2/p.$$

Выразив n через n_0 и s , а f_2 — через $f_1 s$, получим

$$n_{0p} = n_0 - n_0 s + 60f_1 s/p = n_0 - n_0 s + n_0 s = n_0.$$

Геометрическая сумма МДС для удобства дальнейшего анализа выражается через произведение $I_0 w_1$, в котором I_0 — ток фазы обмотки статора при холостом ходе двигателя. Когда двигатель работает вхолостую, ротор вращается с частотой магнитного поля и ток обмотки ротора равен нулю. Предполагается идеальный холостой ход, а он имеет место, когда потери мощности на трение в подшипниках и ротора о воздух равны нулю. При реальном холостом ходе $n \approx n_0$, $I_2 \approx 0$.

Ток холостого хода, как и в трансформаторе, имеет две составляющие: I_p — намагничивающий ток и I_a — ток, обусловленный потерями в сердечнике статора двигателя:

$$I_0 = \sqrt{I_p^2 + I_a^2}.$$

Магнитопровод асинхронного двигателя имеет воздушный зазор между ротором и статором, ширина которого должна

* Предполагается двигатель с фазным ротором.

быть такой, чтобы ротор при вращении не задевал сердечник статора. Воздушный зазор составляет: для машин малой мощности 0,2–0,5 мм, средней мощности 0,5–1 мм и большой мощности 1–3 мм. В трансформаторе же зазор в магнитопроводе намного меньше и обусловлен только неточностью сборки и обработки. По этой причине намагничивающий ток асинхронного двигателя значительно больше, чем у трансформатора, и составляет 25–50% номинального тока двигателя:

$$I_p = (0,25 \div 0,5) I_{ном}.$$

Ток I_a намного меньше I_p , поэтому часто считают, что

$$I_0 \approx I_p.$$

Разделив почленно выражение (10.32) на $3w_1/2$, получим

$$\bar{I}_1 + \bar{I}_2 \frac{w_2}{w_1} = \bar{I}_0.$$

Отсюда

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_0 + \bar{I}'_2, \quad (10.33)$$

где $I'_2 = -I_2 w_2 / w_1$ – ток фазы обмотки ротора, приведенный к обмотке статора.

Таким образом, ток фазы обмотки статора складывается из тока холостого хода и приведенного тока обмотки ротора. Результирующий магнитный поток двигателя обусловлен взаимным действием МДС обмоток статора и ротора, причем, как и в трансформаторе, МДС обмотки ротора является размагничивающей относительно МДС обмотки статора.

С изменением нагрузки изменяется ток ротора и создается впечатление, что должны измениться результирующая МДС и создаваемый ею магнитный поток. Однако в действительности результирующая МДС $I_0 w_1$ и магнитный поток почти не зависят от нагрузки. С изменением тока ротора в той же степени изменяется и ток статора, а результирующая МДС почти не изменяется. Относительно малая зависимость магнитного потока и, следовательно, создающей его МДС ($I_0 w_1$) от тока ротора (нагрузки на валу двигателя) вытекает из (10.19). Действительно, если пренебречь падением напряжения в обмотке статора, то ЭДС E_1 будет равна напряжению сети:

$$U_1 = E_1 \sim \Phi.$$

Если напряжение сети не зависит от нагрузки, то и магнитный поток также не будет зависеть от нагрузки.

Однако следует отметить, что в период пуска асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором ток в цепи статора превышает

номинальный в 5—7 раз. Вследствие этого падение напряжения в обмотке статора становится существенным: $E < U$, и магнитный поток двигателя оказывается значительно меньше номинального.

10.9. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ МОЩНОСТЬ И ПОТЕРИ В АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ

Мощность, потребляемая двигателем из сети, определяется по формуле

$$P_1 = \sqrt{3} U_1 I_1 \cos \varphi_1.$$

Часть этой мощности (рис. 10.16) теряется в обмотке статора:

$$\Delta P_{обм1} = 3I_1^2 r_1,$$

а часть, $\Delta P_{ст1}$, составляет потери в сердечнике статора от перемагничивания и вихревых токов.

Мощность, передаваемая вращающимся магнитным полем ротору, называется электромагнитной мощностью и составляет

$$P_{эм} = P_1 - \Delta P_{обм1} - \Delta P_{ст1} = 3E_{2к} I_2 \cos \psi_2. \quad (10.34)$$

Часть электромагнитной мощности теряется в обмотке ротора:

$$\Delta P_{обм2} = 3I_2^2 r_2, \quad (10.35)$$

а часть, $\Delta P_{ст2}$, составляет потери в сердечнике ротора от гистерезиса и перемагничивания.

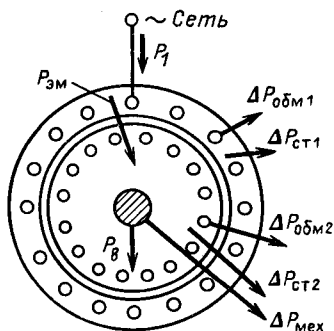
Мощность, преобразуемая в механическую, равна

$$P_{мех} = P_{эм} - \Delta P_{обм2} - \Delta P_{ст2}. \quad (10.36)$$

Небольшая часть механической мощности теряется на трение в подшипниках ротора о воздух и вентиляцию.

Мощность, развиваемая двигателем на валу,

$$P_v = P_{мех} - \Delta P_{мех}. \quad (10.37)$$



Все потери мощности, кроме вентиляционных, которые представляют собой затраты мощности на продувание воздуха внутри двигателя с целью лучшего охлаждения, превращаются в теплоту и нагревают двигатель.

Рис. 10.16. Потери мощности в асинхронном двигателе

10.10. МОМЕНТ, РАЗВИВАЕМЫЙ ДВИГАТЕЛЕМ

Известно, что мощность равна произведению момента на частоту вращения:

$$P = M\omega.$$

В асинхронном двигателе произведение электромагнитного момента, возникающего в результате взаимодействия тока ротора с магнитным полем, на частоту вращения поля представляет собой электромагнитную мощность:

$$M_{\text{эм}}\omega_0 = P_{\text{эм}}. \quad (10.38)$$

Механическая мощность, развиваемая двигателем, равна произведению электромагнитного момента на частоту вращения ротора:

$$M_{\text{эм}}\omega = P_{\text{мех}}. \quad (10.39)$$

Если пренебречь потерями мощности в сердечнике ротора вследствие их малости относительно потерь в обмотке ротора, то разность электромагнитной и механической мощностей, как следует из (10.36), будет равна потерям мощности в обмотке ротора¹:

$$P_{\text{эм}} - P_{\text{мех}} = \Delta P_{\text{обм2}} = 3I_2^2 r_2. \quad (10.40)$$

Подставив в (10.40) вместо мощностей их значения из (10.38) и (10.39), получим

$$M_{\text{эм}}\omega_0 - M_{\text{эм}}\omega = 3I_2^2 r_2,$$

откуда

$$M_{\text{эм}} = \frac{3I_2^2 r_2}{\omega_0 - \omega}.$$

Заменив $\omega_0 - \omega$ через $\omega_0 s$, что вытекает из (10.23), получим выражения электромагнитного момента

$$M_{\text{эм}} = \frac{3I_2^2 r_2}{\omega_0 s} \quad (10.41)$$

¹ Короткозамкнутая обмотка ротора имеет не три, а m фаз. Для общности выводов обмотка ротора приведена к трем фазам, которые имеют обмотки статора и ротора двигателя с фазным ротором.

и электромагнитной мощности

$$P_{эм} = \frac{3I_2^2 r_2}{s}. \quad (10.42)$$

Момент, развиваемый двигателем на валу, будет меньше электромагнитного момента на величину $\Delta M_{мех}$, обусловленную силами трения в подшипниках, ротора о воздух и вентиляционными потерями:

$$M = M_{эм} - \Delta M_{мех}.$$

Потери момента $\Delta M_{мех}$ для асинхронных двигателей средней и большой мощности относительно малы, и ими обычно пренебрегают. В практических расчетах часто принимают, что

$$M = M_{эм}. \quad (10.43)$$

В выражении (10.41) отсутствует магнитный поток, что на первый взгляд противоречит принципу действия двигателя. Однако легко показать, что это не так: магнитный поток вошел в уравнение в неявном виде.

Выразив в (10.41) потери мощности в обмотке $I_2^2 r_2$ через ЭДС, ток и $\cos \psi_2$ ротора

$$3I_2^2 r_2 = 3E_2 I_2 \cos(\widehat{E_2, I_2}) = 3E_2 I_2 \cos \psi_2,$$

получим

$$M_{эм} = \frac{3E_2 I_2 \cos \psi_2}{\omega_0 s}. \quad (10.44)$$

Подставляя в (10.44) вместо ЭДС E_2 ее значение из (10.27) и учитывая (10.42), получаем

$$M_{эм} = \frac{3E_{2к} s I_2 \cos \psi_2}{\omega_0 s} = \frac{3 \cdot 4,44 f_1 w_2 \Phi k_{02} I_2 \cos \psi_2}{\omega_0} = C \Phi I_2 \cos \psi_2, \quad (10.45)$$

где $C = 3 \cdot 4,44 f_1 w_2 k_{02} / \omega_0$ — конструктивный коэффициент, обуславливающий момент двигателя.

Используя выражения (10.40), (10.42), можно получить два соотношения:

потери в обмотке ротора

$$\Delta P_{обм2} = P_{эм} s;$$

механическая мощность, развиваемая двигателем,

$$P_{\text{мех}} = P_{\text{эм}}(1 - s).$$

Из этих выражений вытекает, что при неподвижном роторе, когда $s = 1$, вся электромагнитная мощность преобразуется в теплоту в обмотке ротора, а механическая мощность равна нулю. При номинальном режиме работы, когда $s \approx 0,02 \div 0,08$, почти вся электромагнитная мощность ($0,92 - 0,98$) преобразуется в механическую и только небольшая ее часть ($0,02 - 0,08$) преобразуется в теплоту в обмотке ротора.

10.11. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для анализа работы асинхронного двигателя пользуются схемой замещения. Схема замещения асинхронного двигателя аналогична схеме замещения трансформатора и представляет собой электрическую схему, в которой вторичная цепь (обмотка ротора) соединена с первичной цепью (обмоткой статора) гальванически вместо магнитной связи, существующей в двигателе.

Основное отличие асинхронного двигателя от трансформатора в энергетическом отношении состоит в следующем. Если в трансформаторе энергия, переданная переменным магнитным полем во вторичную цепь, поступает к потребителю в виде электрической энергии, то в асинхронном двигателе энергия, переданная вращающимся магнитным полем ротору, преобразуется в механическую и отдается валом двигателя потребителю в виде механической энергии.

Электромагнитные мощности, передаваемые магнитным полем во вторичную цепь трансформатора и ротору двигателя, имеют одинаковые выражения:

$$P_{\text{эм}} = P_1 - \Delta P_1.$$

В трансформаторе электромагнитная мощность за вычетом потерь во вторичной обмотке поступает к потребителю:

$$P_2 = P_{\text{эм}} - 3I_2^2 r_2 = 3U_2 I_2 \cos \varphi_2 = 3I_2^2 r_{\text{п}} = 3I_2'^2 r_{\text{п}}', \quad (10.46)$$

где $r_{\text{п}}$ — сопротивление потребителя.

В асинхронном двигателе электромагнитная мощность за вычетом потерь в обмотке ротора превращается в механическую мощность:

$$P_2 = P_{\text{мех}} = P_{\text{эм}} - 3I_2^2 r_2 = P_{\text{эм}} - 3I_2'^2 r_2'. \quad (10.47)$$

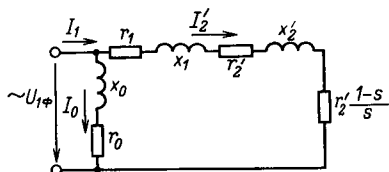


Рис. 10.17. Схема замещения асинхронного двигателя

Подставив в (10.47) вместо $P_{\text{эм}}$ ее значение из (10.42), получим

$$P_{\text{мех}} = 3I_2^2 \frac{r_2(1-s)}{s} = 3I_2'^2 \frac{r_2'(1-s)}{s} = 3I_2'^2 r_3' = 3I_2'^2 r_3', \quad (10.48)$$

$$\text{где } r_3' = r_2' \frac{1-s}{s}.$$

Сравнивая выражения (10.46) и (10.48), можно заключить, что

$$r_n' = r_3'.$$

Таким образом, потери мощности в сопротивлении r_3' численно равны механической мощности, развиваемой двигателем.

Заменяв в схеме замещения трансформатора сопротивление нагрузки r_n' на $r_3' = r_2'(1-s)/s$, получим схему замещения асинхронного двигателя (рис. 10.17). Все остальные элементы схемы замещения аналогичны соответствующим элементам схемы замещения трансформатора: r_1 , x_1 — активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки статора; r_2' , x_2' — приведенные к обмотке статора активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки ротора.

Приведенные значения определяются так же, как и для трансформатора:

$$r_2' = r_2 k^2, \quad x_2' = x_2 k^2,$$

где $k = E_1/E_{2\kappa} = U_{1\phi}/E_{2\kappa}$ — коэффициент трансформации двигателя.

Может возникнуть сомнение в возможности использования гальванической связи цепей статора и ротора в схеме замещения, поскольку частоты в этих цепях на первый взгляд не одинаковы. Первая часть схемы замещения представляет собой эквивалентную схему фазы обмотки ротора, которая, как было показано в § 10.7, приведена к частоте тока статора. В реальном же двигателе в отличие от схемы замещения частоты тока ротора и статора не одинаковы.

10.12. МЕХАНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Механической характеристикой называется зависимость частоты вращения ротора двигателя или скольжения от момента, развиваемого двигателем при установившемся режиме работы: $n = f(M)$ или $s = f(M)$.

Механическая характеристика является одной из важнейших характеристик двигателя. При выборе двигателя к производственному механизму из множества двигателей с различными механическими характеристиками выбирают тот, механическая характеристика которого удовлетворяет требованиям механизма.

Уравнение механической характеристики асинхронного двигателя может быть получено на основании формулы (10.41) и схемы замещения.

С помощью схемы замещения (см. рис. 10.17) определяют приведенный ток фазы ротора:

$$I_2' = \frac{U_{1\phi}}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r_2'}{s}\right) + (x_1 + x_2')^2}}, \quad (10.49)$$

где

$$\frac{r_2'}{s} = r_2' + \frac{r_2'(1-s)}{s}.$$

Полученное значение тока I_2' подставляют в уравнение момента (10.41), в котором предварительно I_2 и r_2 заменяют через их приведенные значения:

$$M = \frac{3I_2'^2 r_2}{\omega_0 s} = \frac{3I_2'^2 r_2'}{\omega_0 s}. \quad (10.50)$$

После подстановки получим

$$M = \frac{3U_{1\phi}^2 r_2'}{\omega_0 s \left[\left(r_1 + \frac{r_2'}{s} \right)^2 + (x_1 + x_2')^2 \right]}. \quad (10.51)$$

Выражение (10.51) представляет собой уравнение механической характеристики, поскольку оно связывает момент и скольжение двигателя. Остальные входящие в уравнение величины: напряжение сети и параметры двигателя — постоянны¹ и не за-

¹ Сопротивление r_2 зависит от частоты f_2 и, следовательно, от s , но для двигателей общего назначения изменение r_2 незначительно.

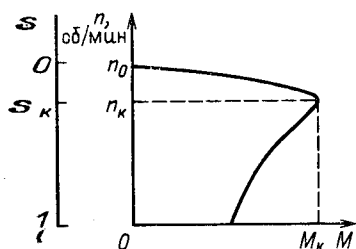


Рис. 10.18. Механическая характеристика асинхронного двигателя

висят от s и M . Располагая параметрами двигателя, можно рассчитать и построить его механическую характеристику, которая будет иметь вид, изображенный на рис. 10.18.

Однако необходимо отметить, что после включения двигателя в нем происходят сложные переходные электромагнитные процессы. В тех случаях, когда время разбега оказывается соизмеримым с временем

электромагнитных процессов, механическая характеристика двигателя в период разбега может существенно отличаться от статической.

Одной из важных точек характеристики, представляющей интерес при анализе работы и выборе двигателя, является точка, где момент, развиваемый двигателем, достигает наибольшего значения. Эта точка имеет координаты $n_{кр}$, $s_{кр}$, M_{max} .

Значение критического скольжения $s_{кр}$, при котором двигатель развивает максимальный (критический) момент M_{max} , легко определить, если взять производную dM/ds выражения (10.51) и приравнять ее нулю.

После дифференцирования и последующих преобразований выражение $s_{кр}$ будет иметь следующий вид:

$$s_{кр} = \pm \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + x_k'^2}}, \quad (10.52)$$

где $x_k = x_1 + x_2'$.

Подставив $s_{кр}$ вместо s в уравнение (10.51), получим выражение максимального момента

$$M_{max} = \frac{3U_{1\phi}^2}{2\omega_0(r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + x_k'^2})}. \quad (10.53)$$

Необходимо отметить, что из выражений (10.51) – (10.53) вытекает следующее.

Момент, развиваемый двигателем, при любом скольжении пропорционален квадрату напряжения. Максимальный момент пропорционален квадрату напряжения и не зависит от сопротивления цепи ротора. Критическое скольжение пропорционально сопротивлению цепи ротора и не зависит от напряжения сети.

Полученные выражения удобны для анализа, однако из-за

отсутствия в каталогах параметров r_1 , x_1 , x_2 их использование для расчетов и построения характеристик затруднено.

В практике обычно пользуются уравнением механической характеристики, с помощью которого можно произвести необходимые расчеты и построения, используя только каталожные данные.

Активное сопротивление обмотки статора r_1 значительно меньше остальных сопротивлений цепи статора и ротора, и им обычно пренебрегают. Тогда выражения (10.51) – (10.53) будут иметь вид

$$M = \frac{3U_{1\Phi}^2 r_2'}{\omega_0 s [(r_2'/s)^2 + x_k^2]}; \quad (10.54)$$

$$s_{кр} = \pm r_2'/x_k; \quad (10.55)$$

$$M_{max} = \frac{3U_{1\Phi}^2}{2\omega_0 x_k}. \quad (10.56)$$

Упрощенное уравнение механической характеристики получается из совместного решения уравнений (10.54) – (10.56):

$$M = \frac{2M_{max}}{s/s_k + s_k/s}. \quad (10.57)$$

Значение M_{max} определяется из отношения $M_{max}/M_{ном} = \lambda$, указываемого в каталогах, а $s_{кр}$ – из уравнения (10.57), если решить его относительно $s_{кр}$ и вместо текущих значений s и M подставить их номинальные значения, которые легко определить по паспортным данным:

$$s_{кр} = s_{ном} (\lambda \pm \sqrt{\lambda^2 - 1}), \quad (10.58)$$

где $s_{ном} = (n_0 - n_{ном})/n_0$; $\lambda = M_{max}/M_{ном}$.

Следует отметить, что в зоне от $M = 0$ до $M \approx 0,9M_{max}$ механическая характеристика близка к прямой линии. Поэтому, например, при расчетах пусковых и регулировочных резисторов эту часть механической характеристики принимают за прямую линию, проходящую через точки $M = 0$, $n = n_0$ и $M_{ном}$, $n_{ном}$. Уравнение механической характеристики в этой части будет иметь вид

$$M = \frac{M_{ном}}{s_{ном}} s.$$

10.13. ПАСПОРТНЫЕ ДАННЫЕ ДВИГАТЕЛЯ. РАСЧЕТ И ПОСТРОЕНИЕ МЕХАНИЧЕСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Расчет и построение механической характеристики производят по каталожным данным двигателя.

В каталоге приводятся следующие данные: тип двигателя, $P_{\text{ном}}$, $U_{\text{ном}}$, $I_{\text{ном}}$, $n_{\text{ном}}$, $\eta_{\text{ном}}$, $\cos \varphi_{\text{ном}}$, $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = \lambda$.

Для двигателя с короткозамкнутым ротором дополнительно даются отношение пускового момента к номинальному ($M_{\text{п}}/M_{\text{ном}}$) и отношение пускового тока к номинальному ($I_{\text{п}}/I_{\text{ном}}$); для двигателя с фазным ротором — напряжение между кольцами при неподвижном и разомкнутом роторе $U_{2\text{к}} = E_{2\text{к}}$ и номинальный ток ротора $I_{2\text{ном}}$. Буквенные и цифровые обозначения типа двигателя позволяют, например, судить о назначении двигателя, его габаритной мощности, числе пар полюсов и т. д. Поскольку существует большое число типов двигателей и в каталогах даны пояснения, что означает каждая буква и цифра, останавливаться на этом в книге нет необходимости.

Номинальной мощностью $P_{\text{ном}}$ двигателя общего назначения длительного режима работы называется мощность, которую двигатель может длительно развивать на валу, нагреваясь при этом до допустимой температуры, обусловленной классом изоляции его обмоток. В двигателе возникают потери мощности, которые нагревают его. Вначале, когда двигатель имеет температуру окружающей среды, большая часть мощности потеряется расходуется на повышение его температуры, а меньшая рассеивается в окружающую среду. С повышением температуры двигателя большая часть мощности потерь рассеивается в окружающую среду. По прошествии определенного времени наступает тепловое равновесие: вся мощность потерь, выделяющихся в двигателе, рассеивается в окружающую среду, и температура двигателя при заданной нагрузке остается неизменной. Повышение температуры двигателя выше допустимой вызывает ухудшение механической и электрической прочности изоляции. При этом изменяется структура изоляции и в конце концов происходит ее пробой и выход двигателя из строя. Можно ли нагружать двигатель мощностью больше номинальной? Можно кратковременно, если до этого двигатель работал с недогрузкой и его температура была ниже допустимой. Длительность и степень перегрузки в совокупности должны быть такими, чтобы в результате температура двигателя не превышала допустимую.

На паспорте двигателя обычно указываются два значения номинального напряжения, например, 380/220 В. Это означает, что данный двигатель рассчитан для работы с напряжением на

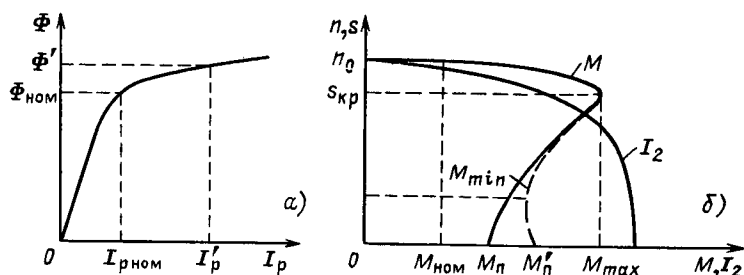


Рис. 10.19. График зависимости потока двигателя от намагничивающего тока (а); механическая характеристика двигателя с учетом пускового момента $M_{\text{п}}$, заданного в каталоге (б)

фазе его обмотки 220 В. Для включения двигателя в сеть с линейным напряжением 380 В его обмотки соединяются звездой, а в сеть с линейным напряжением 220 В — треугольником. Соответственно указываются и два значения линейного номинального тока обмотки статора для соединения звездой и треугольником. Далее в каталоге приводятся номинальные значения частоты вращения, КПД $\eta_{\text{ном}}$, коэффициента мощности $\cos \varphi_{\text{ном}}$, которыми обладает двигатель при номинальной нагрузке на его валу. При этом предполагается, что напряжение и частота соответствуют паспортным данным.

Следует отметить, что длительная работа двигателя при повышенном или пониженном напряжении недопустима, особенно при номинальной нагрузке на его валу. В том и другом случае ток в обмотках оказывается больше номинального, двигатель перегревается и выходит из строя. При повышении напряжения, как следует из выражения

$$U_{1\phi} \approx E_1 = 4,44 f_1 w_1 \Phi k_{01},$$

в той же степени возрастает и магнитный поток. В результате, как видно из кривой намагничивания (рис. 10.19, а), значительно возрастают ток намагничивания I_p и, следовательно, ток обмотки статора.

При понижении напряжения магнитный поток уменьшается и, как видно из выражения

$$M = C \Phi I_2 \cos \psi_2,$$

возрастают выше номинального ток ротора I_2 и, следовательно, ток статора I_1 , так как $\cos \psi_2$ изменяется незначительно.

Кроме того, при понижении напряжения существенно уменьшаются пусковой и максимальный моменты двигателя, так как они пропорциональны квадрату напряжения.

Работа двигателя допустима при колебании напряжения в сети не более $\pm 5\% U_{\text{ном}}$.

Влияние отклонения частоты сети от номинального значения на режим работы двигателя рассматривать не будем, так как ощутимых

изменений частоты в мощных силовых системах промышленных районов не наблюдается.

Мощность, потребляемая двигателем из сети, при номинальной и любой другой нагрузке может быть определена по формуле

$$P_1 = P_2/\eta = \sqrt{3} UI \cos \varphi.$$

Отношение $M_k/M_{\text{ном}}$ характеризует перегрузочную способность двигателя.

Расчет механической характеристики двигателя обычно производят с помощью упрощенного уравнения механической характеристики (10.57), в котором M и s — координаты механической характеристики двигателя, M_{max} и $s_{\text{кр}}$ — его параметры.

Значение M_{max} определяют по формуле

$$M_{\text{max}} = \lambda M_{\text{ном}} = \lambda \frac{975 P_{\text{ном}}}{n_{\text{ном}}} [\text{кГс} \cdot \text{м}] = \lambda \frac{9550 P_{\text{ном}}}{n_{\text{ном}}} [\text{Н} \cdot \text{м}], \quad (10.58 \text{ а})$$

а $s_{\text{кр}}$ — по формуле (10.58).

Полученные значения M_{max} и $s_{\text{кр}}$ подставляют в уравнение (10.57), задаются рядом значений s и подсчитывают соответствующий момент, а по формуле $n = n_0(1 - s)$ — частоту вращения [см. (10.23)]. Необходимо обратить внимание на то, что расчетное значение момента M_n при $s = 1$, который называется начальным пусковым моментом асинхронного короткозамкнутого двигателя, обычно меньше действительного значения M'_n , указанного в каталоге, и механическая характеристика в зоне $s \approx 0,7 \div 0,9$ имеет «провал», где $M_{\text{min}} < M'_n$ (рис. 10.19, б). Причиной этого являются неточность расчетного уравнения и такие неучтенные явления, как, например, вытеснение тока ротора к поверхности проводника и влияние гармонических составляющих вращающегося магнитного поля двигателя. Практически расчетную механическую характеристику корректируют так, как изображено пунктирной линией на рис. 10.19, б.

Расчет и построение графика зависимости тока фазы обмотки ротора от скольжения $I_2 = f(s)$ (рис. 10.19) для двигателя с контактными кольцами наиболее просто произвести, если воспользоваться выражением (10.41), из которого следует, что

$$I_2 = \sqrt{\frac{M \omega_0 s}{3r_2}}. \quad (10.59)$$

В уравнение (10.59) подставляют значения s и M , полученные из расчета механической характеристики, и определяют

I_2 . Активное сопротивление фазы ротора r_2 , входящее в это выражение, можно определить из (10.41), если вместо текущих значений M , s и I_2 подставить в него их номинальные значения и решить относительно r_2 :

$$r_2 = \frac{M_{\text{ном}} \omega_0 s_{\text{ном}}}{3 I_{2\text{ном}}^2}.$$

Однако на практике r_2 определяют чаще из выражения (10.29), в котором следует положить $s = s_{\text{ном}}$, $I_2 = I_{2\text{ном}}$, а членом $x_2 s$ пренебречь ввиду его относительной малости по сравнению с r_2 . С учетом сделанных замечаний расчетная формула приобретает вид

$$r_2 = \frac{E_{2\text{к}} s_{\text{ном}}}{\sqrt{3} I_{2\text{ном}}}. \quad (10.59a)$$

Корень из трех появился в выражении (10.59a) вследствие того, что в каталоге дано линейное значение $E_{2\text{к}}$.

С помощью графика зависимости тока ротора I_2 от скольжения производят выбор сечения, материала и конструкции пусковых и регулировочных реостатов.

Расчет и построение графика зависимости тока статора I от скольжения довольно сложны; практически такой график редко используется, и поэтому методику его расчета мы опускаем.

Расчет и построение механической характеристики и зависимости $I_2 = f(s)$ приведены в примере 10.2.

10.14. ПУСК АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Для пуска двигателя его обмотку статора подключают к трехфазной сети с помощью выключателя. Схема включения двигателя изображена на рис. 10.20, а. После включения выключателя происходит разгон двигателя. При этом момент, развиваемый двигателем, M и ток в его обмотке статора I изменяются в соответствии с графиками, изображенными на рис. 10.20, б. Двигатель разгоняется до установившейся частоты вращения, при которой момент, развиваемый двигателем, равен моменту сил сопротивления на его валу.

В условиях нормальной работы момент на валу двигателя может изменяться в довольно широких пределах, однако, если момент окажется больше M_{max} , двигатель остановится. Обычно считают, что допустимые изменения находятся в пределах от

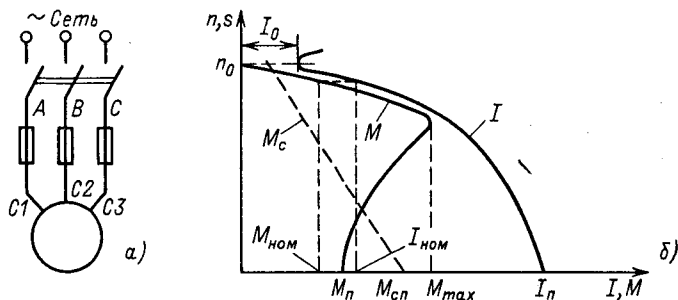


Рис. 10.20. Схема включения асинхронного двигателя с короткозамкнутой обмоткой статора (а); механическая характеристика и зависимость тока статора от скольжения (б)

$M = 0$ до $M = (0,8 \div 0,9) M_{\max}$. Естественно, имеется в виду работа в зоне характеристики, где $s < s_{\text{кр}}$.

Однако следует заметить, что длительная работа двигателя допустима при моментах на его валу, не превышающих номинального значения.

Если оказалось, что двигатель вращается не в требуемом направлении, то для изменения направления вращения ротора необходимо изменить порядок подсоединения обмотки статора к сети: начало обмотки C1 (рис. 10.20, а) соединить с линейным проводом В, начало обмотки C2 – с проводом А, начало обмотки C3 оставить соединенным с проводом С. При этом изменится порядок чередования фаз, что приведет к изменению направления вращения магнитного поля статора и, следовательно, ротора.

К недостаткам такого пуска относятся: 1) относительно малый пусковой момент: $M_{\text{п}} = (1,2 \div 1,6) M_{\text{ном}}$; 2) относительно большой пусковой ток: $I_{\text{п}} = (5 \div 7) I_{\text{ном}}$.

Из-за первого недостатка иногда приходится выбирать двигатель большей мощности, чем это требуется по условиям работы при установившемся режиме, что экономически нецелесообразно. Действительно, если график момента сил сопротивления на валу $M_{\text{с}}$ имеет вид, изображенный на рис. 10.20, б пунктирной линией, то после включения двигателя его ротор останется неподвижным, так как $M_{\text{с,п}} > M_{\text{п}}$, хотя $M_{\text{max}} > M_{\text{с}}$ и по условиям нормальной работы двигатель подходит:

$$M_{\text{с,уст}} < M_{\text{ном}}$$

Большой ток в периоды пуска двигателя может вызвать значительное падение напряжения в сети малой мощности, что

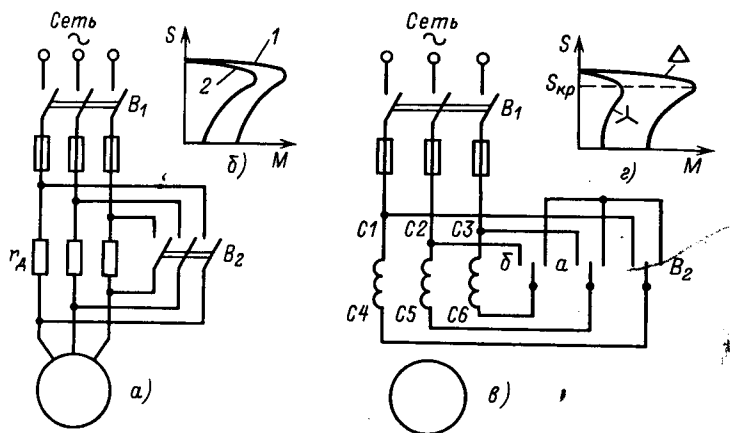


Рис. 10.21. Схема пуска асинхронного двигателя с короткозамкнутой обмоткой ротора: с добавочным сопротивлением в цепи обмотки статора (а) и переключения фаз обмотки со звезды на треугольник (б); механические характеристики двигателя при $r_d = 0$ и $r_d \neq 0$ (б) и при соединении обмотки статора звездой и треугольником (с)

неблагоприятно скажется на работе других потребителей, включенных в сеть, например вызовет мигание осветительных приборов и т. д. Однако следует отметить, что в настоящее время заводские сети имеют большое сечение, поэтому падение напряжения, возникающее при пуске двигателя, оказывается несущественным.

Большой пусковой ток ограничивает допустимое число пусков (включений) двигателя в час. При большом числе включений в час даже мало загруженный в установившемся режиме двигатель из-за больших пусковых токов может перегреться и выйти из строя.

В маломощных сетях, сечение проводов которых невелико, а протяженность значительная, для ограничения пускового тока применяют пуск с активным или индуктивным сопротивлением, включенным в цепь обмотки статора (рис. 10.21, а), или пуск с переключением обмотки со звезды на треугольник (рис. 10.21, б).

Перед пуском выключатель B_2 (рис. 10.21, а) устанавливают в выключенное положение, затем включают выключатель B_1 . После окончания разбега ротора двигателя включают выключатель B_2 , чем шунтируют добавочные пусковые резисторы. Соответствующим подбором сопротивления r_d можно ограничить пусковой ток до любого необходимого значения. Однако

не следует забывать, что одновременно уменьшаются пусковой и критический моменты из-за снижения напряжения на обмотке статора, вызванного падением напряжения на сопротивлении r_d .

На рис. 10.21,б изображены механические характеристики двигателя при $r_d = 0$ (кривая 1) и $r_d \neq 0$ (кривая 2).

Пуск двигателя с переключением со звезды на треугольник возможен, когда обмотка статора может быть соединена звездой и треугольником и напряжение сети соответствует соединению обмотки статора треугольником. Например, двигатель имеет номинальное напряжение 380/220 В, а напряжение сети 220 В. Установив предварительно выключатель B_2 (см. рис. 10.21,в) в положение а, что соответствует соединению обмотки статора звездой, выключателем B_1 включают двигатель в сеть. После окончания пуска выключатель B_2 переключают в положение б, благодаря чему обмотка статора оказывается соединенной треугольником. Напряжение на фазе обмотки статора во время пуска будет меньше номинального в $\sqrt{3}$ раз, например при напряжении 220 В оно составит $220/\sqrt{3} = 127$ В. Вследствие этого ток фазы уменьшится в той же степени, а поскольку линейный ток больше фазного в $\sqrt{3}$ раз, пусковой линейный ток при таком способе пуска будет меньше по сравнению с прямым пуском в 3 раза. Одновременно в 3 раза уменьшатся пусковой и максимальный моменты, так как они пропорциональны квадрату фазного напряжения.

Значение критического скольжения не изменится, так как оно не зависит от напряжения. На рис. 10.21,г изображены механические характеристики двигателя, соответствующие схеме включения треугольником и пусковой схеме звездой.

Ввиду значительного снижения пускового момента указанный способ пуска возможен только при малых моментах сил сопротивления на валу двигателя.

Пуск двигателя с фазным ротором (контактными кольцами) (рис. 10.22) осуществляется подключением обмотки статора к сети с предварительно введенными в цепь ротора добавочными резисторами r_d . По мере разгона двигателя резисторы r_d с помощью движка выводятся и по окончании пуска сопротивление резистора обращается в нуль, а обмотка ротора оказывается замкнутой накоротко, как и у двигателя с короткозамкнутым ротором. Введение добавочного сопротивления в цепь ротора при пуске асинхронного двигателя с контактными кольцами позволяет увеличить пусковой момент вплоть до максимального значения и одновременно значительно снизить пусковой ток. Это является одной из главных причин, почему вместо

Рис. 10.22. Схема включения асинхронного двигателя с фазным ротором (контактными кольцами)

асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором применяются двигатели с фазным ротором.

Значение пускового тока можно найти из выражения (10.30), в которое следует подставить r_d и $s = 1$:

$$I_{2н} = \frac{E_{2к}}{\sqrt{(r_2 + r_d)^2 + x_2^2}}. \quad (10.60)$$

Соответствующим подбором значения r_d можно получить любое требуемое значение пускового тока ротора и, следовательно, пускового тока статора, так как

$$\bar{I}_{1н} = \bar{I}_0 + \bar{I}'_{2н}.$$

Влияние сопротивления r_d на значение пускового момента можно выяснить с помощью выражения (10.54), в которое необходимо подставить r'_d и $s = 1$:

$$M_n = \frac{3U_{1ф}^2 (r'_2 + r'_d)}{\omega_0 [(r'_2 + r'_d)^2 + x_k^2]}. \quad (10.61)$$

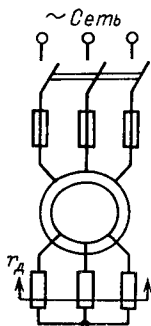
Из выражения (10.61) вытекает, что введение добавочного сопротивления r_d до определенных его значений вызывает увеличение пускового момента. Наибольшее значение M_n , равное M_{max} , будет, когда $r'_2 + r'_d = x_k$:

$$M_n = M_{max} = \frac{3U_{1ф}^2}{2\omega_0 x_k}.$$

Дальнейшее увеличение сопротивления r_d вызывает уменьшение пускового момента.

Уменьшение пускового момента до требуемого значения с помощью резисторов r_d используется в некоторых механизмах для выбора люфтов и устранения ударов при пуске механизма.

Определение r_d с помощью выражений (10.60) и (10.61) невозможно, так как в каталогах не даются значения x_2 и x_1 . Расчет пускового сопротивления r_d при заданном значении производят с использованием искусственной механической характеристики. Уравнение искусственной (реостатной) механической характеристики двигателя с добавочными резисторами в цепи ротора имеет тот же вид, что и уравнение естественной харак-



теристики, разница лишь в значении $s_{кр,и}$:

$$M_{и} = \frac{2 M_{max}}{\frac{s_{и}}{s_{кр,и}} + \frac{s_{кр,и}}{s_{и}}}. \quad (10.62)$$

Критическое скольжение равно:
для естественной характеристики

$$s_{кр} = r_2' / x_k; \quad (10.63)$$

для искусственной характеристики

$$s_{кр,и} = \frac{r_2' + r_d'}{x_k}. \quad (10.63a)$$

В уравнение искусственной механической характеристики вместо текущих значений M и s подставляют заданные значения пускового момента $M_{п}$ и $s = 1$:

$$M_{п} = \frac{2 M_{max}}{s_{кр,и}/1 + 1/s_{кр,и}}, \quad (10.64)$$

откуда определяют критическое скольжение $s_{кр,и}$, соответствующее искомому пусковому сопротивлению:

$$s_{кр,и} = \frac{M_{max}}{M_{п}} \pm \sqrt{\left(\frac{M_{max}}{M_{п}}\right)^2 - 1}. \quad (10.64a)$$

Затем из отношений критических скольжений естественной (10.63) и искусственной (10.63a) механических характеристик определяют искомую величину r_d :

$$\begin{aligned} \frac{s_{кр}}{s_{кр,и}} &= \frac{r_2'}{r_2' + r_d'} = \frac{r_2}{r_2 + r_d}; \\ r_d &= r_2 \left(\frac{s_{кр,и}}{s_{кр}} - 1 \right). \end{aligned} \quad (10.65)$$

Пусковой ток ротора, соответствующий заданному пусковому моменту, находят из выражения (10.59), в которое подставляют $M = M_{п}$ и $s = 1$:

$$I_{2п} = \sqrt{\frac{M_{п} \omega_0}{3(r_2 + r_d)}}. \quad (10.65a)$$

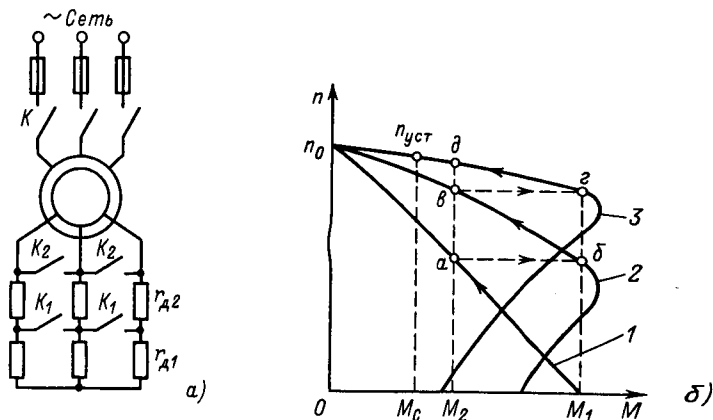


Рис. 10.23. Схема автоматического пуска асинхронного двигателя с контактными кольцами (а); механические характеристики двигателя при пуске (б)

Пример 10.1. Определить значение добавочного сопротивления, которое надо включить в цепь обмотки ротора, чтобы пусковой момент составил $0,9M_{\max}$.

Паспортные данные двигателя: $P_{\text{ном}} = 20 \text{ кВт}$, $n_{\text{ном}} = 1420 \text{ об/мин}$, $U_{\text{ном}} = 380/220 \text{ В}$, $\eta_{\text{ном}} = 87\%$, $M_{\max}/M_{\text{ном}} = 2,4$, $E_{2\kappa} = 193 \text{ В}$, $I_{2\text{ном}} = 68 \text{ А}$.

Решение. Значение r_d определяется из выражения (10.65):

$$r_d = r_2 \left(\frac{s_{\text{кр,и}}}{s_{\text{кр}}} - 1 \right).$$

Значения r_2 , $s_{\text{кр}}$, $s_{\text{кр,и}}$ в (10.65) определяются: r_2 — из (10.59а), $s_{\text{кр}}$ — из (10.58), $s_{\text{кр,и}}$ — из (10.64), в которых значения $s_{\text{ном}}$ — из (10.23), $M_{\max}$ — из (10.58а), $M_{\text{п}}$ — из (10.57).

После подстановки паспортных данных двигателя в указанные выше выражения получим: $s_{\text{ном}} = 0,053$, $M_{\max} = 324 \text{ Н·м}$, $s_{\text{кр}} = 0,242$, $s_{\text{кр,и}} = 1,57$, $r_2 = 0,087$, $r_d = 0,476 \text{ Ом}$.

В системах автоматического управления, где пуск осуществляется дистанционно, пусковое сопротивление r_d по мере разгона двигателя уменьшается не плавно, а ступенями с помощью релейно-контакторных аппаратов.

Перед пуском двигателя (рис. 10.23,а) контакты контакторов ¹ K_1 и K_2 разомкнуты и в цепь ротора включено пусковое сопротивление, равное сумме $r_{d1} + r_{d2}$, которому соответствует реостатная характеристика 1 (рис. 10.23,б).

¹ Описание устройства и принципа действия контактора дано в § 12.5.

После включения обмотки статора в сеть контактами контактора K ротор двигателя начинает разгоняться. Двигатель работает на характеристике 1. После достижения частоты вращения, соответствующей точке a , где двигатель развивает момент M_1 , контакты контактора K_1 автоматически замыкаются и выключают сопротивление $r_{д1}$. Вследствие этого двигатель начинает работать на механической характеристике 2, соответствующей сопротивлению $r_{д2}$. Двигатель разгоняется от частоты вращения, соответствующей точке b , до частоты вращения, соответствующей точке $в$. При достижении указанной частоты вращения автоматически замыкаются контакты контактора K_2 и двигатель начинает работать на естественной характеристике 3 в точке $г$ и разгоняется до установившейся частоты вращения $n_{уст}$, соответствующей моменту сил сопротивления M_c на его валу.

Легко показать, что отношение скольжений на естественной и искусственной (реостатной) механических характеристиках при одном и том же моменте, например M_2 (рис. 10.23, б), равно отношению сопротивлений цепи ротора:

$$s_{д}/s_{в} = s/s_{и} = r_2/(r_2 + r_{д}).$$

Действительно, приравняв правые части уравнений естественной (10.57) и искусственной (10.62) механических характеристик и сократив на $2M_{max}$, получим

$$s/s_{кр} + s_{кр}/s = s_{и}/s_{кр,и} + s_{кр,и}/s_{и},$$

откуда

$$s/s_{кр} = s_{и}/s_{кр,и}$$

или

$$s/s_{и} = s_{кр}/s_{кр,и} = r_2/(r_2 + r_{д}).$$

Это выражение часто используется при графоаналитическом расчете ступеней пускового реостата.

10.15. ДВИГАТЕЛИ С УЛУЧШЕННЫМИ ПУСКОВЫМИ СВОЙСТВАМИ

Для механизмов, имеющих тяжелые условия пуска, где по ряду причин желательно использовать асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором, применяются двигатели с улучшенными пусковыми свойствами: большим пусковым моментом и меньшим пусковым током, чем у двигателей общего назначения. Эти двигатели отличаются от двигателей нормально-го исполнения только устройством короткозамкнутой обмотки ротора. Одни из них снабжены двумя самостоятельными обмотками типа «беличьей клетки» (рис. 10.24, а), другие имеют более глубокие пазы ротора (рис. 10.24, б), в которые уклады-

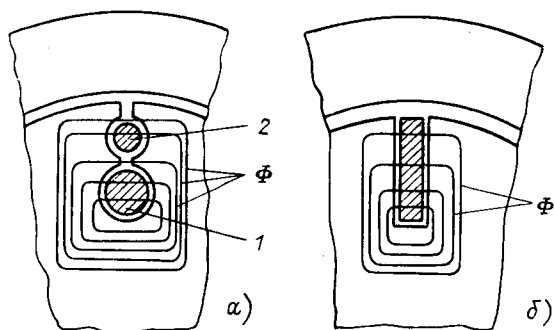


Рис. 10.24. Двигатель с улучшенными пусковыми свойствами: с двойной «беличьей клеткой» (а), с глубоким пазом (б)

вается короткозамкнутая обмотка, имеющая в отличие от обычной стержни с большим отношением высоты к ширине, третьи обладают повышенным сопротивлением стержней обмотки. Первые называются двигателями с двойной «беличьей клеткой», вторые – с глубоким пазом, третьи – с повышенным скольжением. Рассмотрим процессы, происходящие при пуске двигателя с двойной «беличьей клеткой».

Обмотка 1 (рис. 10.24, а) имеет меньшее сопротивление по сравнению с обмоткой 2, так как она большего диаметра и выполнена из материала с меньшим удельным сопротивлением (медь), чем вторая (латунь). Стержни обмотки 1 расположены в толще ферромагнитного сердечника ротора, стержни обмотки 2 – ближе к воздушному зазору. В результате этого при пуске магнитное поле, образованное токами обмоток, располагается примерно так, как показано на рис. 10.24.

Из рисунка следует, что магнитный поток, сцепленный с обмоткой 1, больше, чем магнитный поток, сцепленный с обмоткой 2, следовательно, индуктивность первой обмотки будет также больше.

В первый момент пуска ($s = 1$) индуктивное сопротивление обмоток будет иметь наибольшее значение, так как

$$x_s = 2\pi f_2 L = 2\pi f_1 s L = 2\pi f_1 L,$$

и токораспределение между обмотками будет определяться главным образом их индуктивными сопротивлениями. Поскольку индуктивное сопротивление первой обмотки значительно больше, чем второй, ток в ней, как следует из закона Ома для роторной цепи (10.29), будет значительно меньше по сравнению с током второй обмотки. Таким образом, основной

момент будет возникать в результате действия тока второй обмотки, имеющей значительное активное сопротивление. По мере разгона двигателя уменьшаются частота тока ротора и индуктивные сопротивления обеих обмоток, что вызывает перераспределение тока в обмотках: в первой обмотке ток увеличивается, во второй уменьшается. После окончания разгона частота тока ротора становится настолько малой (0,5—5 Гц), что индуктивное сопротивление обмоток оказывается намного меньше их активного сопротивления, вследствие чего весь ток ротора практически будет располагаться в первой обмотке, активное сопротивление которой значительно меньше, чем второй. Таким образом, роль рабочей выполняет первая обмотка, роль пусковой — вторая. Получается картина, подобная пуску двигателя с контактными кольцами и введенным в цепь ротора добавочным сопротивлением.

Аналогичная картина возникает и в обмотке ротора двигателя с глубоким пазом. Стержни обмотки ротора можно представить состоящими из ряда расположенных по высоте паза проводников. Проводники, лежащие в нижних слоях паза, охватываются большим магнитным потоком, чем проводники в верхних слоях. В результате индуктивность и индуктивное сопротивление нижних слоев оказывается больше, чем верхних. В первый момент пуска ($s = 1$) индуктивное сопротивление нижних слоев значительно больше сопротивления верхних и ток вытесняется в верхние слои стержня, что равносильно увеличению активного сопротивления обмотки ротора. По мере разгона двигателя уменьшается индуктивное сопротивление и происходит перераспределение тока по высоте стержня обмотки. После окончания пуска индуктивное сопротивление становится незначительным и ток равномерно распределяется по всему стержню, что равносильно уменьшению активного сопротивления обмотки ротора. Таким образом, при пуске двигателя автоматически изменяется активное сопротивление обмотки ротора; в начале пуска сопротивление значительно больше, чем после окончания пуска.

10.16. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

Для получения наибольшей производительности, точности обработки или иных показателей исполнительный орган производственного механизма должен вращаться или перемещаться поступательно с соответствующей этому оптимальному режиму скоростью. В связи с этим возникает необходимость принудительного регулирования скорости исполнительного органа в соответствии с технологическими требованиями. В недалеком прошлом регулирование скорости осуществлялось с помощью коробок скоростей, механических вариаторов и т. п.

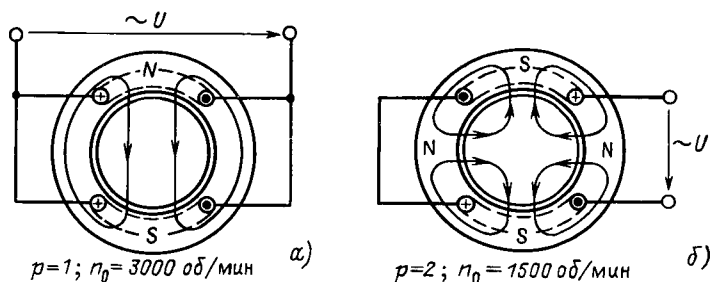


Рис. 10.25. Схема соединения обмотки статора двухскоростного асинхронного двигателя при двух (а) и четырех (б) полюсах

Перечисленные способы имеют ряд существенных недостатков, одним из которых является усложнение кинематики механизма, другим – ступенчатое регулирование и т. п. По этой причине в настоящее время стали широко использовать регулировочные свойства двигателя – регулирование скорости механизма путем изменения частоты вращения двигателя, что привело к значительному упрощению кинематики устройства и управления, удешевлению механизма, осуществлению плавного регулирования скорости.

Рассмотрим вначале возможные способы регулирования частоты вращения ротора асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Как известно, частота вращения ротора в нормальном режиме работы несколько меньше (на 2–8%) частоты вращения магнитного поля. Поэтому изменение частоты вращения магнитного поля вызывает изменение в той же степени и частоты вращения ротора двигателя.

Из выражения частоты вращения магнитного поля

$$n_0 = 60f_1/p$$

вытекают два наиболее распространенных способа регулирования частоты вращения: 1) изменением числа пар полюсов p ; 2) изменением частоты f_1 напряжения источника.

Регулирование изменением числа пар полюсов осуществляется изменением схемы соединения обмотки статора с помощью переключателя. Обмотка каждой фазы двухскоростного асинхронного двигателя состоит из нескольких частей, которые соединяются между собой параллельно или последовательно. В результате образуются разные числа пар полюсов. На рис. 10.25, а изображена обмотка одной фазы статора, имеющая две части, которые соединены между собой параллельно, на рис. 10.25, б – последовательно.

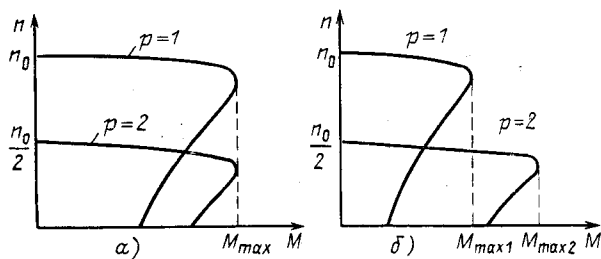


Рис. 10.26. Механические характеристики двухскоростного асинхронного двигателя с короткозамкнутой обмоткой ротора: с постоянным моментом M_{max} (а) и постоянной мощностью (б)

Рассмотрев картины магнитного поля, созданного током обмотки одной фазы статора для какого-то момента времени, легко убедиться, что на рис. 10.25, а обмотка образует $p = 1$, а на рис. 10.25, б — $p = 2$ пар полюсов. Обмотки статора двух других фаз, сдвинутые в пространстве на электрический угол в 120° , соединяются так же, как и первая. Результирующее магнитное поле, естественно, будет иметь столько же пар полюсов, сколько и поле, созданное одной фазой обмотки. Необходимо заметить, что никаких переключений обмотки ротора не производится: ток обмотки ротора всегда образует столько пар полюсов, сколько их создано обмоткой статора. Рассмотренный способ дает возможность получить только две скорости, отличающиеся по значению в 2 раза, что является его существенным недостатком.

Отечественная промышленность выпускает двухскоростные асинхронные двигатели со следующими частотами вращения магнитных полей: 3000/1500; 1500/750; 1000/500 об/мин и др. Механические характеристики двухскоростного двигателя изображены на рис. 10.26. Значения максимальных моментов будут равными (рис. 10.26, а), если равны магнитные потоки двигателя для первого и второго способов соединения обмоток, в противном случае (рис. 10.26, б) они не равны. Как следует из выражения

$$U_{1\phi} \approx E_{1\phi} = 4,44 w_1 f_1 \Phi k_{01},$$

магнитные потоки будут равными, если остается неизменным отношение $U_{1\phi}/f_1$ для первой и второй схем соединения обмоток.

Трехскоростные и четырехскоростные двигатели имеют по две независимые обмотки статора, одна из которых образует две скорости, а другая в трехскоростном двигателе — одну,

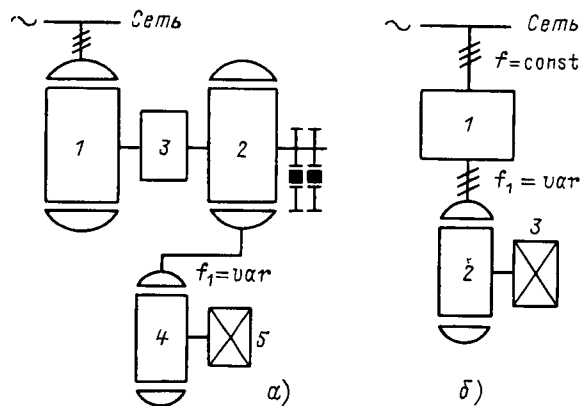


Рис. 10.27. Структурная схема частотного регулирования скорости асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором с машинным (а) и статическим (б) преобразователями частоты

в четырехскоростном двигателе — две скорости. Могут быть двигатели со следующими частотами вращения n_0 : трехскоростные — 1500/1000/750, 1000/750/500 об/мин; четырехскоростные — 3000/1500/1000/500, 1500/1000/750/500 об/мин.

Для регулирования частоты вращения ротора изменением частоты тока статора необходимо иметь отдельный источник или преобразователь энергии с регулируемой частотой. До последнего времени в качестве источника энергии использовались синхронные, асинхронные или индукционные генераторы. При этом установка (рис. 10.27, а) состояла из нескольких машин: приводного асинхронного или синхронного двигателя 1, работающего с постоянной частотой вращения синхронного генератора 2, механического или электрического регулятора скорости 3, асинхронного двигателя 4 и исполнительного механизма 5. Частота f_1 напряжения в обмотке статора синхронного генератора равна

$$f_1 = pn/60.$$

При изменении частоты вращения синхронного генератора изменяется частота f_1 и, следовательно, частота вращения ротора асинхронного короткозамкнутого двигателя 4 и исполнительного механизма 5. На рис. 10.28 изображены механические характеристики асинхронного двигателя при частотном регулировании скорости. Предполагается, что с изменением частоты в такой же степени изменяется и напряжение, а их отношение $U_{1\phi}/f_1$ остается постоянным. Такой способ позволяет получать

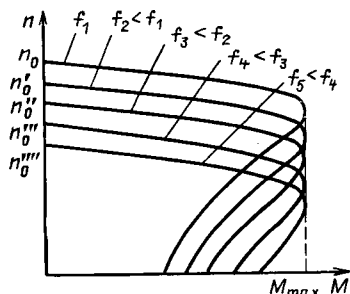


Рис. 10.28. Механические характеристики асинхронного двигателя при частотном регулировании скорости

широкий диапазон и плавное регулирование частоты вращения, однако он имеет плохие технико-экономические показате-

ли: низкий КПД, большие капитальные вложения и т. п., поэтому применяется редко.

В настоящее время разработаны статические преобразователи частоты на тиристорах, обладающих высокими технико-экономическими показателями. Структурная схема такой установки изображена на рис. 10.27, б. Здесь 1 — статический преобразователь, 2 — асинхронный двигатель, 3 — исполнительный механизм.

Существуют также другие, мало распространенные способы регулирования частоты вращения короткозамкнутого двигателя, например изменением напряжения на обмотке статора. В качестве регулятора используется индуктивное регулируемое сопротивление, включенное в цепь обмотки статора (например, силовой магнитный усилитель).

Регулирование частоты вращения ротора асинхронного двигателя с фазным ротором в большинстве случаев осуществляется путем введения в цепь обмотки ротора дополнительного сопротивления (см. рис. 10.23).

Как следует из (10.55) и (10.56), добавочное сопротивление в цепи обмотки ротора увеличивает критическое скольжение $s_{кр}$ и не влияет на значение максимального момента M_{max} . Искусственные (реостатные) характеристики двигателя рассчитывают с помощью уравнения (10.62).

На рис. 10.29 сплошными линиями изображены естественные и искусственные механические характеристики асинхронного двигателя для различных значений добавочных сопротивлений в цепи обмотки ротора. Из кривых следует, что при заданном моменте на валу M_c частота вращения ротора на каждой механической характеристике будет разной (n_1, n_2, n_3).

Для выбора регулировочного и пускового реостатов по нагреву необходимо знать значения токов в роторной цепи двигателя. Для определения тока используют тот факт, что ток ротора определяется моментом двигателя и не зависит от значения добавочного сопротивления в цепи обмотки ротора. На-

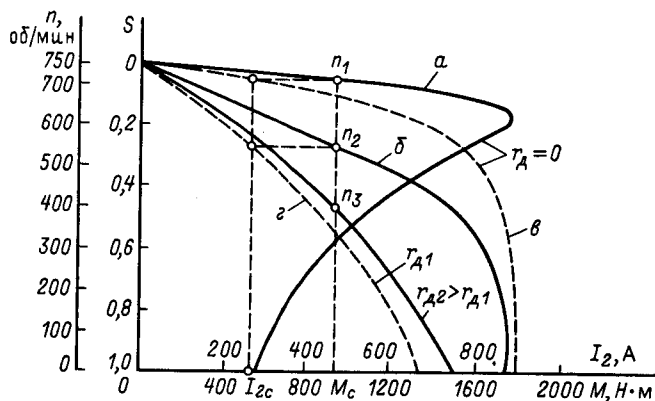


Рис. 10.29. Естественные и искусственные (реостатные) механические характеристики, а также зависимости тока ротора от скольжения асинхронного двигателя с контактными кольцами

пример, моменту M_c (рис. 10.29) на естественной и искусственной характеристиках соответствует один и тот же ток I_{2c} . Это положение можно доказать аналитически.

Момент, развиваемый двигателем, равен:
на естественной характеристике

$$M = \frac{3I_2^2 r_2}{\omega_0 s},$$

на искусственной характеристике

$$M_n = \frac{3I_{2n}^2 (r_2 + r_d)}{\omega_0 s_n}.$$

Допустим, что $M = M_n = M_c$. Тогда

$$\frac{3I_2^2 r_2}{\omega_0 s} = \frac{3I_{2n}^2 (r_2 + r_d)}{\omega_0 s_n},$$

или

$$\frac{I_2^2}{I_{2n}^2} = \frac{s}{s_n} \frac{(r_2 + r_d)}{r_2}.$$

Выразив s/s_n через сопротивления цепи ротора, получим

$$\frac{I_2^2}{I_{2n}^2} = \frac{r_2 (r_2 + r_d)}{(r_2 + r_d) r_2} = 1.$$

К недостаткам реостатного способа регулирования частоты вращения относятся значительные потери энергии в регулируемом реостате, малая жесткость механических характеристик: небольшое изменение момента на валу вызывает значительное изменение частоты вращения, а также невозможность получения плавного регулирования. Рассмотренный способ используется в системах, где работа на реостатных характеристиках непродолжительна.

Пример 10.2. Рассчитать и построить естественную и искусственную механические характеристики, а также зависимости тока ротора от скольжения асинхронного двигателя с фазным ротором при $r_d = 0,08$ Ом.

Паспортные данные двигателя: $P_{\text{ном}} = 60$ кВт, $n_{\text{ном}} = 720$ об/мин, $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = \lambda = 2,2$, $E_{2k} = 175$ В, $I_{2\text{ном}} = 216$ А.

Решение. Естественная и искусственная механические характеристики рассчитываются и затем строятся на основании уравнений (10.57) и (10.62):

$$M = \frac{2M_{\text{max}}}{s_{\text{кр}}/s + s/s_{\text{кр}}} \quad \text{и} \quad M_{\text{и}} = \frac{2M_{\text{max}}}{s_{\text{кр, в}}/s_{\text{и}} + s_{\text{и}}/s_{\text{кр, и}}}$$

Значения M_{max} , $s_{\text{кр}}$, $s_{\text{кр, и}}$ определяются из (10.58а), (10.58), (10.65), а r_2 , входящее в (10.65), — из (10.59а). После подстановки паспортных данных в указанные формулы получим $M_{\text{max}} = 1760$ Н·м, $s_{\text{кр}} = 0,166$, $s_{\text{кр, и}} = 0,88$, $r_2 = 0,0187$ Ом, $s_{\text{ном}} = 0,04$.

Подставляя значения s (например, 0,004; 0,1; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1) в уравнения (10.57) и (10.64), определяем соответствующие им значения M и $M_{\text{и}}$. Результаты расчета сводим в таблицу.

Механические характеристики $n(M)$, $s(M)$, построенные по результатам расчета, изображены на рис. 10.29 сплошными линиями (а — при $r = 0$, б — при $r_d = 0,08$ Ом).

Зависимость I_2 от s определяется из (10.59):

$$I_2 = \sqrt{\frac{M\omega_0 s}{3r_2}} \quad \text{при} \quad r_d = 0; \quad I_{2\text{и}} = \sqrt{\frac{M_{\text{и}}\omega_0 s_{\text{и}}}{3(r_2 + r_d)}} \quad \text{при} \quad r_d \neq 0.$$

Подставляя в (10.59) значения s , $s_{\text{и}}$ соответствующие им значения M и $M_{\text{и}}$ из упомянутой выше таблицы определяют I_2 и $I_{2\text{и}}$. Результаты расчета заносят в таблицу. На рис. 10.29 пунктирными линиями изображены построенные по результатам расчета графики I_2 и $I_{2\text{и}}$ (график а — для $r = 0$, график б — для $r_d = 0,08$ Ом).

Пример 10.3. Определить сопротивление, которое нужно включить в цепь ротора, чтобы двигатель вращался с частотой $n = 650$ об/мин и развивал момент $M = 200$ Н·м.

Паспортные данные двигателя: $P_{\text{ном}} = 22$ кВт, $U_{\text{ном}} = 380/220$ В, $n_{\text{ном}} = 723$ об/мин, $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = \lambda = 3$, $E_{2f} = 197$ В, $I_{2\text{ном}} = 70,5$ А.

Решение. Искомое значение r_d определяется из (10.65):

$$r_d = r_2 (s_{кр, и} / s_{кр} - 1).$$

Значения r_2 , $s_{кр}$, $s_{кр, и}$ определяются из (10.59а), (10.58) и (10.62), в котором $M_n = 200 \text{ Н} \cdot \text{м}$, M_{max} — из (10.58а), $s_n = (n_0 - n_n) / n_0$, где $n = 650 \text{ об/мин}$.

После подстановки в указанные формулы соответствующих значений паспортных данных двигателя получим: $r_2 = 0,0582 \text{ Ом}$, $s_{ном} = 0,036$, $M_{max} = 873 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $s_{кр} = 0,21$, $s_n = 0,133$, $s_{кр, и} = 1,15$, $r_d = 0,26 \text{ Ом}$.

10.17. ТОРМОЗНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ

Работа многих производственных механизмов состоит из трех этапов: пуска в ход, технологической операции и останова. После отключения двигателя останов (торможение) происходит под действием сил трения, при этом кинетическая энергия движущихся частей выделяется в виде теплоты в узлах трения механизма. В тех случаях, когда запас кинетической энергии велик, а силы трения малы, время торможения может составить десятки секунд и даже минут.

Сокращение времени торможения, особенно когда время торможения технологической операции мало и исчисляется минутами или секундами, может значительно повысить производительность механизма, так как при торможении обычно полезной работы не совершается. Поэтому для сокращения времени торможения раньше применялись механические тормоза.

Транспортные устройства (электровозы, лебедки, мостовые краны, экскаваторы, эскалаторы и др.) отличаются тем, что в них возникают условия, когда под действием сил тяжести они могут развивать недопустимо высокие скорости. Для поддержания скорости на заданном уровне в этих условиях раньше использовались рабочие механические тормоза, которые обычно состоят из неподвижных тормозных колодок, прижимающихся силами пружины или другими способами к тормозному диску или барабану; в результате трения между колодками и диском возникает тормозной момент. Механические тормоза имеют ряд существенных недостатков, главными из которых являются быстрый износ трущихся поверхностей, трудность регулирования силы трения, значительное место, занимаемое тормозом, и т. д. Оказывается, двигатель может выполнять функции механических тормозов, работая при этом в том или ином тормозном режиме.

В настоящее время широко используются тормозные свойства двигателя, что во многих случаях позволило отказаться от

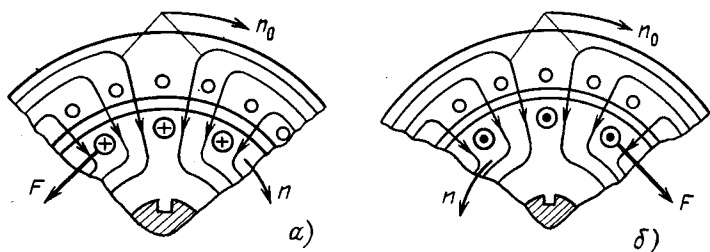


Рис. 10.30. К пояснению тормозных режимов работы асинхронного двигателя:

а — генераторный тормозной режим; *б* — режим противовключения

механических тормозов. Механические тормоза необходимы как запасные или аварийные, если откажет электрическое торможение, а также для удержания механизма в неподвижном состоянии.

Асинхронный двигатель может работать в следующих тормозных режимах:

- 1) генераторном с отдачей энергии в сеть;
- 2) противовключения;
- 3) динамического торможения и др.

Во всех тормозных режимах двигатель развивает момент, действующий в сторону, противоположную направлению вращения ротора, поэтому он называется тормозным моментом. Под действием этого момента в одних случаях происходит быстрый останов, в других — поддержание заданной скорости.

Генераторным тормозным режимом называется режим работы двигателя, когда под действием внешнего момента ротор двигателя вращается в том же направлении, что и магнитное поле, но с большей частотой вращения. Направление возникающей при этом ЭДС в обмотке ротора определяется по правилу правой руки и указано на рис. 10.30, *а*. Поскольку обмотка ротора замкнута, в ней возникает ток того же направления. В результате взаимодействия тока ротора с вращающимся магнитным полем создаются сила и момент, направленные в сторону, противоположную вращению ротора (рис. 10.30, *а*), что легко определить с помощью правила левой руки.

Тормозной режим противовключения возникает в том случае, когда под действием внешнего момента, приложенного к валу двигателя, ротор вращается в противоположную сторону относительно вращающегося магнитного поля. На рис. 10.30, *б* показаны направления ЭДС и тока ротора, а также направления действия силы и момента при тормозном режиме противовключения.

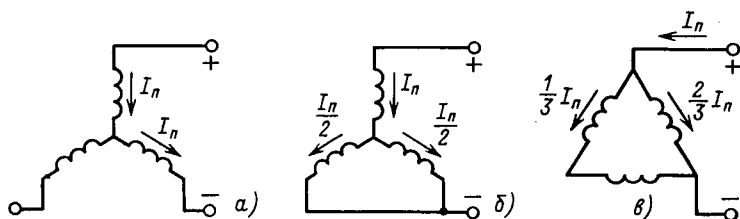


Рис. 10.31. Схемы соединения обмоток статора при динамическом торможении

Для получения режима динамического торможения обмотку статора отключают от сети трехфазного тока и подключают на время торможения к источнику энергии постоянного тока по одной из схем, изображенных на рис. 10.31, *а – в*. Постоянный ток создает неподвижное в пространстве магнитное поле, картина которого для схемы рис. 10.31, *а* двухполюсного двигателя изображена на рис. 10.32.

Если ротор вращается, например, по часовой стрелке, то его проводники пересекают неподвижное магнитное поле и в них возникает ЭДС, а следовательно, ток указанного на рис. 10.32 направления. В результате взаимодействия тока ротора с неподвижным магнитным полем возникают сила и момент, действующие на ротор в направлении, противоположном направлению вращения ротора.

Кроме рассмотренных тормозных режимов существуют и другие, например конденсаторное торможение. Конденсаторное торможение осуществляется по схеме, изображенной на рис. 10.33. После отключения от сети обмотка статора оказывается замкнутой на конденсаторы. Энергия магнитного поля двигателя и электрического поля конденсатора возбуждает в цепи трехфазный ток. Магнитное поле двигателя, образованное этим током, вращается в ту же сторону, что и ротор, но с меньшей частотой, чем ротор. В результате в обмотке ротора возникают ЭДС, ток и тормозной момент. Этот режим аналогичен генераторному тормозному режиму работы двигателя. По мере торможения энергия магнитного и электрического полей уменьшается, превращается в теплоту в обмотках и тормозной момент убывает.

Для анализа тормозных режимов воспользуемся уравнением механической характеристики двигателя

$$M = \frac{2M_{\max}}{s_{\text{кр}}/s + s/s_{\text{кр}}}$$

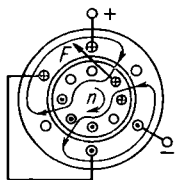


Рис. 10.32. К пояснению режима динамического торможения асинхронного двигателя

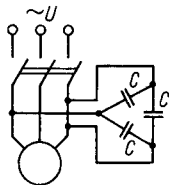


Рис. 10.33. Схема включения двигателя при конденсаторном торможении

В двигательном режиме скольжение изменяется в пределах от $s = 1$ до $s = 0$ и механические характеристики располагаются в квадранте *I* (графики 1 и 2 на рис. 10.34). Если в уравнение подставлять значения s больше единицы и меньше нуля, то механическая характеристика окажется соответственно в квадрантах *IV* и *II*. В квадранте *II* ротор вращается в сторону поля, но с большей частотой ($n > n_0$), в квадранте *IV* — против поля. Таким образом, участок механической характеристики, расположенный в квадранте *II*, соответствует генераторному тормозному режиму, в квадранте *IV* — тормозному режиму противовключения.

Возникновение тормозных режимов можно пояснить на примере простейшего устройства — лебедки. Барабан 2 лебедки (рис. 10.35), на котором уложен канат с подвешенным на конце грузом G , через систему зубчатых передач связан с валом двигателя 1.

Напомним вначале известное из механики положение. Допустим, что груз удерживается на каком-то расстоянии от земли механическим тормозом. Как поведет себя лебедка, если отключить тормоза, не включая двигатель. Груз будет опускаться, если момент, развиваемый грузом $M_{гр}$, окажется больше момента сил трения $M_{тр}$ во всех звеньях механизма. Система останется в покое, если момент сил трения окажется больше момента веса груза.

Рассмотрим, как будет вести себя лебедка, когда механические тормоза отключены и двигатель включен в сеть таким образом, что его магнитное поле вращается в сторону, соответствующую опусканию груза (рис. 10.35, а). В этом случае двигатель создаст момент, действующий согласно с моментом, развиваемым грузом, и начнет разгоняться, а груз опускаться. До какой частоты вращения разгонится двигатель?

При $M_{тр} > M_{гр}$ двигатель будет работать в двигательном режиме с частотой вращения, соответствующей точке а харак-

Мощность, отдаваемая двигателем в сеть,

$$P_1 = P_{\text{эм}} - \Delta P_1.$$

Тормозной режим противовключения возникает следующим образом.

Если после отключения тормозов включить двигатель в сеть так, чтобы его магнитное поле вращалось в сторону подъема груза (рис. 10.35, б), то груз будет подниматься, когда

$$M_{\text{п}} > M_{\text{гр}} + M_{\text{тр}},$$

где $M_{\text{п}}$ — начальный пусковой момент двигателя.

Если же

$$M_{\text{гр}} > M_{\text{п}} + M_{\text{тр}},$$

то ротор двигателя начнет вращаться в сторону спуска груза против поля и достигнет частоты, соответствующей точке в характеристике 2 (см. рис. 10.34), где $M_{\text{гр}} = M + M_{\text{тр}}$.

Таким образом, возникает тормозной режим противовключения. В этом режиме двигатель одновременно потребляет энергию из сети и с вала, и вся энергия выделяется в двигателе в виде теплоты. Мощность на валу двигателя

$$P_{\text{в}} = M(-\omega) = -M\omega.$$

Электромагнитная мощность

$$P_{\text{эм}} = M\omega_0$$

положительная, следовательно, как и в двигательном режиме, она передается вращающимся полем от статора к ротору.

Мощность, потребляемая двигателем из сети,

$$P = P_{\text{эм}} + \Delta P_1.$$

Мощность, выделяющаяся в роторе в виде теплоты,

$$\Delta P_2 = P_{\text{в}} + P_{\text{эм}}.$$

Быстрый останов двигателя и связанного с ним механизма может быть осуществлен по схеме, изображенной на рис. 10.36. Переключатель Π позволяет включать двигатель для вращения по часовой стрелке и против часовой стрелки. Если в положении a переключателя ротор вращается по часовой стрелке, то при положении b он вращается против часовой стрелки.

На рис. 10.37 изображены механические характеристики двигателя. Если в положении a переключателя механическая характеристика располагается в первом и четвертом квадрантах, то в положении b пере-

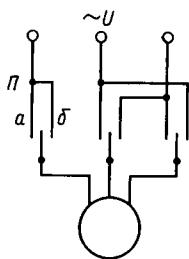


Рис. 10.36. Схема включения двигателя для осуществления торможения противовключением

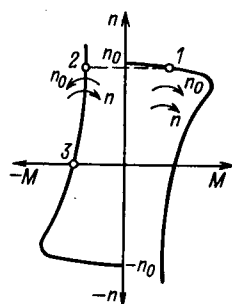


Рис. 10.37. Механические характеристики, поясняющие процесс торможения

ключателя характеристика будет располагаться во втором и третьем квадрантах. Предположим, что переключатель находится в положении *a* и двигатель разгоняется до установившейся частоты вращения, соответствующей точке 1 механической характеристики (рис. 10.37). После технологической операции переключатель переводят в положение *б*. При этом магнитное поле мгновенно изменит направление вращения, а ротор по инерции будет продолжать вращаться в ту же сторону. Двигатель окажется в режиме противовключения (в точке 2 механической характеристики). Под действием тормозного момента двигатель быстро остановится. В тот момент, когда ротор достигнет частоты вращения, равной нулю (точка 3), двигатель необходимо отключить от сети, в противном случае ротор разгонится в обратном направлении.

Методика расчета сопротивлений реостатов в цепи ротора, расчета и построения механических характеристик двигателя, работающего в тормозных режимах, такая же, как и для двигательного режима.

Расчет и построение механических характеристик двигателя, работающего в режиме динамического и конденсаторного торможений, выходит за пределы программы данного курса. Однако для ознакомления на рис. 10.34 приведены механические характеристики двигателя при динамическом и конденсаторном торможении (соответственно графики 3 и 4).

10.18. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Важными в энергетическом отношении характеристиками двигателя являются зависимость КПД η и коэффициента мощности $\cos \phi$ от нагрузки на его валу. КПД двигателя равен отношению мощности, отдаваемой двигателем с вала, P_v к мощ-

ности, потребляемой двигателем из сети, P_1 :

$$\eta = \frac{P_B}{P_1} = \frac{P_B}{P_B + \Delta P},$$

где ΔP — потери мощности в двигателе.

Как было показано в § 10.9,

$$\Delta P = \Delta P_{\text{обм1}} + \Delta P_{\text{обм2}} + \Delta P_{\text{ст1}} + \Delta P_{\text{ст2}} + \Delta P_{\text{мех}}.$$

Потери мощности в двигателе можно разделить на две части: часть

$$\Delta P_k = \Delta P_{\text{ст1}} + \Delta P_{\text{ст2}} + \Delta P_{\text{мех}}$$

почти не зависит от нагрузки и называется постоянными потерями, другая часть

$$\Delta P_v = \Delta P_{\text{обм1}} + \Delta P_{\text{обм2}}$$

зависит от нагрузки и называется переменными потерями.

Зависимость КПД от нагрузки изображена на рис. 10.38, где нагрузка дана в относительных единицах.

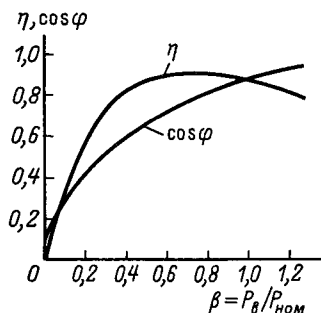
Как видно из графика, КПД в зоне нагрузок от 0,4 до 1,2 изменяется относительно мало, что является благоприятным в энергетическом отношении.

Коэффициент мощности двигателя равен отношению активной мощности, потребляемой двигателем из сети, к полной мощности:

$$\cos \varphi = P_1/S_1 = P_1/\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}. \quad (10.66)$$

Реактивная мощность Q складывается из мощности Q_r , обусловленной главным магнитным потоком, и мощности Q_p , обусловленной потоками рассеяния:

$$Q_r = I_0^2 x_0, \quad Q_p = I_1^2 x_1 + I_2^2 x_2,$$



где x_0 — индуктивное сопротивление, обусловленное главным магнитным потоком; x_1 , x_2 — индуктивные сопротивления, обусловленные потоками рассеяния обмоток статора и ротора.

Рис. 10.38. Зависимость η , $\cos \varphi$ от нагрузки асинхронного двигателя

Поскольку главный магнитный поток намного больше потоков рассеяния и почти не зависит от нагрузки, реактивная мощность, потребляемая двигателем из сети, мало зависит от нагрузки и, как следует из выражения (10.66), $\cos \varphi$ существенно изменяется при изменении нагрузки. На рис. 10.38 изображен график зависимости $\cos \varphi$ от нагрузки на валу двигателя. Из графика видно, что при малых нагрузках $\cos \varphi$ довольно низкий, что является в энергетическом отношении весьма невыгодным.

У двигателей средней мощности (1 – 100 кВт) при номинальной нагрузке КПД $\eta_{\text{ном}} = 0,7 \div 0,9$, $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,7 \div 0,9$; у двигателей большой мощности (больше 100 кВт) КПД $\eta_{\text{ном}} = 0,9 \div 0,94$, $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,8 \div 0,92$.

10.19. ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

В системах автоматического управления, бытовых приборах и промышленных устройствах находят применение однофазные асинхронные двигатели малой мощности. Для питания однофазных двигателей требуется однофазная сеть, имеющая два провода вместо трех проводов трехфазной сети, что дает в одних случаях экономическую выгоду, в других – удобство в эксплуатации. Однофазные двигатели применяются и в установках средней мощности (несколько десятков киловатт), где их использование целесообразно экономически (два провода вместо трех) и по условиям эксплуатации, например в транспортных устройствах шахт. Среди большого разнообразия однофазных двигателей наибольшее распространение получили двигатели с короткозамкнутой обмоткой ротора: ротор и его обмотка выполнены так же, как и у трехфазных двигателей. Статор таких двигателей бывает с явновыраженными полюсами и короткозамкнутым витком (рис. 10.39, а) – его далее будем называть двигателем А и с неявновыраженными полюсами и двумя обмотками (рис. 10.39, б), его далее будем называть двигателем Б.

Двигатели имеют рабочую 1 и пусковую 2 обмотки. Рабочая обмотка двигателя А (см. рис. 10.39, а) состоит из определенного числа витков изолированного провода и включается в сеть однофазного тока. Пусковая обмотка имеет всего один виток толстой проволоки, охватывающей часть сечения полюса.

Рабочая и пусковая обмотки двигателя Б (рис. 10.39, б) расположены в пазах, как и у трехфазных двигателей. Обмотки сдвинуты в пространстве на 90° . Рабочие обмотки 1 двигателей

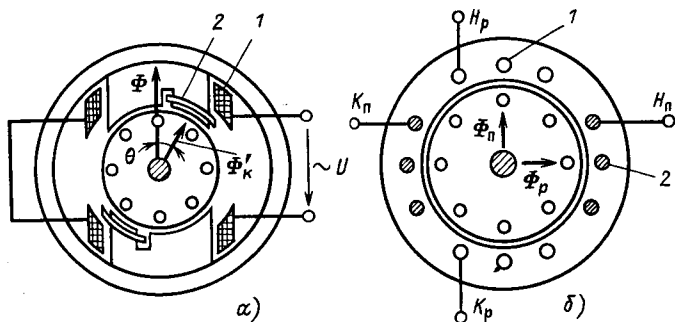


Рис. 10.39. Устройство однофазных асинхронных двигателей с короткозамкнутым витком (а) и с пусковой обмоткой (б)

А и Б включаются в сеть однофазного тока. Ток, возникающий в обмотках 1 двигателей, создает неподвижное в пространстве пульсирующее с частотой сети магнитное поле, которое наводит в обмотке ротора ЭДС и ток. Однако легко показать, используя правила правой и левой руки, что в результате взаимодействия тока ротора с магнитным полем возникают силы (рис. 10.40, а), результирующий момент которых относительно оси вращения оказывается равным нулю. Без дополнительных устройств двигателя не развивают момента и самостоятельно разогнаться не могут. Если же ротору внешним усилием придать небольшую скорость, он начнет развивать момент и разгонится самостоятельно до установившейся скорости, определяемой моментом нагрузки. Это объясняется тем, что в обмотке ротора вследствие того, что она пересекает магнитное поле, возникают еще одна ЭДС и ток и в результате взаимодействия этого тока с полем статора создается вращающий момент. Для выяснения характера зависимости $n = f(M)$ (механической характеристики двигателя) производят разложение пульсирующего магнитного потока на два вращающихся потока. Неподвижный в пространстве, изменяющийся во времени синусоидально магнитный поток эквивалентен двум одинаковым неизменным по значению и вращающимся в разные стороны с постоянной угловой частотой магнитным потокам (рис. 10.40, б), которые равны половине амплитудного значения неподвижного потока.

Докажем справедливость такой эквивалентности. Результирующий магнитный поток (см. рис. 10.40, б) равен геометрической сумме составляющих Φ и Φ_2 :

$$\bar{\Phi} = \bar{\Phi}_1 + \bar{\Phi}_2.$$

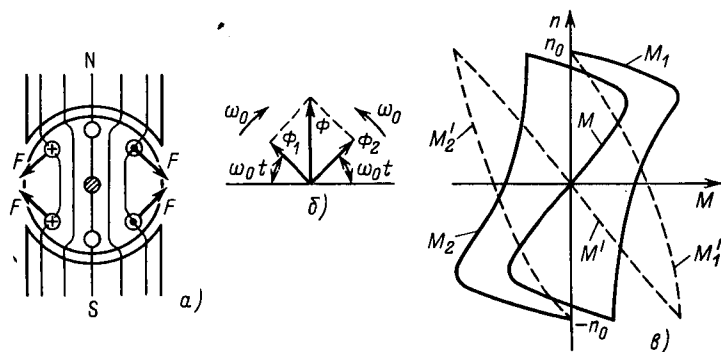


Рис. 10.40. К пояснению принципа действия однофазного двигателя (а) и (б); механические характеристики однофазного асинхронного двигателя (в)

Так как $\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi_m'/2$, то

$$\Phi = 2\Phi_1 \cos(90^\circ - \omega t) = 2\Phi_m'/2 \cos(90^\circ - \omega t) = \Phi_m \sin \omega t.$$

Разложив таким образом неподвижный в пространстве изменяющийся во времени по закону синуса магнитный поток Φ на два вращающихся в разные стороны с одинаковой угловой частотой потока, можно рассматривать однофазный двигатель как состоящий из двух трехфазных двигателей с одним валом. У одного из них поток Φ_1 вращается по часовой стрелке (прямое поле), у другого поток Φ_2 вращается против часовой стрелки (обратное поле). Каждый из двигателей развивает момент, действующий в сторону вращения магнитного поля, и имеет механическую характеристику, как и двигатель трехфазного тока (рис. 10.40, в). Результирующий момент, создаваемый двигателем, будет равен сумме моментов:

$$M = M_1 + M_2.$$

Из рис. 10.40, в видно, что при $n = 0$ момент $M = 0$. Для создания начального момента и улучшения механической характеристики двигатель А снабжен короткозамкнутым витком 2 (см. рис. 10.39, а), а в цепь пусковой обмотки 2 двигателя Б (см. рис. 10.39, б) последовательно включается конденсатор С (рис. 10.41, а). По этой причине такие однофазные двигатели называют конденсаторными. Короткозамкнутый виток двигателя А и пусковая обмотка конденсаторного двигателя Б создают дополнительные магнитные потоки.

На рис. 10.41, б изображена векторная диаграмма для двигателя А, а на рис. 10.41, в — для конденсаторного двигателя Б.

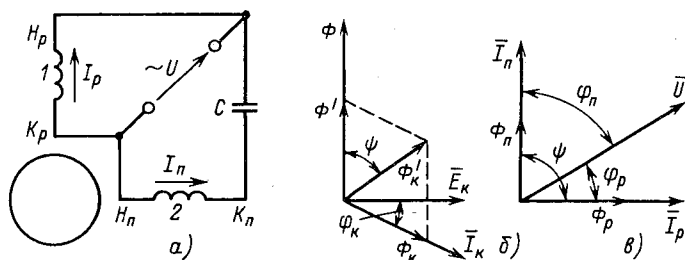


Рис. 10.41. Схема включения однофазного конденсаторного асинхронного двигателя (а); векторные диаграммы, поясняющие принцип действия однофазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым витком (б) и конденсаторного (в)

Часть главного магнитного потока Φ' , сцепленная с короткозамкнутым витком, наводит в нем ЭДС E_k . Эта ЭДС вызывает в витке ток I_k , отстающий по фазе от ЭДС E_k на угол φ_k . Ток в свою очередь создает магнитный поток Φ_k . Результирующий поток Φ_k' , равный геометрической сумме потоков Φ_k и Φ' , отстает по фазе от главного потока на угол ψ .

Емкость конденсатора, включенного последовательно с пусковой обмоткой двигателя (Б), подбирают такого значения, при котором его емкостное сопротивление больше индуктивного сопротивления пусковой обмотки. В результате ток в пусковой обмотке будет опережать по фазе напряжение на угол φ_n , а в рабочей обмотке отставать от него на угол φ_p . Каждый из токов создаст магнитный поток, сдвиг по фазе между которыми составит

$$\psi = \varphi_n + \varphi_p.$$

В двигателе А с короткозамкнутым витком дополнительный поток Φ_k сдвинут в пространстве на угол θ (см. рис. 10.39, а) и по фазе на угол ψ (см. рис. 10.41, б). В конденсаторном двигателе Б поток Φ_n сдвинут в пространстве на угол 90° и по фазе на угол ψ (см. рис. 10.41, в). Основной и дополнительный магнитные потоки создают результирующий поток, который вращается, так же как в трехфазном двигателе, с постоянной частотой, но амплитуда его магнитной индукции в отличие от трехфазного двигателя не остается постоянной. В результате принцип действия однофазного двигателя можно объяснить так же, как и трехфазного двигателя.

Возникновение вращающегося магнитного поля покажем, например, для конденсаторного двигателя Б. Допустим, что индуктивность рабочей и пусковой обмоток и емкость конденсатора подобраны такими, что ток рабочей обмотки отстает, а ток пусковой обмотки опере-

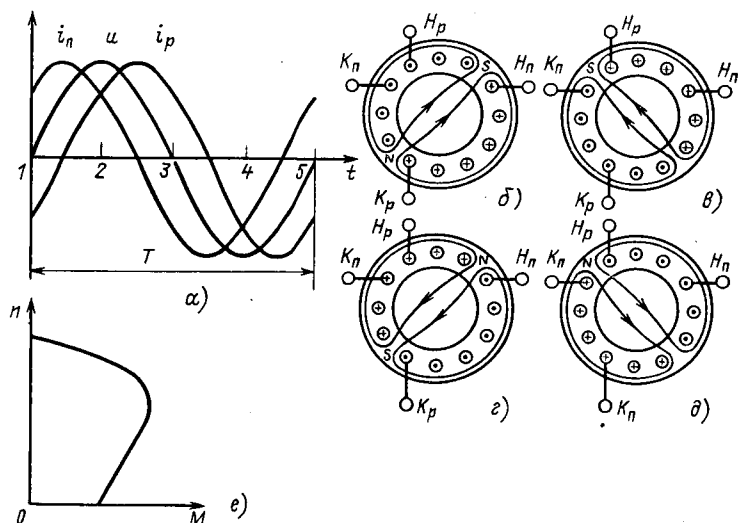


Рис. 10.42. К пояснению образования вращающегося магнитного поля однофазного конденсаторного двигателя (а–д) и механические характеристики однофазного двигателя (е)

жает по фазе напряжение на угол 45° . График мгновенных значений токов обмоток при этом будет иметь вид, изображенный на рис. 10.42, а. Картины результирующего магнитного поля двигателя для моментов времени периода переменного тока, отмеченных точками 1–4 (рис. 10.42, а), изображены соответственно на рис. 10.42, б–д. Картина магнитного поля в конце периода (точка 5) будет такой же, как и в начале периода (точка 1).

Сравнивая картины результирующего магнитного поля для различных моментов времени периода переменного тока, легко убедиться в том, что результирующее магнитное поле двухполюсного конденсаторного двигателя вращается и за один период переменного тока совершает один оборот.

Примерный вид механической характеристики однофазного конденсаторного двигателя изображен на рис. 10.42, е.

В системах автоматики применяются однофазные двигатели малой мощности (несколько единиц и десятков ватт) с повышенным сопротивлением короткозамкнутой обмотки ротора. Эти двигатели имеют две обмотки статора и устроены так же, как и конденсаторные однофазные двигатели, но отличаются тем, что их обмотка ротора имеет значительно большее сопротивление. В отличие от однофазного эти двигатели обладают тем свойством, что при включении лишь одной обмотки стато-

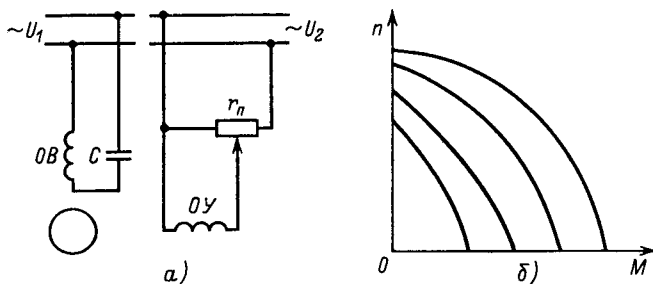


Рис. 10.43. Схема включения однофазного конденсаторного двигателя для регулирования частоты вращения (а) и его регулировочные механические характеристики (б)

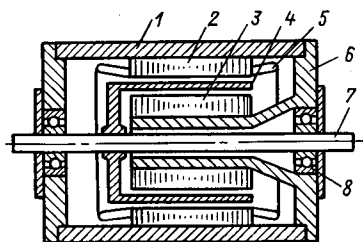


Рис. 10.44. Однофазный асинхронный двигатель с полым ротором

ра ротор не может разогнаться самостоятельно даже в том случае, когда ему сообщена начальная скорость.

Сопротивление обмотки ротора подбирают такой величины, при которой критическое скольжение составляет 1,5–2, в результате чего при одной включенной обмотке составляющие моменты M'_1 и M'_2 имеют вид, изображенный пунктирными линиями на рис. 10.40, в.

Результирующий момент M' , равный сумме составляющих моментов, как видно из рис. 10.40, в, при любой скорости будет тормозным.

Когда же включены обе обмотки, например, по схеме, изображенной на рис. 10.43, а, двигатель работает так же, как конденсаторный, и развивает движущий момент.

Указанные двигатели хороши тем, что позволяют регулировать путем изменения амплитуды или фазы напряжения на одной из обмоток, частоту вращения ротора в значительном диапазоне. На рис. 10.43, а изображена одна из возможных схем включения, а на рис. 10.43, б — механические характеристики такого двигателя. Обмотка возбуждения ОВ через конденсатор С подключена к сети с напряжением U_1 , обмотка управления ОУ через потенциометр r_n — к сети с напряжением U_2 . Напряжения могут быть одинаковыми или различными по значению. Регулирование частоты вращения осуществляется изменением напряжения на обмотке ОУ с помощью потенциометра r_n .

Остановимся кратко на двигателях с полым ротором (рис. 10.44). Они могут быть однофазными, двухфазными и трехфазными. Статор и обмотка статора таких двигателей выполняются соответственно как в трехфазных или однофазных двигателях, ротор же представляет собой полый цилиндр, изготовленный из латуни, меди или алюминия и расположен в зазоре сердечника статора. Двигатель состоит из корпуса 1, внешнего 2 и внутреннего 3 сердечников статора, между которыми расположен полый ротор 4, обмотки статора 5, подшипниковых щитов 6, вала 7 и подшипников 8. Принцип действия и характеристики подобных двигателей аналогичны принципам действия и характеристикам двигателей с короткозамкнутым ротором. Главное их отличие — малая инерционность ротора, что очень важно в системах, быстро реагирующих на вводимый сигнал.

10.20. АСИНХРОННЫЙ ТАХОГЕНЕРАТОР

Тахогенератор — электрическая машина, преобразующая частоту вращения в электрический сигнал. Зависимость напряжения на выходе тахогенератора от частоты вращения называется выходной характеристикой. В идеальном случае эта зависимость прямая. Тахогенераторы используются для измерения частоты вращения, выработки ускоряющих и замедляющих сигналов, для операции дифференцирования.

Тахогенератор устроен так же, как однофазный асинхронный двигатель с полым немагнитным ротором (рис. 10.44 и 10.45). В пазах статора уложены две сдвинутые в пространстве на 90° обмотки: возбуждения $ОВ$ (1) и выходная генераторная $ОГ$ (2). Схема включения тахогенератора изображена на рис. 10.46.

Ток обмотки возбуждения, включенной в сеть переменного тока с напряжением U_v , создает неподвижный в пространстве пульсирующий с частотой сети магнитный поток Φ_v . Этот поток пронизывает тело полого немагнитного ротора и генераторную обмотку. При неподвижном полом роторе ЭДС в генераторной обмотке не возникает в силу того, что магнитный поток расположен перпендикулярно этой обмотке. Ток, возникающий в полом роторе, создает магнитный поток, направленный против потока возбуждения, уменьшает его значение, но не изменяет его положения. Это происходит потому, что из-за большого немагнитного зазора (два воздушных промежутка и стенка немагнитного ротора) индуктивное сопротивление полого ротора невелико и поэтому ток в полом роторе совпадает по фазе с ЭДС.

Когда же полый ротор вращается, в результате пересечения им магнитного потока возбуждения Φ_v в нем возникает ЭДС вращения, направление ее для какого-то момента времени ука-

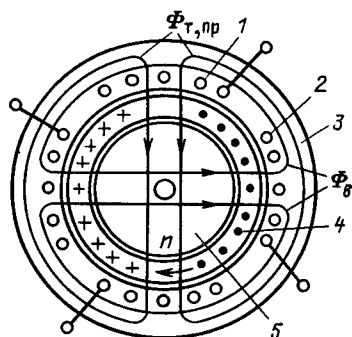
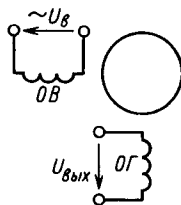


Рис. 10.46. Схема включения асинхронного тахогенератора

Рис. 10.45. Асинхронный тахогенератор:

1 — обмотка возбуждения; 2 — генераторная обмотка; 3 — сердечник статора; 4 — полый немагнитный ротор; 5 — внутренний сердечник статора



зано на рис. 10.45 точками и крестиками. ЭДС вращения вызывает ток в полюс роторе, а последний создает магнитный поток $\Phi_{г,пр}$, который, как это указано на рис. 10.45, совпадает с осью генераторной обмотки. В результате в генераторной обмотке от этого потока возникают ЭДС, пропорциональная окружной скорости, т. е. частоте вращения ($e = Blv$), ток, пропорциональный ЭДС и магнитный поток, пропорциональный току (магнитная система не насыщена). Таким образом, ЭДС, возникающая в генераторной обмотке, пропорциональна частоте вращения полюс ротора тахогенератора.

10.21. СЕЛЬСИНЫ

Асинхронные машины широко используются не только в качестве двигателей, но и в качестве регуляторов напряжения, фазовращателей, тахогенераторов и устройств синхронной связи.

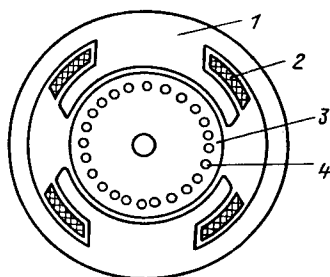
В силовых электроприводах, системах управления электроприводами, системах автоматики возникает необходимость согласованного вращения или поворота на заданный угол двух или нескольких не связанных между собой механически валов механизмов или осей.

В системах синхронного вращения тех или иных производственных механизмов используются обычные трехфазные асинхронные двигатели с фазным ротором.

В системах дистанционной передачи угловых перемещений могут быть использованы или обычные трехфазные асинхронные двигатели с контактными кольцами малой мощности, или сельсины. Сельсины устроены примерно так же, как и трех-

Рис. 10.47. Однофазный сельсин с явновыраженными полюсами и контактными кольцами:

1 — статор; 2 — обмотка возбуждения; 3 — ротор; 4 — трехфазная обмотка синхронизации



фазные двигатели. Статор имеет однофазную обмотку, называемую обмоткой возбуждения, а ротор — трехфазную обмотку, называемую обмоткой синхронизации, выполненную так же, как и у асинхронного двигателя с фазным ротором, или, наоборот, ротор имеет однофазную, а статор — трехфазную обмотку. Такие сельсины называются однофазными.

Обмотки возбуждения могут быть сосредоточенными или распределенными. Сельсины бывают с контактными кольцами и бесконтактными. Контактные кольца и щетки из-за их невысокой надежности и возникновения трения между ними снижают надежность и точность системы регулирования, особенно в индикаторном режиме работы. В системах синхронного вращения или дистанционной передачи угла участвуют две или более машины. Одна из них является датчиком, задающим частоту вращения или угол поворота, остальные — приемниками. В системах синхронного вращения приемники должны вращаться со скоростью датчика, в системах индикаторных — поворачиваться на тот же угол, что и датчики.

В системах дистанционной передачи угловых перемещений различают два режима работы сельсинов: индикаторный и трансформаторный. Индикаторный режим имеет место в тех случаях, когда на валу сельсина-приемника отсутствует тормозной момент, например на его валу укреплен указательная стрелка. Когда на валу сельсина-приемника значительный момент, который он не в состоянии преодолеть, система выполняется так, что сельсин дает только сигнал управления, а механизм приводится в действие от отдельного двигателя. Сельсин-приемник в этом случае управляет двигателем механизма так, что двигатель поворачивает механизм на угол, заданный сельсином-датчиком.

На рис. 10.47 изображено устройство однофазного сельсина с явновыраженными полюсами с контактными кольцами, на рис. 10.48 — бесконтактного сельсина.

Обмотка возбуждения 2 контактного сельсина однофазная неподвижная, обмотка ротора 4 трехфазная, соединена звездой,

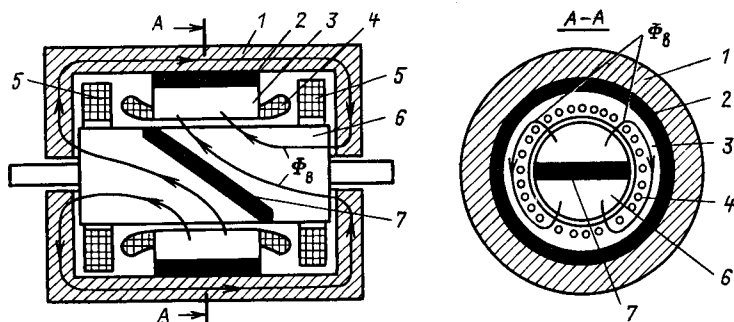


Рис. 10.48. Бесконтактный сельсин:

1 — магнитопровод потока возбуждения; 2 — немагнитный цилиндр; 3 — сердечник статора; 4 — трехфазная обмотка синхронизации; 5 — обмотка возбуждения; 6 — сердечник ротора; 7 — немагнитная прокладка

три конца обмотки припаяны к контактным кольцам, установленным на оси ротора. Однофазная обмотка возбуждения 5 бесконтактного сельсина также неподвижна, но магнитный поток возбуждения, создаваемый ею, поворачивается при повороте ротора. Трехфазная обмотка ротора 4 бесконтактного сельсина, уложенная в пазах статора, неподвижна.

Принцип действия сельсина с контактными кольцами (см. рис. 10.47) состоит в следующем. Ток обмотки возбуждения, подключенной к сети переменного напряжения U , создает неподвижный в пространстве пульсирующий с частотой сети магнитный поток $\Phi_{\text{в}}$. Магнитный поток пронизывает трехфазную обмотку и наводит в каждой ее фазе переменную ЭДС той же частоты, что и в обмотке возбуждения. Значение ЭДС обмотки каждой фазы зависит от взаимного расположения трехфазной обмотки относительно магнитного потока $\Phi_{\text{в}}$ однофазной.

Допустим, трехфазная обмотка расположена так, как это изображено на рис. 10.49, а. В этом случае обмотка фазы АХ будет пронизываться всем потоком возбуждения и в ней возникнет наибольшая ЭДС, обмотки ВУ и СЗ, как это видно из рис. 10.49, а, б, пронизываются меньшим потоком и в них возникнет ЭДС меньшая, чем в фазе АХ. Если повернуть ротор сельсина на угол α , то изменится взаимное расположение трехфазной и однофазной обмоток и, естественно, изменятся значения ЭДС, наводимых в обмотках фаз. Например, если повернуть ротор на 90° , то магнитный поток, сцепленный с обмоткой фазы АХ, будет равен нулю и ЭДС в ней возникать не будет. Легко показать, что, если при $\alpha = 0$ обмотки расположены, как на рис. 10.49, а, то при повороте на угол α ЭДС каждой фазы

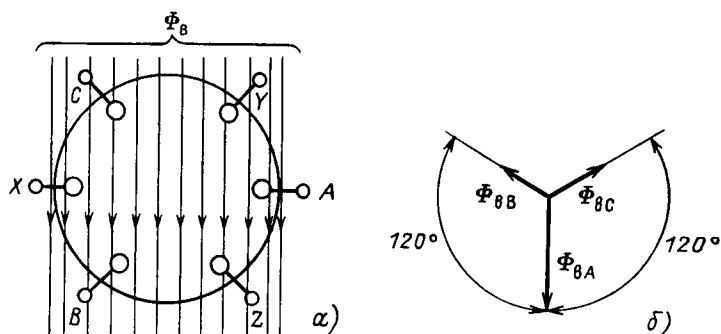


Рис. 10.49. К пояснению принципа действия сельсина

будут иметь следующие выражения:

$$\begin{aligned} E_A &= E \cos \alpha; \\ E_B &= E \cos(\alpha + 120^\circ); \\ E_C &= E \cos(\alpha + 240^\circ), \end{aligned}$$

где E — действующее значение ЭДС, возникающее в фазе обмотки $AХ$ при $\alpha = 0$.

Таким образом, значения ЭДС фаз трехфазной обмотки однофазного сельсина зависят от угла α , во времени же они совпадают по фазе.

Принцип действия бесконтактного сельсина ничем не отличается от контактного. Разница лишь в том, что в контактном сельсине поворачивается ротор с трехфазной обмоткой относительно неподвижного потока возбуждения, в бесконтактном поворачивается ротор с потоком возбуждения относительно неподвижной трехфазной обмотки статора.

В трехфазных сельсинах, где обмотка возбуждения трехфазная и подключена к трехфазной сети, действует вращающееся магнитное поле с неизменной амплитудой и значения ЭДС в фазах синхронизирующей обмотки не зависят от угла поворота, изменяются лишь фазы ЭДС во времени.

Схема соединения сельсина-датчика и сельсина-приемника для дистанционной передачи угла поворота изображена на рис. 10.50. До поворота ротора с сельсина-датчика ЭДС в каждой фазе трехфазных обмоток сельсина-датчика и сельсина-приемника совпадали по фазе и ток в их обмотках отсутствовал:

$$\bar{E}_{Ad} - \bar{E}_{Ap} = 0.$$

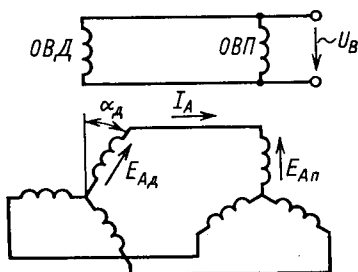


Рис. 10.50. Схема включения сельсинов для дистанционной передачи угла поворота

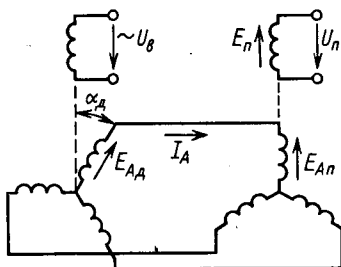


Рис. 10.51. Схема включения сельсинов, работающих в трансформаторном режиме

При повороте датчика на угол $\alpha_{\text{в}}$ в каждой фазе появится ток, так как ЭДС фаз не совпадают по фазе, например в фазе *A*

$$I_A = \frac{|\bar{E}_{\text{Ад}} - \bar{E}_{\text{Ап}}|}{z_{\text{д}} + z_{\text{п}}}$$

Ток взаимодействует с магнитным потоком возбуждения соответствующего сельсина, в результате чего возникает момент, который стремится повернуть ротор сельсина-приемника на тот же угол, на который повернут датчик, момент же, действующий на ротор датчика, стремится повернуть его в исходное положение, когда $\alpha_{\text{д}} = 0$. Датчик удерживается внешней силой в положении $\alpha_{\text{д}}$, приемник поворачивается на угол $\alpha_{\text{п}}$. Точность отработки угла $\alpha_{\text{п}}$ зависит от момента сил сопротивления на валу приемника.

Если $M_{\text{с}} = 0$, то $\alpha_{\text{п}} = \alpha_{\text{д}}$, если $M_{\text{с}} \neq 0$, то $\alpha_{\text{п}} < \alpha_{\text{д}}$. Трансформаторный режим работы сельсинов осуществляется по схеме, изображенной на рис. 10.51. В этом режиме работы в однофазной обмотке сельсина приемника возникает ЭДС, пропорциональная углу поворота сельсина-датчика.

Когда угол поворота сельсина-датчика $\alpha_{\text{д}} = 0$, токи в фазах имеют такое значение, что ось создаваемого ими результирующего магнитного поля и в сельсине-датчике, и в сельсине-приемнике совпадает с осями соответственно ОВД и ОВП. В результате в обмотке ОВП сельсина приемника возникает наибольшая ЭДС, равная примерно напряжению обмотки ОВД. При угле $\alpha_{\text{д}} \neq 0$ значения токов в фазах обмоток будут иными и ось создаваемого ими магнитного поля не будет совпадать с осью ОВП и в ней возникнет ЭДС меньшего значения, чем при $\alpha_{\text{д}} = 0$. Когда угол $\alpha_{\text{д}} = 90^\circ$, ось результирующего магнитного поля будет перпендикулярна оси обмотки ОВП

сельсина-приемника и ЭДС в ней окажется равной нулю. В системах автоматического управления удобнее, чтобы при согласованном положении роторов датчика и приемника был нулевой сигнал. Для этого при согласованном положении оси сельсинов расположены под углом 90° и угол поворота ротора датчика α_d отсчитывается от этого положения. Напряжение на выходе сельсина приемника в этом случае имеет выражение

$$U_{\text{вых}} \approx E \sin \alpha_d.$$

10.22. ВРАЩАЮЩИЙСЯ ТРАНСФОРМАТОР

Вращающийся (поворотный) трансформатор — электрическая машина — по устройству подобен асинхронному двигателю с контактными кольцами, предназначен для преобразования угла поворота его ротора в напряжение, пропорциональное некоторой функции этого угла. Вращающиеся трансформаторы подразделяются на синусные, напряжение на выходе которых пропорционально синусу или косинусу угла поворота ротора; линейные, где напряжение на выходе пропорционально углу поворота, и на трансформаторы-построители, напряжение которых пропорционально корню квадратному из суммы квадратов напряжений на входах:

$$U_{\text{вых}} = C \sqrt{U_{1\text{вх}}^2 + U_{2\text{вх}}^2}.$$

Для получения указанных выше зависимостей выходного напряжения от угла поворота может быть использована одна и та же машина с двумя обмотками на статоре и двумя на роторе при соответствующих схемах их включения. Вращающиеся трансформаторы применяются в системах автоматического управления, в устройствах вычислительной техники для решения геометрических и тригонометрических задач и т. д.

В пазах сердечника статора (рис. 10.52) уложены две сдвинутые на 90° обмотки B и K , в пазах ротора также уложены две сдвинутые на 90° обмотки C и S . Концы обмоток ротора соединены так, как изображено на рис. 10.52, и имеют три вывода, которые припаяны к трем контактными кольцам, установленным на оси ротора.

Рассмотрим синусно-косинусный режим работы вращающегося трансформатора. В этом случае на обмотку возбуждения B подается переменное напряжение $U_{\text{вх}}$. Напряжение вызывает ток в обмотке, а последний — переменный магнитный поток Φ_m , пронизывающий обмотки ротора C и S . Продольные составляющие потоков обмоток C и S , обуславливающие ЭДС, возникающую в них, как это следует из векторной диаграммы (рис. 10.52, соответственно равны

$$\Phi_{mS} = \Phi_m \cos \alpha, \quad \Phi_{mC} = \Phi_m \sin \alpha.$$

Следовательно, если для обмотки возбуждения справедливо выражение

$$U_{\text{вх}} \approx E_{\text{вх}} = 4,44 w_B f \Phi_m,$$

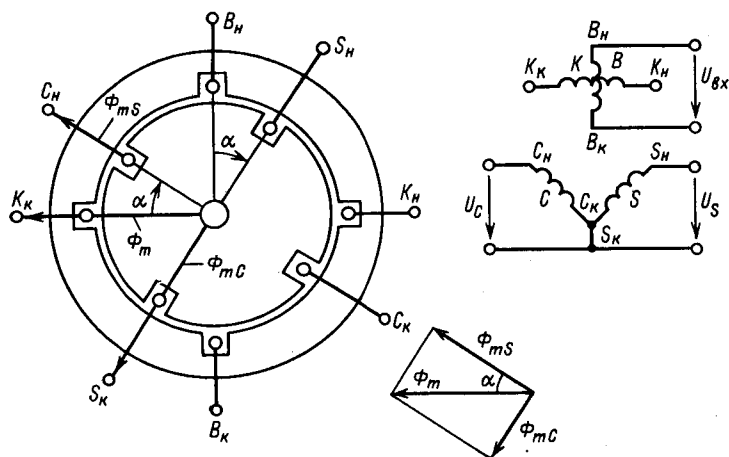


Рис. 10.52. К пояснению устройства и принципа действия поворотного трансформатора

то для обмоток C и S

$$U_S \approx E_S = 4,44 w_S f \Phi_m \cos \alpha = E_{mS} \cos \alpha;$$

$$U_C \approx E_C = 4,44 w_C f \Phi_m \sin \alpha = E_{mC} \sin \alpha.$$

Все это справедливо при холостом ходе, когда к обмоткам C и S не подключены потребители и ток в обмотках равен нулю. В действительности нагрузка существует, в обмотках действует ток, который создает магнитный поток, существенно искажающий закон изменения выходных напряжений. Компенсация этих потоков осуществляется с помощью компенсационной обмотки, которая замыкается в одних случаях накоротко, в других — на какое-то сопротивление.

10.23. ПОНЯТИЕ О ЛИНЕЙНОМ ТРЕХФАЗНОМ АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ

Для линейных перемещений элементов производственных механизмов находят применение линейные двигатели, в том числе и линейные трехфазные асинхронные двигатели. Принцип действия линейных трехфазных двигателей основан на явлении возникновения бегущего магнитного поля, создаваемого током неподвижной трехфазной обмотки. В трехфазном двигателе с вращающимся ротором магнитное поле Φ вращается с постоянной частотой вращения n_0 , в линейном трехфазном двигателе магнитное поле Φ (рис. 10.53, б) перемещается с постоянной скоростью v_0 .

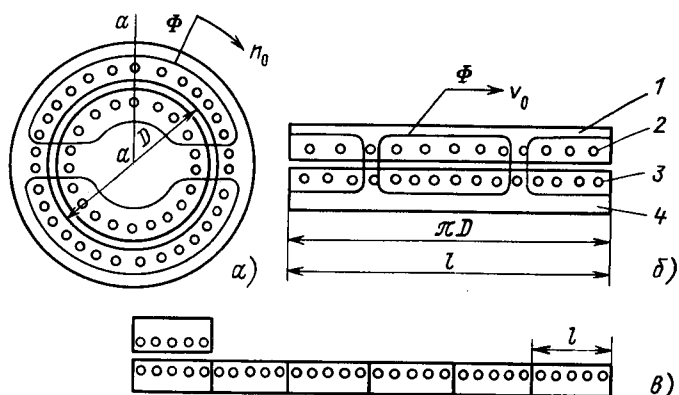


Рис. 10.53. Трехфазный асинхронный двигатель (а), элемент линейного трехфазного двигателя (б), линейный трехфазный двигатель (в)

Устройство одного элемента линейного асинхронного трехфазного двигателя можно наглядно представить, если мысленно разрезать двигатель с вращающимся ротором плоскостью aa , проходящей через ось вращения (рис. 10.53, а), и развернуть его на горизонтальную плоскость (рис. 10.53, б). В линейном двигателе (рис. 10.53, б): 4 – неподвижный сердечник статора, 3 – обмотка статора, 2 – короткозамкнутая обмотка ротора, 1 – сердечник ротора. Скорость перемещающего магнитного поля, м/мин,

$$v_0 = \pi D n_0 = l \cdot 60 f / p,$$

где l – длина элемента линейного двигателя.

В зависимости от требуемого пути перемещения подвижного ротора статор линейного двигателя (рис. 10.53, в) состоит из пристыкованных один к другому нескольких элементарных двигателей, изображенных на рис. 10.53, б, ротор же имеет длину одного элементарного двигателя. Ротор двигателя перемещается по направляющим так, что воздушный зазор между статором и ротором сохраняется неизменным.

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

11.1. НАЗНАЧЕНИЕ И УСТРОЙСТВО СИНХРОННЫХ МАШИН

Синхронные машины используются в качестве генераторов, двигателей и синхронных компенсаторов. Устанавливаемые на тепловых электростанциях генераторы приводятся во вращение паровыми турбинами и называются турбогенераторами. Синхронные генераторы гидроэлектростанций вращаются с помощью гидротурбин и носят название гидрогенераторов. Кроме электростанций синхронные генераторы находят применение в установках, требующих автономного источника электроэнергии. Примером могут служить автомобильные электрические краны, на которых синхронные генераторы приводятся во вращение двигателями внутреннего сгорания.

Области применения синхронных двигателей рассматриваются после изучения их свойств в § 11.12.

Синхронный компенсатор представляет собой машину, предназначенную для повышения коэффициента мощности электротехнических установок (см. § 3.8 и 11.10).

Трехфазные синхронные генераторы, двигатели и синхронные компенсаторы имеют в принципе одинаковое устройство.

Неподвижная часть машины, называемая статором (рис. 11.1, а), состоит из стального или чугунового корпуса 1, в котором закреплен цилиндрический сердечник 2 статора. Для уменьшения потерь на перемагничивание и вихревые токи его набирают из листов электротехнической стали. В пазах сердечника статора уложена трехфазная обмотка 3, выполняемая так же, как и обмотка статора асинхронных двигателей. Сердечник статора в совокупности с обмоткой статора называется якорем машины. В подшипниковых опорах, прикрепленных с торцевых сторон к корпусу, либо в стояках, закрепленных на фундаменте, расположены подшипники, несущие вал 4 вращающейся части машины — ротора или индуктора. Синхронные генераторы гидроэлектростанций выполняют обычно с вертикальным расположением вала. На валу размещен цилиндрический сердечник 7 ротора, выполняемый из сплошной стали. В пазах сердечника ротора уложена обмотка возбуждения 8, питаемая постоянным током. Для присоединения обмотки возбуждения к внешней электрической цепи на валу укрепляют два изолированных друг от друга и от вала контактных кольца 6, к которым пружинами прижимаются неподвижные щетки 5. Обмотка 8 служит для возбуждения основного магнитного поля машины.

Питание обмотки возбуждения осуществляется от генератора постоянного тока (возбудителя), вал которого соединен с валом синхронной машины, от полупроводникового преобразователя переменного

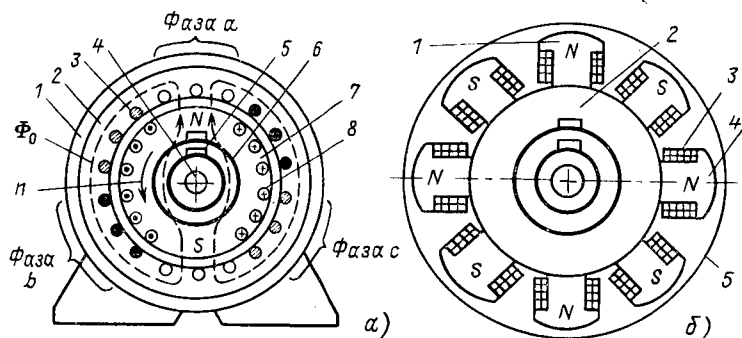


Рис. 11.1. Устройство синхронной машины с неявновыраженными полюсами (а) и ротора машины с явновыраженными полюсами (б)

тока в постоянный либо от других источников постоянного тока. Мощность для питания обмотки возбуждения составляет 1–3% мощности машины.

На рис. 11.1, а показан разрез двухполюсной синхронной машины с неявновыраженными полюсами ротора. Такие машины изготавливают на частоты вращения 3000, 1500 и 1000 об/мин. Машины, предназначенные для работы с меньшими частотами вращения (750, 600, 500 об/мин и т. д.), имеют явновыраженные полюсы, число которых тем больше, чем меньше частота вращения. На рис. 11.1, б показано устройство ротора восьмиполюсной машины с явновыраженными полюсами. Ротор вписан в окружность $\varnothing$, представляющую собой условно внутреннюю окружность сердечника статора. Явновыраженные полюсы 1 изготовляют из стальных листов или реze массивными и закрепляют на ободе 2 ротора. Обод ротора в совокупности с явновыраженными полюсами представляют собой сердечник ротора. Отдельные катушки обмотки возбуждения 3, расположенные на явновыраженных полюсах, соединены между собой так, что северные и южные полюсы чередуются. Трехфазная обмотка якоря синхронных машин выполняется таким образом, что возбуждаемое ею вращающееся магнитное поле имеет такое же число полюсов, как ротор.

В устройствах автоматики, измерительной техники, записи и воспроизведения звука применяются синхронные двигатели малой мощности (микродвигатели), устройство которых рассматривается в § 11.13.

11.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СИНХРОННЫХ МАШИН. ЯВЛЕНИЕ РЕАКЦИИ ЯКОРЯ

11.2.1. Принцип действия генератора. Если обмотку возбуждения генератора подключить к источнику постоянного тока, то МДС обмотки будет создано основное магнитное поле, характеризваемое магнитным потоком Φ_0 и показанное на

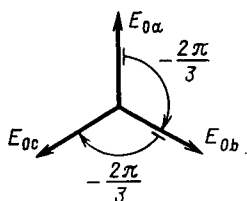


Рис. 11.2. Векторная диаграмма ЭДС машины

индуктироваться три ЭДС, одинаковые по амплитуде и частоте, сдвинутые по фазе относительно друг друга также на угол 120° . Чтобы при постоянной частоте вращения ЭДС изменялись по закону, близкому к синусоидальному, магнитная индукция вдоль воздушного зазора, разделяющего магнитопроводы статора и ротора, должна быть распределена также примерно по синусоидальному закону. В машинах с явно выраженными полюсами это достигается за счет неодинакового воздушного зазора между сердечником статора и полюсными наконечниками 4 (см. рис. 11.1, б), в машинах с неявно выраженными полюсами — за счет соответствующего распределения обмотки возбуждения по пазам сердечника статора.

Векторная диаграмма ЭДС генератора дана на рис. 11.2.

Действующее значение и частота синусоидальной ЭДС, индуктируемой в фазе обмотки якоря, могут быть определены, как и в асинхронном двигателе, по формулам

$$E_0 = 4,44kwf\Phi_0; \quad (11.1)$$

$$f = pn/60. \quad (11.2)$$

Для получения стандартной частоты 50 Гц при различных частотах вращения синхронные генераторы изготавливаются с разными числами пар полюсов. Так, турбогенераторы изготавливаются в большинстве случаев на частоту вращения 3000 об/мин и имеют одну пару полюсов ($p = 1$). Изготовление турбогенераторов на наименьшее число пар полюсов и соответственно на наибольшую частоту вращения позволяет уменьшить габаритные размеры, массу и стоимость генераторов. Частота вращения гидрогенераторов определяется в основном высотой напора воды и для различных станций лежит в пределах от 50 до 750 об/мин, что соответствует числам пар полюсов от 60 до 4.

Если к обмотке якоря подключить приемник электрической энергии, то под действием ЭДС в фазах обмотки якоря и приемника появятся токи; генератор начнет отдавать приемнику электрическую энергию.

При работе генератора с нагрузкой МДС трехфазной обмотки якоря возбуждается вращающееся магнитное поле яко-

рис. 11.1, а с помощью двух линий магнитной индукции, изображенных пунктиром. При вращении ротора с помощью первичного двигателя магнитное поле будет также вращаться.

Так как катушки фаз обмотки якоря имеют одинаковые числа витков и смещены в пространстве относительно друг друга на 120° , то при вращении магнитного поля в трех фазах будут

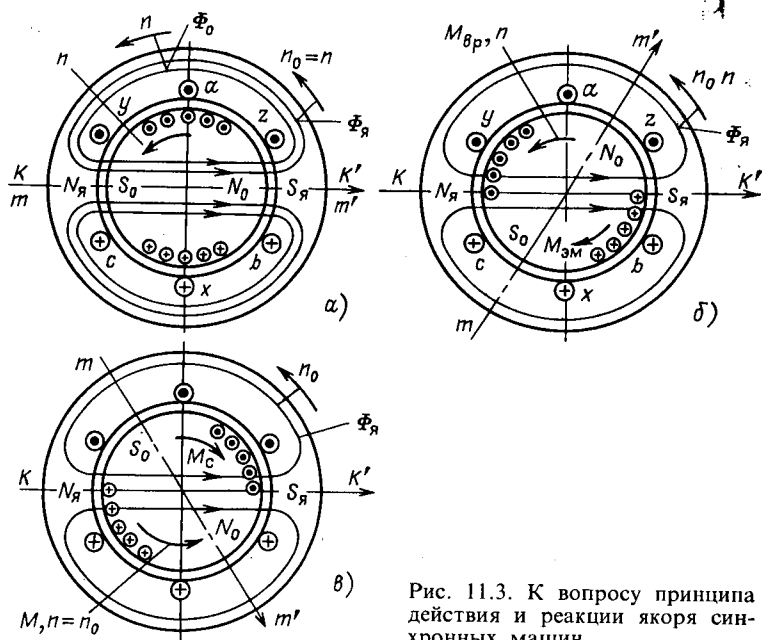


Рис. 11.3. К вопросу принципа действия и реакции якоря синхронных машин

ря, характеризуемое магнитным потоком $\Phi_{\text{я}}$, частота вращения которого равна частоте вращения ротора, т. е. $n_0 = n = 60f/p$; взаимное расположение осей магнитных полей якоря и ротора при данной нагрузке генератора остается неизменным.

Под действием поля якоря результирующее поле генератора при изменении его нагрузки будет также изменяться, что оказывает влияние в конечном итоге на значение напряжения генератора. Воздействие поля якоря на результирующее поле машины называется реакцией якоря.

В результате взаимодействия магнитного потока $\Phi_{\text{я}}$ и проводников обмотки возбуждения (или полюсов намагниченных сердечников якоря и ротора) на ротор действует электромагнитный момент, направленный у генератора против направления частоты вращения ротора и являющийся тормозящим.

Значение электромагнитного момента, интенсивность и характер действия реакции якоря зависят кроме значения тока якоря от характера сопротивления приемников. Объясняется это тем, что при изменении характера сопротивлений приемников изменяется взаимное расположение осей магнитных потоков $\Phi_{\text{я}}$ и Φ_0 .

На рис. 11.3, а приведен эскиз упрощенной модели синхронной машины, на котором каждая фаза обмотки якоря заменена одним витком; ротор вращается с частотой вращения n под действием первично-

го двигателя; магнитное поле якоря изображено для случая, когда ток фазы ax имеет максимальное значение, вследствие чего ось KK' поля якоря Φ_y перпендикулярна плоскости катушки фазы ax ; ось mm' магнитного поля ротора Φ_0 совпадает с осью KK' поля якоря, что соответствует случаю, при котором ЭДС фазы ax отстает от тока этой фазы на угол 90° . Последнее возможно при чисто емкостной нагрузке генератора, если не учитывать активного сопротивления фазы ax .

Нетрудно установить, что несмотря на наличие тока якоря и магнитного потока Φ_y при чисто емкостной нагрузке электромагнитный момент генератора равен нулю, под действием поля якоря генератор подмагничивается.

Можно показать, что и при чисто индуктивной нагрузке генератора электромагнитный момент будет также равен нулю. Только в этом случае полем якоря генератор будет размагничиваться.

Если при тех же токах якоря нагрузка будет активно-емкостной, взаимное расположение осей магнитных потоков изменится: ось mm' магнитного потока ротора сместится на некоторый угол в направлении вращения ротора (рис. 11.3, б). Вследствие этого на ротор начнет действовать тормозящий электромагнитный момент $M_{эм}$, в чем легко убедиться с помощью правила левой руки (или рассмотрев взаимодействие полюсов намагниченных сердечников якоря и ротора). Как видно, при активно-емкостной нагрузке поле якоря имеет составляющую, подмагничивающую генератор.

В случае активно-индуктивной нагрузки также возникает тормозной момент, а поле якоря размагничивает генератор.

11.2.2. Принцип действия двигателя. При работе синхронной машины в качестве двигателя обмотка якоря подключается к источнику трехфазного тока, в результате чего возникает вращающийся магнитный поток Φ_y . После разгона ротора до частоты вращения n , близкой к частоте вращения n_0 поля якоря (см. § 11.10), его обмотка возбуждения подключается к источнику постоянного тока и возникает магнитный поток Φ_0 . Благодаря взаимодействию магнитного потока Φ_y и проводников обмотки ротора (или полюсов намагниченных сердечников якоря и ротора) возникает вращающий электромагнитный момент $M_{эм}$, действующий на ротор, и он втягивается в синхронизм, т. е. начинает вращаться с частотой вращения, равной частоте вращения n_0 магнитного поля якоря.

Положение оси mm' магнитного поля ротора относительно оси KK' поля якоря и значение момента $M_{эм}$ зависят от нагрузки двигателя. Так, при работе двигателя в режиме идеального холостого хода ротор занимает положение, показанное на рис. 11.3, а, при котором электромагнитный момент $M_{эм}$ равен нулю. Некоторой механической нагрузке двигателя соответствует положение ротора, изображенное на рис. 11.3, в, которому соответствует определенный вращающий момент $M_{эм}$.

Значение тока якоря, интенсивность и характер действия реакции якоря зависят при $M_{\text{эм}} = \text{const}$ от значения ЭДС E_0 , которая определяется значением тока возбуждения (см. § 11.10). Следует заметить только, что когда двигатель потребляет от источника только индуктивную или активно-индуктивную мощности, под действием поля якоря двигатель подмагничивается (рис. 11.3, а и в); в случае потребления емкостной или активно-емкостной мощности двигатель под действием поля якоря размагничивается.

Как и у других машин, у асинхронных машин электромагнитный момент незначительно отличается от момента, развиваемого машиной на валу. Поэтому для простоты анализа будем считать их в дальнейшем равными и обозначать M .

Существенной особенностью синхронного двигателя в отличие от асинхронного является то, что вращающий момент возникает у него в том случае, когда частота вращения ротора n равна частоте вращения n_0 магнитного поля якоря. Объясняется это тем, что ток в обмотке возбуждения синхронного двигателя появляется не в результате электромагнитной индукции (как в обмотке ротора асинхронного двигателя), а вследствие питания обмотки возбуждения от постороннего источника постоянного тока.

Частота вращения магнитного поля якоря, а значит, и ротора синхронного двигателя определяется по формуле $n_0 = n = 60f/p$.

Для получения различных частот вращения синхронные двигатели изготовляют с различными числами полюсов. При частоте $f = 50$ Гц частоты вращения будут 3000, 1500, 1000, 750 об/мин и т. д.

Принцип действия синхронных компенсаторов рассматривается в § 11.10.

11.3. СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Схема включения синхронного генератора приведена на рис. 11.4. Трехфазная обмотка якоря генератора $OЯ$ подключается к приемникам электрической энергии, которые в зависимости от их номинального напряжения и напряжения генератора могут быть соединены как звездой, так и треугольником. Под сопротивлениями z_n , r_n и x_n на рис. 11.4 следует понимать эквивалентные сопротивления группы приемников, получающих питание от генератора.

В цепь обмотки возбуждения $ОВ$ генератора, питаемой постоянным током, включен реостат r_p , служащий для регулирования тока возбуждения I_v , а в конечном итоге — напряжения U на выводах обмотки якоря генератора.

Для упрощения анализа соотношений синхронного генератора, как и двигателя, будем считать, что мы имеем машину с неявновыраженными полюсами, ферромагнитные материалы

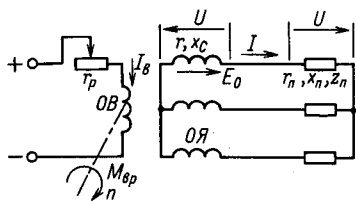


Рис. 11.4. Простейшая схема включения синхронного генератора

которой при любых режимах работы остаются ненасыщенными. При таком допущении можно считать, что в машине существуют независимо три магнитных потока, каждый из которых прямо пропорционален соответствующей МДС: основной магнитный поток Φ_0 , прямо пропорциональный МДС обмотки возбуждения, потоки рассеяния Φ_r и реакции якоря $\Phi_{я}$, прямо

пропорциональные МДС обмотки якоря.

С целью построения векторных диаграмм и выявления свойств синхронного генератора необходимо прежде всего составить уравнение по второму закону Кирхгофа для цепи якоря двигателя. При составлении уравнения необходимо учесть следующее.

Под действием МДС обмотки возбуждения возникает основной магнитный поток Φ_0 , которым в каждой фазе обмотки якоря индуктируется ЭДС E_0 . Ток якоря I вызывает в активном сопротивлении r фазы падение напряжения Ir . МДС обмотки якоря возбуждает поток рассеяния Φ_r , которым в обмотке якоря индуктируется ЭДС самоиндукции E_r . Последнюю можно заменить падением напряжения $E_r = Ix_r$, где $x_r = \omega L_r$ и L_r — индуктивное сопротивление и индуктивность, обусловленные полем рассеяния. Как известно, МДС обмотки якоря возбуждается магнитный поток $\Phi_{я}$, под действием которого изменяется результирующее поле машины. Явление реакции якоря можно учесть, введя в уравнение ЭДС $E_{я}$, индуктируемую в обмотке якоря полем якоря или заменяющим ее падением напряжения $E_{я} = Ix_{я}$, где $x_{я} = \omega L_{я}$ и $L_{я}$ — индуктивное сопротивление и индуктивность, обусловленные полем реакции якоря. ЭДС E_r и $E_{я}$ могут быть заменены эквивалентной ЭДС якоря $E_{я1}$, которая равна $E_{я1} = E_r + E_{я} = I(x_r + x_{я}) = Ix_c$.

Сопротивление $x_c = x_r + x_{я}$ называется синхронным сопротивлением. При сделанных ранее допущениях при любых нагрузках генератора следует считать $x_c = \text{const}$.

Для упрощения дальнейшего изложения условимся считать, что эквивалентной ЭДС $E_{я1}$ соответствует некоторый вращающийся магнитный поток якоря $\Phi_{я1}$, эквивалентный в отношении создаваемой им ЭДС потокам Φ_r и $\Phi_{я}$.

Учитывая сказанное, для любой из фаз обмотки якоря (см. рис. 11.4) можно написать: $\underline{E}_0 = I(r + jI x_c + \underline{U})$.

Обычно сопротивление r значительно меньше x_c . Поэтому

при качественном анализе явлений в синхронных машинах сопротивление r можно не учитывать. Тогда

$$\underline{E}_0 = j\underline{I}x_c + \underline{U}. \quad (11.3)$$

Напряжение на выводах генератора и приемника может быть выражено в соответствии с законом Ома:

$$\underline{U} = \underline{I}Z_n = \underline{I}r_n + j\underline{I}x_n.$$

Заменяя в (11.3) напряжение его выражением, получим

$$\underline{E}_0 = j\underline{I}x_c + \underline{I}r_n + j\underline{I}x_n. \quad (11.4)$$

Из уравнений (11.4) и (11.3)

$$\underline{I} = \frac{\underline{E}_0}{r_n + j(x_c + x_n)}; \quad (11.5)$$

$$\underline{U} = \underline{E}_0 - j\underline{I}x_c. \quad (11.6)$$

Углы сдвига фаз между током и напряжением φ , током и ЭДС ψ определяются по формулам

$$\varphi = \arcsin \frac{x_n}{z_n}; \quad \psi = \arcsin \frac{x_c + x_n}{z}.$$

Зная ЭДС, напряжение, ток и углы сдвига фаз, нетрудно найти мощности генератора. Например, электромагнитная мощность $P_{эм}$, вырабатываемая генератором, и активная мощность P_φ , отдаваемая им приемнику,

$$P_{эм} = 3E_0I \cos \psi; \quad (11.7)$$

$$P_\varphi = 3UI \cos \varphi. \quad (11.8)$$

Мощность $P_{эм}$ отличается от мощности P_φ на значение потерь мощности в активном сопротивлении обмотки якоря:

$$P_{эм} = P_\varphi + \Delta P_\gamma = 3UI \cos \varphi + 3I^2r_\gamma.$$

Как следует из приведенных формул, ток, напряжение, углы сдвига фаз и мощности зависят при заданных значениях E_0 и x_c исключительно от значений и характера сопротивлений приемника. Напряжение U на выводах генератора отличается от ЭДС E_0 за счет падения напряжения в сопротивлении x_c .

11.4. ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Уравнение (11.6) не дает возможности составить представление о том, как изменяется напряжение при изменении нагрузки генератора. Для выяснения этого следует построить векторные диаграммы при различных нагрузках.

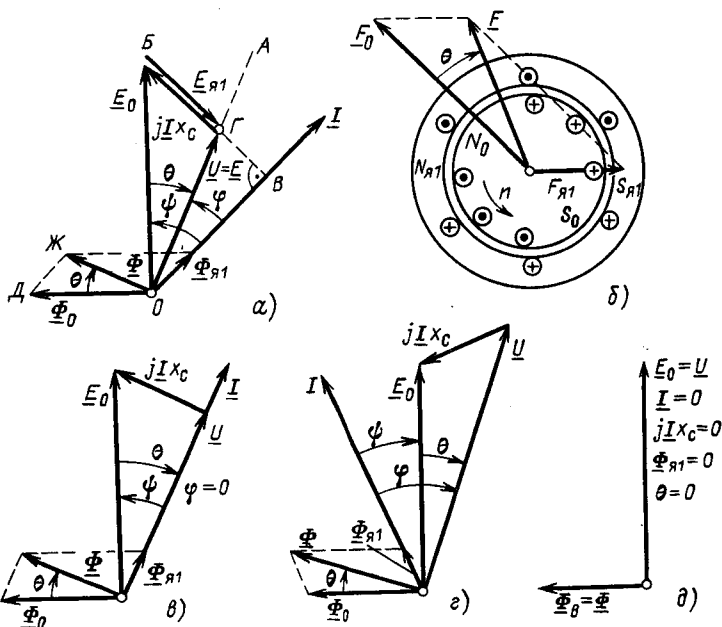


Рис. 11.5. Векторные диаграммы синхронного генератора

Построение векторной диаграммы можно начать с вектора ЭДС $\underline{E}_0$ (рис. 11.5, а). Зная, что к генератору подключена, например, активно-индуктивная нагрузка, под углом ψ к вектору ЭДС $\underline{E}_0$ откладываем вектор тока $\underline{I}$. Под углом φ к вектору тока $\underline{I}$ следует провести линию OA , на которой в дальнейшем будет расположен вектор напряжения генератора $\underline{U}$. Так как ток $\underline{I}$ должен отставать по фазе на 90° от индуктивного падения напряжения $j\underline{I}x_c$, то из конца вектора ЭДС $\underline{E}_0$ следует опустить перпендикуляр BV на вектор тока. Точка Γ определит конец и начало векторов напряжения $\underline{U}$ и падения напряжения $j\underline{I}x_c$. В соответствии с (11.6) сумма векторов напряжения $\underline{U}$ и падения напряжения $j\underline{I}x_c$ должна быть равна вектору ЭДС $\underline{E}_0$.

Учитывая, что постоянные по значению вращающиеся магнитные потоки могут быть заменены эквивалентными пульсирующими потоками, изменяющимися во времени по синусоидальному закону, на векторной диаграмме рис. 11.5, а можно изобразить векторы потоков Φ_0 и $\Phi_{я1}$, а также вектор результирующего потока Φ , сцепленного с обмоткой якоря. Чтобы выяснить связь между векторами указанных потоков, обратимся к уравнению (11.6):

$$\underline{U} = \underline{E}_0 - j\underline{I}x_c = \underline{E}_0 + \underline{E}_{я1}.$$

ЭДС $\underline{E}_0$ и $\underline{E}_{я1}$, индуцируемые потоками Φ_0 и $\Phi_{я1}$, можно заменить эквивалентной ЭДС якоря $\underline{E}$, индуцируемой результирующим потоком Φ , $\underline{U} = \underline{E} = \underline{E}_0 + \underline{E}_{я1}$.

Так как ЭДС пропорциональны соответствующим магнитным потокам, то вместо последнего выражения можно написать

$$\Phi = \Phi_0 + \Phi_{я1}. \quad (11.9)$$

В соответствии с (11.9) на рис. 11.5, а произведено построение вектора результирующего потока Φ . Как видно, все ЭДС отстают от соответствующих потоков на 90° . Магнитный поток $\Phi_{я1}$ совпадает по фазе с возбуждающим его током I .

Из подобия треугольников $ОБГ$ и $ОДЖ$ (рис. 11.5, а) вытекает, что ЭДС E_0 сдвинута по фазе относительно напряжения U на такой же угол θ , на какой магнитный поток Φ_0 сдвинут по фазе относительно потока Φ . Тот же угол θ при данной нагрузке генератора существует и между пространственными векторами МДС F_0 и F (рис. 11.5, б), а значит, и между осями магнитных потоков Φ_0 и Φ генератора.

Рассмотренная диаграмма (рис. 11.5, а) соответствует активно-индуктивной нагрузке. На рис. 11.5, в и г приведены диаграммы, построенные для тех же ЭДС E_0 и тока I , что на рис. 11.5, а, но для активной и активно-емкостной нагрузок. Диаграмма, изображенная на рис. 11.5, д, соответствует работе генератора вхолостую.

При работе генератора вхолостую приемники отключены, и в полученных ранее выражениях следует считать $z_n = \infty$. В этом случае $I = 0$, поэтому $I x_c = 0$, $U = E_0$, $\Phi = \Phi_0$.

Увеличение количества подключенных к генератору приемников (уменьшение сопротивления z_n) приводит к увеличению тока I , в результате чего $I x_c$ и $\Phi_{я1}$ также возрастают. Как видно из векторных диаграмм, при увеличении активной и особенно активно-индуктивной нагрузки магнитный поток Φ и напряжение U уменьшаются, тогда как при увеличении активно-емкостной нагрузки они возрастают. Угол θ при увеличении нагрузки генератора во всех случаях увеличивается.

11.5. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Для оценки свойств синхронных генераторов используют те же характеристики, что и для генераторов постоянного тока. Только условия, при которых определяются внешняя и регулировочная характеристики, несколько дополняются.

11.5.1. Характеристика холостого хода. Основной магнитный поток синхронного генератора является функцией тока возбуждения, т. е. $\Phi_0(I_b)$.

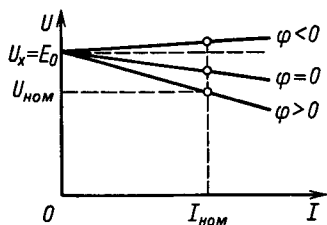


Рис. 11.6. Внешние характеристики синхронного генератора

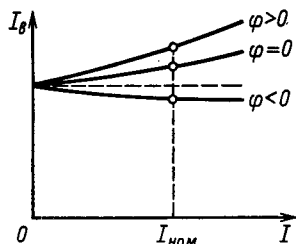


Рис. 11.7. Регулировочные характеристики синхронного генератора

Если в (11.1) заменить f согласно (11.2), а магнитный поток записать как функцию тока возбуждения $\Phi_0(I_b)$, получим

$$E_0 = 4,44k_w \frac{pn}{60} \Phi_0(I_b). \quad (11.10)$$

Изменяя с помощью реостата r_p (см. рис. 11.4) ток I_b , можно менять тем самым поток Φ_0 и, следовательно, ЭДС E_0 . Характеристика холостого хода синхронного генератора $E_0(I_b)$ не отличается от характеристики холостого хода генераторов постоянного тока (см. рис. 9.13) и определяется при тех же условиях, т. е. при $I = 0$ и $n = \text{const}$.

11.5.2. Внешние характеристики. Как говорилось ранее, внешняя характеристика генератора независимого возбуждения $U(I)$ определяется при следующих условиях: $n = \text{const}$ и $I_b = \text{const}$. Так как напряжение синхронного генератора зависит при прочих равных условиях еще от характера нагрузки, то дополнительным условием, при котором следует определять внешнюю характеристику синхронного генератора, должно быть постоянство коэффициента мощности, т. е. $\cos \varphi = \text{const}$.

Внешние характеристики синхронного генератора при активной ($\varphi = 0$), активно-индуктивной ($\varphi > 0$) и активно-емкостной ($\varphi < 0$) нагрузках приведены на рис. 11.6. Они являются наглядной иллюстрацией того, что говорилось в § 11.4 о влиянии характера нагрузки на напряжение генератора.

Относительное изменение напряжения генератора, %, оценивают по формуле

$$\Delta u_{\text{НОМ}} = \frac{U_x - U_{\text{НОМ}}}{U_{\text{НОМ}}} 100 = \frac{\Delta U_{\text{НОМ}}}{U_{\text{НОМ}}} 100,$$

где U_x — напряжение генератора при холостом ходе ($I = 0$), рав-

ное ЭДС; $U_{\text{ном}}$ — напряжение при номинальной нагрузке ($I = I_{\text{ном}}$).

В случае наиболее часто встречающейся активно-индуктивной нагрузки при $\cos \varphi \approx 0,8$ относительное изменение напряжения $\Delta U_{\text{ном}}$ у некоторых генераторов доходит до 35—45%.

11.5.3. Регулировочные характеристики. Естественно, что поскольку напряжение синхронного генератора изменяется при изменении нагрузки в значительных пределах, необходимо принимать меры для уменьшения изменения напряжения. Этого можно добиться, очевидно, за счет соответствующего изменения ЭДС генератора E_0 путем воздействия на его ток возбуждения I_b . О том, как и в каких пределах необходимо изменять ток возбуждения при изменении тока нагрузки генератора, чтобы поддерживать $U = \text{const}$, и дают представление регулировочные характеристики (рис. 11.7).

Дополнительным условием, при котором должна определяться каждая из характеристик (кроме $n = \text{const}$), является $\cos \varphi = \text{const}$.

Следует обратить внимание на то, что для нормальных условий работы приемников электрической энергии необходимо поддерживать напряжение и частоту синхронного генератора на заданных уровнях. Для этого синхронные генераторы снабжаются в большинстве случаев регуляторами, управляющими напряжением и частотой вращения генераторов и воздействующими на ток возбуждения генераторов и момент первичного двигателя.

11.6. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ГЕНЕРАТОРОВ

Одиночно работающие синхронные генераторы встречаются сравнительно редко. Они используются в электрифицированных передвижных установках, на небольших сельских электростанциях и в ряде других случаев. На крупных электростанциях устанавливают, как правило, несколько генераторов, включаемых параллельно и работающих на общую нагрузку. Это дает возможность увеличить мощность электростанции, повысить надежность электроснабжения потребителей и экономичность электростанции. При уменьшении общей нагрузки станции часть генераторов и первичных двигателей может быть остановлена, вследствие чего оставшиеся будут работать с большей нагрузкой и более высоким КПД. С целью повышения надежности электроснабжения и экономичности несколько электростанций соединяют между собой в энергетическую систему.

Включение генераторов на параллельную работу является весьма серьезной и ответственной задачей, так как при неправильном включении могут возникнуть недопустимо большие токи, представляющие опасность как для самих генераторов, так и для других элементов электрооборудования. Чтобы не возникало недопустимо больших то-

ков при включении генераторов на параллельную работу, должны быть выполнены следующие требования: порядок чередования фаз генераторов должен быть одним и тем же; генераторы должны иметь одинаковые (или близкие по значениям) частоты и напряжения, напряжения генераторов в момент включения должны совпадать (или почти совпадать) по фазе.

Если генератор включен на параллельную работу с уже работающими генераторами, то при точном выполнении указанных требований он будет работать вхолостую. Чтобы перевести на вновь включенный генератор часть активной мощности, отдаваемой электростанцией или энергетической системой потребителям, увеличивают вращающийся момент, прикладываемый к валу генератора со стороны первичного двигателя. Для загрузки генератора реактивной мощностью изменяют ток возбуждения генератора.

Для анализа явлений, происходящих при параллельной работе генераторов, могут быть использованы полученные выше выражения. Однако следует иметь в виду, что если мощность энергосистемы во много раз превышает мощность подключенного к ней генератора, то при анализе работы последнего следует считать $U = \text{const}$ и $f = \text{const}$, так как указанные величины в энергосистемах поддерживаются практически постоянными.

11.7. СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ. СООТНОШЕНИЕ МЕЖДУ ЭДС, НАПРЯЖЕНИЕМ И ПАДЕНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ В ЦЕПИ ЯКОРЯ

Схема включения синхронного двигателя показана на рис. 11.8. Последовательность пуска двигателя будет рассмотрена в § 11.11, а пока предположим, что обмотка якоря подключена к трехфазному источнику переменного напряжения, обмотка возбуждения — к источнику постоянного напряжения, пуск двигателя уже произведен и его ротор имеет частоту вращения n , равную частоте вращения n_0 магнитного поля якоря.

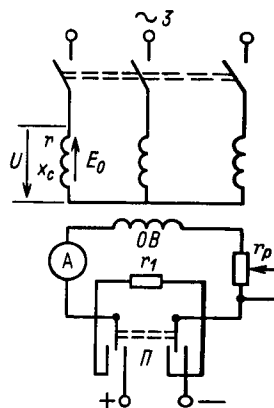
При составлении уравнения по второму закону Кирхгофа должны быть учтены те же величины, что и для синхронного генератора (см. § 11.3). Если, как и в случае генератора, пренебречь падением напряжения I_r , то при указанных на рис. 11.8 положительных направлениях, принимаемых обычно для активных приемников, получим

$$\underline{U} = \underline{E}_0 + j\underline{I}x_c, \quad (11.11)$$

откуда нетрудно найти формулу для определения тока якоря:

$$\underline{I} = \frac{\underline{U} - \underline{E}}{jx_c}. \quad (11.12)$$

Рис. 11.8. Простейшая схема включения синхронного двигателя



Из выражения (11.12) следует, что ток I при заданном напряжении сети $\underline{U}$ и сопротивлении x_c зависит как от значения ЭДС $\underline{E}_0$, так и от угла сдвига фаз ЭДС по отношению к напряжению $\underline{U}$. Как будет показано далее, именно за счет угла сдвига фаз и происходит изменение тока двигателя при изменении его механической нагрузки.

11.8. ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В соответствии с уравнением (11.11) на рис. 11.9, а изображена векторная диаграмма синхронного двигателя при некоторых значениях механической нагрузки и тока возбуждения I_b . Последнему соответствуют определенные значения магнитного потока Φ_0 и ЭДС $\underline{E}_0$.

Диаграмму можно построить в следующем порядке. В некотором масштабе откладываем вектор напряжения $\underline{U}$ и под углом φ к нему — вектор тока $\underline{I}$. Так как двигатель работает под нагрузкой, то потребляемая им мощность P_ϕ будет положительной, если угол φ лежит в пределах $-\pi/2 < \varphi < \pi/2$. Как будет показано далее, значение угла φ при данной нагрузке двигателя зависит от значения ЭДС $\underline{E}_0$.

Поскольку падение напряжения $jI x_c$ должно опережать по фазе

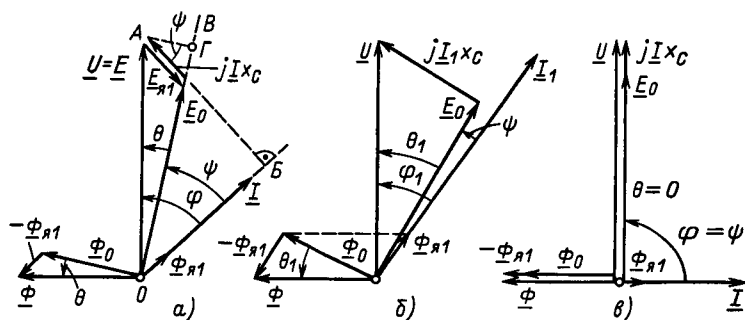


Рис. 11.9. Векторные диаграммы синхронного двигателя

ток $\underline{I}$ на 90° , из конца вектора напряжения $\underline{U}$ следует опустить перпендикуляр AB на вектор тока $\underline{I}$. На линии AB должны быть расположены вектор падения напряжения $jI x_c$ и конец вектора ЭДС $\underline{E}_0$. В соответствии с уравнением (11.11) сумма векторов ЭДС $\underline{E}_0$ и падения напряжения $jI x_c$ должна быть равна вектору напряжения $\underline{U}$.

Как и в случае синхронного генератора, магнитные потоки двигателя Φ_0 , $\Phi_{я1}$ и Φ пропорциональны ЭДС $\underline{E}_0$, $\underline{E}_{я1}$ и $\underline{E} = \underline{U}$. Однако в отличие от генератора вектор результирующего магнитного потока двигателя должен определяться соотношением $\Phi = \Phi_0 - \Phi_{я1}$.

Последнее вытекает из выражения (11.11), которое может быть переписано следующим образом: $\underline{U} = \underline{E} = \underline{E}_0 + jI x_c = \underline{E}_0 - \underline{E}_{я1}$.

11.9. УГЛОВАЯ И МЕХАНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для синхронного двигателя можно написать такие же по виду выражения мощностей, как и для синхронного генератора. Однако применительно к двигателю они будут иметь иные значения.

У двигателя $P_\phi = 3UI \cos \phi$ представляет собой мощность, потребляемую им из трехфазной сети. Вычитая из этой мощности потери мощности в обмотке якоря, получаем электромагнитную мощность, т. е. мощность, преобразуемую из электрической в механическую, развиваемую вращающимся ротором:

$$P_{эм} = P_\phi - \Delta P_{я} = 3UI \cos \phi - 3I^2 r = 3E_0 I \cos \phi.$$

Электромагнитный момент синхронного двигателя может быть выражен через мощность $P_{эм}$ и угловую скорость $\omega = \pi n/30$ ротора:

$$M = P_{эм}/\omega.$$

Заменив мощность $P_{эм}$ ее выражением, получим

$$M = \frac{3E_0 I \cos \phi}{\omega}. \quad (11.13)$$

Если из точки A векторной диаграммы (рис. 11.9, а) опустить перпендикуляр AG на линию OB , то можно получить следующее равенство:

$$I \cos \psi = U \sin \theta / x_c.$$

Заменяв $I \cos \psi$ в (11.13) его выражением, получим

$$M = \frac{3E_0 U}{\omega x_c} \sin \theta. \quad (11.14)$$

Как видно, при постоянных значениях U , E , ω и x_c момент двигателя прямо пропорционален $\sin \theta$. Зависимость $M(\theta)$ называется угловой характеристикой синхронного двигателя и приведена на рис. 11.10 в первом квадранте.

В пределах от $\theta = 0$ до $\theta = 90^\circ$ расположена устойчивая часть характеристики, называемая так потому, что именно здесь возможна устойчивая работа двигателя с различными моментами сопротивления. Любое изменение момента сопротивления M_c при работе на устойчивой части характеристики приводит к такому изменению момента двигателя M , при котором неизбежно наступает равенство моментов M и M_c . На устойчивой части характеристики расположена точка A , соответствующая номинальному режиму работы. При номинальном режиме $\theta_{\text{ном}} = 20 \div 30^\circ$.

Максимальный момент, который в состоянии развивать двигатель, наступает при $\theta = 90^\circ$:

$$M_{\text{max}} = \frac{3UE_0}{\omega x_c}.$$

Если момент сопротивления M_c окажется больше момента M_{max} , то двигатель не в состоянии будет его уравновесить и остановится.

Отношение $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}}$ называется перегрузочной способностью двигателя и для различных двигателей лежит в пределах 2—3,2.

Перегрузочная способность может быть при необходимости увеличена за счет повышения ЭДС E_0 . Из выражения максимального момента следует, что последний и, следовательно, перегрузочная способность синхронного двигателя пропорциональны первой степени напряжения в отличие от асинхронного двигателя, у которого она пропорциональна квадрату напряжения. Из этого следует, что синхронные двигатели менее чувствительны к изменению напряжения, чем асинхронные.

Следует обратить внимание на то, что длительная нагрузка двигателей, превышающая номинальную, недопустима, так как двигатель при этом будет перегреваться. Возможная кратковременная перегрузка должна быть учтена при выборе двигателя по мощности.

Рассмотрим явления, происходящие при изменении нагрузки двигателя. Допустим, что двигатель работает с моментом $M = M_c$ и углом θ (см. рис. 11.10), чему соответствует векторная диаграмма, из-

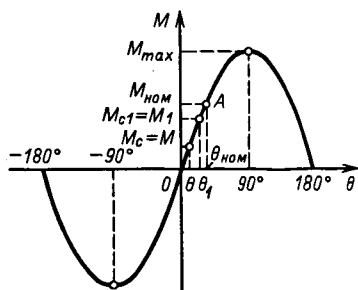


Рис. 11.10. Угловая характеристика синхронного двигателя

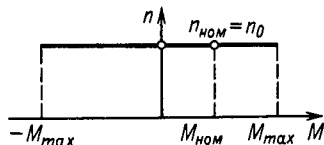


Рис. 11.11. Механическая характеристика синхронного двигателя

ображенная на рис. 11.9, а. В результате изменения момента сопротивления, например, от M_c до $M_c > M_c$ происходит кратковременное снижение частоты вращения ротора, что сопровождается соответствующим изменением частоты индуцированной ЭДС E_0 и, следовательно, частоты вращения вектора ЭДС $\underline{E}_0$ на векторной диаграмме. В результате этого возрастает угол сдвига фаз θ ЭДС $\underline{E}_0$ относительно напряжения $\underline{U}$ и как следствие увеличиваются ток I , падение напряжения Ix_c , момент M и мощности P_ϕ и $P_{эм}$.

Перечисленные величины возрастают до тех пор, пока при некотором угле θ_1 (см. рис. 11.9, б и 11.10) момент двигателя M_1 не сравняется с моментом сопротивления M_{c1} . При $M_1 = M_{c1}$ частота вращения ротора снова станет равной частоте вращения поля якоря:

$$n = n_0 = 60f/p.$$

При уменьшении момента сопротивления угол θ и, следовательно, значения I , Ix_c , M , P_ϕ и $P_{эм}$ также уменьшаются, а при $\theta = 0$ все они, кроме I и Ix_c , оказываются равными нулю. Векторная диаграмма для случая $\theta = 0$ дана на рис. 11.9, в. Как видно, при $\theta = 0$ двигатель потребляет чисто индуктивный ток. Нетрудно установить, что если бы двигатель был возбужден до ЭДС $E_0 = U$, то при $\theta = 0$ ток I был бы равен нулю.

Так как при изменении нагрузки двигателя происходит лишь относительно небольшое смещение ротора относительно вращающегося поля (изменение угла θ), то механическая характеристика синхронного двигателя представляется линией, параллельной оси абсцисс (рис. 11.11). Двигатель имеет постоянную частоту вращения при изменении момента вплоть до максимального значения.

Синхронные двигатели могут работать кроме двигательного режима в тормозном генераторном режиме с отдачей энергии в сеть. Генераторный режим возникает в том случае, если к валу двигателя приложить не тормозящий, а вращающий мо-

мент. Двигатель в генераторном режиме представляет собой по существу генератор, работающий параллельно с сетью. Угловая и механическая характеристики двигателя в генераторном режиме приведены соответственно на рис. 11.10 и 11.11 в третьем и втором квадрантах.

11.10. РЕГУЛИРОВАНИЕ РЕАКТИВНОГО ТОКА И РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Существенной особенностью синхронных двигателей является то, что они, работая с механической нагрузкой, позволяют в широких пределах изменять потребляемый из сети реактивный ток и реактивную мощность. Осуществляется это путем изменения тока возбуждения I_b с помощью реостата r_p (см. рис. 11.8).

Предположим, что двигатель работает при постоянном моменте статического сопротивления ($M_c = \text{const}$) и что некоторому току возбуждения I_{b1} соответствуют ЭДС E_{o1} , ток I_1 , углы φ_1 и θ_1 (рис. 11.12, а).

Прямым следствием изменения тока I_b является изменение магнитного потока Φ_0 , а значит, и ЭДС E_0 ; последнее приводит к изменению тока якоря I . Так как $M = \text{const}$, то при различных I_b момент двигателя M и мощность $P_{\text{эм}}$ будут оставаться также неизменными, поскольку при установившихся режимах работы с различными токами $M = M_c = \text{const}$, а $P_{\text{эм}} = M\omega$. Если не учитывать потерь мощности $I^2 r$, то можно считать неизменной и мощность P_ϕ .

Из выражения $P_{\text{эм}} = M\omega$ и (11.14) следует, что $P_{\text{эм}} = \frac{3UE_0}{x_c} \sin \theta$.

Очевидно, мощность $P_{\text{эм}}$ будет постоянной при изменении тока возбуждения, если $E_0 \sin \theta = \text{const}$. Последнее означает, что геометрическим местом концов векторов ЭДС при изменении тока I_b является линия AB , параллельная вектору напряжения $\underline{U}$.

На основании выражения $P_\phi = 3UI \cos \varphi$ можно сделать вывод о том, что мощность P_ϕ будет постоянной, если $I \cos \varphi = \text{const}$, т. е. если остается постоянной активная составляющая тока. Геометрическим местом концов вектора тока I при изменении тока I_b является, очевидно, линия BG , перпендикулярная вектору напряжения $\underline{U}$.

Чтобы составить представление о влиянии тока I_b на реактивный ток и реактивную мощность двигателя, на рис. 11.12, а совмещено несколько векторных диаграмм для различных токов возбуждения.

При некотором токе возбуждения $I_{b2} > I_{b1}$ двигатель имеет ЭДС E_{o2} и ток I_2 , совпадающий по фазе с напряжением ($\varphi_2 = 0$). Реактивные составляющие тока якоря и потребляемой

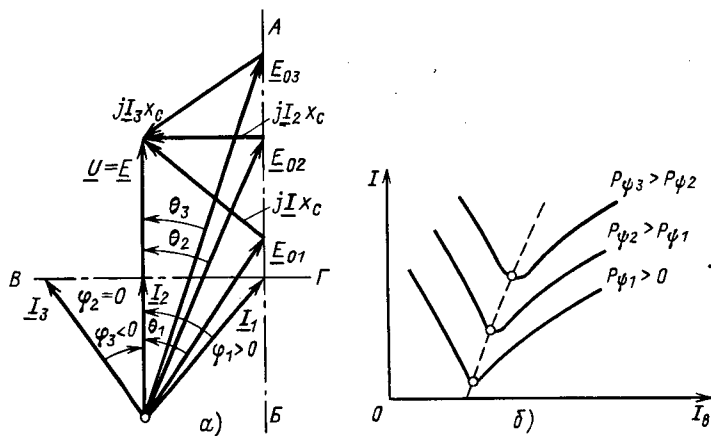


Рис. 11.12. Векторные диаграммы синхронного двигателя при различных токах возбуждения (а) и U-образные характеристики при различных мощностях (б)

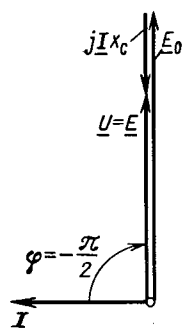


Рис. 11.13. Векторная диаграмма синхронного компенсатора

двигателем мощности в этом случае равны нулю. При недовозбуждении ($I_{в1} < I_{в2}$ и $E_{01} < E_{02}$) двигатель имеет индуктивные составляющие тока ($\varphi_1 > 0$) и потребляемой мощности, а при перевозбуждении ($I_{в3} > I_{в2}$ и $E_{03} > E_{02}$) — емкостные составляющие тока ($\varphi_3 < 0$) и потребляемой мощности.

При недовозбуждении под действием индуктивной составляющей тока двигатель дополнительно подмагничивается, при перевозбуждении под действием емкостной составляющей тока размагничивается. Степень подмагничивания или размагничивания двигателя такова, что при всех

значениях тока возбуждения в обмотке якоря возникает результирующая ЭДС E , действующее значение которой остается неизменным, так как $E = U$.

Зависимость $I(I_b)$, показывающая, как изменяется ток якоря I при изменении тока возбуждения I_b в случае постоянной мощности, называется U-образной характеристикой синхронного двигателя. Несколько таких характеристик для различных значений мощностей приведены на рис. 11.12, б. Минимальные значения токов I получаются при $\cos \varphi = 1$. Область, расположенная слева от пунктирной линии, со-

ответствует работе с токами, отстающими по фазе от напряжения, справа — с токами, опережающими напряжение.

Свойство перевозбужденного синхронного двигателя потребляют кроме активной составляющей тока и активной мощности емкостную составляющую тока и емкостную мощность, используют для повышения (компенсации) коэффициента мощности других потребителей, создающих активно-индуктивную нагрузку системы. Используя указанное свойство синхронных двигателей, оказалось возможным создавать синхронные машины, называемые синхронными компенсаторами. Синхронный компенсатор представляет собой по существу синхронный двигатель, рассчитанный на работу с перевозбуждением без механической нагрузки и предназначенный специально для улучшения коэффициента мощности. Если не учитывать относительно небольших потерь мощности в синхронном компенсаторе, можно считать, что им потребляются из сети трехфазного тока чисто емкостный ток и емкостная мощность. Векторная диаграмма синхронного компенсатора при таком допущении приведена на рис. 11.13.

11.11. ПУСК СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Предположим, что обмотка якоря синхронного двигателя подключена к сети трехфазного тока, обмотка возбуждения — к источнику постоянного тока, а ротор неподвижен. МДС обмотки якоря будет создано вращающееся магнитное поле, благодаря взаимодействию которого с проводниками ротора на последний будет действовать момент. Направление момента зависит от положения вращающегося поля относительно ротора и при вращении поля будет изменяться. Сказанное иллюстрируется рис. 11.14, где вращающееся поле якоря условно заменено вращающимся кольцевым магнитом, а ротор — постоянным магнитом. Независимо от числа полюсов синхронного двигателя при частоте сети 50 Гц направление момента, действующего на неподвижный ротор, изменяется 100 раз в секунду. Вследствии большой частоты изменения направления момента и значительной инерционности ротора последний не сможет прийти во вращение.

Если предварительно разогнать ротор до частоты вращения n , близкой к частоте вращения n_0 поля якоря, а затем подключить обмотку возбуждения к источнику постоянного тока, то под действием момента двигателя частота вращения ротора дополнительно возрастет и наступит равенство: $n = n_0$. Ротор будет вращаться далее синхронно с полем якоря.

Для разгона синхронного двигателя используют так называемый асинхронный пуск синхронного двигателя. С этой целью ротор снабжают кроме обмотки возбуждения I

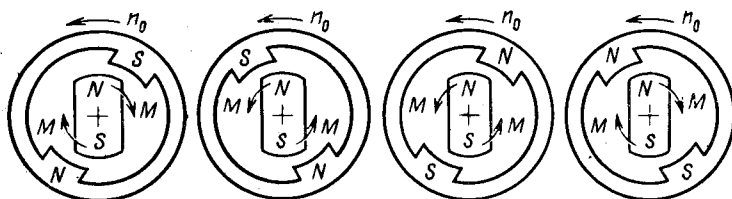


Рис. 11.14. К пояснению пуска синхронного двигателя

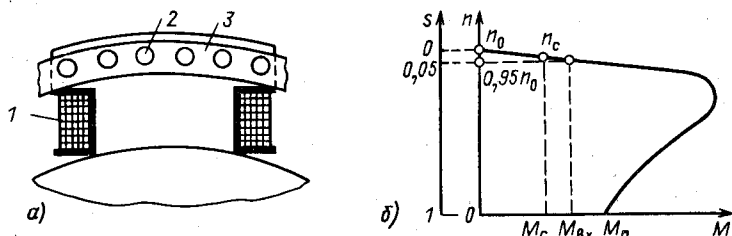


Рис. 11.15. Пусковая обмотка синхронного двигателя с явно выраженными полюсами (а) и его механическая характеристика (б)

(рис. 11.15, а) пусковой обмоткой. Последняя состоит из стержней 2, уложенных в пазы полюсных наконечников и замыкаемых с торцевых сторон накоротко сегментами 3. Пусковая обмотка подобна короткозамкнутой обмотке ротора асинхронного двигателя.

Пуск двигателя может быть произведен по схеме, изображенной на рис. 11.8, в следующем порядке. Обмотка ротора с помощью переключателя Π замыкается на резистор r_1 , после чего обмотка якоря подключается к трехфазной сети. Разгон ротора синхронного двигателя, так же как и асинхронного, происходит за счет взаимодействия вращающегося поля якоря и проводников короткозамкнутой (пусковой) обмотки, в которой под действием индуцированных ЭДС возникают токи. Когда ротор разгонится до частоты вращения, близкой к частоте вращения поля якоря, обмотку возбуждения отключают от резистора и подключают к источнику постоянного тока. Для контроля частоты вращения ротора можно использовать амперметр A с нулем посередине шкалы, частота колебаний стрелки которого уменьшается по мере разгона ротора. Обмотку возбуждения подключают к резистору в период разгона ротора для того, чтобы предохранить ее изоляцию от пробоя недопустимо большим напряжением, которое может возникнуть на выводах обмотки при пуске двигателя.

Поскольку синхронный двигатель пускается как асинхронный, он имеет в период пуска свойства асинхронного двига-

теля, в частности механическую характеристику, изображенную на рис. 11.15,б. Как известно, чтобы можно было произвести пуск двигателя, должно быть выполнено соотношение $M_n > M_c$. Однако для пуска синхронного двигателя этого оказывается недостаточно. Установлено, что двигатель надежно входит в синхронизм, если подключение обмотки возбуждения к источнику постоянного тока происходит при скольжении $s \leq 0,05$ (частота вращения $n \geq 0,95n_0$). Момент двигателя $M_{вх}$, соответствующий $s = 0,05$, называется входным. Для того чтобы двигатель мог разогнаться до скольжения $s \leq 0,05$, должно быть выполнено, очевидно, условие $M_{вх} > M_c$.

Соотношения между пусковым, входным и номинальным моментами лежат для различных двигателей примерно в следующих пределах:

$$M_n/M_{ном} = 0,7 \div 2,9; \quad M_{вх}/M_{ном} = 0,6 \div 2,3.$$

При необходимости ограничения пускового тока или пускового момента синхронного двигателя можно использовать те же способы, что в случае пуска асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

11.12. СРАВНЕНИЕ СИНХРОННЫХ И АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Чтобы остановить выбор на синхронном или асинхронном двигателе для приведения во вращение того или иного производственного механизма, необходимо иметь в виду следующее.

Обмотки статора обоих двигателей получают питание от сети трехфазного переменного тока. Для питания обмотки возбуждения синхронного двигателя требуется, кроме того, источник электрической энергии постоянного тока, правда, относительно небольшой мощности.

Асинхронный пуск синхронных двигателей несколько сложнее пуска асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. В отношении пусковых свойств асинхронные двигатели с фазным ротором имеют весьма существенные преимущества перед синхронными двигателями.

Частота вращения синхронных двигателей остается постоянной при изменении нагрузки, тогда как у асинхронных двигателей даже при их работе на естественной характеристике она несколько изменяется.

Асинхронные двигатели дают возможность регулировать частоту вращения различными способами, рассмотренными в гл. 10. Использование некоторых из этих способов для регулирования частоты вращения синхронных двигателей в принципе невозможно, а некоторых связано с большими конструктивными и эксплуатационными трудностями.

ми. Учитывая это, следует иметь в виду, что синхронные двигатели относятся к двигателям с нерегулируемой частотой вращения.

Воздействуя на ток возбуждения синхронного двигателя, можно в широких пределах изменять его коэффициент мощности. Можно, в частности, заставить синхронный двигатель работать с $\cos \varphi = 1$, а также с опережающим током. Последнее может быть использовано для улучшения коэффициента мощности других потребителей, питающихся от той же сети. В отличие от этого асинхронный двигатель представляет собой активно-индуктивную нагрузку и имеет всегда $\cos \varphi < 1$.

Из-за малых потерь мощности в роторе, а также в обмотке статора при работе с высоким $\cos \varphi$ КПД синхронных двигателей оказывается больше, а масса и габаритные размеры меньше, чем у асинхронных двигателей.

Учитывая указанные достоинства синхронных двигателей, стараются везде, где это возможно, вместо асинхронных двигателей применять синхронные. Они применяются обычно в установках средней и большой мощности при редких пусках, в случаях, когда не требуется электрического регулирования частоты вращения. Синхронные двигатели используются, например, для привода насосов, компрессоров, вентиляторов, генераторов постоянного тока преобразовательных установок.

11.13. СИНХРОННЫЕ МИКРОДВИГАТЕЛИ

Синхронные микродвигатели — электрические машины малой мощности от десятых долей ватта до сотен ватт. Частота вращения роторов микродвигателей, как и обычных синхронных двигателей, не зависит от нагрузки и равна частоте вращающегося магнитного поля $n = 60f/p$. По этой причине синхронные микродвигатели используются для привода различных устройств, частота вращения которых должна сохраняться неизменной и пропорциональной частоте питающей сети. К таким устройствам относятся самопишущие приборы, электрические часы, киноустановки и т. п. Существуют как трехфазные, так и однофазные синхронные микродвигатели. Вращающееся магнитное поле трехфазных и однофазных двигателей создается с помощью обмоток статора, которые не отличаются от обмоток статора соответствующих трехфазных и однофазных асинхронных двигателей.

Роторы синхронных микродвигателей не имеют обмоток возбуждения, а следовательно, и скользящих электрических контактов, что значительно упрощает их конструкцию и повышает надежность эксплуатации. Отпадает необходимость в источнике постоянного тока. По конструктивному исполнению

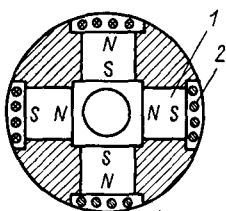


Рис. 11.16. Конструкция ротора синхронного микродвигателя с постоянными магнитами

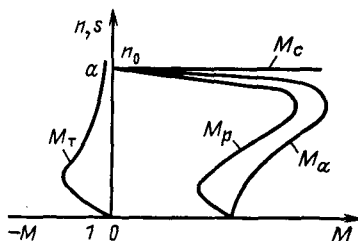


Рис. 11.17. Пусковые и механические характеристики синхронного микродвигателя с постоянными магнитами

ротора микродвигатели подразделяются на двигатели с постоянными магнитами, гистерезисные и реактивные.

11.13.1. Микродвигатель с постоянными магнитами. По существу такой микродвигатель отличается от обычного синхронного двигателя только тем, что магнитное поле его ротора создается постоянными магнитами 1, расположенными на валу (рис. 11.16). Для получения пускового момента в пазах полюсных наконечников уложена пусковая обмотка 2, как и у обычного синхронного двигателя.

В период пуска двигатель работает как асинхронный и развивает момент M_a , обусловленный взаимодействием вращающегося магнитного поля с током пусковой обмотки ротора, вызванным ЭДС от вращающегося магнитного поля. Однако при пуске создается и тормозной момент M_t , возникновение которого можно объяснить следующим образом. Магнитный поток постоянного магнита ротора при вращении пересекает проводники обмотки статора и наводит в них ЭДС, пропорциональную частоте вращения ротора. ЭДС вызывает в обмотке статора ток той же частоты. Взаимодействие этого тока с магнитным полем постоянного магнита ротора и создает тормозной момент.

Результирующий момент, развиваемый двигателем при пуске, равен $M_p = M_a + M_t$. Графики моментов M_a , M_t и M_p двигателя представлены на рис. 11.17. Характеристика результирующего момента имеет провал в области малых частот вращения, что необходимо иметь в виду при выборе двигателя по пусковым свойствам.

При достижении ротором частоты вращения, близкой к синхронной, ротор входит в синхронизм и двигатель начинает работать как синхронный, т. е. имеет частоту вращения, не зависящую от его нагрузки. В этом случае развиваемый двигателем момент M_c обусловлен взаимодействием магнитных полей постоянных магнитов ротора и вращающегося поля статора.

Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами по сравнению с гистерезисными и реактивными имеют более высокий КПД, $\cos \phi$ и значительно устойчивее в работе. Однако они более дорогие и имеют относительно большой пусковой ток.

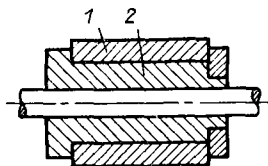


Рис. 11.18. Конструкция ротора синхронного гистерезисного микродвигателя

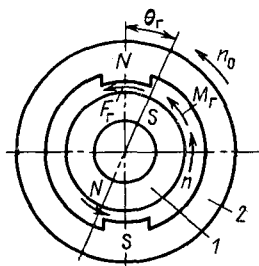


Рис. 11.19. Модель синхронного гистерезисного микродвигателя для пояснения возникновения вращающего момента

11.13.2. Гистерезисный микродвигатель. Гистерезисный микродвигатель представляет собой синхронный двигатель с цилиндрическим ротором без обмотки, с постоянным остаточным магнитным потоком и асинхронным пуском.

Ротор гистерезисного микродвигателя (рис. 11.18) состоит из массивного кольца 1, изготовленного из магнитно-твердого материала и алюминиевой или стальной втулки 2. При пуске вращающий момент микродвигателя обусловлен как явление гистерезиса при перемагничивании ферромагнитного материала ротора, так и асинхронным моментом. Возникновение гистерезисного момента микродвигателя можно пояснить с помощью его модели, приведенной на рис. 11.19, где вращающееся магнитное поле статора условно заменено кольцевым вращающимся магнитом 2. Ротор двигателя при намагничивании кольца 1 представляет собой постоянный магнит, в котором ось намагничивания из-за явления гистерезиса отстает от оси вращающегося магнитного поля статора. Отставание характеризуется углом гистерезисного сдвига θ_r и обуславливает возникновение тангенциальных гистерезисных сил F_r , а следовательно, и гистерезисного момента M_r . Так как значение угла θ_r связано только со свойствами материала ротора, то M_r является постоянным по значению для конкретного двигателя и тем больше, чем шире петля гистерезиса магнитно-твердого материала ротора.

Кроме момента M_r в двигателе, как и в асинхронном, возникает асинхронный момент M_a , что можно объяснить следующим образом. Так как ротор представляет собой как бы короткозамкнутую обмотку со значительным активным сопротивлением, то в нем возникает ЭДС $E_2 = E_{2k}$ от вращающегося магнитного поля статора, которая вызывает ток в роторе. В результате взаимодействия тока ротора с вращающимся магнитным полем возникает момент M_a . Результирующий момент двигателя $M_p = M_r + M_a$ (рис. 11.20).

Когда частота вращения ротора окажется близкой к частоте вращения магнитного поля статора, ротор войдет в синхронизм и двигатель будет работать как синхронный. Момент, развиваемый двигате-

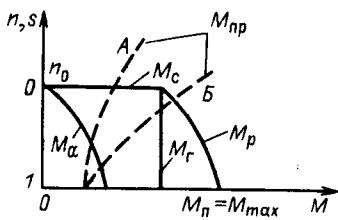


Рис. 11.20. Пусковые и механические характеристики синхронного гистерезисного микродвигателя

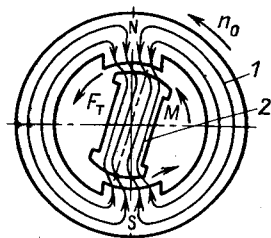


Рис. 11.21. Модель синхронного реактивного микродвигателя для пояснения возникновения вращающего момента

лем при синхронной частоте вращения ротора M_c , обусловлен взаимодействием магнитного потока остаточного намагничивания ротора и вращающегося магнитного потока статора. Гистерезисные микродвигатели в зависимости от нагрузки на валу могут работать как в синхронном, так и в асинхронном режиме. Если нагрузка характеризуется кривой A (рис. 11.20), двигатель будет работать в синхронном режиме. При этом синхронный режим работы двигателя будет получаться автоматически, если противодействующий момент $M_{пр}$ на валу двигателя не превышает его гистерезисного момента, т. е. $M_{пр} \leq M_r$. При нагрузке в виде кривой B ($M_{пр} > M_r$) двигатель будет работать в асинхронном режиме. При этом возникают значительные потери энергии на перемагничивание ротора и КПД двигателя резко снижается.

Гистерезисные синхронные микродвигатели надежны в работе, имеют большой пусковой момент и малый пусковой ток, высокий КПД ($\eta = 0,5 \div 0,6$), плавно входят в синхронизм. К недостаткам можно отнести низкий $\cos \phi \approx 0,4 \div 0,5$ и трудоемкость обработки магнитно-твердых материалов, из которых выполнено кольцо двигателей.

11.13.3. Реактивный микродвигатель. В реактивном микродвигателе рабочий момент возникает благодаря различию магнитных проводимостей ротора по его поперечной и продольной осям. На рис. 11.21 показана модель реактивного двигателя, причем вращающееся поле статора условно заменено кольцевым вращающимся магнитом 1. Так как ротор 2 стремится занять положение, при котором магнитная цепь имеет наименьшее магнитное сопротивление, появляются тангенциальные силы F_T , а следовательно, и вращающий момент M , направленный в сторону вращения магнитного поля статора.

Основные конструкции роторов микродвигателей приведены на рис. 11.22. Ротор со впадинами (рис. 11.22, а) собирается из отдельных листов электротехнической стали. Для пуска двигателя ротор имеет короткозамкнутую обмотку типа беличьей клетки. Ротор из сплошного ферромагнитного материала (рис. 11.22, б) пусковой обмотки не имеет. Пусковой момент создается в результате взаимодействия вращающегося магнитного поля статора с вихревыми токами, индуцированными в роторе. Реактивные микродвигатели имеют достаточно простую конструкцию, надежны в работе.

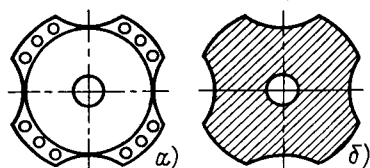


Рис. 11.22. Конструкция роторов синхронных реактивных микродвигателей

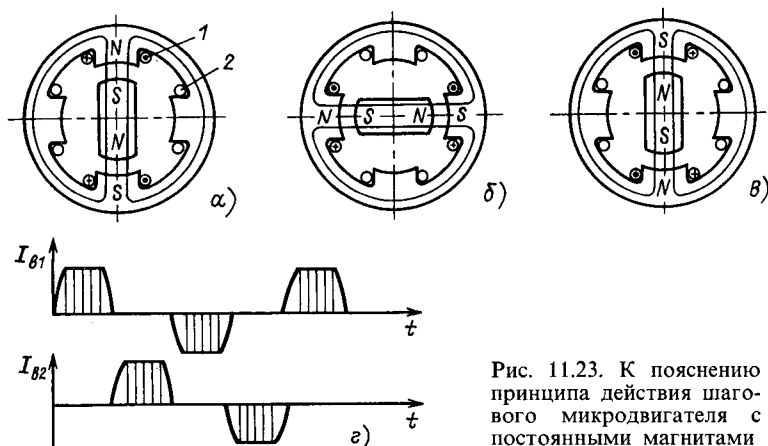


Рис. 11.23. К пояснению принципа действия шагового микродвигателя с постоянными магнитами

К их недостаткам можно отнести: небольшой максимальный момент, низкий $\cos \phi$ (менее 0,5), значительные габаритные размеры, что объясняется большим сопротивлением магнитной цепи двигателя. Кроме того, микродвигатели весьма чувствительны к колебаниям напряжения сети.

11.13.4. Шаговые микродвигатели. В шаговых микродвигателях питание обмоток статора может осуществляться как однополярными, так и разнополярными прямоугольными импульсами напряжения. Данные микродвигатели могут быть названы импульсными. Они широко применяются в приводах механизмов, в которых необходимо осуществлять старт-стопное или непрерывное движение, например в лентопротяжных устройствах с целью ввода и вывода информации, приводах различных станков с программным управлением, счетчиков и т. д.

Рассмотрим принцип работы двигателя на примере работы шагового микродвигателя с постоянными магнитами, которые называются также магнитоэлектрическими (рис. 11.23). Статор двигателя имеет явно выраженные полюсы с обмотками возбуждения 1 и 2 (рис. 11.23, а). Обмотка возбуждения может быть выполнена двух-, четырех- и т. д. полюсной. В рассматриваемом двигателе она четырехполюсная. Ротор — постоянный магнит. При подаче прямоугольных импульсов напряжения заданной последовательности на обмотки возбуждения и изменении в них токов I_{B1} и I_{B2} , как показано на рис. 11.23, г, ось основного магнитного потока скачкообразно поворачивается на 90°

(рис. 11.23, а-в). Под действием момента, который возникает в результате взаимодействия магнитных полей статора, создаваемого обмоткой возбуждения и ротора как постоянного магнита, ротор поворачивается также на 90° , т. е. на одно полюсное деление. Рассмотренная схема переключения двух обмоток возбуждения называется схемой четырехтактной разнополярной коммутации. Если обмотки возбуждения создают полярность полюсов, чередующихся в соответствии с рис. 11.23, а – в, вращение ротора будет осуществляться против часовой стрелки. Для уменьшения шага или полюсного деления шаговые микродвигатели выполняются многополюсными, причем число полюсов ротора равно числу полюсов статора. Шаг двигателя, т. е. угол поворота ротора за один такт, может быть определен как

$$\alpha_{\text{ш}} = \frac{360}{kp},$$

где k – число тактов в одном цикле; p – число пар полюсов.

Частота вращения ротора, об/мин, с учетом частоты подачи импульсов

$$n = \frac{60f}{kp},$$

где f – частота подачи импульсов, Гц.

Глава двенадцатая

ЭЛЕКТРОПРИВОД, ВЫБОР ДВИГАТЕЛЯ, АППАРАТУРА УПРАВЛЕНИЯ, ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ, ВОПРОСЫ ТЕХНИКИ БЕЗОПАСНОСТИ

12.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

Электропривод определяется как электромеханическая система, состоящая из электродвигательного, преобразовательного, передаточного и управляющего устройств, предназначенная для приведения в движение исполнительных органов рабочей машины и управления этим движением. В отдельных случаях в этой системе могут отсутствовать преобразовательное и передаточное устройства. Благодаря преимуществам по сравнению с другими видами приводов он нашел наибольшее распространение в промышленности и является основным средством механизации и автоматизации производственных машин и процессов. Степень совершенства электропривода определяет в конечном счете производительность труда.

Теория электропривода охватывает многие вопросы, знание которых позволяет рассчитать и выбрать элементы электропривода, а также разработать схему автоматического управления как двигателем, так и всем производственным процессом в соответствии с технологическими требованиями.

К этим вопросам относятся:

- а) механические характеристики электроприводов в двигательном и тормозных режимах;
- б) регулирование частоты вращения электроприводов;
- в) переходные процессы в электроприводах;
- г) расчет пусковых тормозных и регулировочных резисторов;
- д) определение мощности электродвигателя и выбор его по каталогу;
- е) разработка схемы управления двигателем и всем производственным процессом;
- ж) выбор электрической аппаратуры управления.

Вопросы, отмеченные в пп. а, б, г, были затронуты в достаточном для данного курса объеме в гл. 9–11 и здесь рассматриваться не будут.

12.2. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ

Переходным процессом называется процесс перехода электропривода от одного установившегося состояния к другому, когда одновременно изменяются скорость, момент и ток двигателя, а также скорость и моменты всех звеньев кинематической цепи, соединяющей двигатель с рабочим органом механизма.

К переходным процессам относятся пуск, торможение и реверс электропривода, переход с одной скорости на другую, а также процессы, вызванные изменениями момента на валу двигателя, изменением напряжения сети. Характер протекания и длительность переходного процесса в ряде производственных механизмов определяют производительность, особенно когда длительность рабочего цикла соизмерима с временем разгона и торможения.

Кроме того, потери энергии в двигателе при пуске и торможении могут оказаться соизмеримыми с потерями в установившихся режимах. Поэтому при определении мощности двигателя необходимо учитывать потери при пуске и торможении, особенно когда число пусков и торможений в час относительно велико.

Характер и длительность переходного процесса опреде-

ляются моментом двигателя, моментами сил сопротивления (трения, резания, деформации и т. д.), массами и моментами инерции движущихся тел. Зависимости n , M , I от времени и продолжительность переходного процесса можно определить с помощью известного из механики уравнения движения.

Для поступательного движущегося тела

$$F - F_c = m dv/dt. \quad (12.1)$$

Для вращающегося тела

$$M - M_c = J d\omega/dt. \quad (12.2)$$

В формулах (12.1) и (12.2) приняты следующие обозначения: F , M — движущая сила и движущий момент, Н, Н·м; F_c , M_c — сила и момент сопротивления, Н, Н·м; m , J — масса и момент инерции тела, кг, кг·м²; v , ω , t — скорость, угловая скорость и время, м/с, рад/с, с.

Уравнения движения соответствуют одному поступательно движущемуся или вращающемуся телу. Любой, даже самый простейший производственный механизм, например изображенный на рис. 12.1, состоит не из одного, а из нескольких движущихся или вращающихся с различными частотами тел (шестерен, валов, шкивов и т. д.). Поэтому при расчете переходных процессов электроприводов потребовалось бы составить и совместно решить столько уравнений, сколько звеньев с различными скоростями имеет механизм. Для упрощения задачи все моменты инерции, моменты сил сопротивления и движущие моменты приводят к одной скорости — обычно к скорости вала двигателя; в результате этого все звенья механизма заменяют одним эквивалентным звеном, для которого составляют и затем решают одно уравнение движения. Динамические свойства эквивалентного звена будут такими же, как и механизма, если:

а) кинетическая энергия эквивалентного звена равна кинетической энергии всех звеньев механизма;

б) мощности на валу эквивалентного звена, обусловленные движущим моментом и моментами сил сопротивлений, те же, что и соответствующие мощности, передаваемые звеньями механизма.

На основании этих условий для системы, состоящей из k звеньев, можно написать

$$\frac{J_{\text{эк}} \omega_{\text{эк}}^2}{2} = J_{\text{д}} \frac{\omega_{\text{д}}^2}{2} + J_1 \frac{\omega_1^2}{2} + \dots + J_k \frac{\omega_k^2}{2}.$$

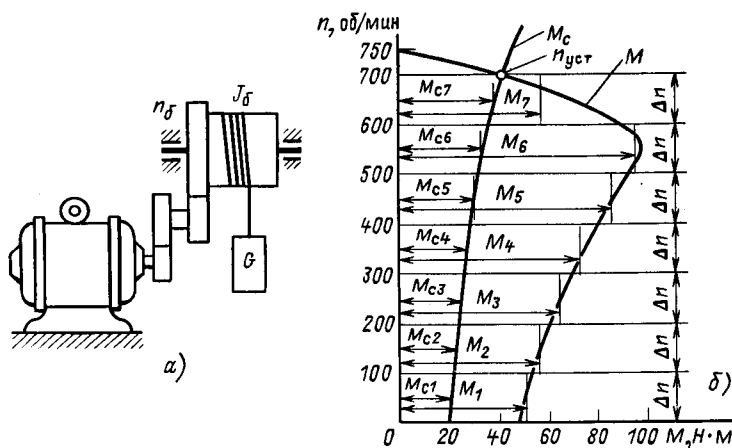


Рис. 12.1. Кинематическая схема механизма (а); пояснения к графо-аналитическому методу расчета времени переходного процесса (б)

Разделив почленно на $\omega_{эк}$, получим

$$J_{эк} = J_d \left(\frac{\omega_d}{\omega_{эк}} \right)^2 + J_1 \left(\frac{\omega_1}{\omega_{эк}} \right)^2 + \dots + J_k \left(\frac{\omega_k}{\omega_{эк}} \right)^2,$$

где $J_{эк}$, $\omega_{эк}$ — момент инерции и угловая скорость вращения эквивалентного звена; J_d , ω_d — момент инерции и угловая скорость двигателя; $J_1, J_2, \dots, J_k$ — моменты инерции звеньев механизма, вращающихся соответственно с угловыми скоростями $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k$.

Если скорость эквивалентного звена равна скорости двигателя, то

$$J_{эк} = J_d + J_1 \left(\frac{\omega_1}{\omega_d} \right)^2 + \dots + J_k \left(\frac{\omega_k}{\omega_d} \right)^2.$$

Эквивалентный момент инерции $J_{эк}$ обычно обозначают J и называют моментом инерции всех звеньев механизма, включая и момент инерции двигателя.

Момент сил сопротивления, приведенный к валу двигателя, с учетом КПД механизма для случая передачи энергии от двигателя к механизму определяется из соотношения

$$P_{с,пр} = P_c / \eta, \quad \text{или} \quad M_{с,пр} \omega_{пр} = M'_c \omega'_c / \eta.$$

Отсюда

$$M_{с,пр} = M'_c \frac{\omega_c}{\omega_d} \frac{1}{\eta} = M_c,$$

где $M_{с,пр}$ — момент сил сопротивления, приведенный к валу двигателя, имеющего угловую скорость ω_d ; M'_c — момент сил сопротивления звена, имеющего угловую скорость ω'_c ; η — КПД передачи.

Уравнение движения эквивалентного звена для двигательного режима работы и реактивного момента сил сопротивления (момент трения, резания и т. п.) будет иметь вид (12.2), где M — момент, развиваемый двигателем; J — момент инерции всех звеньев; M_c — момент сил сопротивления на валу двигателя.

Пример 12.1. Двигатель через систему шестерен приводит в движение барабан (рис. 12.1, а). Частота вращения двигателя $n = 1000$ об/мин, частота вращения барабана $n_6 = 100$ об/мин. Момент сил сопротивления на валу барабана $M_c = 400$ Н · м, момент инерции барабана $J_6 = 250$ кг · м².

Определить приведенные к валу двигателя момент инерции барабана и момент сил сопротивления, если КПД передачи $\eta = 0,8$.

Решение. Момент инерции барабана, приведенный к валу двигателя,

$$J_{б,пр} = J_6 \left(\frac{\omega_6}{\omega} \right)^2 = J_6 \left(\frac{n_6}{n} \right)^2 = 250 \left(\frac{100}{1000} \right)^2 = 2,5 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Момент сил сопротивления, приведенный к валу двигателя,

$$M_c = M'_c \frac{\omega_c}{\omega} \frac{1}{\eta} = M_c \frac{n_6}{n} \frac{1}{\eta} = 400 \frac{100}{1000} \frac{1}{0,8} = 50 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

12.3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ РАЗГОНА И ТОРМОЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Определение времени разгона и торможения электропривода производится путем решения уравнения движения. Однако аналитический расчет связан с рядом трудностей, обусловленных тем, что момент сил сопротивления и движущий момент в большинстве случаев являются сложной функцией скорости. На практике широко используются приближенные графоаналитические методы расчета, в основе которых лежат графические решения уравнения движения. Рассмотрим один из этих методов.

В уравнении движения (12.2) бесконечно малые приращения $d\omega$, dt заменяют малыми конечными приращениями $\Delta\omega$, Δt , а M и M_c — средними значениями в пределах участка скорости $\Delta\omega$:

$$M_{cp} - M_{c,cp} = J \Delta\omega / \Delta t, \quad (12.3)$$

откуда

$$\Delta t = \frac{J \Delta\omega}{M_{cp} - M_{c,cp}}. \quad (12.4)$$

Подставив $\omega = \frac{\pi n}{30}$, получим

$$\Delta t = \frac{J \pi \Delta n}{30 (M_{cp} - M_{c,cp})} = \frac{J \Delta n}{9,55 (M_{cp} - M_{c,cp})}, \quad (12.5)$$

где Δt — время разгона электропривода на участке частоты вращения Δn ; J — момент инерции системы; M_{cp} — средний момент на участке частоты вращения Δn ; $M_{c,cp}$ — средний момент сил сопротивления на участке частоты вращения Δn .

Исходными для расчета являются механическая характеристика двигателя и график момента сил сопротивления (рис. 12.1, б).

Графики разбивают на участки Δn , определяют средние значения M и M_c на каждом из участков, а затем по формуле (12.5) оценивают время на каждом из участков. Время разгона электропривода равно сумме времен на каждом из участков:

$$t_p = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \dots + \Delta t_k. \quad (12.6)$$

Пример 12.2. Определить время разгона электропривода. Механическая характеристика двигателя и график момента сил сопротивления на валу двигателя изображены на рис. 12.1, б. Момент инерции привода $J = 0,4 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Решение. Установившаяся частота вращения определяется точкой пересечения графиков $n = f(M)$, $n = f(M_c)$ и составляет $n_{уст} = 700 \text{ об/мин}$. График делится на семь (в данном случае) участков скорости с $\Delta n = 100 \text{ об/мин}$.

Определяем средние значения M и M_c на каждом из участков. Подсчитываем время Δt на каждом из участков.

На первом участке

$$\Delta t_1 = \frac{J \Delta n}{9,55 (M_{cp1} - M_{c,cp1})} = \frac{0,4 \cdot 100}{9,55 (52 - 20)} = 0,131 \text{ с.}$$

Таблица 12.1

№ участка	1	2	3	4	5	6	7
$M_{ср}, Н \cdot м$	50	55	64	72	86	94	56
$M_{с, ср}, Н \cdot м$	20	22	24	26	30	32	38
$\Delta t, с$	0,131	0,127	0,105	0,091	0,075	0,067	0,232

Результаты расчета на остальных участках сведены в табл. 12.1.

Время разгона электропривода $t = \sum_1^7 \Delta t = 0,828$ с.

Время торможения электропривода определяется так же, как и время разгона: разница в том, что момент двигателя тормозной и действует так же, как и момент сил сопротивления, — против движения:

$$\Delta t = \frac{J \Delta n}{9,55 (M_{ср} + M_{с, ср})}.$$

12.4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОЩНОСТИ ДВИГАТЕЛЯ. ВЫБОР ДВИГАТЕЛЯ ПО КАТАЛОГУ

Определение мощности двигателя для производственного механизма выполняется в соответствии с нагрузкой на его валу по условиям нагрева. После того как двигатель выбран по условиям нагрева по каталогу, его проверяют по перегрузочной способности и условиям пуска.

За время работы теплота, обусловленная потерями мощности в двигателе, нагревает его. Допустимая же температура двигателя определяется классом изоляции его обмоток и не должна превышать определенного значения, установленного заводом-изготовителем. Необходимо выбрать такой двигатель по номинальной мощности, при которой он бы нагревался за время работы до температуры, не превосходящей допустимую. Превышение допустимой температуры приводит к потере изоляцией электрической и механической прочности и к выходу двигателя из строя.

Завышение мощности двигателя связано с дополнительными капитальными затратами, увеличением расхода энергии на единицу продукции, а для асинхронных двигателей, кроме того, — с ухудшением коэффициента мощности.

По характеру работы все производственные механизмы разделяются на четыре основные группы:

1) механизмы, работающие длительно с постоянной нагрузкой;

2) механизмы, работающие длительно с изменяющейся нагрузкой;

3) механизмы, часть времени производственного цикла работающие, другую часть находящиеся в неподвижном состоянии (повторно-кратковременный характер работы);

4) механизмы, работающие всего несколько секунд или минут, а затем длительно (десятки секунд или минут) находящиеся в неподвижном состоянии (кратковременный характер работы).

В соответствии с характером работы производственных механизмов установлены три основных номинальных режима двигателей: продолжительный, повторно-кратковременный и кратковременный.

При продолжительном режиме (рис. 12.2, а) за время работы двигатель успевает нагреться до установившейся температуры. При повторно-кратковременном режиме (рис. 12.2, б) за время работы t_p двигатель не успевает нагреться до установившейся температуры, а за время паузы t_0 , когда он отключен от сети, не успевает охладиться до температуры окружающей среды t_{oc} . Однако по прошествии нескольких циклов температура будет колебаться между наибольшими и наименьшими значениями, которые далее остаются постоянными. Основной характеристикой этого режима является относительная продолжительность включения, %,

$$ПВ = \frac{t_p}{t_p + t_0} 100 = \frac{t_p}{T_n} 100,$$

где t_p , t_0 , T_n — соответственно интервалы работы, паузы и цикла.

При кратковременном режиме (рис. 12.2, в) за время работы t_p двигатель не успевает нагреться до установившейся температуры, а за время паузы t_0 успевает охладиться до температуры окружающей среды t_{oc} .

Каждый двигатель может работать в любом из перечисленных режимов. Однако для получения наилучших экономических показателей электротехническая промышленность изготавливает двигатели, специально предназначенные для: а) продолжительного режима; б) повторно-кратковременного режима; в) кратковременного режима.

Для двигателей продолжительного режима в каталогах задается номинальная мощность без каких-либо оговорок о времени работы. Для двигателей повторно-кратковременного режима в каталогах указываются номинальные значения мощ-

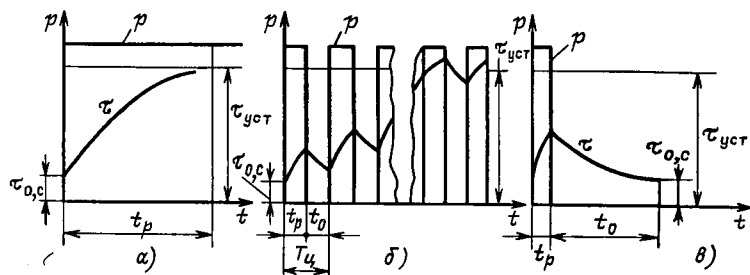


Рис. 12.2. Нагрузочные графики и изменение температуры двигателя при длительном (а), повторно-кратковременном (б) и кратковременном (в) режимах работы

ности соответственно для ПВ-15, 25, 40 и 60%. При этом время цикла не должно превышать 10 мин. В противном случае режим работы считается продолжительным. Для двигателей кратковременного режима в каталогах задаются несколько времен работы и соответствующие им номинальные мощности.

В основе выбора мощности двигателя любого режима работы лежит метод средних потерь. Он основан на сравнении средних потерь мощности $\Delta P_{\text{ср}}$ двигателя за цикл работы с потерями при номинальной нагрузке $\Delta P_{\text{ном}}$.

Средние потери определяются из выражения

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\Delta A_{\text{ц}}}{T_{\text{ц}}} = \frac{\sum_1^n \Delta P_i t_i + \sum_1^i \Delta A_i}{T_{\text{ц}}},$$

где $\Delta A_{\text{ц}}$ — потери энергии в двигателе за цикл; $T_{\text{ц}}$ — время цикла; $\Delta P_i t_i$ — потери энергии в двигателе за время t_i , в течение которого двигатель работает с неизменной нагрузкой P_i ; ΔA_i — потери энергии при пуске и торможении.

Если средние потери за цикл работы не превышают потерь при номинальной нагрузке, то средняя температура двигателя не будет превышать допустимую и, следовательно, двигатель выбран правильно.

Таким образом, условия выбора двигателя

$$\Delta P_{\text{ср}} \leq \Delta P_{\text{ном}}.$$

Однако использование метода средних потерь в некоторых случаях затруднено из-за отсутствия необходимых сведений о двигателе в каталогах.

В практике широко применяется другой, более простой метод эквивалентных величин (тока, момента или мощности). Ме-

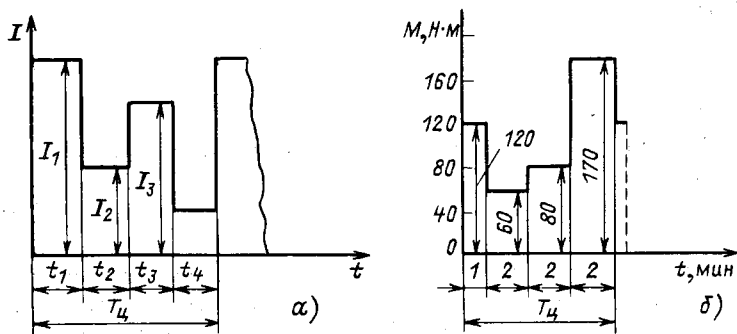


Рис. 12.3. Нагрузочные диаграммы $I(t)$ (а), $M(t)$ (б)

тод эквивалентного тока основан на том, что действительный ток двигателя при разных нагрузках заменяется эквивалентным током неизменного значения $I_{эк}$, создающим за рабочий цикл те же потери в двигателе, что и действительный ток.

Потери мощности в двигателе складываются из постоянных (не зависящих от нагрузки) ΔP_k и переменных ΔP_v потерь:

$$\Delta P = \Delta P_k + \Delta P_v = \Delta P_k + I^2 r. \quad (12.7)$$

К постоянным относятся потери в магнитопроводе и механические потери, к переменным — потери в обмотках.

В двигателе постоянного тока с параллельным возбуждением к переменным потерям относятся потери в цепи якоря, остальные потери, в том числе и потери в обмотке возбуждения, являются постоянными. В асинхронном двигателе переменными потерями следует считать потери в обмотках ротора и статора.

Потери мощности в двигателе за цикл работы равны сумме потерь на каждом из участков (рис. 12.3, а):

$$(\Delta P_k + I_1^2 r) t_1 + (\Delta P_k + I_2^2 r) t_2 + \dots = (\Delta P_k + I_3^2 r) T_{ц}.$$

Так как

$$\Delta P_k (t_1 + t_2 + t_3 + \dots) = \Delta P_k T_{ц},$$

то

$$I_1^2 r t_1 + I_2^2 r t_2 + I_3^2 r t_3 + \dots = I_{эк}^2 r T_{ц}$$

откуда

$$I_{\text{эк}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + I_3^2 t_3 + \dots}{T_{\text{ц}}}}. \quad (12.8)$$

При правильном выборе двигателя должно соблюдаться условие

$$I_{\text{ном}} \geq I_{\text{эк}}. \quad (12.9)$$

Метод эквивалентного тока пригоден для любого двигателя, однако его использование связано с необходимостью построения графика зависимости тока от времени за рабочий цикл механизма.

Учитывая, что для двигателей постоянного тока с параллельным возбуждением $M = k_M \Phi I_{\text{я}} = C I_{\text{я}}$, а для двигателей переменного тока $M = C \Phi I_2 \cos \psi_2 \approx C_1 I_2$, в зоне рабочей части характеристики (в области от $s = 0$ до $s \approx s_{\text{кр}}$) можно перейти от эквивалентного тока к эквивалентному моменту, если в (12.8) ток выразить через момент:

$$M_{\text{эк}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + M_3^2 t_3 + \dots}{T_{\text{ц}}}}. \quad (12.10)$$

Тогда условием выбора будет

$$M_{\text{ном}} \geq M_{\text{эк}}. \quad (12.11)$$

Для приводов, скорость двигателей которых не регулируется и мало зависит от нагрузки (двигатели постоянного тока с параллельным возбуждением, асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором и синхронные двигатели трехфазного тока), мощность

$$P = \omega M \approx CM$$

примерно пропорциональна моменту.

Выразив в (12.10) M через P , получим расчетную формулу для эквивалентной мощности:

$$P_{\text{эк}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + P_3^2 t_3 + \dots}{T_{\text{ц}}}}. \quad (12.12)$$

Номинальная мощность выбранного двигателя должна удовлетворять условию

$$P_{\text{ном}} \geq P_{\text{эк}}. \quad (12.13)$$

При определении мощности двигателя необходимо учитывать потери энергии в двигателе при пуске и торможении, особенно когда цикл работы непродолжительный и число включений двигателя в час достигает нескольких десятков. В этом случае надо пользоваться методом средних потерь, так как расчетные уравнения эквивалентных величин не учитывают потери энергии при пуске и торможении.

В ряде случаев момент нагрузки на отдельных участках может оказаться больше максимально допустимого момента двигателя. Асинхронный двигатель может при этом остановиться, а на коллекторе двигателя постоянного тока может возникнуть недопустимое искрение. Поэтому после выбора двигателя любым из описанных выше методов его необходимо проверить по перегрузочной способности, исходя из условия

$$M_{\max c} \leq M_{\max д} \quad (12.14)$$

где $M_{\max c}$ — максимальный момент на валу двигателя, $M_{\max д}$ — максимально допустимый момент двигателя.

Для асинхронного двигателя $M_{\max д} = 0,9 M_{\max}$, для двигателя постоянного тока с параллельным возбуждением $M_{\max д} = (2 \div 2,5) M_{\text{ном}}$.

Выбор двигателя не ограничивается определением его номинальной мощности. Из многообразных конструктивных форм исполнения двигателей, обусловленных способом установки и условиями окружающей среды, необходимо выбрать подходящую для данного конкретного случая. Для одних механизмов применяются двигатели с горизонтальным, для других — с вертикальным расположением вала. Для лучшей компоновки кроме двигателей с лапами выпускаются двигатели, имеющие фланцы на корпусе, посредством которых двигатели крепятся непосредственно к производственному механизму, например металлорежущему станку. Существуют встраиваемые двигатели, корпуса которых представляют единое целое с корпусом или станиной производственного механизма.

Атмосфера, в которой работает двигатель, может содержать влагу, пыль, различные газы, пары кислот и даже взрывоопасные смеси. Эти компоненты атмосферы воздействуют на изоляцию обмотки, ухудшают ее механические и изоляционные свойства, что в конечном итоге может привести к выходу из строя двигателя. Поэтому конструкция двигателя предусматривает ту или иную защиту изоляции от воздействия атмосферных примесей.

В связи с этим выпускаются двигатели открытого, защищенного, закрытого и взрывобезопасного исполнений.

Открытые двигатели не имеют каких-либо средств защиты и применяются только в сухих помещениях без пыли, грязи и других примесей. Защищенные двигатели разделяются на три категории:

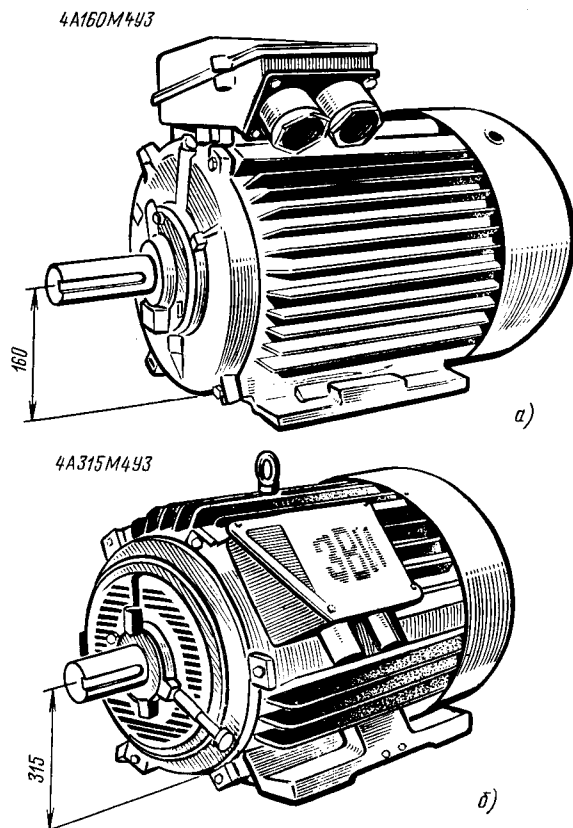


Рис. 12.4. Асинхронные двигатели: с короткозамкнутым ротором типа 4A160M4УЗ мощностью 18,5 кВт, 1500 об/мин (а) и типа 4A315M4УЗ мощностью 200 кВт, 1500 об/мин (б)

1) защищенные от случайного соприкосновения с токоведущими частями и попадания посторонних предметов внутрь двигателя (имеют сетки, закрывающие отверстия в корпусе двигателя);

2) защищенные от попадания капель (снабжены кроме сеток специальными козырьками);

3) защищенные от дождя и брызг (обычно применяются на открытом воздухе).

Закрытые двигатели используются в помещениях сырых или с едкими газами, большим содержанием пыли. Они бывают невентилируемыми, с принудительной вентиляцией и герметически закрытыми.

Корпуса взрывобезопасных двигателей очень прочны; они выдер-

4АН180М4У3

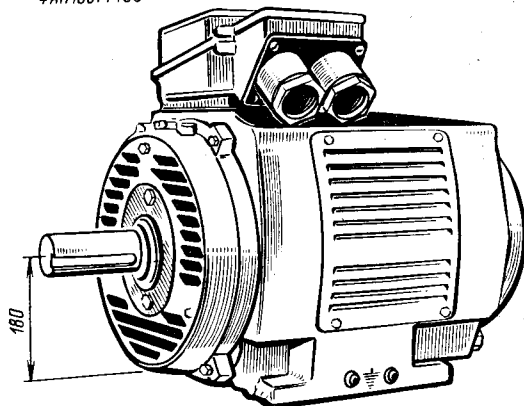


Рис. 12.5. Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором типа 4АН180М4У3 мощностью 37 кВт, 1500 об/мин

живают взрыв газов внутри двигателя и устроены так, что пламя взрыва не выходит в окружающую атмосферу.

На рис. 12.4, а, б и 12.5 изображены асинхронные двигатели с короткозамкнутыми обмотками ротора типа 4А160М4У3, 18,5 кВт, 1500 об/мин (рис. 12.4, а); типа 4А315М4У3, 200 кВт, 1500 об/мин (рис. 12.4, б), типа 4АН180М4У3, 37 кВт, 1500 об/мин (рис. 12.5).

Пример 12.3. Определить мощность и выбрать двигатель по каталогу для привода производственного механизма. График момента статической нагрузки, приведенный к валу двигателя с учетом потерь в передаче, изображен на рис. 12.3, б. По технологическим условиям следует использовать асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором. Частота вращения $n = 1450$ об/мин. Помещение, где будет работать двигатель, — сухое, без пыли и грязи. Предполагается установка двигателя на лапах на фундаменте.

Решение. Эквивалентный момент

$$M_3 = \sqrt{\frac{120^2 \cdot 1 + 60^2 \cdot 2 + 80^2 \cdot 2 + 170^2 \cdot 2}{1 + 2 + 2 + 2}} = 110 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Эквивалентная мощность

$$P_{\text{эк}} = \frac{M_3 n}{9550} = \frac{110 \cdot 1450}{9550} = 16,7 \text{ кВт}.$$

По условиям работы и способу установки выбираем по каталогу двигатель ближайшей большей мощности. Каталожные данные выбранного двигателя: 17 кВт, 380/220 В, $\eta_{\text{ном}} = 0,895$, $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,88$, $I_n = 7I_{\text{ном}}$, $M_n/M_{\text{ном}} = 1,2$, $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = \lambda = 2$, $n_{\text{ном}} = 1430$ об/мин.

Номинальный момент двигателя

$$M_{\text{ном}} = \frac{9550 P_{\text{ном}}}{n_{\text{ном}}} = \frac{9557 \cdot 17}{1430} = 113 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Максимальный (критический) момент

$$M_{\text{max}} = \lambda M_{\text{ном}} = 2 \cdot 113 = 226 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Максимальный статический момент

$$M_c = 170 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

По перегрузочной способности двигатель проходит, так как выполняется условие

$$0,9 M_{\text{max}} = 204 > M_c = 170.$$

12.5. АППАРАТУРА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ И ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Наиболее распространенная схема дистанционного управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором изображена на рис. 12.6.

Защита силовых цепей и двигателя от коротких замыканий осуществляется плавкими предохранителями *П*, защита двигателя от перегрева, вызванного перегрузками или другими причинами, — тепловым реле *РТ*. Включение и отключение двигателя производится электромагнитным аппаратом — контактором *К*. Для пуска и останова использованы две кнопки: *Пуск* и *Стоп*. Выключатель *В* служит для снятия напряжения с установки после окончания рабочего дня или при ремонте.

Рассмотрим устройство и принцип действия аппаратов управления, использованных в данной схеме.

Контактор — силовой электротехнический аппарат, посредством которого осуществляются включение и отключение силовых цепей: двигателей, электрических печей и других устройств.

В некоторых случаях вместо контактора используются автоматы или бесконтактные системы включения на тиристорах.

Контакторы бывают переменного и постоянного тока.

На рис. 12.7 изображен трехполюсный контактор переменного тока. Электромагнитная система контактора состоит из катушки 1, неподвижного сердечника 2 и якоря 3, укрепленного на валике 4. После включения катушки в сеть магнитный по-

ток, созданный переменным током катушки, притягивает якорь и поворачивает валик 4, на котором укреплены силовые подвижные контакты 5. В результате происходит замыкание силовых подвижных 5 и неподвижных 6 контактов. Кроме силовых контактов контактор имеет вспомогательные замыкающие 8 и размыкающие 7 контакты. Эти контакты замыкаются и размыкаются пластинами 14, укрепленными на траверсах 9, которые в свою очередь укреплены на валике 4. При повороте валика контакты 8 замыкаются, а контакты 7 размыкаются.

Для уменьшения потерь в сердечнике на вихревые токи сердечник и якорь собраны из отдельных листов электротехнической стали.

Сила, с которой якорь контактора притягивается к сердечнику, пропорциональна квадрату магнитного потока: $F \sim \Phi^2$, а магнитный поток изменяется по синусоидальному закону. Из этого следует, что сила притяжения за один период переменного тока достигает дважды амплитудного и нулевого значений, вследствие чего возникает вибрация якоря и подвижных контактов. Для уменьшения вибраций, а также возникающего при этом неприятного гудения якорь 3 снабжается короткозамкнутым витком 10, охватывающим часть его сечения. Часть основного магнитного потока пронизывает короткозамкнутый виток и наводит в нем ЭДС. ЭДС вызывает ток, а ток — магнитный поток, сдвинутый по фазе относительно основного потока. Этот магнитный поток вызывает силу, удерживающую якорь в притяннутом состоянии, когда сила притяжения от основного потока равна нулю.

После отключения катушки контактора якорь под действием силы тяжести подвижной системы возвращается в исходное положение и контакты размыкаются. Для ускорения гашения дуги, возникающей при размыкании контактов, и предотвращения их быстрого разрушения дугой контактор снабжается дугогасительной камерой 12, внутри которой рас-

положены металлические пластины 13. При размыкании контактов возникшая между ними электрическая дуга перебрасывается на металлические пластины; в момент, когда ток дуги

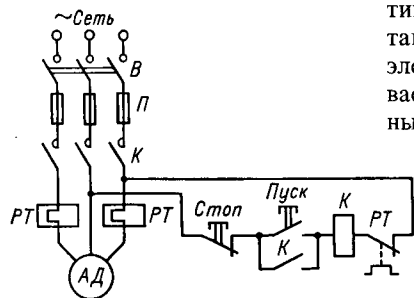


Рис. 12.6. Схема дистанционного управления асинхронным двигателем с короткозамкнутой обмоткой ротора

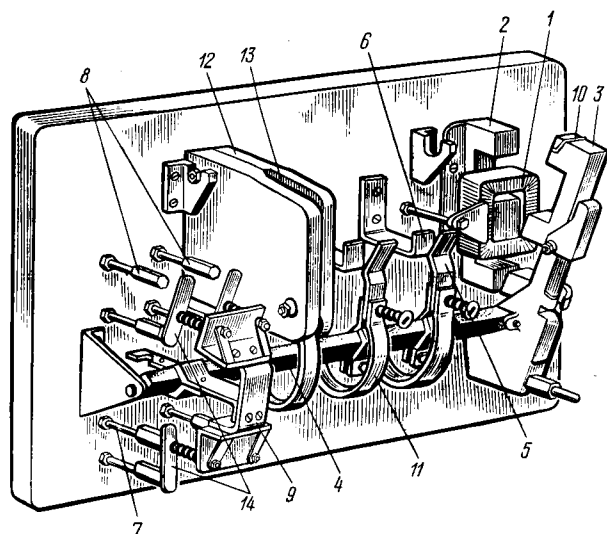


Рис. 12.7. Устройство контактора переменного тока

равен нулю, происходит деионизация промежутка между контактами (восстановление изоляционных свойств воздушного промежутка) и дуга гаснет.

Подвод тока к подвижным контактам 5 осуществляется с помощью гибких проводников 11. Силовые контакты контактора рассчитаны на большие токи — от нескольких десятков до нескольких сотен ампер, вспомогательные контакты — на ток 2—10—20 А.

Принцип действия простейшего теплового реле легко уяснить из рис. 12.8, а. Реле состоит из нагревательного элемента 1, который включается последовательно с обмоткой статора. Внутри нагревательного элемента расположена биметаллическая пластина 2, состоящая из двух пластин металла с различными температурными коэффициентами линейного расширения. При токе, превышающем номинальный ток двигателя, нагревательный элемент настолько нагревает биметаллическую пластину, что она изгибается и ее незакрепленный конец поднимается вверх. Под действием пружины 3 рычаг 4, лишившись опоры, поворачивается, в результате чего контакты 5, включенные в цепь катушки контактора, размыкаются. Для возврата реле в исходное положение используется штифт 6. На рис. 12.8, б изображено устройство кнопки с двумя контакторами. В корпус 1, сделанный из изоляционного материала, вмонтированы неподвижные контакты 2 и 3. При нажатии на штифт 4

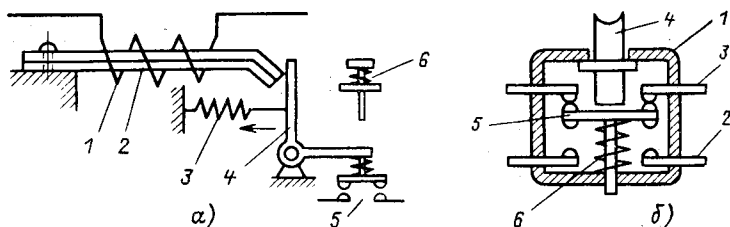


Рис. 12.8. Устройство теплового реле (а), кнопка с двумя контактными элементами (б)

кнопки неподвижные контакты 2 замыкаются, а контакты 3 размыкаются подвижным металлическим мостиком 5. Пружина 6 возвращает кнопку в исходное положение. В схеме управления (см. рис. 12.6) применены две кнопки: *Пуск* и *Стоп*.

После ознакомления с устройством и принципом действия аппаратов можно рассмотреть работу схемы управления (см. рис. 12.6) при включении и отключении двигателя.

Однако прежде чем рассматривать работу схемы, необходимо обратить внимание на следующее.

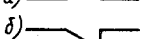
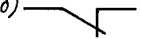
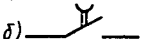
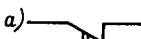
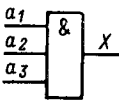
Все элементы аппаратов имеют установленные ГОСТ графические изображения и названия, наиболее распространенные из которых приведены в табл. 12.2.

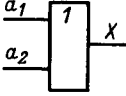
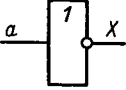
Всем элементам одного и того же аппарата присваивают одинаковое буквенное обозначение.

Замыкающим контактом электромагнитного аппарата называется такой контакт, который разомкнут при отсутствии тока в его катушке, а в аппаратах, не имеющих катушек (кнопочные станции, путевые выключатели и т. п.), — при отсутствии внешнего воздействия. Размыкающий контакт при этих условиях замкнут.

При нажатии на кнопку *Пуск* катушка контактора *К* получает питание, якорь контактора притягивается и в результате силовые контакты контактора замыкаются и подключают двигатель к сети. Одновременно с этим замыкается блокировочный контакт контактора и шунтирует кнопку *Пуск*, что позволяет отпустить кнопку, не прерывая питания катушки контактора. Для останова двигателя нужно нажать на кнопку *Стоп*. При этом цепь катушки контактора размыкается, якорь контактора отпадает и его силовые контакты размыкаются и отключают двигатель от сети. В случае перегрузки двигателя срабатывает тепловое реле и своими контактами *РТ* размыкает цепь катушки контактора, что приводит к отключению двигателя.

Таблица 12.2

Обозначение	Наименование
	Резистор постоянный
	Резистор регулируемый (реостат)
	Предохранитель плавкий
	Предохранитель плавкий
а)  б) 	Контакты кнопки с самовозвратом: а) с замыкающим контактом б) с размыкающим контактом
а)  б) 	Контакты путевого выключателя: а) замыкающий б) размыкающий
а)  б) 	Контакты и вспомогательные контакты контактора, пускателя, реле: а) замыкающий б) размыкающий
	Обмотка контактора или реле:
а)  б) 	Замыкающие контакты реле времени с выдержкой: а) при замыкании б) при размыкании
а)  б) 	Размыкающие контакты реле времени с выдержкой: а) при размыкании б) при замыкании
	Логический элемент И

Обозначение	Наименование
	Логический элемент ИЛИ
	Логический элемент НЕ (НЕТ)

На рис. 12.9 изображена схема управления асинхронным двигателем, предусматривающая динамическое торможение. Кроме описанных выше аппаратов схема содержит электромагнитное реле времени и контактор T , с помощью которого обмотка статора двигателя включается в сеть постоянного тока для осуществления динамического торможения.

Принцип действия и устройство электромагнитного реле времени можно пояснить, используя его эскизное изображение на рис. 12.10, а. Катушка реле 1, включенная в сеть постоянного тока, создает магнитный поток Φ , под действием которого якорь 2 быстро притягивается к сердечнику 3. При этом контакты 4 замыкаются, а контакты 5 размыкаются. Если катушку реле 1 отсоединить от сети, то якорь 2 возвратится в исходное положение под действием пружины 6 не сразу, а с некоторой выдержкой времени. Это происходит потому, что после отключения катушки магнитный поток Φ начинает убывать и в результате в короткозамкнутом витке 7 (медная гильза) возникают ЭДС и ток. Последний создает поток, ранее создаваемый током катушки 1. Однако вследствие потерь энергии в медной гильзе ($I^2 r$) магнитный поток будет убывать, и когда создаваемая им сила F окажется меньше силы пружины 6, якорь реле возвратится в исходное положение. При этом контакты 4 размыкаются, а контакты 5 замыкаются.

Таким образом, с момента отключения катушки реле переключение контактов происходит не сразу, а спустя определенное время, называемое выдержкой времени. Регулирование выдержки времени осуществляется изменением натяжения пружины 6 с помощью гайки 8. Кроме описанного в системах автоматического управления применяются и другие реле времени: механические, пневматические, электронные и моторные.

Рассмотрим работу схемы, изображенной на рис. 12.9. При нажатии на кнопку *Пуск* срабатывает контактор L и своими

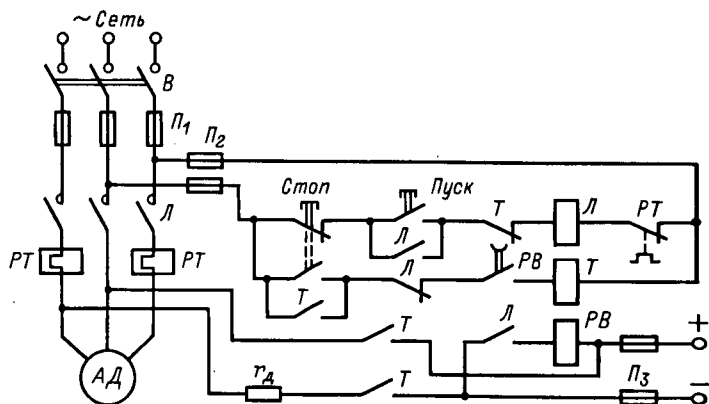


Рис. 12.9. Схема управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором и динамическим торможением

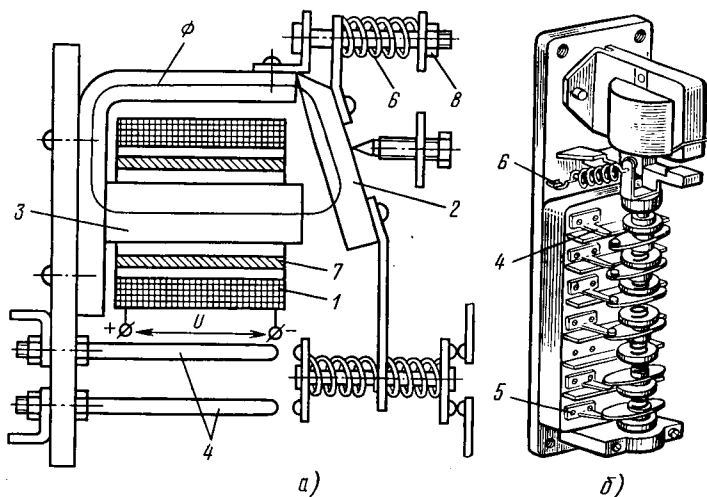


Рис. 12.10. Электромагнитное реле времени (а), промежуточное реле переменного тока (б)

главными контактами включает двигатель в сеть. Один из вспомогательных контактов контактора *Л* шунтирует кнопку *Пуск*, а другой подключает обмотку реле времени *РВ* к сети постоянного тока. Якорь реле притягивается и связанные с ним контакты в цепи катушки контактора *Т* замыкаются. Однако контактор не срабатывает, так как цепь его катушки разомкнута контактами кнопки *Стоп* и контактора *Л*.

Для останова двигателя нажимают на кнопку *Стоп*. Контакты кнопки в цепи катушки контактора *Л* размыкаются, контактор срабатывает, его силовые контакты размыкаются и отключают двигатель от сети переменного тока. Другие контакты кнопки *Стоп* замыкают цепь катушки контактора *Т*, контактор срабатывает и своими силовыми контактами подключает обмотку статора двигателя к сети постоянного тока. Своими вспомогательными контактами контактор шунтирует кнопку *Стоп*. Возникает динамическое торможение, и двигатель быстро останавливается. Одновременно с размыканием силовых контактов контактора *Л* размыкается и его вспомогательный контакт в цепи катушки реле времени *РВ*. Реле начинает отсчет времени. По прошествии определенного времени, на которое оно рассчитано, якорь реле отпадает и размыкает свои контакты в цепи катушки контактора *Т*. Контактор *Т* срабатывает — размыкает свои силовые контакты и отключает двигатель от сети постоянного тока. Схема возвращается в исходное положение — она снова готова к очередному пуску двигателя. Время выдержки реле времени *РВ* должно быть несколько больше времени торможения, в противном случае динамическое торможение прекратится раньше, чем двигатель остановится.

Замкнутые вспомогательные контакты контактора *Т* в цепи катушки *Л* и вспомогательные контакты контактора *Л* в цепи катушки *Т* предотвращают возможность одновременного включения контакторов *Т* и *Л*. Сопротивление r_d ограничивает значение тока при динамическом торможении.

В системах автоматического управления находят широкое применение электромагнитные реле мгновенного действия. Они используются как промежуточные реле и как токовые реле, реле напряжения соответственно для токовой и нулевой защит. Реле имеют большое разнообразие конструктивных форм исполнения, однако устройство и принцип действия этих реле такие же, как у электромагнитного реле времени, только у них нет дополнительной короткозамкнутой обмотки, поэтому якорь отпадает сразу же, как только обмотка отключается от сети. Реле бывают переменного и постоянного тока, с катушками, рассчитанными для параллельного и последовательного включения в цепь. На рис. 12.10,б изображено электромагнитное реле переменного тока.

Описанные выше аппараты используются не только для управления пуском, торможением и регулированием частоты вращения двигателя, но также для автоматизации производственных механизмов и поточных линий в соответствии с технологическими требованиями. При этом кроме различных кон-

такторов и реле применяются и другие аппараты — путевые выключатели, электромагниты, командоаппараты, различные датчики и т. п. Наиболее часто управление производственными механизмами осуществляется в функции пути (положения отдельных узлов механизма) или времени действия узлов. В этом случае используются путевые выключатели, реле времени, промежуточные реле.

Существуют механические путевые выключатели, фотовыключатели и индукционные выключатели. Принцип действия механических путевых выключателей аналогичен действию кнопок *Пуск* и *Стоп*. На кнопку воздействует человек, на рычаг путевого выключателя — выступ, укрепленный на элементе механизма. Принцип действия индукционного выключателя (рис. 12.11) заключается в следующем.

Катушка L неподвижного сердечника 1 соединена параллельно с конденсатором C и через катушку промежуточного реле $РП$ включена в сеть переменного тока. Параметры L и C подобраны так, что цепь находится в состоянии резонанса токов, когда магнитная цепь сердечника 1 замкнута (якорь 2 , связанный с механизмом, занимает положение, указанное на рис. 12.11); вследствие этого ток в катушке реле относительно мал и якорь реле не притянут. Когда же подвижный якорь 2 , связанный с элементом механизма, займет положение, указанное пунктиром, магнитная цепь сердечника 1 окажется разомкнутой и индуктивность катушки L резко уменьшится. Резонанс в цепи нарушится, ток в катушке реле $РП$ резко возрастет, его якорь притянется.

Таким образом, импульс возникает в том случае, когда один элемент механизма занимает определенное положение относительно другого. Это и есть управление в функции пути (положение механизма). Автоматизация в функции пути и времени может быть пояснена на примере простейшего механизма, изображенного на рис. 12.12, а. Элемент механизма ЭМ по технологическим условиям после нажатия на кнопку *Пуск* должен совершать возвратно-поступательное движение из левого в правое положение и наоборот до тех пор, пока не нажмут на кнопку *Стоп*. При этом в каждом из крайних положений механизм ЭМ должен оставаться в состоянии покоя несколько секунд, например в левом — 20 с, в правом — 40 с. Элемент механизма через систему передач приводится в действие асинх-

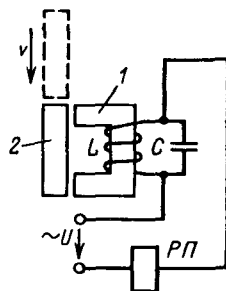


Рис. 12.11. Индукционный путевой выключатель

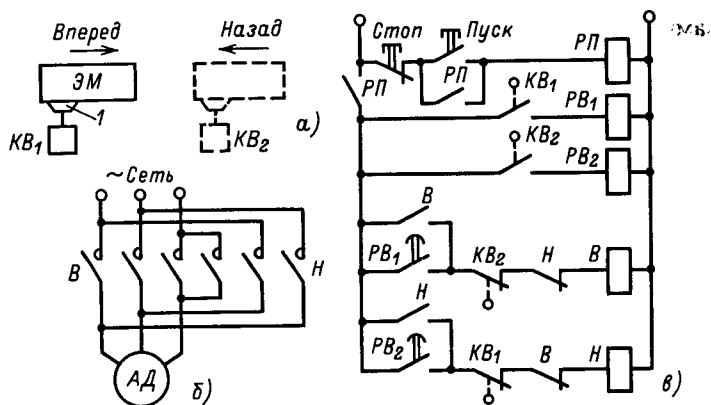


Рис. 12.12. Механизм (а), силовая схема (б) и схема управления в функции пути и времени (в)

ронным короткозамкнутым двигателем, силовая схема которого изображена на рис. 12.12, б. Схема управления, обеспечивающая заданный режим работы ЭМ, изображена на рис. 12.12, в.

Допустим, что перед пуском ЭМ должен находиться в исходном левом положении. При нажатии на кнопку *Пуск* срабатывает реле *РП* и одним своим контактом шунтирует кнопку *Пуск*, а через другой подает напряжение на остальную часть схемы управления. В результате катушка реле времени *РВ₁* получает питание, так как контакт путевого выключателя *KB₁* в цепи катушки реле *РВ₁* замкнут вследствие того, что выступ ЭМ действует на рычаг путевого выключателя *KB₁*. Реле *РВ₁* начинает отсчитывать время. Обмотки остальных аппаратов питания не получают, так как контакты соответствующих аппаратов в цепях их катушек разомкнуты. После отсчета заданного времени реле *РВ₁* замыкает свой контакт в цепи катушки контактора *В*, контактор срабатывает и своими силовыми контактами включает двигатель в сеть; ЭМ начинает перемещаться вперед. Вспомогательный контакт контактора шунтирует контакты реле *РВ₁*. Это сделано для того, чтобы не было прервано питание катушки контактора *В* после того, как выступ 1 ЭМ сойдет с рычага *KB₁* и его контакты в цепи катушки *РВ₁* разомкнутся.

После того, как ЭМ, перемещаясь вперед, займет правое положение, выступ ЭМ нажмет на рычаг путевого выключателя *KB₂*. При этом один из контактов *KB₂* в цепи катушки контактора *В* размыкается, контактор срабатывает и отключает двигатель. Другой контакт *KB₂* в цепи катушки реле времени *РВ₂*

замыкается и реле начинает отсчет времени. После отсчета времени, в течение которого ЭМ должен находиться в неподвижном состоянии, контакты реле PB_2 замыкаются и включают катушку контактора H (контакт KB_1 в ее цепи замкнут, так как выступ 1 ЭМ не действует на рычаг KB_1). Силовые контакты контактора H включают двигатель, и ЭМ начинает перемещаться влево. Одновременно блокировочный контакт H шунтирует контакты реле PB_2 и B для того, чтобы катушка H не лишилась питания из-за размыкания контактов реле PB_2 , когда выступ 1 ЭМ сойдет с рычага KB_2 . При достижении ЭМ крайнего левого положения выступ 1 ЭМ нажимает на рычаг KB_1 , один его контакт отключает катушку контактора H и двигатель останавливается, а другой контакт включает катушку PB_1 . После отсчета времени, соответствующего времени необходимой стоянки в левом крайнем положении, реле PB_1 срабатывает и включает контактор B . Происходит включение двигателя, и ЭМ начинает перемещаться вправо. Таким образом, механизм будет работать до тех пор, пока не нажмут на кнопку *Стоп*. После нажатия на кнопку *Стоп* катушка реле $РП$ лишается питания и контакты $РП$ отключают катушки всех аппаратов. В результате двигатель отключается от сети и останавливается.

12.6. БЕСКОНТАКТНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Релейно-контакторные системы управления, несмотря на их широкое распространение, обладают существенными недостатками, обусловленными в первую очередь тем, что аппараты управления имеют движущиеся части и подвижные замыкающие и размыкающие контакты. Контакты и подвижные части довольно быстро изнашиваются, что приводит к нарушению соединения между контактами и выходу из строя некоторых аппаратов и всей схемы управления. Особенно сильно недостатки релейно-контакторных систем проявляются при автоматизации сложных технологических процессов, поточных линий и т. п., где используются сотни, а иногда и тысячи контакторов, реле, путевых выключателей и др. Вероятность нарушения контактов становится весьма существенной и работа системы — ненадежной.

В последнее время появились и быстро внедряются бесконтактные аппараты, называемые логическими элементами. Логические элементы не имеют движущихся частей, подвижных контактов и обладают значительным сроком службы. Системы автоматического управления с логическими элементами несравненно надежнее, чем релейно-контакторные системы.

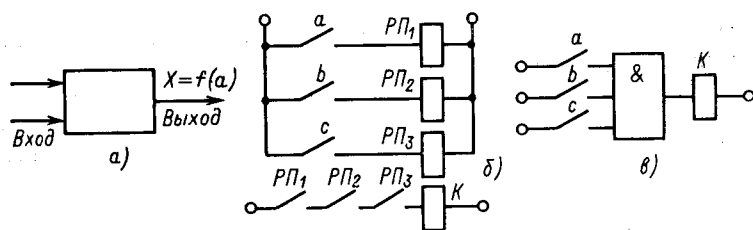


Рис. 12.13. К определению логического элемента (а); логический элемент (б) и его релейный эквивалент (б)

Логический элемент представляет собой устройство (рис. 12.13, а), имеющее один или несколько входов и один выход. Логические элементы выполняются на полупроводниковых приборах.

С помощью логических элементов можно осуществлять большое число разнообразных логических операций. Например, у логических элементов, выполняющих логическую функцию **ИЛИ**, при подаче сигнала на любой из входов появляется сигнал на выходе. У логических элементов, выполняющих логическую функцию **И**, сигнал на выходе появляется лишь в том случае, если поданы сигналы на все входы. У логического элемента **НЕ** (НЕТ) сигнал на выходе исчезает при появлении сигнала на входе. В качестве примера использования логических элементов рассмотрим схему включения контактора K двигателя посредством электромагнитных реле и логического элемента **И**. Обмотка контактора K в релейном варианте (рис. 12.13, б) получает питание в том случае, если замкнуты все контакты реле $РП_1$, $РП_2$, $РП_3$. Обмотки этих реле получают питание, если будут замкнуты входные контакты a , b , c . При использовании логического элемента **И** (рис. 12.13, в) обмотка контактора K получает питание, если будут замкнуты контакты a , b , c на выходе логического элемента. Условное обозначение логических элементов **И** и **ИЛИ** приведено в табл. 12.2.

12.7. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ

Системой электроснабжения называется совокупность устройств, служащих для передачи, преобразования и распределения электрической энергии. Система электроснабжения промышленного предприятия предназначена для снабжения электроэнергией приемников, к которым относятся электродвигатели различных производственных механизмов, электрические

печи, установки электрической сварки, осветительные, электролизные установки и т. п.

Источниками электроэнергии являются тепловые (ТЭС) или гидравлические (ГЭС) электрические станции, электрическая энергия на которых вырабатывается синхронными генераторами трехфазного тока. Последние приводятся в движение соответственно паровыми и гидравлическими турбинами. На тепловых электростанциях происходит преобразование тепловой энергии при сгорании угля, газа и т. д. На атомных электростанциях тепловая энергия есть результат расщепления атомов урана или других радиоактивных элементов в атомных реакторах. Гидротурбины используют энергию падающей воды.

В Советском Союзе созданы крупнейшие в мире тепловые, гидравлические и атомные электростанции. Вступили в строй Куйбышевская, Волгоградская, Братская, Красноярская и ряд других крупных гидростанций. Действуют Ново-Воронежская, Белоярская и другие атомные электростанции. Мощные тепловые электростанции располагаются в местах больших запасов нефти, газа, угля, перевозка которых железнодорожным и водным транспортом неэкономична. Электрическая энергия от удаленных электростанций к промышленным районам передается посредством высоковольтных линий электропередачи переменного тока при напряжении 110, 220, 400, 750, 1150 кВ. Существуют линии передачи на постоянном токе при напряжении до 750 кВ и строится линия на 1500 кВ. В крупных городах и промышленных районах, где по технологическим условиям требуются горячая вода и пар, сооружаются теплоэлектроцентрали (ТЭЦ). ТЭЦ удовлетворяют технологические нужды промышленных предприятий в паре и горячей воде и одновременно вырабатывают электроэнергию.

Для обеспечения бесперебойного снабжения потребителей, удобства ремонта и более рационального использования электрооборудования, а также в целях экономии топлива электростанции промышленных районов соединяют между собой высоковольтными линиями в общее энергетическое кольцо. На рис. 12.14 изображена система электроснабжения промышленного района.

Электростанции промышленного района (ТЭС, ТЭЦ, ГЭС) с помощью высоковольтных воздушных линий ЛЭП отдают вырабатываемую электроэнергию в высоковольтное кольцо, оборудованное несколькими распределительными подстанциями РПС. От подстанций энергия по высоковольтным воздушным или кабельным линиям подступает на центральные распределительные подстанции ЦРП промышленного пред-

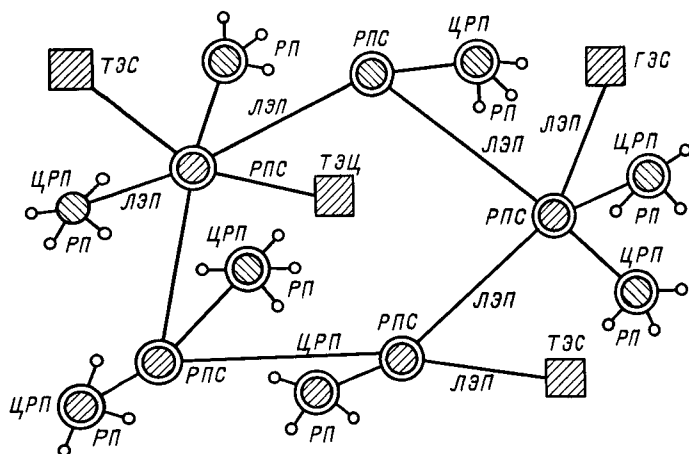


Рис. 12.14. Схема электроснабжения промышленного района

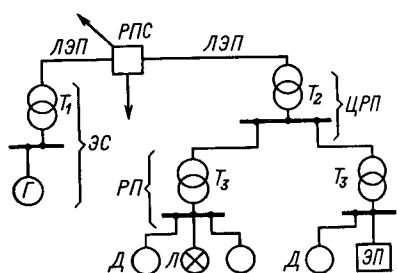


Рис. 12.15. Схема электроснабжения промышленного предприятия

предприятия и далее к распределительным пунктам РП цехов предприятия. Представление о системе электроснабжения и электрооборудования промышленного предприятия можно составить, рассмотрев примерную электрическую схему рис. 12.15 и соответствующий ей план расположения электрооборудования (рис. 12.16).

Генератор Γ электрической станции вырабатывает энергию при напряжении 6, 10, 15, 24 кВ. Энергия поступает к повышающему трансформатору T_1 , который повышает напряжение до 110, 220, 400, 500, 750 кВ. Энергия высокого напряжения через выключатель $ВМ$ и разъединитель $Р$ с помощью линии электропередачи $ЛЭП$ поступает в районную распределительную подстанцию $РПС$. От распределительной подстанции энергия с помощью кабеля или воздушной линии передачи $ЛЭП$ через разъединитель $Р$ и выключатель $ВМ$ поступает к понижающему трансформатору T_2 центрального распределительного пункта $ЛРП$ промышленного предприятия, преобразующего энергию до напряжения 6, 10, 35 кВ. От трансформатора энергия поступает на шины распределительного устройства $РП$ и отту-

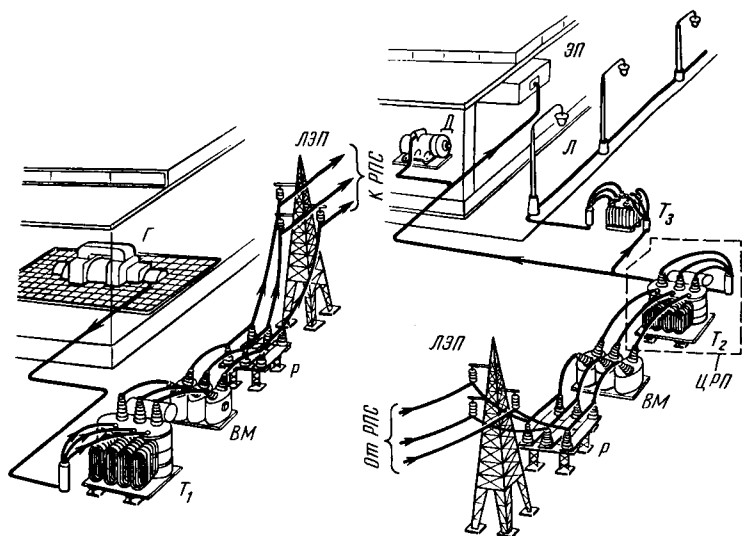


Рис. 12.16. План расположения электрооборудования системы электропитания промышленного предприятия

да через соответствующую аппаратуру — в цеховой распределительный пункт *РП*, в котором электрическая энергия с помощью понижающего трансформатора T_3 понижается до напряжений 127, 220, 380 или 500 В и поступает на шины *РП*. От шин *РП* энергия подводится к потребителям: двигателям *Д*, электрическим печам *ЭП*, осветительным приборам *Л* и т. п.

Рассмотрим назначение основных элементов системы электропитания.

Линия электропередачи предназначена для передачи электроэнергии от источника к потребителю. При больших расстояниях она выполняется в виде воздушной линии, в которой энергия передается по голым алюминиевым или сталеалюминиевым (иногда медным) проводам, подвешенным с помощью изоляторов к металлическим или железобетонным опорам. На территории городов, рабочих поселков, заводов снабжение потребителей осуществляется с помощью кабелей, проложенных в земле в траншеях или кабельных каналах. Воздушные линии в этих случаях представляли бы существенную опасность и создавали бы большие неудобства для транспорта и т. п.

Сечение проводов линии электропередачи и потери мощности в ней определяются значением тока:

$$I = \frac{P}{\sqrt{3}U \cos \varphi}.$$

Таким образом, чем больше напряжение, тем меньше ток, а следовательно, сечение проводов и потери мощности в проводах:

$$\Delta P = 3I^2 r_n,$$

где r_n — сопротивление проводов.

Для передачи энергии большой мощности на значительные расстояния выбирают напряжение такого значения, при котором потери энергии, стоимость проводов и всех элементов (опор, изоляторов и т. п.) линии электропередачи оказываются наименьшими. В большинстве случаев экономически выгодное напряжение линии электропередачи оказывается значительно выше напряжения энергии, вырабатываемой генераторами электростанции.

Повышающий трансформатор служит для повышения генераторного напряжения до необходимого значения напряжения линии электропередачи.

Понижающие трансформаторы *РП* заводов понижают напряжение до значений, на которые рассчитаны заводские потребители. Потребители малой и средней мощности обычно выполнены на одно из стандартных напряжений: 220, 380 и 500 В.

Двигатели большой мощности, например двигатели компрессоров, насосов, воздуходувок, прокатных станов, выполняют на напряжения 3,6 и 10 кВ.

Выключатели высокого напряжения служат для включения и отключения линии электропередачи или отдельных высоковольтных потребителей дежурным персоналом, а также для автоматического отключения при коротких замыканиях и других аварийных режимах. При размыкании контактов высоковольтных выключателей вследствие высокого напряжения и большой мощности между ними возникает электрическая дуга большой разрушительной силы, особенно при отключении линии при коротком замыкании. Для гашения дуги выключатели снабжены специальными дугогасительными устройствами. В противном случае электрическая дуга при отключении могла бы разрушить контакты и вывести из строя весь выключатель. Применяются многообъемные и малообъемные масляные выключатели различных конструкций. В настоящее время широко распространены воздушные выключатели, в которых гашение

дуги осуществляется сжатым воздухом, выдувающим дугу из промежутка между контактами. Разъединители служат для снятия напряжения с отдельных участков линии передачи или с отдельных элементов высоковольтного оборудования и создания видимого разрыва. Это необходимо для обеспечения полной безопасности при ремонте высоковольтного оборудования. Разъединители не имеют устройств для гашения электрической дуги, поэтому снятие и последующая подача напряжения с их помощью может быть осуществлена только при отсутствии тока в линии. Исключением являются цепи силовых трансформаторов до определенной мощности.

12.8. ВНУТРИЦЕХОВОЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ

Питание цеховых сетей низкого напряжения осуществляется от РП. В цеховом РП (рис. 12.17) установлены один или несколько понижающих трансформаторов 3, работающих параллельно. В цепи обмотки высокого напряжения трансформаторов устанавливают разъединитель 1 и плавкий предохранитель 2 (для трансформаторов мощностью до 320 кВ·А). Для трансформаторов большей мощности вместо плавких предохранителей устанавливают высоковольтный выключатель с соответствующей максимальной защитой или разъединитель мощности. Вторичная обмотка трансформатора подсоединена к низковольтным шинам 5 распределительного устройства. В качестве отключающей аппаратуры в цепи этой обмотки обычно устанавливают воздушные автоматы 4. От шин РП электроэнергия поступает непосредственно к крупным потребителям 8, распределительным шкафам 9 или шинным сборкам 10. Для отключения и защиты от коротких замыканий каждая из отходящих линий снабжена выключателем 6, 7. В отдельных случаях устанавливают измерительные прибо-

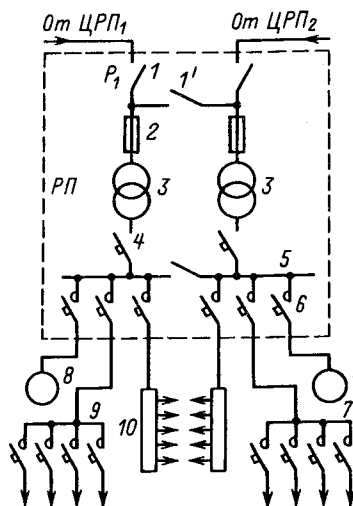


Рис. 12.17. Схема цехового распределительного трансформаторного пункта

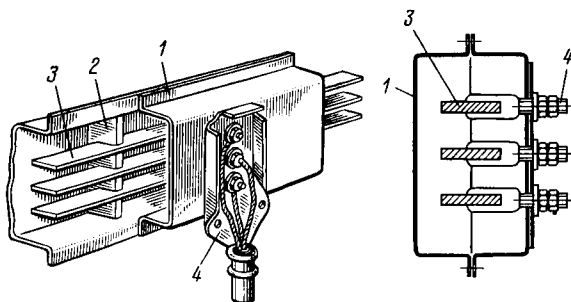


Рис. 12.18. Конструкция шинной сборки

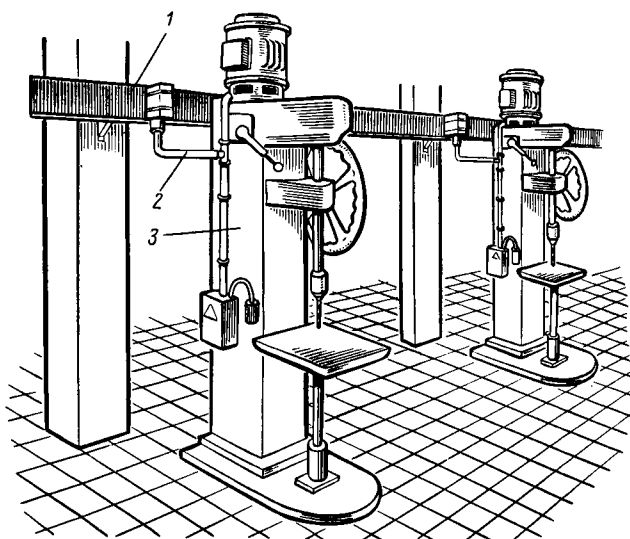


Рис. 12.19. Подводка к станкам от шинных сборок

ры — амперметры, счетчики. Питание распределительных щитков и шинных сборок осуществляется посредством изолированных медных или алюминиевых проводов, уложенных в стальных трубах, или кабелей, проложенных в стенах и конструкциях здания или в кабельных каналах.

Существует большое разнообразие конструктивных форм исполнения силовых и осветительных распределительных шкафов.

Распределительные шкафы устанавливают у стен и колонн цеха вблизи оборудования, которое данный щит снабжает элек-

троэнергией. Проводка от шкафа к потребителям выполняется изолированным проводом в стальных трубах или кабелем, которые прокладываются в полу.

В настоящее время для питания станочного и другого оборудования машиностроительных заводов находят широкое применение шинные сборки. Шинные сборки (рис. 12.18) состоят из стального кожуха 1, внутри которого в изоляционных стойках 2 укреплены стальные или алюминиевые шины 3. К шинам на расстоянии 0,8—1 м приварены штыри 4, к которым присоединяют провода потребителей. Шинные сборки укрепляют на стенах и колоннах цеха на высоте 2,5 м. На рис. 12.19 изображены шинные сборки 1 и подводка 2 от них к металлорежущим станкам 3.

12.9. ВЫБОР СЕЧЕНИЯ ПРОВОДОВ

Электрический ток в проводнике нагревает его. Температура проводника, с одной стороны, определяется энергией I^2rt , выделяющейся в проводнике, а с другой стороны, — условиями теплоотдачи поверхностью проводника в окружающую среду. Температура проводника увеличивается до тех пор, пока не наступит равенство между энергией, рассеиваемой в окружающую среду, и энергией, выделяющейся в проводнике. Предельно допустимая температура проводов с изоляцией определяется свойствами изоляции, а голых проводов в основном надежностью контактных соединений.

Изоляция проводов и кабелей быстро теряет свои изоляционные и механические свойства при длительной работе с температурой выше допустимой. Для проводов и кабелей с резиновой или пластмассовой изоляцией предельно допустимая температура составляет 55 °С, для кабелей с бумажной изоляцией 80 °С, для голых медных проводов 70 °С. Сечение проводов выбирают таким, при котором провод нагревается не выше допустимой температуры. Наибольшие допустимые токи для голых и изолированных проводов различных марок даны в справочной литературе. Предполагается, что температура окружающей среды для проводов в помещениях 25 °С, для кабелей, проложенных в траншеях, 15 °С.

Выбор сечения проводов производят на основании расчетного тока. Провод выбирают такого сечения, при котором допустимый ток I_d больше расчетного тока I_p или равен ему:

$$I_d \geq I_p. \quad (12.15)$$

Расчетный ток отдельного приемника трехфазного тока определяется по формуле

$$I_p = I_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{\sqrt{3} U_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{ном}} \eta_{\text{ном}}}, \quad (12.16)$$

где $P_{\text{ном}}$, $U_{\text{ном}}$, $\cos \varphi_{\text{ном}}$, $\eta_{\text{ном}}$ — соответственно номинальные мощность, напряжение, коэффициент мощности, КПД приемника.

Когда группа приемников работает, например, от одного распределительного щитка, определение расчетного тока провода, подводящего энергию к этому щитку, исходя из суммы номинальных мощностей всех приемников, привело бы к значительному завышению сечения провода. Дело в том, что не все потребители одновременно включены в сеть и не все включенные приемники работают с номинальной нагрузкой.

Для определения расчетного тока группы приемников существует несколько методов. Одни из них используются для группы из 15–20 и более приемников, другие — для группы всего в несколько приемников.

Рассмотрим метод определения расчетного тока большой группы потребителей (более 15–20).

Расчетный ток группы приемников в этом случае определяют с учетом коэффициента спроса k_c и расчетного коэффициента мощности $\cos \varphi_p$ данной категории приемников.

Вначале определяют установленную активную мощность P_y группы приемников как сумму номинальных мощностей всех потребителей:

$$P_y = \sum_1^n P_{\text{ном}}. \quad (12.17)$$

Затем находят расчетную мощность:

$$P_p = k_c P_y. \quad (12.18)$$

По расчетной мощности определяют полную расчетную мощность:

$$S_p = \frac{P_p}{\cos \varphi_p}, \quad (12.19)$$

где $\cos \varphi_p$ — расчетный коэффициент мощности данной категории приемников.

Расчетные коэффициенты спроса и коэффициенты мощности даются в справочной литературе. Например, для станочного

оборудования $k_c = 0,22$, $\cos \varphi_p = 0,65$; для промышленной вентиляции $k_c = 0,7$, $\cos \varphi_p = 0,8$.

Расчетный ток определяют по формуле

$$I_p = \frac{S_p}{\sqrt{3} U_{\text{ном}}} \quad (12.20)$$

После выбора сечения провода по нагреву необходимо произвести проверку на допустимую потерю напряжения.

При значительной протяженности проводов напряжение потребителей может оказаться существенно ниже номинального.

Допустимая потеря напряжения в проводах для различных установок не одинакова, но не превышает 4–6% номинального напряжения. Если ΔU окажется больше допустимой, то выбирают провод большего сечения.

Пример 12.4. Выбрать сечение провода марки ПРТО, проложенного в газовой трубе для питания трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Паспортные данные двигателя: $P_{\text{ном}} = 20$ кВт, $U_{\text{ном}} = 380/220$ В, $\eta_{\text{ном}} = 0,8$, $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,84$, напряжение сети 380 В.

Решение. Номинальный ток двигателя

$$I_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}} \cdot 1000}{\sqrt{3} U_{\text{ном}} \eta_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{ном}}} = \frac{20 \cdot 1000}{1,73 \cdot 380 \cdot 0,8 \cdot 0,84} = 45,5 \text{ А.}$$

Сечение провода выбираем из условия

$$I_d \geq I_p = I_{\text{ном}}$$

Ближайший больший допустимый ток 55 А соответствует сечению провода 10 мм².

12.10. ВОПРОСЫ ТЕХНИКИ БЕЗОПАСНОСТИ

Электрические установки при неправильной их эксплуатации и несоблюдении правил безопасности даже при относительно низком напряжении могут представлять большую опасность для здоровья, а иногда и жизни человека. Электрический ток, проходящий через тело человека, в зависимости от его значения сопровождается болезненными ощущениями, судорогами, сильными болями или параличом отдельных органов. Электрическая дуга может вызвать существенные ожоги и металлизацию кожи человека.

Степень поражения электрическим током зависит от значения, длительности и частоты тока, от того, по каким частям тела проходит ток, а также от индивидуальных свойств человека. Наиболее опасным является ток промышленной частоты, который даже при значении 0,05 А может вызвать смертельный исход.

Наиболее опасное поражение возникает, когда ток проходит через мозг и сердце.

Значение тока, проходящего через тело человека, попавшего под напряжение, определяется значением напряжения и сопротивлением тела человека. Сопротивление тела человека зависит от многих факторов: состояния кожного покрова, площади поверхности соприкосновения тела с токоведущими частями, психологического состояния организма. Сопротивление человека изменяется в довольно широких пределах — от нескольких тысяч до нескольких сотен Ом. Наименьшее сопротивление человек имеет в сырой запыленной среде, при высокой температуре окружающей среды, когда все тело покрыто обильным потом и сильно загрязнено. Поэтому говорить о каком-то безопасном значении напряжения довольно трудно. Практика показывает, что в наиболее тяжелых условиях можно считать безопасным напряжение ниже 12 В, в сухих, мало загрязненных помещениях — ниже 36 В.

По степени опасности, обусловленной характером производства и состоянием окружающей среды, все помещения делятся на три категории: без повышенной опасности, с повышенной опасностью и особо опасные.

К первой категории относятся помещения сухие, отапливаемые, с токопроводящими полами и относительной влажностью не более 60%.

Характерными признаками помещений с повышенной опасностью являются высокая влажность, превышающая 75%, токопроводящие полы и температура выше +30 °С.

Признаками особо опасных помещений считаются высокая влажность, близкая к 100%, химически активная среда и т. п.

Токопроводящими считаются грязные или сырые деревянные, бетонные, железобетонные полы или полы из металлических плит. К нетокопроводящим относятся сухие и чистые деревянные, асфальтированные и бетонные полы.

Безопасные условия эксплуатации обеспечиваются рядом мероприятий, предусмотренных техникой безопасности. Основными из них являются: а) защита с помощью соответствующих ограждений всех токоведущих частей; б) сооружение защитного заземления и зануления элементов оборудования, к которым может прикасаться человек, нормально не находящихся под напряжением, но могущих попасть в аварийных случаях под напряжение; в) применение изолирующих подставок, резиновых рукавиц и бот, изолирующих штанг и т. п.

Защитное заземление и зануление предназначены для того, чтобы снизить значение тока, проходящего через тело человека, если он окажется под напряжением.

Заводские сети трехфазного тока бывают трехпроводными и четырехпроводными и получают энергию от трансформаторов. Нейтраль трансформатора в трехпроводной сети изолирована (не соединена с землей). Нейтраль трансформатора в четырехпроводной сети соединена с нейтральным проводом и наглухо соединена с землей.

Рассмотрим вначале причину возникновения и способ устранения опасности для человека в трехпроводных системах с изолированной нейтралью.

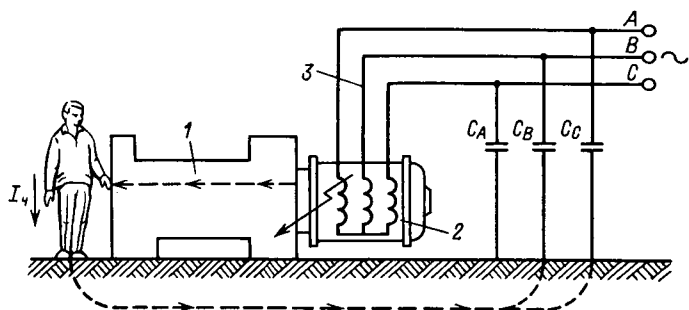


Рис. 12.20. К пояснению причины возникновения опасности для обслуживающего персонала при пробое изоляции

На рис. 12.20 изображены производственный механизм 1, фланцевый двигатель 2, прикрепленный непосредственно к механизму, заводская сеть 3 и емкости C_A , C_B , C_C между каждым из проводов заводской сети и землей. Провод сети и земля, между которыми находится изоляция, обладают определенной емкостью. При значительной протяженности заводской сети емкость оказывается значительной, а ее емкостное сопротивление — соизмеримым с сопротивлением тела человека. Электрическое оборудование, в том числе и двигатель, часто устанавливают, как изображено на рис. 12.20, непосредственно на производственном механизме. В нормальных условиях все токоведущие части аппаратов и двигателей надежно изолированы от металлических корпусов и соприкосновение человека с производственным механизмом не представляет никакой опасности. Однако в случае пробоя изоляции электрический провод через поврежденную изоляцию соединится непосредственно с корпусом машины и человек, коснувшийся производственного механизма, окажется соединенным с одним из проводов заводской электрической сети (на рис. 12.20 с проводом А). Казалось бы, при этом человек не попадет под напряжение, так как он касается лишь одного провода. Действительно, человек не окажется под напряжением, если он стоит на сухом полу с хорошими изоляционными свойствами. Однако в большинстве случаев пол влажный и хорошо соединен с землей. Поэтому ноги человека через пол, землю и далее через емкости C_B и C_C будут соединены с другими проводами (рис. 12.20). В результате человек окажется включенным параллельно емкости C_A и между его рукой и ногами будет напряжение, которое вызовет в человеке опасный ток.

Человек может быть поражен током.

Для устранения такой опасности станину производственного механизма необходимо надежно соединить с землей — заземлить (рис. 12.21).

Заземлитель 3 представляет собой систему стальных труб, уложенных в земле и имеющих с ней хороший контакт. В этом случае тело человека оказывается включенным параллельно заземлителю. Так

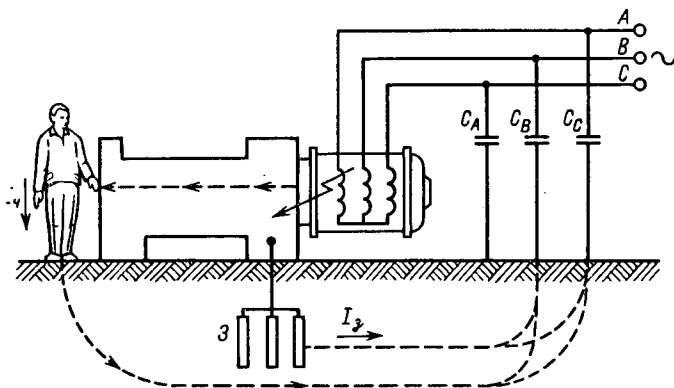


Рис. 12.21. К пояснению роли защитного заземления

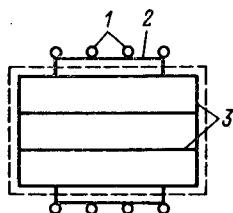


Рис. 12.22. Расположение заземляющих труб и магистралей цеха промышленного предприятия

как сопротивление заземлителя 3 во много раз меньше сопротивления тела человека, то при нарушении изоляции через тело будет проходить ток ничтожно малого значения, совершенно безопасный для здоровья человека.

В четырехпроводной системе трехфазного тока нейтральный (нулевой) провод надежно заземляется и с целью безопасности производится зануление корпусов электрооборудования — присоединение последних к нейтральному проводу.

Пробой изоляции в этом случае приводит к короткому замыканию, что вызывает сгорание плавких предохранителей и отключение поврежденного участка. Заземление и зануление обязательны во всех производственных помещениях, где напряжение 127 В и выше, за исключением сухих конторских помещений с деревянными полами, где заземление и зануление обязательны лишь при напряжении 380 В и выше. Заземлению или занулению подлежат корпуса двигателей, станины станков, конструкции распределительных устройств, осветительная арматура, корпуса и магнитопроводы трансформаторов и т. п. Система заземляющих устройств цеха промышленного предприятия изображена на рис. 12.22.

Система состоит из труб 1, забитых в землю, стальной полосы 2, соединяющей трубы между собой и с контуром заземления 3. Стальные полосы контура заземления прокладываются по стенам зданий или в кабельных каналах, они должны иметь сечение не менее 48 мм², а все соединения обязательно должны быть сварными. К заземляющему (зануляющему) контуру 3 с помощью стальных полосок сечением не менее 24 мм² присоединяются корпуса и станины, подлежащие заземлению.

12.11. ОКАЗАНИЕ ПЕРВОЙ ПОМОЩИ

Несчастные случаи с людьми при пользовании электрическими установками в основном происходят вследствие нарушения ими элементарных правил техники безопасности.

Правила техники безопасности разрешают выполнять ремонтные работы в электроустановках только людям, специально обученным, например электромонтерам, которые хорошо знают правила техники безопасности и используют при ремонте необходимые защитные средства. Нельзя допускать к работе с электрическим оборудованием в заводских или лабораторных установках людей, не прошедших соответствующий инструктаж по технике безопасности.

Если человек оказался под действием электрического тока, необходимо немедленно снять напряжение с установки или участка электрической сети, с которыми он соприкасается. Для этого нужно отключить ближайший выключатель или снять предохранители; если не известно, где они находятся, то провода следует отвести от пострадавшего или просто оборвать. В тех случаях, когда перечисленные мероприятия выполнить невозможно, необходимо отделить самого пострадавшего от электрической установки. Оказывающий помощь пострадавшему должен пользоваться сухой одеждой, резиновыми перчатками, сухими досками и т. д., в противном случае он сам может быть поражен электрическим током. При оказании помощи важно предотвратить падение пострадавшего, поскольку после снятия напряжения человек может потерять равновесие, упасть и получить серьезную травму. Если после прекращения действия тока пострадавший находится в бессознательном состоянии, необходимо немедленно вызвать врача. До прихода врача следует расстегнуть стесняющую дыхание одежду, обеспечить доступ свежего воздуха, уложить пострадавшего на спину, подложив под него мягкую одежду. В тяжелых случаях поражений, когда человек не проявляет признаков дыхания или дышит судорожно, следует до прихода врача начать делать искусственное дыхание.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

- Автотрансформатор 326
- Активный элемент электрической цепи 12
- Ампер 19
- Амперметр 262, 280
- Амплитуда 62
- комплексная 109

Б

- Беличья клетка 404, 440

В

- Ватт 22, 86
- Ваттметр 87, 284
- Вебер 196
- Векторная диаграмма 66, 69
- — синхронного генератора 479
- — — двигателя 485
- Внешняя характеристика трансформатора 320
- Вольт 19
- Вольтметр 282
- аналоговый электронный 295
- Вращающееся магнитное поле 406
- Выбор двигателя 505, 510
- Выключатели высокого напряжения 528

Г

- Генератор постоянного тока 342
- — — независимого возбуждения 355
- — — параллельного возбуждения 355
- — — смешанного возбуждения 355, 356
- релаксационный 176
- синхронный 63, 472
- — двухполюсный 473
- — трехфазный 472
- Главный полюс 342, 343
- Графический метод расчета нелинейных магнитных цепей 211
- — — электрических цепей 53

Д

- Двигатель асинхронный 401, 413
- — двухполюсный 408, 411
- — однофазный 457
- — трехфазный 401
- — — линейный 470
- независимого возбуждения 367, 375, 395
- параллельного возбуждения 367, 369, 370, 373, 375, 379, 383, 395
- последовательного возбуждения 367, 370, 374, 375, 395
- смешанного возбуждения 367, 369, 370, 375, 396
- универсальный коллекторный 396
- Двухполюсник 14
- активный 14
- пассивный 14
- Действующее значение комплексное 109
- — несинусоидального напряжения 179
- — — тока 179
- — несинусоидальной функции 179
- — — ЭДС 179
- — синусоидальной функции 108
- — ЭДС 229
- Джоуль 22
- Диаграмма круговая 104
- Диэлектрики 16
- Дополнительный полюс 343, 354
- Дроссель насыщения 248

Е

- Емкостный элемент 76

З

- Закон Джоуля — Ленца 22
- Ома 19, 80, 82, 85
- — в комплексной форме 110
- — для магнитной цепи 208
- полного тока 198, 205

Законы Кирхгофа 19, 41
 — — в векторной форме 89
 — — в комплексной форме 111
 — — для магнитной цепи 205
 — коммутации 150
 Защитное заземление 534
 — зануление 534
 Значение синусоидальной величины амплитудное 65
 — — — действующее 65
 — — — среднее 65

И

Идеальный источник тока 36
 — — ЭДС 29
 — элемент электрической цепи 13
 Изменение напряжения генератора постоянного тока 359
 — — трансформатора 320
 Измерительная цепь 262
 Измерительные приборы непосредственной оценки 262
 Измерительный механизм 263
 — — магнитоэлектрический 264
 Измерительный механизм электродинамический 268
 — — электромагнитный 266
 Индуктивность взаимная 210, 211
 — собственная 210, 211
 Индуктивный элемент 72
 Индукция взаимная 120
 — технического насыщения 201
 Источник электрической энергии 10, 11

К

Классы точности 273
 Коллектор 343, 349
 Коммутация 354
 Компенсатор синхронный 472, 491
 Комплексное значение мощности 112
 — — напряжения 109
 — — полного сопротивления 110, 113
 — — полной проводимости 110, 111
 — — тока 109
 — число 106, 107
 Контакт замыкающий 516
 — размыкающий 516
 Контактор 513
 Коэрцитивная сила 201

Коэффициент амплитуды 181
 — гармоник 181, 177
 — искажения 181
 — мощности 86, 87, 145—147
 — — двигателя 456
 — обмоточный 415
 — полезного действия источника 27
 — — — машин постоянного тока 394
 Коэффициент полезного действия трансформатора 329
 — пульсаций 181, 188
 — сглаживания 188
 — сопротивления температурный 15
 — среднего значения 181
 — трансформации асинхронного двигателя 419
 — — трансформатора 302, 304
 — — — измерительного 341
 — усиления магнитного усилителя 254, 255
 — формы 181
 — — кривой 66
 Кривая намагничивания 200
 — размагничивания 213

Л

Линия электропередачи 527
 Логический элемент 523
 Логометр 290

М

Магнитная индукция 196, 198, 199
 — постоянная 197
 — проницаемость абсолютная 197, 202
 — — относительная 197
 Магнитная цепь 194
 — — неразветвленная 206, 213
 — — несимметричная 195, 217
 — — с одной намагничивающей обмоткой 194
 — — — переменной МДС 223, 247
 — — — постоянной МДС 196, 247
 — — — постоянным магнитом 195
 — — симметричная 195, 217
 Магнитное напряжение 205
 — поле 193
 — — основное 203
 — — рассеяния 203

Магнитно-мягкие материалы 202
 Магнитно-твердые материалы 202
 Магнитные характеристики 210, 229
 Магнитный поток 196
 — — рассеяния эквивалентный 203
 — усилитель 248, 249
 — — двухтактный 261
 — — трехфазный 262
 Магнитодвижущая сила 198
 Магнитопровод 194, 226
 Максимальный момент асинхронного двигателя 428
 Меры электрических величин 279
 Метод аналитический расчета нелинейных электрических цепей 54
 — графо-аналитический расчета нелинейных электрических цепей 53
 — законов Кирхгофа 41
 — контурных токов 42
 — наложения 45
 — непосредственной оценки 280
 — сравнения 280
 — — компенсационный 280, 282, 283
 — — мостовой 280
 — средних потерь 507, 510
 — узлового напряжения 43
 — эквивалентного генератора 46
 — эквивалентных величин 507
 Механическая характеристика двигателя 386
 Микродвигатель постоянного тока 397
 — синхронный 494
 — — гистерезисный 496
 — — реактивный 497
 — — с постоянными магнитами 495
 — — шаговый 498
 Момент вращающий 264, 269, 271
 — инерции эквивалентный 502
 — пусковой асинхронного двигателя 437
 — сил сопротивления 503
 — электромагнитный 351, 423, 428
 Мостовые цепи 56
 Мощность активная 72, 86
 — двигателя номинальная 430
 — мгновенная 71, 77

Мощность номинальная 509
 — полная 86, 182
 — при несинусоидальных напряжениях 181, 182
 — реактивная 86, 87
 — средняя 72, 81
 — электромагнитная 422

Н

Нагрузка несимметричная 134—136, 140
 — симметричная 132—134, 138
 Напряжение 17
 — короткого замыкания трансформатора 315
 — линейное 128
 — магнитное 205
 — фазное 128
 Напряженность магнитного поля 198, 199
 Начальная фаза 62
 Нейтраль геометрическая 347, 352
 — физическая 353
 Нейтральный провод 133
 Нелинейные элементы 175
 — — электрической цепи 50
 Неферромагнитные вещества 197, 198
 Номинальные величины электроизмерительных приборов 274
 Нормальный элемент 283

О

Обмотка возбуждения 356
 — компенсационная 353
 — короткозамкнутая 404
 — намагничивающая 194, 218
 — — идеализированная 228
 — — параллельная 218
 — — последовательная 218
 — обратной связи 256
 — рабочая 248
 — ротора 403, 404, 413
 — статора 403, 407
 — трансформатора 301
 — — вторичная 301
 — — первичная 301
 — управления 248
 — якоря 344
 — — волновая 345
 — — петлевая 345
 Обратная связь 256, 257
 Ом 15
 Омметр 289

Опыт короткого замыкания трансформатора 315
 Опыт холостого хода трансформатора 307
 Осциллограф светолучевой 279
 — электронно-лучевой 293

П

Паз 353, 401
 Параллельная работа генераторов 483
 — — трансформаторов 323
 Параллельное соединение 31, 95
 Пассивный элемент электрической цепи 12
 Перегрузочная способность двигателя 370, 371, 432, 487
 Переходный процесс 500
 Период 62, 411
 Петля магнитного гистерезиса 201, 213
 — — — динамическая 225
 — — — предельная 201
 — — — статическая 201, 225
 Плотность допустимая 23
 Погрешность абсолютная 273
 — дополнительная 274
 — основная 273
 — относительная 273
 — приведенная 273
 Положительное направление магнитной индукции 204
 — — магнитных потоков 204
 — — напряжения 17, 112
 — — напряженности магнитного поля 204
 — — тока 17, 112
 — — частоты вращения 368, 369
 — — ЭДС 17, 112
 Полюсный наконечник 343
 Последовательное соединение 29, 84
 Постоянная времени 154, 157
 — прибора 275
 — счетчика 272
 Потери мощности в асинхронном двигателе 422
 — — — магнитопроводе 224
 — — — машине постоянного тока 394
 — — — обмотке 224
 — — — синхронном двигателе 508
 Поток рассеяния 417
 Потокосцепление обмотки 203
 Правило Ленца 224

Предохранитель плавкий 29
 Преобразователи измерительные 298
 — — генераторные 298
 — — параметрические 298
 Приемник однофазный 126
 — трехфазный 126
 — электрической энергии 10, 11
 Принцип действия генератора 348, 473
 — — двигателя 349, 476
 Проводимость 12, 96, 97
 — активная 111
 — комплексная 111
 — реактивная 111
 — удельная 15
 Продолжительность включения 506
 Пуск асинхронный синхронного двигателя 491
 — асинхронных двигателей 433

Р

Реакция якоря 353, 475
 Регулирование частоты вращения 380—387, 442, 446
 Режим двигательный 368
 — двигателя кратковременный 505, 506
 — — повторно - кратковременный 505, 506
 — — продолжительный 505, 506
 — короткого замыкания 25, 28, 39
 — номинальный 24, 28
 — согласованный 22, 28, 39
 — тормозной 387, 388, 449
 — — генераторный 391, 450
 — — динамический 393, 451
 — — противовключения 388—390, 450
 — холостого хода 24, 39
 Резистивный элемент 13
 Резонанс напряжений 90
 — токов 100
 Реле времени 518—523
 Реостат пусковой 377, 378, 446
 — регулировочный 433, 446
 Ротор 401, 472

С

Самовозбуждение 360
 Самопишущий прибор 278
 Сдвиг фаз 110, 140, 143

Сельсин 464
 Сименс 15
 Системы электроизмерительных приборов 263
 Скольжение 416
 Скольжение критическое 428, 436, 438
 Смешанное соединение 32, 99
 Сопротивление 15
 — активное 70, 110
 — емкостное 77, 110
 — индуктивное 74, 87, 110
 — комплексное 110
 — короткого замыкания трансформата 315
 — магнитное 206, 208
 — полное 80, 87
 — удельное 15
 Стабилизатор напряжения 245
 — — феррорезонансный 245, 247
 Статический преобразователь частоты 446
 Статор 342, 401, 472
 Схема 11
 — замещения 13
 — — асинхронного двигателя 425
 — — звезда 34, 127, 131
 — — идеализированной обмотки 237
 — — реальной обмотки 240
 — — треугольник 34, 127
 Счетчик индукционный однофазный 270, 287
 — — трехфазный 287

Т

Тахогенератор 463
 Тепловое реле 515
 Термопара 265, 266
 Тесла 196
 Ток вихревой 224
 Ток действующий 64, 65
 — контурный 42, 43
 — линейный 128
 — несинусоидальный 175, 177
 — переменный 10, 60
 — постоянный 10
 — пусковой 477
 — фазный 128
 Трансформатор 301
 — броневой 332
 — вращающийся 469
 — двухобмоточный 332
 — измерительный 305, 337
 — многообмоточный 332

Трансформатор напряжения 337, 338
 — однофазный 304
 — однообмоточный 332
 — повышающий 528
 — понижающий 528
 — тока 337, 338
 — трехфазный 322—334
 Тяговое усилие электромагнита 221

У

Угловая скорость 410
 — частота 62, 411
 Угол механический 412
 — потерь 234
 — электрический 412
 Управляемый реактор 248
 Уравнение баланса мощности 40
 Условное обозначение электроизмерительных приборов 276
 Успокоитель 263

Ф

Ферромагнитные вещества 197, 200
 Фильтр емкостный 189
 — заградительный 190
 — индуктивный 189
 — резонансный 190
 — сглаживающий 188

Х

Характеристика асинхронного двигателя механическая 427, 429, 432, 436
 — вебер-амперная 212
 — вебер-эквивалентная 215
 — внешняя 29, 36
 — вольт-амперная 51
 — двигателя естественная механическая 372—374
 — — — электромеханическая 373, 374
 — — — искусственная механическая 377—380
 — — — электромеханическая 377—380
 — синхронного двигателя механическая 486, 488
 — — — угловая 486, 487
 — — — U-образная 490
 — тахогенератора выходная 463
 — управления машинного усилителя 254, 260

Характеристики генератора не-
зависимого возбуждения 357—
359

— — параллельного возбужде-
ния 360—363

— — синхронного 481

— — смешанного возбуждения
363—365

Холостой ход 306, 373

Ц

Цепь дифференцирующая 190

— измерительная 262

— интегрирующая 191

— частотно-зависимая 192

— электрическая 11

— — трехфазная 123

Цифровые измерительные при-
боры 296

Ч

Частота вращения 373, 410, 411

— — двигателя номинальная 412

— — холостого хода 373

— скольжения 416

Чередование фаз 125

Чувствительность прибора 275

Ш

Шкаф распределительный 530

Шинная сборка 531

Щ

Щетки 343

Э

Эквивалентная синусоида 186

Электрификация 5

Электрическая цепь линейная 14

— — нелинейная 14

— — трехфазная 128

— — четырехпроводная 128

Электрическое моделирование
57, 172

Электродвижущая сила взаим-
ной индукции 120

— — обмотки ротора 417

— — — статора 414

— — самоиндукции 74, 223

Электродвижущая сила транс-
форматорная 302

Электроизмерительные приборы
индукционные 270

— — магнитоэлектрические 263,
264

— — — выпрямительные 265,
266

— — — термоэлектрические
265, 266

— — электродинамические 267

— — электромагнитные 266

Электромагнитные устройства
194

Электропривод 499

Электротехника 5

Электротехнические устройства
10

Я

Якорь 220, 343

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
Глава первая. Электрические цепи постоянного тока . . .	10
1.1. Получение и области применения постоянного тока . . .	10
1.2. Элементы электротехнических установок, электрические цепи и схемы	10
1.3. Задачи расчета и анализа электрических цепей. Параметры, используемые при расчете и анализе . .	11
1.4. Некоторые условные обозначения и классификация электрических цепей. Понятие о двухполюсниках . .	13
1.5. Проводниковые и электроизоляционные материалы. Сопротивление проводников и электрическая прочность диэлектриков	14
1.6. Направления токов, напряжений и ЭДС. Единицы их измерения	17
1.7. Некоторые особенности использования законов Ома и Кирхгофа при расчете и анализе электрических цепей	19
1.8. Нагревание элементов электрических цепей	22
1.9. Режимы работы элементов электрических цепей . . .	24
1.10. Электрические цепи с одним источником энергии и пассивными (резистивными) элементами	25
1.10.1. Простейшая цепь с одним приемником	25
1.10.2. Электрические цепи с последовательным соединением резистивных элементов	29
1.10.3. Электрические цепи с параллельным соединением резистивных элементов	31
1.10.4. Электрические цепи со смешанным соединением резистивных элементов	32
1.10.5. Электрические цепи, содержащие соединения резистивных элементов треугольником	34
1.11. Понятие об источнике тока	35
1.12. Неразветвленная электрическая цепь с одним источником энергии и активным приемником	37
1.13. Уравнение баланса мощностей электрических цепей . .	40
1.14. Разветвленные электрические цепи с несколькими источниками	41
1.14.1. Метод законов Кирхгофа	41
1.14.2. Метод контурных токов	42
1.14.3. Метод узловых напряжений	43
1.14.4. Метод наложения	45
1.14.5. Метод эквивалентного генератора	46

1.15. Способы соединения источников электрической энергии	48
1.16. Нелинейные электрические цепи постоянного тока	50
1.16.1. Нелинейные элементы электрических цепей, их вольт-амперные характеристики и сопротивления	50
1.16.2. Графоаналитический метод расчета нелинейных электрических цепей	53
1.16.3. Аналитический метод расчета нелинейных электрических цепей	54
1.17. Мостовые электрические цепи	55
1.18. Понятие об электрическом моделировании	57
Глава вторая. Электрические цепи синусоидального тока	60
2.1. Получение синусоидальной ЭДС. Основные соотношения	60
2.2. Действующее и среднее значения синусоидальных тока, ЭДС и напряжения	64
2.3. Векторные диаграммы	66
2.4. Цепь, содержащая резистивный элемент с активным сопротивлением r	70
2.5. Цепь, содержащая индуктивный элемент с индуктивностью L	72
2.6. Цепь, содержащая емкостный элемент с емкостью C	76
2.7. Цепь, содержащая катушку с активным сопротивлением r и индуктивностью L	79
2.8. Цепь, содержащая резистивный и емкостный элементы	82
2.9. Последовательное соединение r , L и C	84
2.10. Активная, реактивная и полная мощности цепи	86
2.11. Законы Кирхгофа в векторной форме	89
2.12. Резонанс напряжений	90
2.13. Разветвленные цепи	95
2.14. Резонанс токов	100
2.15. Понятие о круговых диаграммах	104
2.16. Расчет синусоидальных цепей с использованием комплексных чисел	106
2.17. Изображение напряжений и токов комплексными числами и векторами на комплексной плоскости	108
2.18. Комплексные значения полных сопротивлений и проводимостей цепи. Закон Ома в комплексной форме	110
2.19. Законы Кирхгофа в комплексной форме	111
2.20. Выражение мощности в комплексной форме	112
2.21. Расчет сложных цепей	113
2.22. Цепи, связанные взаимной индукцией	120
Глава третья. Трехфазные электрические цепи	123
3.1. Понятие о трехфазных цепях и их преимущества	123
3.2. Способы соединения фаз источников и приемников. Положительные направления ЭДС, напряжений и токов	127
3.3. Соотношения между фазными и линейными напряжениями источников. Номинальные напряжения	128
3.4. Соединение приемников звездой	131
3.4.1. Симметричная нагрузка	132
3.4.2. Несимметричная нагрузка	134

3.5. Соединение приемников треугольником	138
3.5.1. Симметричная нагрузка	138
3.5.2. Несимметричная нагрузка	140
3.6. Электрические цепи с несколькими приемниками	143
3.7. Коэффициент мощности и способы его повышения	145
3.8. Влияние сопротивлений проводов сети на напряжения приемников. Последовательность расчета	148
Глава четвертая. Переходные процессы в линейных элек- трических цепях	149
4.1. Общие вопросы и определения	149
4.2. Подключение катушки с r , L к сети с постоянным напряжением.	152
4.3. Подключение разветвленной цепи с резистивным и индуктивным элементами к сети с постоянным напряжением	156
4.4. Подключение катушки с r , L к сети с синусоидаль- ным напряжением	160
4.5. Отключение катушки с r , L от сети с постоянным напряжением	161
4.6. Переходный процесс в цепи при изменении ее па- раметров	164
4.7. Подключение цепи с последовательно соединенными резистивным r и емкостным C элементами к сети с постоянным напряжением	166
4.8. Разряд конденсатора C на резистивный элемент r . . .	168
4.9. Разряд конденсатора на катушку с r , L	169
4.10. Электрическое моделирование переходных процессов механических и других систем	172
Глава пятая. Периодические несинусоидальные ЭДС, токи и напряжения в электрических цепях	175
5.1. Причины возникновения периодических несинусоидаль- ных токов и напряжений	175
5.2. Способы представления периодических несинусоидаль- ных величин	177
5.3. Основные соотношения для несинусоидальных величин	179
5.3.1. Максимальные значения несинусоидальных ве- личин	179
5.3.2. Действующие значения несинусоидальных ве- личин	179
5.3.3. Средние значения несинусоидальных величин . . .	180
5.3.4. Коэффициенты, характеризующие несинусоидаль- ные величины	181
5.4. Понятие о расчете активной и полной мощности линейных электрических цепей при несинусоидальных напряжениях и токах	181
5.5. Анализ линейных электрических цепей при несинусои- дальном напряжении источника питания	182
5.6. Влияние резистивного, индуктивного и емкостного эле- ментов цепи на форму кривой тока. Резонансные явления.	187
5.7. Понятие об электрических фильтрах	188
5.8. Понятие о дифференцирующих, интегрирующих и из- бирательных цепях	190

Глава шестая. Электромагнитные устройства	193
А. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПОСТОЯННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛОЙ	193
6.1. Понятие об электромагнитных устройствах и магнитных цепях	193
6.2. Основные величины, используемые при расчете и анализе магнитных цепей. Задачи расчета и анализа	196
6.3. Свойства ферромагнитных материалов	200
6.4. Допущения и особенности использования основных законов магнитных цепей при расчете и анализе	203
6.5. Неразветвленные магнитные цепи	206
6.5.1. Основные соотношения	206
6.5.2. Последовательность расчета	208
6.5.3. Магнитные характеристики	209
6.5.4. Индуктивность и взаимная индуктивность	210
6.5.5. Аналогия методов расчета магнитных и электрических цепей	211
6.6. Неразветвленные магнитные цепи с постоянными магнитами	213
6.7. Разветвленные магнитные цепи	215
6.7.1. Основные соотношения	215
6.7.2. Последовательность расчета симметричных магнитных цепей	217
6.7.3. Последовательность расчета несимметричных магнитных цепей	217
6.8. Основы расчета намагничивающих обмоток	218
6.9. Тяговое усилие в электромагнитных устройствах	220
Б. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПЕРЕМЕННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛОЙ	223
6.10. Явления, происходящие в магнитных цепях электромагнитных устройств переменного тока, и некоторые их конструктивные особенности	223
6.11. Формы кривых ЭДС e , магнитного потока Φ , тока i и мгновенной мощности p идеализированной обмотки	228
6.12. Вольт-амперные характеристики идеализированной обмотки	232
6.13. Эквивалентный ток и векторная диаграмма идеализированной обмотки	233
6.14. Схема замещения идеализированной обмотки и параметры схемы замещения	237
6.15. Схема замещения, векторные диаграммы и мощности реальной обмотки с ферромагнитным магнитопроводом	240
6.16. Определение тока, мощностей, эквивалентных сопротивлений и угла сдвига фаз между напряжением и током реальной обмотки	243
6.17. Феррорезонансный стабилизатор напряжения	245
В. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПОСТОЯННОЙ И ПЕРЕМЕННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩИМИ СИЛАМИ	247
6.18. Понятие о дросселях насыщения и магнитных усилителях	247
6.19. Устройство МУ	248
6.20. Принцип действия МУ	250

6.21. Соотношение между токами и характеристика управления МУ	252
6.22. Коэффициенты усиления МУ	254
6.23. Обратные связи в МУ	256
6.24. Смещение в МУ	260
6.25. Понятие о двухтактных и трехфазных МУ	261
Глава седьмая. Электрические измерения и приборы	262
7.1. Системы электроизмерительных приборов непосредственной оценки	262
7.1.1. Магнитоэлектрическая система	263
7.1.2. Электромагнитная система	266
7.1.3. Электродинамическая система	267
7.1.4. Индукционная система	270
7.2. Погрешности измерений. Номинальные величины и постоянные приборов. Условные обозначения электроизмерительных приборов	272
7.2.1. Погрешности измерений и электроизмерительных приборов	272
7.2.2. Номинальные величины приборов	274
7.2.3. Постоянные приборов	275
7.2.4. Чувствительность приборов	275
7.2.5. Условные обозначения электроизмерительных приборов	276
7.3. Самопишущие приборы. Осциллографы	278
7.3.1. Самопишущие приборы	278
7.3.2. Светолучевые осциллографы	278
7.4. Измерение тока и напряжения	279
7.4.1. Меры электрических величин	279
7.4.2. Методы измерений	280
7.4.3. Измерение тока	280
7.4.4. Измерение напряжения	281
7.4.5. Компенсационный метод измерения	282
7.5. Измерение мощности и энергии в цепях переменного тока	284
7.5.1. Измерение активной мощности в цепях однофазного тока	284
7.5.2. Измерение активной и реактивной мощностей в цепях трехфазного тока	284
7.5.3. Измерение электрической энергии в цепях переменного тока	287
7.6. Измерение сопротивлений	289
7.6.1. Измерение сопротивлений амперметром и вольтметром	289
7.6.2. Измерение сопротивлений омметром	289
7.6.3. Измерение сопротивлений, индуктивностей и емкостей мостовыми приборами	291
7.7. Электронно-лучевой осциллограф	293
7.8. Понятие об аналоговых и цифровых приборах	295
7.8.1. Аналоговые электронные вольтметры	295
7.8.2. Цифровые измерительные приборы	296
7.9. Электрические измерения неэлектрических величин	298
Глава восьмая. Трансформаторы	301
8.1. Назначение, устройство и принцип действия трансформатора	301

8.2.	Области применения трансформаторов	304
8.3.	Режим холостого хода трансформатора	306
8.4.	Работа трансформатора с нагрузкой	308
8.5.	Мгновенные значения токов и напряжений трансформатора	318
8.6.	Внешняя характеристика трансформатора	320
8.7.	Трехфазные трансформаторы	322
8.8.	Параллельная работа трансформаторов	323
8.9.	Автотрансформаторы	326
8.10.	Потери мощности и КПД трансформатора	330
8.11.	Технические данные трансформаторов	330
8.12.	Конструктивное исполнение трансформаторов	332
8.13.	Измерительные трансформаторы	337
Глава девятая. Машины постоянного тока		342
9.1.	Назначение и устройство машин постоянного тока	342
9.2.	Краткие сведения об обмотках якорей. Принцип действия машин постоянного тока	344
9.2.1.	Устройство обмоток якорей	344
9.2.2.	Принцип действия генератора	348
9.2.3.	Принцип действия двигателя	349
9.3.	ЭДС якоря и электромагнитный момент машин постоянного тока	350
9.4.	Явление реакции якоря в машинах постоянного тока	352
9.5.	Явление коммутации в машинах постоянного тока	354
9.6.	Классификация генераторов постоянного тока по способу возбуждения. Схемы включения генераторов	355
9.7.	Свойства и характеристики генераторов независимого возбуждения	357
9.7.1.	Характеристика холостого хода	357
9.7.2.	Внешняя характеристика	358
9.7.3.	Регулировочная характеристика	359
9.8.	Свойства и характеристики генераторов параллельного возбуждения	360
9.8.1.	Характеристика холостого хода и процесс самовозбуждения	360
9.8.2.	Внешняя характеристика	362
9.8.3.	Регулировочная характеристика	363
9.9.	Свойства и характеристики генераторов смешанного возбуждения	363
9.9.1.	Характеристика холостого хода	364
9.9.2.	Внешняя характеристика	364
9.9.3.	Регулировочная характеристика	365
9.10.	Сравнительная оценка и технические данные генераторов постоянного тока	365
9.11.	Классификация двигателей по способу возбуждения. Схемы включения двигателей и положительные направления частоты вращения, момента, токов и других величин	367
9.12.	Зависимости токов от нагрузки двигателей. Соотношения между токами	369
9.13.	Зависимости магнитного потока от тока якоря двигателей	369
9.14.	Зависимости момента от тока якоря. Перегрузочная способность двигателей	370
		549

9.15.	Соотношение между напряжением, ЭДС и падением напряжения в сопротивлениях цепи якоря. Формула тока якоря	372
9.16.	Естественные механические и электромеханические характеристики двигателей	372
9.17.	Пуск двигателей	377
9.18.	Регулирование частоты вращения двигателей	380
9.19.	Тормозные режимы работы двигателей	387
9.19.1.	Режим противовключения	388
9.19.2.	Генераторный режим с отдачей энергии в сеть	391
9.19.3.	Режим динамического торможения	393
9.20.	Потери мощности и КПД машин постоянного тока	394
9.21.	Сравнительная оценка и технические данные двигателей постоянного тока	395
9.22.	Универсальные коллекторные двигатели	396
9.23.	Микродвигатели постоянного тока	397
Глава десятая. Асинхронные машины		401
10.1.	Устройство асинхронного двигателя трехфазного тока	401
10.2.	Вращающееся магнитное поле	406
10.3.	Принцип действия асинхронного двигателя	413
10.4.	ЭДС обмотки статора	414
10.5.	ЭДС, частота тока ротора, скольжение	416
10.6.	Индуктивные сопротивления обмоток статора и ротора	417
10.7.	Ток и эквивалентная схема фазы обмотки ротора	418
10.8.	Магнитодвижущие силы обмоток статора и ротора. Ток обмотки статора	420
10.9.	Электромагнитная мощность и потери в асинхронном двигателе	422
10.10.	Момент, развиваемый двигателем	423
10.11.	Схема замещения асинхронного двигателя	425
10.12.	Механическая характеристика асинхронного двигателя	427
10.13.	Паспортные данные двигателя. Расчет и построение механической характеристики	430
10.14.	Пуск асинхронных двигателей	433
10.15.	Двигатели с улучшенными пусковыми свойствами	440
10.16.	Регулирование частоты вращения	442
10.17.	Тормозные режимы работы	449
10.18.	Энергетические показатели асинхронного двигателя	455
10.19.	Однофазные асинхронные двигатели	457
10.20.	Асинхронный тахогенератор	463
10.21.	Сельсины	464
10.22.	Вращающийся трансформатор	469
10.23.	Понятие о линейном трехфазном асинхронном двигателе	470
Глава одиннадцатая. Синхронные машины		472
11.1.	Назначение и устройство синхронных машин	472
11.2.	Принцип действия синхронных машин. Явление реакции якоря	473
11.2.1.	Принцип действия генератора	473
11.2.2.	Принцип действия двигателя	476
11.3.	Схема включения и основные зависимости синхронного генератора	477

11.4.	Векторные диаграммы синхронного генератора . .	479
11.5.	Основные характеристики синхронного генератора . .	481
11.5.1.	Характеристика холостого хода	481
11.5.2.	Внешние характеристики	482
11.5.3.	Регулировочные характеристики	482
11.6.	Параллельная работа генераторов	483
11.7.	Схема включения двигателя. Соотношение между ЭДС, напряжением и падением напряжения в цепи якоря	484
11.8.	Векторные диаграммы синхронного двигателя	485
11.9.	Угловая и механическая характеристики синхронного двигателя	486
11.10.	Регулирование реактивного тока и реактивной мощности синхронного двигателя	489
11.11.	Пуск синхронного двигателя	491
11.12.	Сравнение синхронных и асинхронных двигателей . .	493
11.13.	Синхронные микродвигатели	494
11.13.1.	Микродвигатель с постоянными магнитами	495
11.13.2.	Гистерезисный микродвигатель	496
11.13.3.	Реактивный микродвигатель	497
11.13.4.	Шаговые микродвигатели	498
Глава двенадцатая. Электропривод, выбор двигателя, аппаратура управления, электроснабжение, вопросы техники безопасности		499
12.1.	Общие сведения об электроприводе	499
12.2.	Переходные процессы в электроприводах	500
12.3.	Определение времени разгона и торможения электропривода	503
12.4.	Определение мощности двигателя. Выбор двигателя по каталогу	505
12.5.	Аппаратура автоматического управления и простейшие схемы управления электроприводами	513
12.6.	Бесконтактные системы управления	523
12.7.	Общие вопросы электроснабжения промышленных предприятий	524
12.8.	Внутрицеховое электроснабжение	529
12.9.	Выбор сечения проводов	531
12.10.	Вопросы техники безопасности	533
12.11.	Оказание первой помощи	537
Предметный указатель		538

*ЮРИЙ МАТВЕЕВИЧ БОРИСОВ,
ДМИТРИЙ НИКИТИЧ ЛИПАТОВ,
ЮРИЙ НИКОЛАЕВИЧ ЗОРИН*

Электротехника

Редактор *Л. Е. Алекин*

Редактор издательства *И. В. Антик*

Художественный редактор *В. А. Гозак-Хозак*

Технический редактор *Н. Н. Хотулева*

Корректор *И. А. Володьева*

ИБ № 440

Сдано в набор 03.10.84. Подписано в печать 12.06.85. Формат 84 × 108¹/₃₂. Бумага кн.-журн. Гарнитура таймс. Печать высокая. Усл. печ. л. 28,98. Усл. кр.-отт. 28,98. Уч.-изд. л. 31,77. Тираж 97 000. Заказ № 1598. Цена 1 р. 50 к.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, Шлюзовая наб., 10.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.