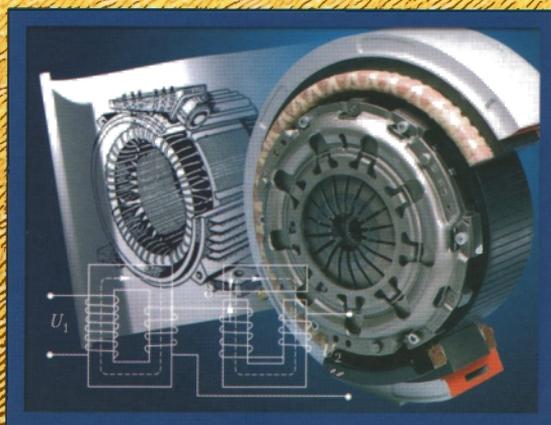


А. И. Вольдек, В. В. Попов

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

ВВЕДЕНИЕ В ЭЛЕКТРОМЕХАНИКУ
МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА
И ТРАНСФОРМАТОРЫ



УЧЕБНИК / Д Л Я В У З О В

А. И. Вольгек, В. В. Попов

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

ВВЕДЕНИЕ В ЭЛЕКТРОМЕХАНИКУ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА И ТРАНСФОРМАТОРЫ

Допущено Министерством образования и науки Российской Федерации в качестве учебника для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» и «Электроэнергетика»



Издательская программа

300 лучших учебников для высшей школы

осуществляется при поддержке Министерства образования РФ

ПИТЕР®

**Москва · Санкт-Петербург · Нижний Новгород · Воронеж
Ростов-на-Дону · Екатеринбург · Самара · Новосибирск
Киев · Харьков · Минск**

2008

ББК 32.261я7
УДК 621.313(075)
В71

Рецензенты:

Учебно-методическое объединение по образованию в области энергетики и электротехники, председатель Совета УМО, ректор Московского энергетического института (технического университета) С. В. Серебрянников, д. т. н., профессор;

Януш Бронислаович Данилевич, академик РАН, председатель научного совета РАН по комплексной проблеме «Электрофизика, электроэнергетика и электротехника»;

кафедра «Информационные технологии в электромеханике и робототехнике» Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, заведующая кафедрой Л. И. Чубраева, д. т. н., член-корреспондент РАН.

Вольдек А. И., Попов В. В.

В71 Электрические машины. Введение в электромеханику. Машины постоянного тока и трансформаторы: Учебник для вузов. — СПб.: Питер, 2008. — 320 с.: ил.
ISBN 978-5-469-01380-8

В книге рассматриваются физические и теоретические основы электромеханического преобразования энергии в электрических машинах, излагаются конструктивные схемы различных типов электрических машин и методологические основы их исследования, анализируются их потребительские и эксплуатационные характеристики и качества, а также принципы управления электрическими машинами.

Учебник предназначен для студентов технических университетов, обучающихся по программам подготовки дипломированных специалистов, бакалавров и магистров по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» (140600) и «Энергетика» (140200).

ББК 32.261я7
УДК 621.313(075)

Все права защищены. Никакая часть данной книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме без письменного разрешения владельцев авторских прав.

Информация, содержащаяся в данной книге, получена из источников, рассматриваемых издательством как надежные. Тем не менее, имея в виду возможные человеческие или технические ошибки, издательство не может гарантировать абсолютную точность и полноту приводимых сведений и не несет ответственности за возможные ошибки, связанные с использованием книги.

Краткое содержание

Предисловие	8
-----------------------	---

Раздел I. Введение в электромеханику

Глава 1. Физические основы электромеханического преобразования энергии	12
Глава 2. Электрические машины постоянного и переменного тока	32
Глава 3. Исторические этапы и современное состояние электромашиностроения	72

Раздел II. Электрические машины постоянного тока

Глава 4. Принцип действия и конструктивная структура машин постоянного тока	84
Глава 5. Магнитная цепь машины постоянного тока при холостом ходе	97
Глава 6. Обмотки якоря машин постоянного тока	110
Глава 7. Основные электромагнитные соотношения	144
Глава 8. Магнитное поле машины при нагрузке	151
Глава 9. Работа коллекторного узла машины	161
Глава 10. Генераторы постоянного тока	187
Глава 11. Двигатели постоянного тока	216

Раздел III. Трансформаторы

Глава 12. Основные сведения о трансформаторах	242
Глава 13. Намагничивание сердечников трансформаторов	257
Глава 14. Схемы замещения двухобмоточного трансформатора	262
Глава 15. Работа трансформатора под нагрузкой	273
Глава 16. Работа трансформаторов при несимметричной нагрузке	284
Глава 17. Параллельная работа двухобмоточных трансформаторов	295
Глава 18. Разновидности трансформаторов	302
Список литературы	315
Алфавитный указатель	317

Содержание

Предисловие	8
От издательства	8

Раздел I. Введение в электромеханику

Глава 1. Физические основы электромеханического преобразования энергии	12
1.1. Основополагающие законы электромеханического преобразования энергии в индуктивных машинах	12
1.2. Упрощенная физическая модель индуктивного ЭМП и механизм преобразования энергии	14
1.3. Фундаментальные принципы электромеханического преобразования энергии	19
1.4. Структура ЭМП и основные физические процессы в его конструктивных элементах	20
1.5. Потери энергии и КПД ЭМП	23
1.6. Нагревание и охлаждение ЭМП	25
1.7. Режимы работы ЭМП	29
Глава 2. Электрические машины постоянного и переменного тока	32
2.1. Функциональные особенности	32
2.2. Конструктивные схемы электрических машин	33
2.2.1. Коллекторные машины постоянного тока	33
2.2.2. Бесколлекторные машины постоянного тока	41
2.2.3. Электрические машины переменного тока	42
2.3. Магнитные поля индуктора и якоря и их взаимодействие	47
2.3.1. Магнитное поле индуктора	47
2.3.2. Магнитное поле якоря	49
2.3.3. Взаимодействие магнитных полей индуктора и якоря	56
2.3.4. Магнитные и электрические цепи электрических машин, их взаимосвязь и взаимообусловленность	60
2.3.5. Магнитные связи и параметры обмоток электрических машин	67
2.4. Классификация электрических машин	71
Глава 3. Исторические этапы и современное состояние электромашиностроения.	72

Раздел II. Электрические машины постоянного тока

Глава 4. Принцип действия и конструктивная структура машин постоянного тока.	84
4.1. Принцип действия машин постоянного тока	84
4.1.1. Энергетические соотношения в ЭМПТ	89
4.2. Устройство и конструктивная структура ЭМПТ	90

Глава 5. Магнитная цепь машины постоянного тока при холостом ходе	97
5.1. Общие соображения и алгоритмы расчета магнитной цепи	97
5.2. Магнитное поле и МДС воздушного зазора	99
5.3. Магнитное поле и МДС зубцовой зоны	103
5.4. МДС сердечника якоря, полюсов и ярма	106
5.5. Полная МДС и магнитная характеристика машины	107
Глава 6. Обмотки якоря машин постоянного тока	110
6.1. Общие соображения	110
6.2. Конструктивная структура обмоток якоря	111
6.3. Петлевые обмотки	115
6.3.1. Простые петлевые обмотки	115
6.3.2. Размещение щеток на коллекторе. Свойства простой петлевой обмотки	118
6.3.3. Уравнительные соединения	122
6.3.4. Сложные петлевые обмотки	124
6.4. Волновые обмотки	130
6.4.1. Простые волновые обмотки	130
6.4.2. Сложные волновые обмотки	135
6.5. Комбинированная обмотка	139
6.6. Условия симметрии обмоток	142
6.7. Выбор типа обмотки	143
Глава 7. Основные электромагнитные соотношения	144
7.1. ЭДС якоря	144
7.2. Электромагнитный момент и электромагнитная мощность	148
7.3. Основные электромагнитные нагрузки	149
Глава 8. Магнитное поле машины при нагрузке	151
8.1. Реакция якоря и ее виды	151
8.2. Влияние реакции якоря на магнитный поток машины	154
8.2.1. МДС поперечной реакции якоря	154
8.2.2. Определение МДС продольного размагничивающего действия поперечной реакции якоря	157
8.2.3. Определение МДС продольной реакции якоря при сдвиге щеток	158
8.3. Компенсационная обмотка	159
Глава 9. Работа коллекторного узла машины	161
9.1. Потенциальное искрение на коллекторе	161
9.2. Физические процессы в зоне щеточного контакта	163
9.2.1. Электропроводимость щеточного контакта	163
9.2.2. Искрение под щетками и круговой огонь	165
9.3. Коммутация	167
9.4. Электродвижущие силы в коммутируемой секции	172
9.5. Способы улучшения коммутации	176
9.6. Экспериментальная проверка и наладка коммутации	183
9.7. Коммутационная реакция якоря	185

Глава 10. Генераторы постоянного тока	187
10.1. Общие сведения о генераторах постоянного тока	187
10.2. Математическая модель электромагнитных процессов в генераторах постоянного тока	191
10.3. Генераторы независимого возбуждения	193
10.4. Генераторы параллельного возбуждения	201
10.5. Генераторы последовательного возбуждения	207
10.6. Генераторы смешанного возбуждения	208
10.7. Параллельная работа генератора постоянного тока	211
Глава 11. Двигатели постоянного тока	216
11.1. Общие сведения о двигателях постоянного тока	216
11.2. Математическая модель электромеханических процессов в двигателях постоянного тока	217
11.3. Управление двигателями постоянного тока	218
11.3.1. Пуск двигателей постоянного тока	218
11.3.2. Регулирование частоты вращения и устойчивость работы двигателя	222
11.4. Характеристики двигателей постоянного тока	226
11.4.1. Двигатели параллельного возбуждения	226
11.4.2. Двигатели последовательного возбуждения	233
11.5. Двигатели смешанного возбуждения	239
 Раздел III. Трансформаторы	
Глава 12. Основные сведения о трансформаторах	242
12.1. Принцип действия и математическая модель электромагнитных процессов	242
12.2. Виды трансформаторов и их основные конструктивные элементы	245
Глава 13. Намагничивание сердечников трансформаторов	257
Глава 14. Схемы замещения двухобмоточного трансформатора	262
14.1. Приведение вторичной обмотки трансформатора к первичной	262
14.2. Схема замещения трансформатора	264
14.3. Определение параметров схемы замещения трансформатора	266
Глава 15. Работа трансформатора под нагрузкой	273
15.1. Физические условия работы, векторные и энергетические диаграммы трансформатора	273
15.2. Изменение напряжения трансформатора	277
15.3. Регулирование напряжения трансформатора	279
15.4. Коэффициент полезного действия трансформатора	283
Глава 16. Работа трансформаторов при несимметричной нагрузке	284
16.1. Применение метода симметричных составляющих	284
16.2. Физические условия работы трансформаторов при несимметричной нагрузке	290

Глава 17. Параллельная работа двухобмоточных трансформаторов	295
17.1. Условия параллельной работы трансформаторов	295
17.2. Параллельное включение трансформаторов неодинаковых групп соединения обмоток	296
17.3. Параллельная работа трансформаторов с неодинаковыми коэффициентами трансформации	298
17.4. Параллельная работа трансформаторов с неодинаковыми напряжениями короткого замыкания	299
Глава 18. Разновидности трансформаторов	302
18.1. Многообмоточные трансформаторы	302
18.2. Автотрансформаторы	306
18.3. Трансформаторы последовательного включения	311
18.4. Трансформаторы специального назначения	312
Список литературы	315
Алфавитный указатель	317

Предисловие

В этой книге, как и в предыдущих ее двух изданиях, сохранена последовательность изложения материала, определенная основоположниками петербургско-ленинградской школы электромеханики. Изложению основного материала по отдельным типам электрических машин предшествует раздел «Введение в электромеханику», в котором излагаются фундаментальные принципы электро-механического преобразования энергии. На примере упрощенной модели индуктивного электромеханического преобразователя (ЭМП) поясняется механизм преобразования энергии с использованием магнитного поля как универсального энергоносителя, рассматриваются структура ЭМП и основные физические процессы в его конструктивных элементах, определяются функциональные особенности различных типов электрических машин.

С позиций физических процессов электромеханического преобразования энергии анализируются магнитные поля якоря и индуктора и их взаимодействие, рассматриваются взаимосвязь и взаимообусловленность магнитных и электрических цепей ЭМП, магнитные связи и электромагнитные параметры обмоток электрических машин.

В заключение этого раздела дается общая классификация электрических машин и кратко излагаются исторические этапы и современное состояние отечественного и мирового электромашиностроения.

Содержание последующих двух разделов книги — «Электрические машины постоянного тока» и «Трансформаторы» — переработано с учетом последних достижений в теории и практике создания и эксплуатации этих машин и трансформаторов, а также в соответствии с требованиями действующих Государственных образовательных стандартов, определяющих объем и содержание лекционных курсов по электромеханике и электрическим машинам при подготовке дипломированных специалистов, бакалавров и магистров по направлениям «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» (140600) и «Электроэнергетика» (140200).

Основные вопросы устройства, принципа действия и теории машин постоянного тока и трансформаторов подробно рассмотрены для их нормальных модификаций при работе в различных установившихся режимах. Переходные режимы рассматриваются в следующей книге — «Электрические машины. Машины переменного тока» — на основе методологии, единой для всех типов машин.

Принципы действия и устройства перспективных специальных типов машин постоянного тока и трансформаторов рассмотрены кратко, как вопросы, относящиеся к специальным разделам их теории и практики.

От издательства

Ваши замечания, предложения и вопросы отправляйте по адресу электронной почты comp@piter.com (издательство «Питер»).

Мы будем рады узнать ваше мнение!

Подробную информацию о наших книгах вы найдете на веб-сайте издательства <http://www.piter.com>

Раздел I

Введение в электромеханику

Электромеханика — это область науки и техники, связанная с использованием взаимодействия электрических, магнитных и механических процессов (или, более кратко, электромеханических процессов) для целенаправленного преобразования энергии — электрической в механическую или, наоборот, механической в электрическую.

Машина, в которой реализуется такое преобразование, называется *электромеханическим преобразователем* (ЭМП), или *электрической машиной* (ЭМ). В качестве энергоносителя в ЭМП может быть использовано как магнитное, так и электрическое поле. Машины, в которых для преобразования энергии используется магнитное поле, называются индуктивными, а те, в которых используется электрическое поле, — емкостными. Возможно также совместное использование магнитного и электрического полей. Такие машины называются индуктивно-емкостными. На практике наибольшее распространение получили индуктивные машины.

Цели электромеханического преобразования энергии могут быть различными, и эти цели определяют специализацию ЭМП. Принято различать ЭМП, используемые в качестве источника электрической энергии (генераторы) и в качестве источника механической энергии (двигатели). ЭМП с более сложным целевым назначением принято относить к категории специальных электрических машин.

Электромеханика является относительно молодой, по историческим меркам, отраслью науки и техники. Принято считать, что ее история начинается с 1822 г., когда был создан первый электрический двигатель М. Фарадея. Начало же практического использования ЭМП в промышленной и бытовой сферах следует отнести к концу XIX в. Наиболее бурное развитие электромеханики связано с выдающимися изобретениями российского электротехника М. О. Доливо-Добровольского, предложившего трехфазную систему переменных токов. Широкое внедрение электромеханических устройств в России начинается после Октябрьской революции 1917 г., когда электрификация всей страны стала основой технической политики нового государства. Можно сказать, что XX век стал веком становления и широкого распространения электромеханики.

Современные ЭМП имеют самое разнообразное конструктивное исполнение и могут реализовывать различные роды напряжения и тока, а также различные виды движения — вращательное, колебательное, линейное и т. д.

Диапазон мощностей современных ЭМП составляет 10^{-17} — 10^9 Вт. На рис. В.1 показаны области распространения и зоны использования емкостных (график 1), индуктивно-емкостных (график 2) и индуктивных (график 3) ЭМП. ЭМП является весьма экономичным преобразователем энергии.

Для управления современными ЭМП используются сложные электронные системы, которые конструктивно объединяются с ЭМП и образуют так называемую электромеханотронную систему, выступающую как единый технический комплекс. Все это существенно расширяет функциональные возможности ЭМП и обеспечивает их широкое внедрение во все сферы производственной и бытовой деятельности человечества. Перечислим кратко лишь основные области применения ЭМП.

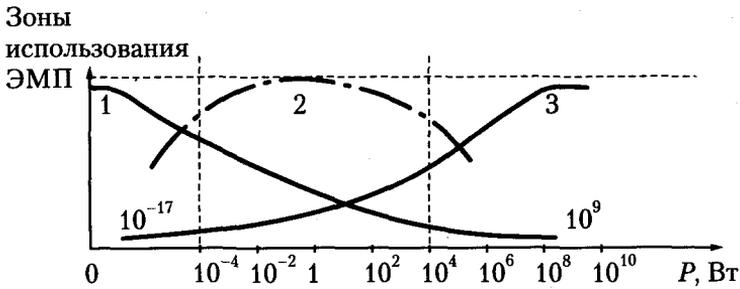


Рис. В.1. Области распространения ЭМП

ЭМП-генераторы переменного тока составляют в настоящее время основу электроэнергетики, обеспечивая потребности промышленности, сельского хозяйства и населения самой удобной и экологически безопасной энергией — электрической. Генераторы, установленные на электрических станциях, равно как и сами электрические станции, в большинстве своем объединены посредством линий электропередач в иерархические энергетические системы, которые образуют единую энергетическую систему региона или государства. Мощность отдельных генераторов в таких системах достигает 1000 и более мегаватт.

ЭМП-двигатели переменного и постоянного тока составляют основу электрифицированного технологического оборудования на всех промышленных предприятиях разных отраслей: от тяжелой металлургии до легкой и пищевой промышленности. Мощность современных электродвигателей промышленного назначения колеблется от долей ватта до десятков мегаватт. На использовании вращающихся электродвигателей переменного и постоянного тока основана работа электрифицированного магистрального и городского транспорта. Внедрение высокоскоростного магистрального транспорта связывают с использованием линейных электродвигателей. Электродвигатели различных типов эффективно используются в технологиях сельского хозяйства.

ЭМП спецназначения, выполняющие специальные функции в качестве управляющих или управляемых механизмов, находят применение в самых разнообразных автоматических системах и кибернетических комплексах.

Большая группа ЭМП различного назначения используется в бытовой технике, обеспечивая надлежащий уровень комфорта жизни людей.

Современное электромашиностроение производит различные виды ЭМП, удовлетворяя все возрастающие потребности хозяйственной и бытовой деятельности человечества. И непрерывно по мере развития науки и техники, по мере появления новых идей, материалов и технологий создаются еще более совершенные поколения ЭМП, отличающиеся более высоким техническим уровнем или реализующие новые технические принципы. Научно-технический прогресс в электромашиностроении является необходимой предпосылкой для прогресса во многих отраслях науки и техники.

Глава 1

Физические основы электроmechanического преобразования энергии

1.1. Основопологающие законы электроmechanического преобразования энергии в индуктивных машинах

Закономерности преобразования энергии в индуктивных ЭМП определяются физическими законами, устанавливающими связи между различными величинами и параметрами электрических, магнитных и механических процессов. Важнейшими для понимания физической природы электроmechanического преобразования энергии являются законы электромагнитной индукции и электромагнитного взаимодействия. Напомним кратко эти законы в терминах и понятиях, наиболее часто употребляемых в теории ЭМП.

Закон электромагнитной индукции устанавливает закономерность возникновения ЭДС в электрических контурах или отдельных проводниках, находящихся в магнитном поле. При определении ЭДС, индуцированных в отдельных проводниках обмоток ЭМП, этот закон удобно использовать в формулировке М. Фарадея, определяющей, что в проводнике длиной l , движущемся в однородном магнитном поле со скоростью v перпендикулярно линиям индукции B , индуцируется ЭДС, равная

$$e_{\text{пр}} = Blv. \quad (1.1)$$

Направление этой ЭДС определяется по правилу «правой руки», как показано на рис. 1.1, а. Для определения ЭДС, индуцированной в отдельном электрическом контуре, удобнее пользоваться этим законом в формулировке Максвелла, определяющей ЭДС как

$$e_{\text{к}} = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (1.2)$$

то есть скоростью (с обратным знаком) изменения магнитного потока Φ , сцепляющегося с контуром. В контуре, состоящем из w витков, ЭДС определяется скоростью (с обратным знаком) изменения потокосцепления с ним, которое равно $\Psi = w\Phi$, если все трубки потока Φ сцепляются со всеми витками контура. При более сложном распределении потока потокосцепление Ψ определяется с учетом реальной картины магнитного поля.

Закон электромагнитного взаимодействия устанавливает закономерность возникновения электромагнитной (или электродинамической) силы, действующей на проводник с электрическим током или на тело из ферромагнитного материала, расположенные в магнитном поле. Известны различные подходы для опреде-

ления этих сил. Так, если проводник длиной l с электрическим током i расположен в однородном магнитном поле с индукцией \mathbf{B} , то действующую на него электромагнитную силу удобно определять по закону Ампера как

$$f_{\text{эм}} = Bli. \quad (1.3)$$

Направление этой силы определяется по правилу «левой руки», как показано на рис. 1.1, б.

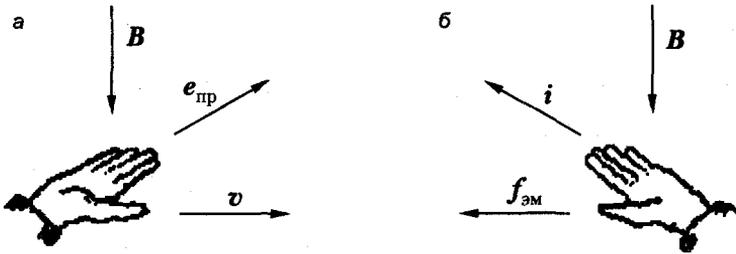


Рис. 1.1. Правила: а — «правой руки», б — «левой руки»

Если же необходимо определить электромагнитную силу (или электромагнитный момент) в магнитной системе, образованной одним или несколькими электрическими контурами, то в этом случае удобнее исходить из полной энергии магнитного поля W_m . Силу, действующую в направлении некоторой геометрической координаты g , определяющей положение системы в пространстве, можно определить по одному из двух тождественных выражений:

$$f_{\text{эм}} = - \left(\frac{\partial W_m}{\partial g} \right)_{\Psi_k = \text{const}} = \left(\frac{\partial W_m}{\partial g} \right)_{i_k = \text{const}}. \quad (1.4)$$

Первое выражение указывает, что электромагнитная сила, стремящаяся изменить данную координату, равна убыли энергии магнитного поля, отнесенной к единице производимого силой изменения координаты, в предположении, что потокосцепления контуров сохраняются неизменными. Второе выражение указывает, что эта сила равна увеличению энергии магнитного поля, отнесенному к единице производимого силой изменения координаты, в предположении, что токи в контурах поддерживаются неизменными. Целесообразность использования одного из двух этих выражений определяется конкретными условиями поставленной задачи.

Известно, что электромагнитные силы действуют не только на проводники с током, но и на ферромагнитные тела, находящиеся в магнитном поле. Проявляются эти силы в виде сил магнитного тяжения трубок потока. Удельное значение такой силы, то есть силы, действующей на единицу ферромагнитной поверхности, равно

$$f_{\text{эм}} = \frac{B_n H_n}{2} = \frac{B_n^2}{2\mu_0}, \quad (1.5)$$

где B_n и H_n — соответственно магнитные индукция и напряженность на поверхности ферромагнитного тела; μ_0 — магнитная проницаемость немагнитной среды (обычно воздуха), окружающей ферромагнитное тело.

Заметим, что векторы \mathbf{B}_n и \mathbf{H}_n всегда направлены нормально поверхности, если только на ней нет носителей тока. Направление удельной силы магнитного тяжения совпадает с нормалью к поверхности ферромагнитного тела, направленной в сторону среды с меньшей магнитной проницаемостью.

1.2. Упрощенная физическая модель индуктивного ЭМП и механизм преобразования энергии

Упрощенная физическая модель индуктивного ЭМП показана на рис. 1.2. Основными элементами в ней являются статор с обмоткой возбуждения (или индуктор f) и ротор с обмоткой якоря (или просто якорь a), разделенные воздушным зазором — δ . Обмотки показаны на рисунке в виде электрических контуров с числом витков w_f и w_a соответственно. Размеры поперечного сечения проводников обмотки примем бесконечно малыми. Сердечники статора и ротора, выполненные, в порядке допущения, из идеального ферромагнетика, вместе с воздушным зазором образуют магнитную систему (или магнитопровод) ЭМП.

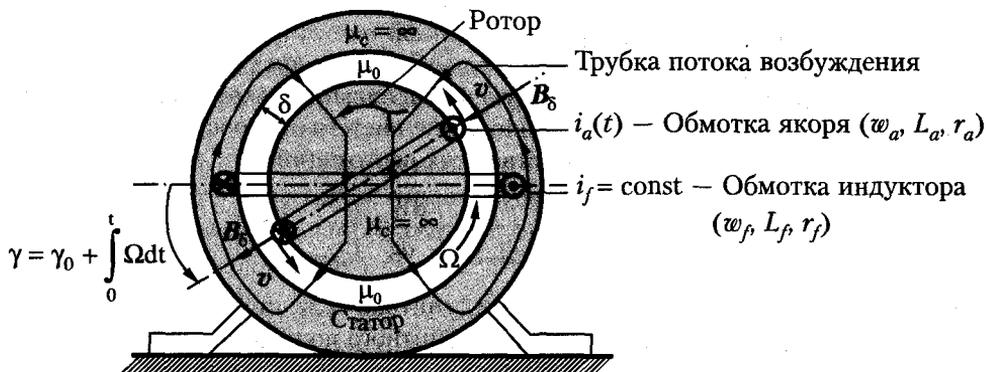


Рис. 1.2. Упрощенная физическая модель индуктивного электромеханического преобразователя энергии

Поясним механизм действия такого преобразователя, исходя из фундаментальных законов электромеханики. Предположим, что в обмотке индуктора протекает постоянный ток i_f , который возбуждает в магнитной системе ЭМП первичное магнитное поле (магнитный процесс). На рис. 1.2 показана одна элементарная трубка потока возбуждения. Отметим особенности распределения возбужденного магнитного поля в магнитопроводе принятой модели ЭМП. Прежде всего укажем, что в силу принятых идеальных свойств материалов сердечников статора и ротора ($\mu_c = \infty$) магнитную напряженность H_c во всех ферромагнитных элементах магнитопровода можно считать равной нулю. Следовательно, объемную плотность магнитной энергии в этих элементах $\frac{B_c H_c}{2}$ можно также принять равной

нулю. Это означает, что вся магнитная энергия W_m возбужденного магнитного поля сконцентрирована в воздушном зазоре, где магнитная напряженность от-

лично от нуля. Вместе с тем вследствие идеализированных свойств ферромагнетиков трубки потока в воздушном зазоре имеют радиальное направление, а следовательно, вектор магнитной индукции в зазоре B_δ имеет только одну — радиальную — составляющую. Определим распределение этой индукции на наружной поверхности ротора, где расположена обмотка якоря. Исходя из закона полного тока, нетрудно убедиться в том, что распределение B_δ соответствует прямоугольной волне с амплитудой $B_\delta = \mu_0 \frac{i_f \omega_f}{2\delta}$. Следовательно, магнитное поле индуктора

образует в зазоре два разноименных магнитных полюса, N и S . Расположение волн этого поля по отношению к обмотке индуктора для спрямленного магнитопровода ЭМП показано на рис. 1.3 и соответствует $2p = 2$ (где p — число пар полюсов).

При иной конфигурации обмотки возбуждения индуктор может образовать другое число полюсов (оно всегда должно быть четным). Отметим также, что часть ротора (с наружным диаметром D_p) или статора (с внутренним диаметром D_c), приходящаяся на один полюс, называется *полюсным делением* соответственно ротора τ_p или статора τ_c и определяется как

$$\tau_p = \frac{\pi D_p}{2p} \text{ и } \tau_c = \frac{\pi D_c}{2p}.$$

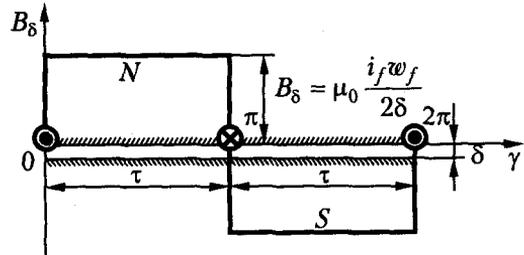


Рис. 1.3. Распределение магнитного поля возбуждения в спрямленном воздушном зазоре ЭМП

Заметим, что создать первичное магнитное поле можно и с помощью постоянных магнитов.

Если теперь внешними механическими силами привести ротор во вращение, затрачивая на это механическую энергию $P_{\text{мех}}$ (механический процесс), то в обмотке якоря будет индуцироваться ЭДС, периодически изменяющаяся за полный оборот ротора. Величина этой ЭДС, по закону Фарадея, равна

$$e_a = 2l_\delta B_\delta \omega_a v, \quad (1.6)$$

где l_δ — активная длина проводника обмотки; ω_a — число витков обмотки статора; v — линейная скорость его вращения в зазоре.

Если затем замкнуть обмотку якоря на внешнюю нагрузку, возникнет ток $i_a(t)$ (электрический процесс), посредством которого во внешнюю цепь будет отдаваться электрическая энергия $P_{\text{эл}}$. Таким образом, в результате триединого взаимодействия магнитного, механического и электрического процессов произошло преобразование механической энергии в электрическую. В рассмотренном случае ЭМП работает в качестве генератора электрической энергии. Аналогичным образом нетрудно представить и двигательный режим ЭМП.

Перейдем теперь к анализу энергетических соотношений в рассматриваемой модели ЭМП. Для этого предварительно напомним выражения, определяющие:

□ энергию магнитного поля в зазоре

$$W_m = \frac{1}{2} L_f i_f^2 + M_{af} i_f i_a + \frac{1}{2} L_a i_a^2; \quad (1.7)$$

□ ЭДС, индуцируемые в обмотках,

$$e_f = -\frac{d\Psi_f}{dt} = -\left(L_f \frac{di_f}{dt} + M_{af} \frac{di_a}{dt} \right) - i_a \frac{dM_{af}}{d\gamma} \Omega; \quad (1.8, а)$$

$$e_a = -\frac{d\Psi_a}{dt} = -\left(L_a \frac{di_a}{dt} + M_{af} \frac{di_f}{dt} \right) - i_f \frac{dM_{af}}{d\gamma} \Omega. \quad (1.8, б)$$

В этих выражениях учтено, что индуктивности обмоток L_f и L_a постоянны, а угловая частота вращения ротора Ω связана с углом γ , определяющим взаимное расположение обмоток (см. рис. 1.2), соотношением $\gamma = \gamma_0 + \int_0^t \Omega dt$. Очевидно, что

M_{af} — взаимоиндуктивность a и $f\gamma$, определяемая характером распределения магнитного поля в зазоре. Последние слагаемые в выражениях для ЭДС определяют так называемую ЭДС вращения, а слагаемые в скобках — трансформаторную ЭДС. В режиме холостого хода при $i_a = 0$ и $i_f = \text{const}$ в обмотке якоря индуцируется лишь ЭДС холостого хода, определяемая потоком возбуждения и равная

$$e_{a0} = -i_f \Omega \frac{dM_{af}}{d\gamma}. \quad (1.8, в)$$

Напряжения на зажимах обмоток U_k ($k = f, a$) будем определять в соответствии с законами Кирхгофа в виде

$$u_k = -e_k + r_k i_k, \quad (1.9)$$

где r_k — активные сопротивления обмоток.

Исходя из принятой структуры напряжения u_k , найдем электрические мощности на зажимах каждой из обмоток:

$$P_f = u_f i_f = r_f i_f^2 + i_f \left(L_f \frac{di_f}{dt} + M_{af} \frac{di_a}{dt} \right) + i_f i_a \Omega \frac{dM_{af}}{d\gamma}; \quad (1.10, а)$$

$$P_a = u_a i_a = r_a i_a^2 + i_a \left(L_a \frac{di_a}{dt} + M_{af} \frac{di_f}{dt} \right) + i_f i_a \Omega \frac{dM_{af}}{d\gamma}. \quad (1.10, б)$$

Полную электрическую мощность P_Σ всех обмоток ЭМП представим в виде

$$P_\Sigma = P_f + P_a = P_{эл} + P_W + P_{эм}, \quad (1.11)$$

где $P_{эл} = r_f i_f^2 + r_a i_a^2$ — мощность электрических потерь; $P_W = L_f i_f \frac{di_f}{dt} + L_a i_a \frac{di_a}{dt} + M_{af} \left(i_f \frac{di_a}{dt} + i_f \frac{di_f}{dt} \right) + i_f i_a \Omega \frac{dM_{af}}{d\gamma} = \frac{dW_m}{dt}$ — мощность, затрачиваемая на измене-

ние энергии магнитного поля и называемая намагничивающей, или реактивной, мощностью. Существенно, что P_w не теряется безвозвратно, и ее среднее значение за период изменения тока (за один оборот ротора) равно нулю; $P_{эм} = \Omega i_f i_a \frac{dM_{af}}{d\gamma} -$

электрическая мощность, преобразуемая из механической, подведенной к валу ЭМП, и вносимая электромагнитным путем в обмотку якоря.

Определим вращающие моменты, действующие на вал ЭМП. Внешние механические силы создают на валу ЭМП *механический момент*

$$M_{1\text{мех}} = \frac{P_{1\text{мех}}}{\Omega}, \quad (1.12)$$

который в рассматриваемом случае будет *движущим*.

Электромагнитные силы, возникающие от взаимодействия тока якоря с магнитным полем возбуждения, создают *электромагнитный момент*, определяемый в соответствии с законом электромагнитного взаимодействия выражением

$$M_{эм} = \frac{dW_m}{d\gamma} \Big|_{\substack{i_f=\text{const} \\ i_a=\text{const}}} = i_f i_a \frac{\partial M_{af}}{\partial \gamma}. \quad (1.13)$$

Пользуясь правилом «левой руки», нетрудно убедиться в том, что этот момент является *тормозным*. Согласно законам механики, при $\Omega = \text{const}$ эти моменты должны быть уравновешены.

Для создания $M_{эм}$ в обмотку якоря электромагнитным путем вносится мощность, называемая электромагнитной и равная

$$P_{эм} = M_{эм} \Omega = \Omega i_a i_f \frac{\partial M_{af}}{\partial \gamma} = -e_{a0} i_a. \quad (1.14)$$

Существенно то, что эта мощность определяется ЭДС вращения и не зависит от трансформаторной ЭДС. Схема преобразования энергии для генераторного режима ЭМП показана на рис. 1.4.

Полученные энергетические соотношения позволяют сформулировать условие однонаправленного преобразования энергии. Необходимо, чтобы среднее за оборот ротора значение электромагнитной мощности, вносимой электромагнитным путем в обмотку якоря, было отлично от нуля, то есть чтобы

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{эм} d\gamma \neq 0. \quad (1.15)$$

Из (1.14) и (1.15) видно, что для этого, во-первых, необходимо, чтобы $\frac{\partial M_{af}}{\partial \gamma} \neq 0$,

то есть взаимная индуктивность M_{af} должна периодически изменяться, что реализовано в рассматриваемой модели вращающегося ЭМП. Во-вторых, ток якоря i_a также должен периодически изменяться с частотой изменения M_{af} . Это означает, что в ЭМП с разноименными полюсами возбуждения электромагнитное преобразование энергии возможно только при переменном токе. Частота измене-

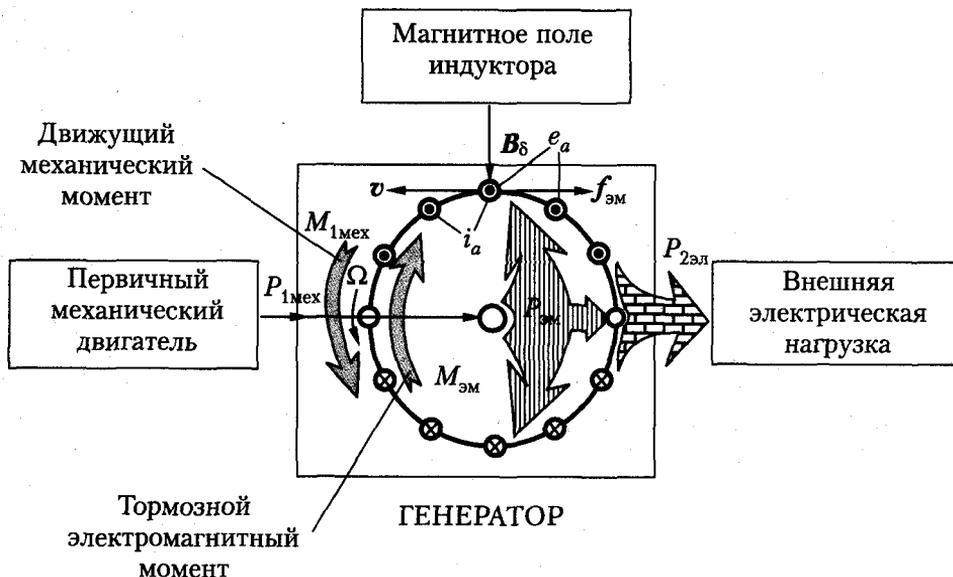
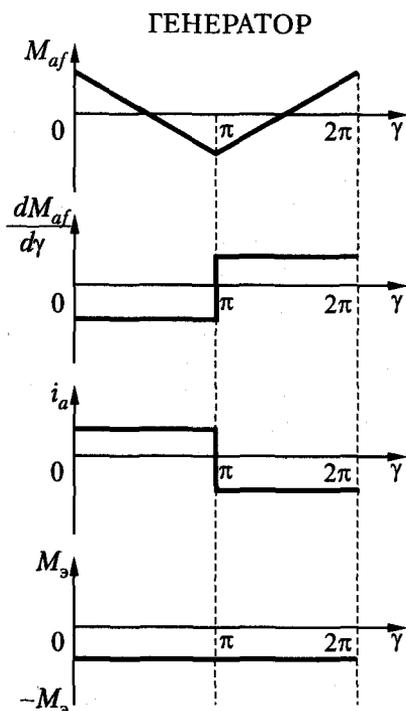


Рис. 1.4. Схема преобразования энергии в ЭМП

Рис. 1.5. Изменение M_{af} , i_a и $M_{эм}$ в зависимости от угла поворота ротора γ

ния этого тока равна $f = pn$ [1/с], если n измерять в оборотах в секунду. Чтобы получить от обмотки якоря постоянный ток, необходимо дополнительно установить либо механический коллектор, либо электронный преобразователь.

Функциональные изменения M_{af} , i_a , $M_{эм}$ для рассматриваемой модели ЭМП показаны на рис. 1.5 и иллюстрируют сформулированные условия однонаправленного преобразования энергии. Одновременно они поясняют и механизм преобразования механической энергии в электрическую в соответствии со схемой, приведенной на рис. 1.4.

При вращении ротора в магнитное поле происходит энергоприток магнитной энергии:

$$\left. \frac{dW_m}{d\gamma} \right|_{\substack{i_f = \text{const} \\ i_a = \text{const}}} = \text{const.}$$

Одновременно происходит постоянный энергоотток из магнитного поля зазора, осуществляемый током i_a , вследствие чего возникает тормозной электромагнитный момент $M_{эм}$.

Поскольку в установившемся режиме ЭМП ($\Omega = \text{const}$) эти моменты уравновешены, то энергоприток в магнитное поле воздушного зазора ЭМП должен соответствовать энергооттоку из него. Материальное магнитное поле выступает здесь в качестве универсального энергоносителя, передающего энергию от вала ротора в обмотку якоря.

Механизм равновесия обеспечивается всей триединой сущностью взаимосвязанных магнитных, механических и электрических процессов в ЭМП, то есть установлением надлежащих значений параметров каждого из процессов — B_δ , Ω и i_a .

1.3. Фундаментальные принципы электромеханического преобразования энергии

На основе анализа процессов в упрощенной физической модели ЭМП могут быть сформулированы два фундаментальных принципа электромеханического преобразования энергии:

1. **Принцип обратимости.** ЭМП может реализовать как прямое, так и обратное преобразование энергии, то есть работать как электрическим генератором, так и механическим двигателем (или электромагнитным тормозом). Этот принцип обусловлен универсальностью магнитного поля как энергоносителя.
2. **Принцип саморегулирования.** Электромагнитные и механические процессы в ЭМП так регулируют свое взаимодействие (посредством установления надлежащих параметров этих процессов), чтобы энергоприток, подаваемый в ЭМП на преобразование, соответствовал преобразованному энергооттоку из него. Величину преобразованной энергии в ЭМП всегда определяет механическая мощность. У генератора это подводимая к валу механическая мощность: сколько подвели — столько и преобразовали. У двигателя это механическая мощность, снимаемая с вала и отдаваемая подсоединенному к валу механизму: сколько требуется — столько и возьмем от электрического источника питания. Механизм саморегулирования обусловлен физическими свойствами электромагнитной мощности, возникающей в процессе электромеханического преобразования энергии. Действительно, как было показано (1.14), величина этой мощности определяется произведением e_{a0} и i_a . Если принять, что ток i_a в электрической цепи якоря выступает как энергоноситель, тогда ЭДС e_{a0} можно представить как регулятор, регулирующий количество энергии и обеспечивающий равенство электромагнитной и механической мощностей посредством установления определенных значений B_δ и Ω .

Способность саморегулирования взаимосвязанных магнитных (B_δ), механических (Ω) и электрических (i_a) процессов является внутренним суверенным свойством ЭМП и обеспечивается автоматически, без постороннего вмешательства.

Понятно, что в реальном ЭМП количество энергии, полученной после преобразования, всегда меньше энергии, подаваемой для преобразования, вследствие неизбежных ее потерь, обусловленных физической сущностью трех взаимодействующих физических процессов и выделением тепла в конструктивных элементах ЭМП. Отметим также, что принцип саморегулирования представляет собой конкретное проявление общего закона сохранения энергии.

1.4. Структура ЭМП и основные физические процессы в его конструктивных элементах

Реальные ЭМП отличаются от рассмотренной простейшей модели большим разнообразием конструктивного исполнения, что обусловлено многообразием их типов и функциональных возможностей. Тем не менее все они имеют такие конструктивные структуры, которые функционально являются типовыми.

Прежде всего в структурах ЭМП выделяют активные и конструктивные элементы. К *активным* относят такие элементы структуры, в которых непосредственно воспроизводятся основные физические процессы, обеспечивающие электромеханическое преобразование энергии. К активным элементам в первую очередь относят магнитопроводы и токопроводы, где локализуются магнитные и электрические процессы соответственно. Магнито- и токопроводы занимают в ЭМП определенный объем, называемый активным, который составляет центральную часть ЭМП. В этом объеме и концентрируется преобразуемая электромагнитная энергия. Обычно он составляет 85–95 % от общего объема ЭМП и определяет его основные габаритные размеры. К *конструктивным* элементам структуры ЭМП относят корпус, торцевые щиты, подшипники, различные элементы крепления и т. п. Типовая структура ЭМП показана на рис. 1.6, где выделены его основные структурные элементы. Остановимся подробнее на главных из них.

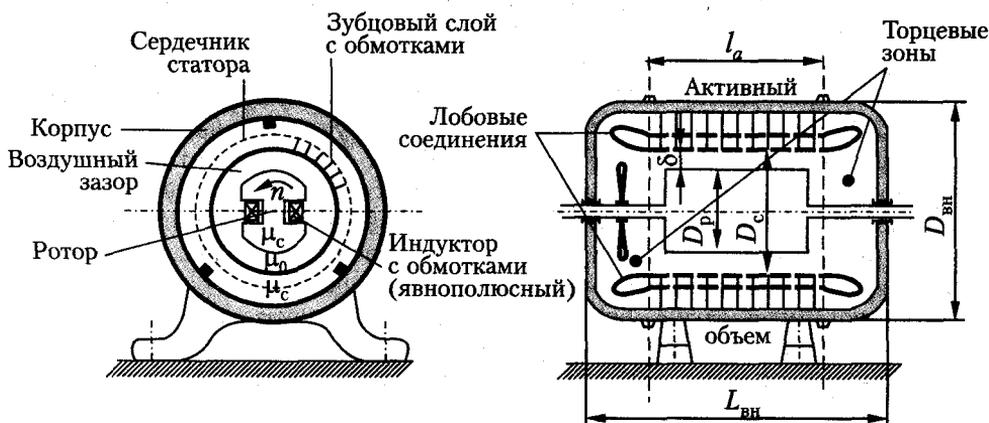


Рис. 1.6. Типовая схема ЭМП

Магнитопровод (или магнитная цепь ЭМП) служит для формирования и проведения магнитного потока. Его основными элементами являются сердечники статора и ротора, а также воздушный зазор между ними. Сердечники магнитопровода выполняют обычно из электротехнических (реже из конструкционных) сталей, чтобы облегчить прохождение по ним магнитных потоков. Поскольку ротор вращается по отношению к статору, естественно, что магнитный поток возбуждения оказывается постоянным (статическим) по отношению к индуктору (в рассматриваемой модели — к ротору) и переменным (динамическим) по отношению к якорию (в рассматриваемой модели — к статору). Эти различия в усло-

виях работы отдельных элементов магнитопровода учитываются при выборе их конструкции.

Все ферромагнитные элементы магнитопровода должны обладать собственной прочностью и обеспечивать надежное укрепление на них обмоток и других конструктивных элементов ЭМП. Поэтому там, где это возможно, элементы магнитопровода выполняются как монолитные стальные конструкции, иногда проходящие специальную упрочняющую обработку — поковку. Так изготавливать можно только участки магнитопровода, через которые проходит статический магнитный поток. Участки магнитопровода, которые в процессе работы перемагничиваются переменным магнитным потоком, набирают из штампованных листов электротехнической стали толщиной от 0,25 до 0,5 мм, электрически изолированных друг от друга. Делается это с целью уменьшения вихревых токов и вызванных ими потерь энергии при перемагничивании. При этом листы стали ориентируют таким образом, чтобы магнитный поток замыкался вдоль них. В этом случае вихревые токи вынуждены будут замыкаться поперек листов, встречая большое электрическое сопротивление в изоляции между листами. Изоляция и препятствует развитию вихревых токов. Конструкция участков магнитопровода, набранных из штампованных элементов заданной конфигурации, также должна обладать достаточной прочностью и монолитностью. Последнее обеспечивается установкой специальных стягивающих и прессующих устройств, что, естественно, усложняет конструкцию магнитопровода.

Отметим, что конструкции и технологии сборки участков магнитопровода из штампованных элементов листовой стали иногда используются и в случаях, когда по участку магнитопровода хотя и проходит статический магнитный поток, но конфигурация участка оказывается очень сложной. Использование других технологий обработки таких участков может оказаться неэффективным. Удобнее бывает в подобных случаях штамповать стальные листы на штампе сложной конфигурации. При этом они могут иметь большую толщину (до 2 мм) и нет необходимости изолировать их друг от друга.

Токопроводы ЭМП — это различного рода электрические обмотки (или электрические контуры), предназначенные для направленного течения в них электрического тока. Они, как правило, изготавливаются из высокоэлектропроводных материалов (медь, алюминий). Необходимое для проведения тока сечение токопровода часто набирается из отдельных проводников, включенных параллельно и изолированных друг от друга. Такой прием, чаще используемый для обмоток переменного тока, с одной стороны, позволяет упростить технологию формирования необходимой конфигурации витков или секций обмотки, поскольку они становятся менее жесткими, а с другой — способствует более равномерному распределению переменного тока по сечению токопровода.

Различают два типа обмоток: сосредоточенные и распределенные. К первому типу относят обмотки, составленные из одинаковых (или почти одинаковых) витков, намотанных на сердечник какого-либо элемента магнитопровода. Ко второму — обмотки, распределенные на активных поверхностях статора или ротора и уложенные в специальные пазы. Конструктивные исполнения электрических обмоток ЭМП показаны на рис. 1.7.

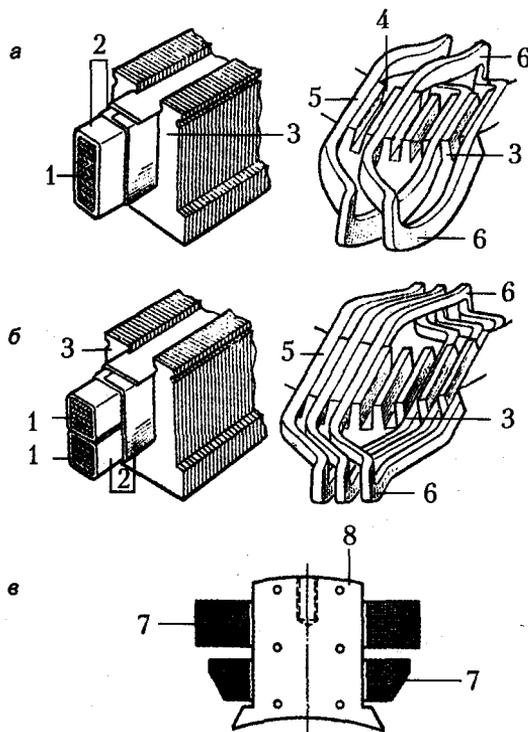


Рис. 1.7. Конструктивные исполнения электрических обмоток: а — распределенная однослойная обмотка якоря; б — распределенная двухслойная обмотка якоря; в — сосредоточенная обмотка индуктора на полюсе; 1 — проводники обмотки якоря; 2 — изоляция; 3 — зубцы якоря (собственная и пазовая); 4 — пазы якоря; 5 — пазовая часть обмотки якоря; 6 — лобовая часть обмотки якоря; 7 — обмотка индуктора; 8 — полюс

Токопроводы, как правило, электрически изолированы от магнитопроводов. Обмотка обеспечивает как электрическую, так и тепловую изоляцию, поэтому должна обладать не только надлежащей электрической прочностью, но и нагревостойкостью.

Электрическая прочность изоляции характеризуется значением допустимой электрической напряженности проводника, нагревостойкость — допустимым уровнем его нагрева и перепадом температуры по толщине изоляционной конструкции.

Электрическая прочность и нагревостойкость изоляции как характеристики ее качества нормируются государственными стандартами и зависят от характеристик и свойств используемых электроизоляционных материалов. Поскольку токопроводы, обтекаемые током, подвергаются воздействию электромагнитных сил, а кроме того, и действию центробежных сил, если они расположены на вращающемся роторе, необходимо предусматривать их надежное крепление во избежание повреждения. Крепление обмоток обеспечивается с помощью различного рода бандажей или бандажных колец, накладываемых на доступные участки обмотки. Части обмоток, находящиеся в пазах, закрепляются пазовыми клиньями.

Таким образом, структуру активной зоны ЭМП можно представить в обобщенной форме как структуру, составленную из магнитопровода и токопроводов, разделенных электрической (а следовательно, и тепловой) изоляцией. Для надежного закрепления и обеспечения надлежащих условий функционирования элементов активной зоны используются так называемые конструктивные элементы: корпус и торцевые щиты ЭМП, подшипниковые узлы, различные крепежные элементы и т. п.

В заключение отметим, что в структуре ЭМП существуют так называемые *торцевые* или *лобовые зоны* (см. рис. 1.6). В таких зонах обычно размещаются элементы обмоток, выполняющие функцию соединения в необходимой последовательности ее активных проводников и называемые *лобовыми соединениями* (рис. 1.7, позиция б). Там же обычно размещают детали крепления сердечников магнитопроводов, различного рода вентиляторы и т. п. Ограничивается это пространство торцевыми щитами, которые вместе с корпусом, где размещаются активные элементы, архитектурно формируют общий вид и габаритные размеры ЭМП. Часто в торцевых щитах устанавливают подшипники вала ЭМП. В машинах очень большой мощности эти подшипники иногда делают выносными, то есть располагают вне корпуса.

1.5. Потери энергии и КПД ЭМП

Преобразование энергии в ЭМП, как уже отмечалось, происходит вследствие взаимодействия трех физических процессов: механического, магнитного и электрического. Для реализации каждого из этих процессов приходится затрачивать энергию, преобразуемую в итоге в тепловую, в виде тепловыделения в реальных элементах и узлах ЭМП. Эти затраты энергии являются необратимыми потерями энергии, или просто потерями. Величину потерь принято характеризовать их мощностью в ваттах. В соответствии с физикой электромеханического преобразования энергии различают следующие виды потерь.

- 1. Механические потери $p_{\text{мх}}$.** Эти потери обусловлены силами трения в подшипниках, скользящих электрических контактах и т. п., а также затратами энергии на вентиляцию ЭМП. При этом учитываются все затраты энергии, необходимые для функционирования реальных систем вентиляции или охлаждения. Механические потери по своей физической природе зависят только от частоты вращения $[p_{\text{мх}}(n)]$ и не зависят от величины нагрузки. Выделяются эти потери на всех трущихся и вентилируемых поверхностях ЭМП.
- 2. Магнитные потери $p_{\text{мг}}$.** Эти потери обусловлены перемагничиванием — циклическим, пульсирующим или вращательным — отдельных элементов магнитопровода и включают в себя потери на гистерезис и на вихревые токи. Магнитные потери распределяются по объему перемагничиваемых участков магнитопровода так же неравномерно, как неравномерно распределение в них изменяющегося магнитного потока. Зоны локальной концентрации этих потерь определяются резкостью проявления поверхностного эффекта. Удельная объемная плотность магнитных потерь $[\text{Вт}/\text{м}^3]$ зависит от индукции B и частоты перемагничивания f магнитного потока ($p_{\text{мг}}(B^n; f^m)$, где $n \approx 2$; $m \approx 1,3$).

Численное значение этих потерь в значительной степени определяется качеством (маркой) стали магнитопровода, толщиной ее листов и способом шихтовки. Эти потери слабо зависят от нагрузки, так как при нагрузке магнитный поток в ЭМП обычно изменяется незначительно.

3. **Электрические потери $p_{эл}$.** Эти потери — суть джоулевы потери от токов, протекающих в токопроводах (обмотках). Они пропорциональны квадрату тока в обмотках и поэтому существенно зависят от нагрузки, носителем которой является ток в обмотке якоря ЭМП. На них влияет и температура обмотки, поскольку от нее зависит активное сопротивление обмотки. По сечению проводников обмотки эти потери распределяются неравномерно в случае, если ток является переменным и распределяется в проводнике в условиях проявления поверхностного эффекта.

Представленные три вида потерь называются основными потерями. Кроме них в теории электрических машин принято выделять еще одну группу потерь, называемых *добавочными*, $p_{доб}$. К ним относят потери, обусловленные добавочными явлениями при нагрузке, такими, например, как искажение картины магнитного поля при нагрузке, пульсации магнитного потока и т. п. Эти потери зависят от нагрузки. *Полные*, или *суммарные*, потери p_{Σ} в ЭМП представляют собой сумму потерь основных и добавочных. Величина этих потерь определяет, с одной стороны, тепловое состояние конструктивных элементов, а с другой — коэффициент полезного действия (КПД) ЭМП:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{p_{\Sigma}}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + p_{\Sigma}}, \quad (1.16)$$

где P_1 и P_2 — подведенная и полезная мощности соответственно.

Полные потери в ЭМП, исходя из отмеченных особенностей их физической природы, можно, в первом приближении, представить в виде двух составляющих — постоянной и переменной. Переменная составляющая потерь обычно определяется как функция коэффициента нагрузки $k_{нр}$, который представляет собой относительную величину нагрузки машины P_2 в долях от номинальной $P_{2н}$:

$$k_{нр} = \frac{P_2}{P_{2н}}. \quad (1.17)$$

В таких условиях p_{Σ} можно представить в виде

$$p_{\Sigma} = p_0 + k_{нр} p_1 + k_{нр}^2 p_2, \quad (1.18)$$

где p_0 — постоянные потери, не зависящие от нагрузки; p_1 , p_2 — потери, зависящие, соответственно, от первой степени и от квадрата $k_{нр}$ и определенные при номинальной нагрузке.

Зависимость $\eta(k_{нр})$ представляется гладкой кривой, как показано на рис. 1.8.

Максимальное значение КПД (η_{\max}) достигается при такой нагрузке, когда переменные потери $k_{нр}^2 p_2$, зависящие от квадрата $k_{нр}$, становятся равными постоянным потерям p_0 . Значение $k_{нр}$, при котором достигается максимальное значение КПД, оказывается равным

$$k_{\text{нг}/\eta=\text{max}} = \sqrt{\frac{p_0}{p_2}}. \quad (1.19)$$

Значение $k_{\text{нг}/\eta=\text{max}}$ в реальных ЭМП обычно подбирается при их проектировании расчетом соответствующих потерь и обычно находится в диапазоне 0,5–0,75.

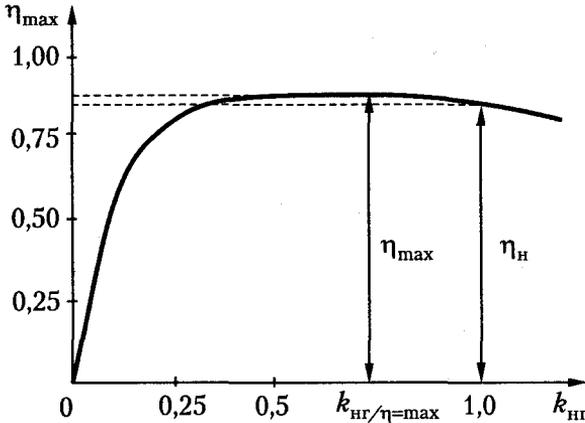


Рис. 1.8. Типовая кривая КПД для ЭМП

1.6. Нагревание и охлаждение ЭМП

Потери, то есть тепловыделение в конструктивных элементах ЭМП, вызывают их нагревание. Выделяемая теплота распространяется внутри машины по причине теплопроводности ее деталей, стремясь уменьшить температурную неравномерность в элементах ЭМП и между ними, и отводится вовне посредством конвективного теплообмена с охлаждающим воздухом или другой охлаждающей средой.

Температура, как и тепловыделение, сложным образом распределена по объему ЭМП и изменяется при изменениях режима работы. Детальный анализ процесса нагревания в реальной структуре ЭМП оказывается весьма сложным, в силу чего он составляет содержание специальных учебных курсов. Поэтому ограничимся качественным анализом этого процесса, для чего путем усреднения температур и принятия различных допущений в отношении теплотехнических характеристик материалов реальной структуры представим ЭМП в виде некоторого эквивалентного идеального твердого тела.

Предположим, что масса этого тела равна G [кг], площадь наружной охлаждающей поверхности — S_r , а теплопроводность λ [Вт/(м·°С)], в силу принятой идеализации, бесконечно велика. Последнее допущение означает, что температура всех точек этого тела будет одинаковой, то есть тело нагревается равномерно по всему объему, что, конечно, недостижимо в реальной машине.

Рассмотрим процесс его нагревания от внезапно возникшего внутреннего тепловыделения с постоянной производительностью $Q = \text{const}$ [Вт]. Предположим, что температура окружающей среды $T_{\text{cp}} = 0$, коэффициент теплоотдачи с охлаждаю-

щей поверхности S_r равен α [Вт/(м²·°C)], а удельная теплоемкость тела равна c [(Вт·с)/(кг·°C)].

Составим уравнение теплового баланса идеального твердого тела, имея в виду следующее:

- количество теплоты, выделяемой внутри тела на интервале времени dt , равно Qdt ;
- количество теплоты, затраченной на повышение теплосодержания тела при нагревании на dT [°C], равно $GcdT$;
- количество теплоты, отдаваемой в окружающую среду, равно

$$\alpha S_r (T - T_{cp}) dt = \alpha S_r T dt.$$

Очевидно, что уравнение теплового баланса для рассматриваемого идеального твердого тела будет иметь вид

$$Qdt = GcdT + \alpha S_r T dt. \quad (1.20)$$

Начальное условие для решения (1.20):

$$T|_{t=0} = 0.$$

В принятых условиях определяемые температуры приобретают смысл превышения температуры тела над температурой окружающей среды. Поэтому введем новое обозначение:

$$\Theta = T - T_{cp}. \quad (1.21)$$

Теперь уравнение теплового баланса приобретает следующий вид:

$$Gc \frac{d\Theta}{dt} + \alpha S_r \Theta = Q. \quad (1.22)$$

Решение этого дифференциального уравнения имеет вид

$$\Theta(t) = \Theta_{уст} (1 - e^{-1/T}), \quad (1.23)$$

где $T = \frac{Gc}{S_r \alpha}$ — постоянная времени нагревания идеального твердого тела, с;

$\Theta_{уст} = \frac{Q}{\alpha S_r}$ — установившееся значение превышения температуры твердого тела, °C.

Из выражения (1.23) можно сделать важные качественные выводы:

- при внезапном возникновении тепловыделения внутри тела не происходит мгновенного увеличения температуры, она возрастает монотонно, и скорость нарастания зависит от отношения $Gc/\alpha S_r$;
- $\Theta_{уст}$ будет тем меньше, чем меньше Q и больше α и S_r .

При отключении ЭМП происходит его остывание, поскольку исчезает внутреннее тепловыделение. Процесс остывания нагретого до $\Theta_{уст}$ идеального твердого тела также можно определить из уравнения теплового баланса, приняв в нем $Q = 0$ и решая при начальном условии $\Theta|_{t=0} = \Theta_{уст}$. В итоге получим:

$$\Theta = \Theta_{уст} e^{-1/T}. \quad (1.24)$$

Последовательность процессов нагревания и остывания идеального твердого тела дают графики изменения температуры, показанные на рис. 1.9.



Рис. 1.9. Кривые нагревания и остывания идеального твердого тела

Процессы нагревания и остывания в реальном ЭМП близки к рассмотренным, если понимать под Θ некоторое среднее значение превышения температуры его частей над температурой окружающего воздуха. Постоянная T для ЭМП составляет от нескольких секунд (микромашины) до десятков минут (машины большой мощности).

Установившийся стационарный тепловой режим достигается только тогда, когда длительность работы машины $\Delta t_{нр}$ больше $(3 + 4)T$. Если $\Delta t_{нр}$ меньше $(3 + 4)T$, режим оказывается нестационарным.

Рассмотренные процессы нагревания и остывания, являясь переходными тепловыми процессами в идеальном твердом теле, могут быть поставлены в соответствие переходным процессам в некоторой электрической цепи RC . Действительно, условие теплового баланса (1.22) можно представить тепловой схемой, изображенной на рис. 1.10, а, где $C_T = cG$ — теплоемкость тела, а $R_{\alpha T} = 1/\alpha S_r$ — тепловое сопротивление теплоотдачи.

Электрическим аналогом такой тепловой схемы является схема, представленная на рис. 1.10. б. Используя критерии подобия (k_i, k_R, k_c), можно установить масштабное соответствие

$$I(t) = k_i Q(t); R_s = k_R R_{\alpha T}; C_s = k_c cG.$$

Тогда закономерность изменения $U(t)$ будет аналогична закономерности изменения $\Theta(t)$. Такие аналогии часто бывает удобно использовать при анализе тепловых процессов.

Выявленные закономерности процессов нагревания твердого тела позволяют определить стратегию инженерных решений по организации теплового режима

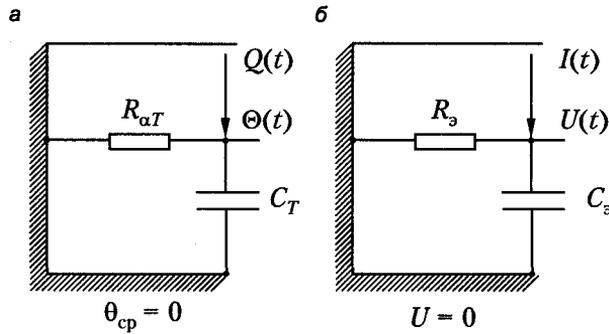


Рис. 1.10. Тепловая схема идеального твердого тела (а) и ее электрический аналог (б)

в реальных ЭМП и управлению им. Действительно, для каждого конкретного ЭМП можно указать (на основе расчетов или эксперимента) такое значение допустимого превышения температуры $\Theta_{\text{доп}}$, после которого могут произойти необратимые структурные изменения его материалов, а значит, возможно разрушение всей машины. Следовательно, целью организации теплового режима ЭМП и управления им является такое ограничение нагревания его элементов и узлов, чтобы выполнялось условие

$$\Theta_{\text{уст}} < \Theta_{\text{доп}}. \quad (1.25)$$

Пути достижения такой цели, как видно из (1.23), могут быть следующими.

Во-первых, повышение $\Theta_{\text{доп}}$, то есть повышение нагревостойкости используемых материалов. Этот путь реализуется в практике электромашиностроения таким образом: рекомендуется использование изоляционных материалов с повышенной нагревостойкостью, поскольку именно изоляция обычно определяет допустимый уровень нагревания всей машины.

Во-вторых, ограничение $\Theta_{\text{уст}}$, что может быть достигнуто следующими способами:

- 1) снижением уровня выделяемых в ЭМП потерь (Q). Этот способ реализуется в практике электромашиностроения либо выбором более качественных материалов для магнито- и токопроводов (с меньшими удельными потерями), либо снижением интенсивности взаимодействующих физических процессов. На практике реализуются обе возможности. Соотношение между ними по роли в эффективности ограничения $\Theta_{\text{уст}}$ оптимизируется таким образом, чтобы получить наилучший технико-экономический эффект;
- 2) повышением эффективности охлаждения (αS_r).

Последний способ наиболее эффективно используется в практике электромашиностроения посредством различных технических средств. Наиболее простой способ охлаждения — это охлаждение за счет естественной конвекции, то есть за счет естественного отвода тепла в окружающий воздух. Чтобы повысить эффективность этого способа, приходится развивать наружные поверхности охлаждения (S_r). Сложнее всего охлаждать внутренние элементы активной зоны ЭМП, где сосредоточены основные физические процессы, поэтому такой способ охлаждения находит применение только в машинах небольшой мощности.

Если естественной конвекции оказывается недостаточно для отвода тепла, выделяемого в ЭМП, используют искусственную конвекцию, создавая различного рода вентиляционные системы, включающие в себя нагнетательные элементы (вентиляторы, насосы), вентиляционные тракты или каналы и т. д. В таких системах эффективность охлаждения повышается как за счет увеличения скорости течения воздуха относительно охлаждаемых поверхностей, так и за счет более развитых поверхностей охлаждения. Устройство различного рода вентиляционных каналов (радиальных, аксиальных и т. п.) позволяет эффективно охлаждать и внутренние элементы в активной зоне электрической машины.

При организации теплового процесса в отдельных элементах и узлах ЭМП наибольшие проблемы возникают при охлаждении токопроводов, поскольку их электрическая изоляция является и хорошей тепловой изоляцией. Дело в том, что теплота, выделяемая в проводниках обмотки, передается к охлаждающему воздуху через изоляцию, создающую значительный тепловой барьер на пути отводимого теплового потока. В результате по толщине изоляции создается большой температурный перепад, способный вызвать значительные термомеханические напряжения и деформации. Поэтому такой способ охлаждения, называемый косвенным, оказывается неэффективным для мощных энергетических машин типа турбогенератора. По этой причине для них приходится применять непосредственное охлаждение, создавая в проводниках специальные каналы и пропуская по ним охлаждающий агент, который непосредственно соприкасается с проводниками обмотки, где выделяются электрические потери. В целях повышения эффективности таких систем охлаждения в них в качестве хладагента используются обычно водород или дистиллированная вода, более эффективные по своей охлаждающей способности, чем воздух.

Перечисленные способы организации тепловых режимов ЭМП и управления ими обычно применяются в таком сочетании, чтобы обеспечить и высокий уровень интенсивности взаимодействующих физических процессов, и допустимый уровень температур основных элементов и узлов машины. Чем выше интенсивность физических процессов, тем, естественно, меньше объем активной зоны ЭМП, а следовательно, меньше расход активных материалов на единицу мощности ЭМП. Удельный расход активных материалов на единицу мощности характеризует меру их использования и является важной характеристикой ЭМП.

Снижение уровня расхода активных материалов, то есть повышение степени их использования, является прогрессивной тенденцией электромашиностроения. Повышение эффективности охлаждения посредством создания новых, более эффективных систем охлаждения — одно из магистральных направлений для реализации этой тенденции.

1.7. Режимы работы ЭМП

Критерии, по которым определяется вид режима работы ЭМП, могут быть самыми разнообразными в зависимости от того, какие параметры режима принимаются во внимание. Одним из определяющих параметров режима работы ЭМП принято считать его температуру или температуру его элементов.

Выделяют три режима работы ЭМП, различающиеся условиями нагревания:

1. **Длительный режим** — это такой режим, при котором за время работы температура машины успевает достичь установившегося значения. Кривая нагревания ЭМП, работающего в таком режиме, показана на рис. 1.11, а.
2. **Кратковременный режим** — это такой режим, при котором установившееся значение температуры за время работы не достигается. Кривая нагревания и остывания ЭМП, работающего в таком режиме, показана на рис. 1.11, б.
3. **Повторно-кратковременный режим** — это режим, характеризующийся периодическим чередованием интервалов нагрузки $\Delta t_{\text{нг}}$ и разгрузки (пауза) $\Delta t_{\text{рг}}$ такой длительности, что установившееся значение температуры на каждом из интервалов не достигается. Кривая периодически повторяющихся нагревания и остывания ЭМП показана на рис. 1.11, в.

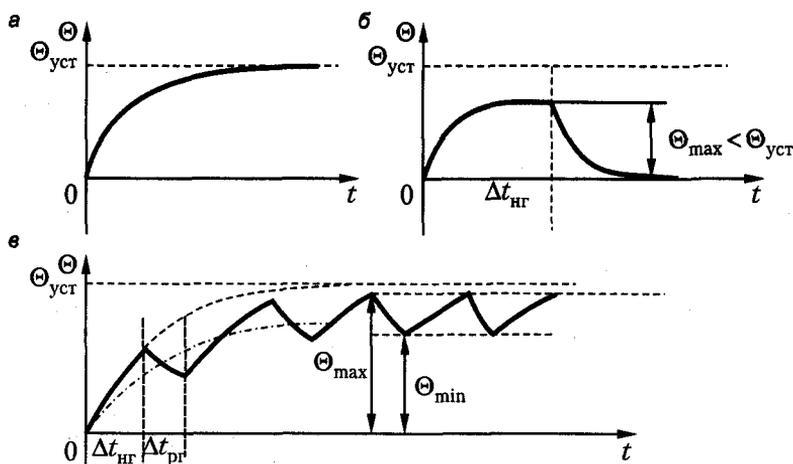


Рис. 1.11. Кривые нагревания ЭМП: а — в длительном, б — кратковременном, в — повторно-кратковременном режимах

В реальных ЭМП под Θ обычно понимается превышение температуры проводника обмотки, которое включает в себя перепады температуры на изоляции обмотки $\Theta_{\text{из}}$, в сердечнике на участке от обмотки до охлаждающей поверхности $\Theta_{\text{с}}$ и охлаждаемой поверхности $\Theta_{\text{пов}}$, над температурой охлаждающей среды. Таким образом, Θ является суммой перечисленных составляющих:

$$\Theta = \Theta_{\text{из}} + \Theta_{\text{с}} + \Theta_{\text{пов}}. \quad (1.26)$$

При сопоставлении режимов видно, что при одной и той же нагрузке (Q) уровень максимальных температур в ЭМП, работающих в разных режимах, оказывается различным. Наибольшей оказывается температура в длительном режиме. Из сказанного становится очевидным, что при кратковременных и повторно-кратковременных режимах нагрузка ЭМП (Q) может быть повышена. Однако при этом следует иметь в виду, что в режимах с чередующимся нагреванием и остыванием элементов помимо абсолютного максимального значения температур, влияющих на структуру материалов и способных привести их к разрушению,

существенным фактором становятся чередующиеся термомеханические деформации (сжатие и растяжение) элементов. Отмеченные обстоятельства не всегда позволяют увеличить нагрузку при кратковременных и повторно-кратковременных режимах.

В процессе работы ЭМП его конструктивные элементы и узлы подвергаются не только тепловым и термомеханическим, но и электродинамическим, механическим и другим воздействиям, что при определенных условиях может привести к повреждению отдельных узлов и выходу из строя всей машины. Величина этих воздействий зависит от P , n , M , I и U . Каждому ЭМП устанавливаются (заводом-изготовителем) такие значения этих величин, называемые номинальными, — P_n , n_n , M_n , I_n и U_n , — при которых гарантируется его работоспособность в течение всего срока службы. Численные значения этих величин для каждой конкретной машины зависят от ее назначения, конструкции, качества материалов (нагревостойкость изоляции), способа и системы охлаждения, а также от режима работы. Режим работы ЭМП, при котором величины P , n , M , I и U достигают своих номинальных значений, называют номинальным.

Такие параметры режима, как P , n , M , I и U , часто выступают также в качестве критериев, определяющих его вид. В зависимости от характера изменения этих величин различают следующие виды режима работы ЭМП:

1. **Установившийся режим** — это режим, при котором его параметры — U , I , n , P и т. п. — длительное время остаются неизменными. Для этого режима работы ЭМП обычно назначаются номинальные значения параметров.
2. **Переходный режим** — это режим перехода от одного установившегося режима работы ЭМП к другому, если существование такового физически возможно. Обычно переходный режим сопровождается резким изменением одного или нескольких параметров. Типичный пример переходного режима — сброс или наброс нагрузки, различного вида внезапные короткие замыкания на зажимах генератора, пуск либо остановка двигателя и т. п. Длительность переходного режима, а также диапазон изменения его параметров в значительной степени определяются видом происшедшего изменения, а также физическими свойствами ЭМП и всех присоединенных к нему механизмов и его систем регулирования и управления. Основные элементы и узлы ЭМП в таких режимах могут подвергаться воздействиям, значительно превосходящим таковые в номинальных условиях работы. Эти воздействия в большинстве случаев являются определяющими при расчетах прочности основных элементов и узлов ЭМП.
3. **Аномальный режим** — это такой режим, при котором ЭМП в силу различных причин вынужден работать в условиях, не типичных для нормальной работы. Аномальные режимы возникают в ситуациях аварийных или близких к ним. Различают длительные и кратковременные аномальные режимы. Допустимые величины параметров и длительность аномального режима определяются уровнем дополнительных воздействий на элементы и узлы ЭМП, обусловленных спецификой конкретного режима.

Глава 2

Электрические машины постоянного и переменного тока

2.1. Функциональные особенности

ЭПМ, или электрические машины (ЭМ), как часто принято их называть, могут потреблять или вырабатывать электрическую энергию как на переменном, так и на постоянном токе. В соответствии с этой особенностью ЭМ принято подразделять на машины переменного и постоянного тока. Общая классификация ЭМ по критерию тока выглядит следующим образом (рис. 2.1).

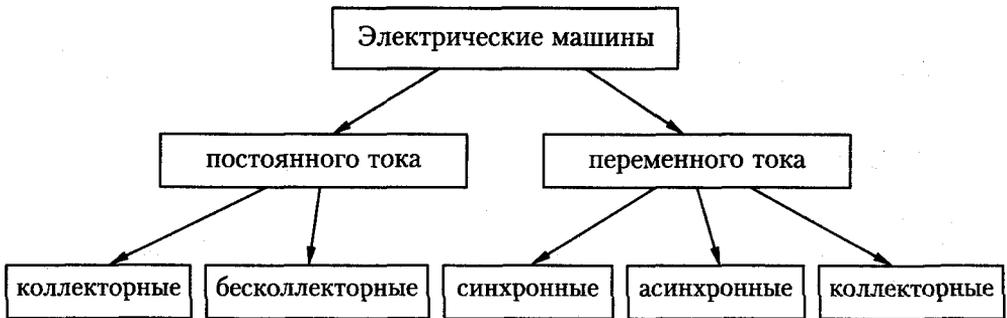


Рис. 2.1. Общая классификация ЭМ по критерию тока

Используемый род тока мало влияет на функциональные возможности ЭМ. Машины как переменного, так и постоянного тока в равной мере могут работать и двигателями, и генераторами, а также выполнять другие специальные функции — например, различных преобразователей, электромашинных усилителей, измерительных и регулирующих устройств и т. п. Поэтому использование того или иного типа ЭМ в каждом конкретном случае определяется на основе сопоставления их возможностей и технико-экономических показателей. Из технических показателей существенными являются характеристики ЭМ, под которыми понимаются функциональные зависимости и связи между отдельными параметрами режима, такими как U , I_a , i_f , n , P_1 , P_2 и др. Учитываются также возможности, простота и эффективность управления ЭМ, диапазон регулирования параметров режима и т. п. Важными являются такие показатели качества ЭМ, как надежность и безопасность работы, ремонтоспособность, экологичность, магнитная совместимость, виброакустическая помехоустойчивость. Экономические показатели определяются соотношением затрат на изготовление машины и расходами на ее эксплуатацию и сервисное обслуживание. Оптимизация всех технико-экономических показателей и позволяет выбрать наиболее целесообразный для конкретных условий эксплуатации тип ЭМ.

Практика применения ЭМ более или менее однозначно установила некоторые области применения ЭМ в различных сферах человеческой деятельности. Так, для целей электроэнергетики общепринято использовать трехфазные электрогенераторы переменного тока с частотой 50 Гц (в странах Европы и Азии) и 60 Гц (в Америке).

ЭМ переменного тока стремятся также использовать в качестве электродвигателей в таких технологических циклах, где не требуется регулирование частоты их вращения в широком диапазоне. Для электроприводов с регулированием частоты вращения в широком диапазоне чаще используют электродвигатели постоянного тока. Однако возможности регулирования частоты вращения двигателей переменного тока, обусловленные новейшими достижениями в силовой электронике, существенно расширяют сферу их применения. Что касается ЭМ специального назначения, то здесь одинаково успешно применяются ЭМ как переменного, так и постоянного тока. Сферы применения ЭМ специальных типов постоянно расширяются, особенно в технических комплексах, органически сочетающих ЭМ и электронику.

Использование ЭМ различных родов токов обуславливает некоторые отличия в их конструкции. Так, в машинах постоянного тока обмотка якоря, как правило, размещается на роторе. В машинах переменного тока, особенно большой мощности, обмотка якоря размещается обычно на статоре. В этом случае удается исключить скользящий электрический контакт в силовоточной цепи обмотки якоря. Различные способы размещения обмоток якоря определяют и некоторые различия в строении магнитопроводов этих машин. Рассмотрим особенности конструктивных структур ЭМ постоянного и переменного тока.

2.2. Конструктивные схемы электрических машин

2.2.1. Коллекторные машины постоянного тока

Элементарная модель структуры коллекторной машины постоянного тока (ЭМПТ) показана на рис. 2.2.

В отличие от рассмотренной ранее упрощенной модели ЭМП (см. рис. 1.2), в структуре магнитопровода ЭМПТ имеются ярко выраженные полюсы 1, а обмотка якоря 2 соединена с внешней цепью через коллектор 3, представляющий собой разрезное медное кольцо, и токосъемные щетки 4. Ядро статора 5 обычно литое, конфигурация поперечного сечения имеет вид кольца или правильного многоугольника. Все эти детали подробнее показаны на схеме реальной МПТ (рис. 2.3).

Отметим отличительную особенность структуры магнитопровода ЭМПТ. Из-за явнополюсности (явно выраженных полюсов индуктора) магнитопровод имеет только две оси симметрии, то есть две оси симметричного расположения структурных элементов магнитопровода. Одна ось проходит по середине полюсов и называется продольной (d), другая проходит по середине межполюсного пространства и называется поперечной (q). Полюсы, имеющие относительно слож-

ную конфигурацию полюсных наконечников (рис. 2.3), набираются из не изолированных друг от друга штампованных листов. Листы между собой стягиваются шпильками, а полюсы крепятся к ярму болтами.

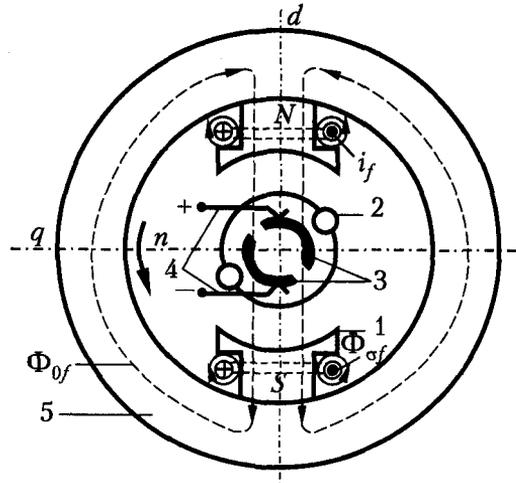


Рис. 2.2. Элементарная модель структуры машины постоянного тока

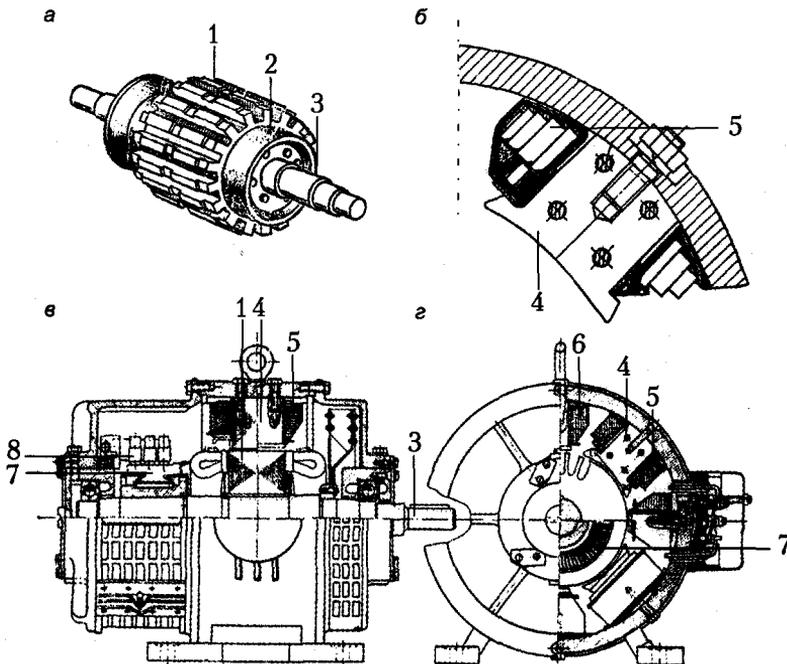


Рис. 2.3. Типовая структура ЭМПТ и ее основных элементов: а — сердечник якоря без обмотки; б — главный полюс с обмоткой возбуждения; в — продольный разрез; г — поперечный разрез

Сосредоточенная обмотка возбуждения наматывается на специальном шаблоне, пропитывается изоляционными компаундами, запекается (если необходимо), а затем в готовом виде насаживается на сердечник полюса.

Сердечник якоря набирается из листов электротехнической стали, изолированных друг от друга. Сборка происходит обычно непосредственно на валу, для чего в листах выштамповывается отверстие для вала и шпоночная канавка для сочленения сердечника якоря с валом посредством шпонки.

Набранные листы сердечника прессуются и стягиваются шпильками, что обеспечивает монолитность его конструкции. По длине сердечник якоря иногда разбивается на несколько пакетов толщиной 40–70 мм, разделенных радиальными вентиляционными каналами шириной 5–10 мм. Каналы формируются с помощью двутавровых профилей, устанавливаемых в них. В теле сердечника иногда делают аксиальные вентиляционные каналы, выштамповывая для этого в листах специальные отверстия. По периферии сердечника штампуются пазы, в которые затем укладывают распределенную обмотку якоря. Конфигурация пазов может быть весьма разнообразной: различают пазы прямоугольные и овальные, открытые и полузакрытые и т. п.

В случае, если диаметр якоря оказывается больше, чем ширина стандартного листа электротехнической стали, сердечник якоря набирается из отдельных сегментов. Такой сердечник закрепляется на специальной якорной втулке, которая затем непосредственно соединяется с валом. Важным структурным элементом ЭМПТ (рис. 2.3), в значительной степени определяющим надежность ее работы, является коллекторный узел, состоящий из собственно коллектора 7 и установленных на нем щеток 8.

Типовая структура реальной ЭМПТ в сборке и отдельно сердечника якоря без обмотки показана на рис. 2.3, а, структура главного полюса с обмоткой возбуждения — на рис. 2.3, б и г. На рисунке обозначены: сердечник якоря 1, обмоткодержатель 2, вал 3, сердечник главного полюса 4, обмотка возбуждения 5, сердечник дополнительного полюса 6, коллектор 7 и щетки в щеткодержателях 8.

Обмотка якоря в структуре элементарной модели ЭМПТ представлена электрическим витком, активные стороны которого расположены в диаметрально противоположных точках периферии якоря. Коллектор на той же модели представлен в виде разрезанного кольца, к изолированным друг от друга половинкам которого подсоединены начало и конец обмотки якоря. Рассмотрим механизм работы такого коллектора, приняв во внимание то, что щетки на коллекторе неподвижны и устанавливаются под серединой главных полюсов.

Предположим, что ЭМПТ работает в режиме генератора, вращаясь в направлении, показанном на рис. 2.2. Как отмечалось ранее, во вращающемся витке якоря будет индуцироваться периодически изменяющаяся ЭДС (e_a). Вид кривой $e_a(t)$ определяется кривой распределения в воздушном зазоре магнитного поля возбуждения $B_\delta(\gamma)$. Из-за наличия в рассматриваемой модели ЭМПТ явно выраженных полюсов распределение $B_\delta(\gamma)$ в зазоре будет отличаться от прямоугольной волны. Кривые пространственного распределения $B_\delta(\gamma)$ и временного изменения $e_a(t)$ показаны на рис. 2.4.

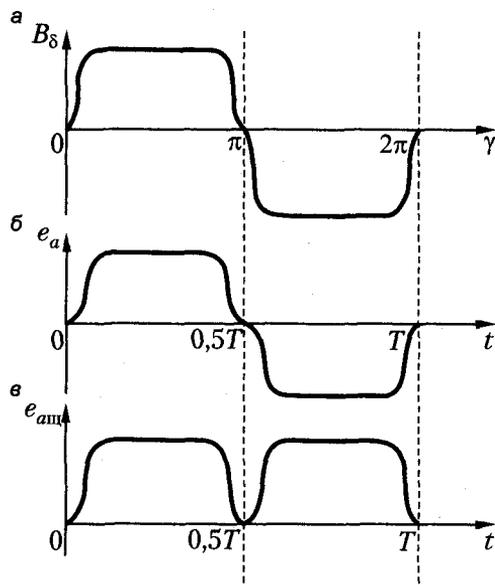


Рис. 2.4. Кривые: а — пространственного распределения магнитного поля в зазоре; б — временного изменения ЭДС в обмотке якоря; в — изменения ЭДС на щетках

Очевидно, что кривая изменения ЭДС якоря, измеренной на неподвижных щетках $e_{аш}$, будет отличаться от кривой ЭДС $e_a(t)$, индуцированной непосредственно в обмотке якоря. Действительно, верхняя щетка (см. рис. 2.2) все время будет касаться того активного проводника, который расположен под полюсом N . Как только этот проводник перейдет под другой магнитный полюс, он войдет в контакт с нижней щеткой, а к верхней щетке подойдет другой активный проводник витка, находившийся ранее под полюсом S . Переключение проводников под щетками будет периодически повторяться по мере вращения якоря. При этом к верхней щетке всегда будет подключаться проводник, находящийся под полюсом N , а к нижней — находящийся под полюсом S . Это означает, что щетки приобретают постоянную электрическую полярность, которую нетрудно установить в соответствии с правилом «правой руки». В рассматриваемом примере верхняя щетка имеет полярность (+), нижняя — (-). Таким образом, $e_{аш}$ не меняет направление своего действия, однако может изменяться по величине в соответствии с закономерностью изменения $e_a(t)$. Другими словами, посредством коллектора произошло выпрямление ЭДС витка. Вид выпрямленной ЭДС на щетках ($e_{аш}$) показан на рис. 2.4, в. Такие ЭДС принято называть *пульсирующими*.

Отметим дополнительно одну особенность в работе коллектора, обусловленную конечной шириной щетки. Дело в том, что когда активные проводники переключаются под щетками — этот процесс называется *коммутацией*, — щетка конечной ширины замыкает накоротко два полукольца коллектора, а следовательно, и виток обмотки якоря. Если в момент замыкания витка индуцированная в нем ЭДС $e_a(t)$ отлична от нуля, то процесс замыкания будет сопровождаться появлением тока короткого замыкания I_k в образованном замкнутом контуре. Очевидно, что в момент размыкания этого контура (вследствие вращения коллектора) может

возникнуть искрение между щеткой и коллектором, если значение I_k в короткозамкнутом витке обмотки якоря на момент его размыкания останется большим.

Искрение на коллекторе является нежелательным физическим процессом, ограничивающим возможности использования ЭМПТ, поэтому приходится принимать специальные меры, ограничивающие возможности появления искрения на коллекторе. Ослаблению искрения способствует прежде всего правильная установка щеток, то есть размещение строго под серединой полюсов. В этом случае коммутация проводников происходит в такие моменты времени, когда проводники находятся по середине межполюсного пространства, а следовательно, индуцируемая в них ЭДС очень мала. В реальных машинах используют дополнительно и другие технические средства. Наиболее эффективным из них является установка добавочных магнитных полюсов между главными полюсами. Магнитное поле этих полюсов, действующее в узкой зоне расположения коммутируемых проводников, индуцирует в короткозамкнутых витках обмотки якоря такую ЭДС вращения, которая, компенсируя действующие там другие ЭДС (ЭДС само- и взаимоиндукции), создает физические условия для безыскровой работы коллектора.

Обмотки якоря, являясь важнейшим элементом любой электрической машины, должны удовлетворять ряду требований, определяемых технико-экономическими соображениями. Наиболее значимыми из них являются следующие:

- обмотка должна надежно работать при указанных заводом-изготовителем значениях тока, напряжения и мощности, сохраняя необходимую электрическую, механическую и термическую прочность в течение гарантированного срока службы машины;
- технология изготовления обмоток должна быть по возможности простой, а расход материалов на их изготовление — минимальным.

Чтобы удовлетворить этим требованиям и наилучшим образом использовать магнитный поток полюсов для получения наибольшего значения ЭДС обмотки якоря, нельзя ограничиться одним витком, как было сделано в элементарной модели ЭМПТ. Очевидно, что число витков должно быть большим, они должны равномерно размещаться по всему полюсному делению и соединяться между собой таким образом, чтобы ЭДС обмотки получалась как некоторый результат суммирования ЭДС отдельных витков.

В современной практике создания ЭМПТ используются обмотки, которые укладываются в пазы на внешней поверхности якоря, — их называют *барабанными*. Основным элементом такой обмотки является секция, которая состоит из одного или нескольких последовательно соединенных витков, имеющих технологически общую корпусную электрическую изоляцию от сердечника якоря. Группа секций, укладываемых в одни и те же пазы, также может быть технологически объединена общей корпусной изоляцией. Такая структура называется *катушкой*. Секции (или катушки) укладываются в пазы сердечника таким образом, чтобы поверхность якоря была равномерно заполнена обмоткой. При этом кольцо-коллектор приходится разрезать на более мелкие части в соответствии с числом секций.

Реальный коллектор представляет собой структуру, составленную из изолированных друг от друга коллекторных пластин. Пластины имеют клинообразное

сечение и вместе с изоляционными прокладками между ними образуют кольцо. Механическая прочность такого сборного кольца обеспечивается различными способами его крепления — например, посредством торцевых нажимных фланцев. Принципиальные схемы секций и присоединенные к ним коллекторные пластины показаны на рис. 2.5.

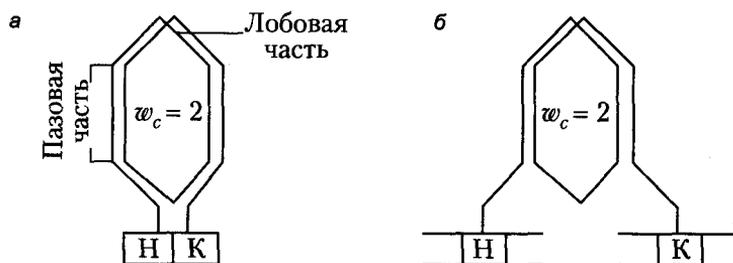


Рис. 2.5. Принципиальные схемы секций обмоток якоря: а — петлевой, б — волновой

Секции (или катушки) обмотки якоря должны иметь такую конфигурацию, чтобы при укладке их в пазы соседние лобовые части секций не пересекались. Для этого достаточно, чтобы левая и правая стороны секции (или катушки) были ориентированы на двух различных уровнях, так, чтобы левая сторона занимала одну половину паза, допустим верхнюю, а правая — другую половину другого паза, нижнюю. Такое условие легко удовлетворяется, если придать лобовым частям форму острого угла (рис. 2.5, а) и сделать изгиб, переводящий активные стороны секции на разные уровни. Обмотки, выполненные таким образом, называются двухслойными. Нетрудно убедиться в том, что число секций (или катушек) двухслойной обмотки якоря (S) равно числу пазов сердечника якоря Z . Чтобы различать положение сторон секции на схемах обмотки, принято активные проводники, занимающие верхнюю часть паза, изображать сплошной линией, а занимающие нижнюю часть — пунктирной. При этом секции представляются одновитковыми.

Секции или катушки, уложенные в пазы, затем электрически соединяются между собой тем или иным образом, образуя замкнутую обмотку, тип которой зависит от принятой схемы соединения секций. Соединение секций, последовательно включенных на схеме обмотки, осуществляется на коллекторной пластине, куда подводятся конец (К) одной секции и начало другой (Н), следующей по схеме соединения.

В качестве примера реальной обмотки якоря рассмотрим такой естественный способ соединения секций, при котором последовательно соединяются друг за другом все рядом расположенные секции, так что все они в итоге оказываются замкнутыми друг на друга. Схема такой обмотки (а) из последовательно соединенных секций (б) показана на рис. 2.6.

Схема эта, как принято в теории электрических машин, представляет собой систематическое изображение всех секций обмотки (которые всегда изображаются как одновитковые) на развернутой в плоскость цилиндрической поверхности якоря. Там же указывается расположение магнитных полюсов N и S , которые услов-

но будем считать размещенными под обмоткой. На схемах обмотки всегда указывается и расположение щеток на коллекторе. При симметричных лобовых соединениях щетки всегда должны быть расположены строго под серединой полюса.

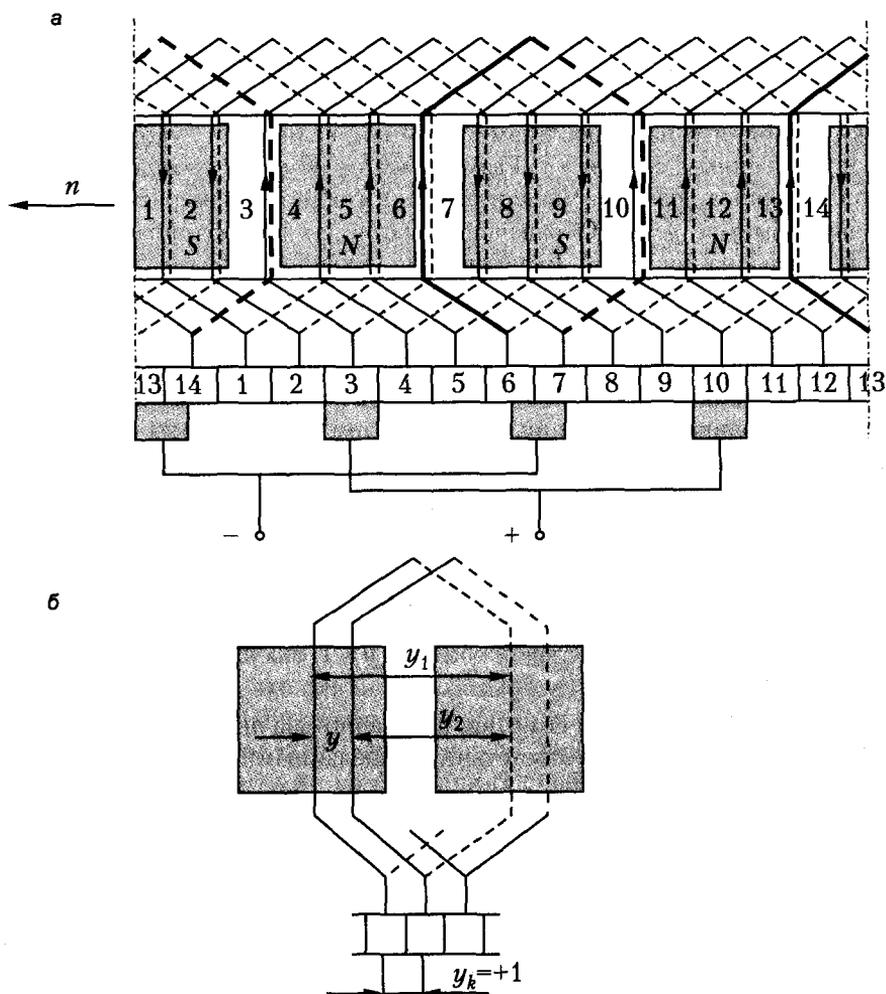


Рис. 2.6. Схема: а — простой петлевой обмотки якоря; б — ее отдельных секций

При укладке секций в пазы необходимо знать их размеры, а именно: расстояние между левой и правой сторонами одной секции (y_1), расстояние между одноименными сторонами секций, последовательно включенных по схеме (y), а также расстояние между правой стороной исходной секции и левой стороной секции, следующей по схеме соединения (y_2). Эти расстояния принято называть *шагами обмотки* и измерять число пазов якоря. Шаг y_1 называется первым частичным шагом обмотки, y_2 — вторым частичным шагом обмотки, y — результирующим шагом обмотки. Чтобы получить наибольшую величину ЭДС в секции, желательно, чтобы y_1 был равен полюсному делению:

$$y_1 \approx \tau = \frac{Z}{2p}$$

В случае, если Z не кратно $2p$, шаг y_1 принимается равным

$$y_1 = \frac{Z}{2p} \pm \epsilon,$$

где $\epsilon < 1$ некоторая дробь, выбираемая так, чтобы y_1 был равен целому числу. Шаг обмотки y_1 принято называть диаметральной, если $y_1 = \tau$; укороченным, если $y_1 < \tau$; и удлиненным, если $y_1 > \tau$. Размеры шагов обмотки иногда выражают числом коллекторных делений. Чаще всего таким образом измеряется результирующий шаг обмотки, $y = y_k$. Обозначения шагов для рассматриваемой схемы обмотки показаны на рис. 2.6, б. Выполненные указанным образом обмотки в соответствии с конфигурацией образующих секций называются петлевыми.

Возможен и другой принцип соединения секций обмотки, а именно: последовательное соединение секций, занимающих примерно одинаковое положение под полюсами. Такие секции удалены друг от друга на расстояние $y \approx 2\tau$. Это значит, что, следуя указанному принципу, сначала путем многократных обходов по якору последовательно соединяют все секции, расположенные под всеми полюсами одноименной полярности. Аналогичным образом соединяют все секции под всеми одноименными полюсами другой полярности. Секции такой обмотки имеют конфигурацию, показанную на рис. 2.5, б, такая обмотка называется волновой. Возможны и другие принципы соединения секций, которые, как правило, представляют собой разнообразные комбинации двух рассмотренных. Отметим, что, если результирующий шаг петлевой обмотки $y = 1$, она называется простой, если $y > 1$ — сложной.

Вернемся к анализу петлевой обмотки, показанной на рис. 2.6, а. После установки щеток на коллекторе в соответствии со сделанными ранее рекомендациями

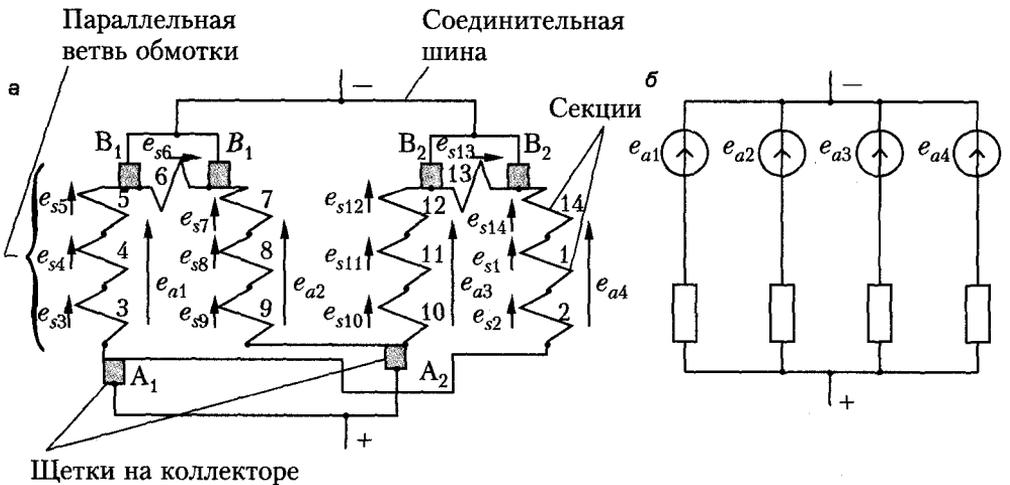


Рис. 2.7. Схема простой петлевой обмотки с установленными на коллекторе щетками: а — действительная, б — эквивалентная

(то есть строго под серединой полюсов) и соединения между собой щеток одинаковой полярности обмотка якоря может быть представлена в виде схемы из параллельных ветвей, число которых равно числу полюсов. В каждой параллельной ветви окажутся секции, расположенные под одним и тем же магнитным полюсом. На рис. 2.7 показана схема параллельных ветвей рассматриваемой петлевой обмотки для момента времени, соответствующего рис. 2.6.

В процессе вращения якоря секции обмотки периодически переключаются из одной параллельной ветви в другую, однако структура общей схемы обмотки при этом сохраняется. Если обозначить число параллельных ветвей простой петлевой обмотки $2a$ (число всегда четное), нетрудно убедиться в том, что для такой обмотки $2a = 2p$. Легко согласиться, что простая волновая обмотка образует $2a = 2$, так как для нее все полюсы одноименной полярности представляются, как было отмечено ранее, в виде одного большого магнитного полюса и число больших разнополярных полюсов всегда равно 2. Сложные обмотки могут создавать большее число параллельных ветвей. Способность образовать то или иное число параллельных ветвей является одним из важных свойств обмоток, определяющих сферу их применения.

2.2.2. Бесколлекторные машины постоянного тока

Как отмечалось ранее, ЭМП с разноименными магнитными полюсами реализуют электромеханическое преобразование энергии только на переменном токе в обмотке якоря. Поэтому для выпрямления (или инвертирования) этого тока во внешней цепи ЭМПТ необходимо использовать коллектор как механический выпрямитель (или инвертор).

Логично предположить, что для электромеханического преобразования энергии на постоянном токе в цепи якоря необходимо создать в зазоре однополярное (униполярное) магнитное поле. Как можно создать такое униполярное поле посредством электромагнитного возбуждения? Очевидно, для этого необходимо переориентировать обмотку возбуждения по отношению к вращающемуся якорю и расположить ее так, чтобы ее магнитная ось совпала с осью вращения якоря. При этом и конфигурация магнитопровода в униполярной машине будет отличаться от той, которая имелаась в разнополярных ЭМП.

На рис. 2.8 показана конструктивная структура одной из возможных модификаций униполярных ЭМПТ. Машины такого вида чаще всего используются как генераторы. Поэтому ее структуру и принцип действия поясним исходя из того, что это генератор. Здесь массивный стальной ротор 1 вращается в магнитном поле, которое возбуждается неподвижными кольцевыми катушками обмотки возбуждения 2. Магнитный поток Φ в центральной активной части машины, как нетрудно убедиться, имеет по всей наружной поверхности якоря одинаковую полярность. Обмоткой якоря здесь является массивное тело ротора, которое для определенности можно представить в виде совокупности большого числа тонких стальных проводников длиной l_g (длина ротора в аксиальном направлении), плотно соприкасающихся по всей наружной поверхности якоря. Индуцируемая в каждом из таких проводников ЭДС вращения $e_{вр} = B_g l_g v$ будет иметь по всей окружности якоря одинаковое направление. Постоянный ток якоря, обусловленный

этой не меняющей своего направления ЭДС, снимается в таком генераторе с помощью неподвижных щеток 3.

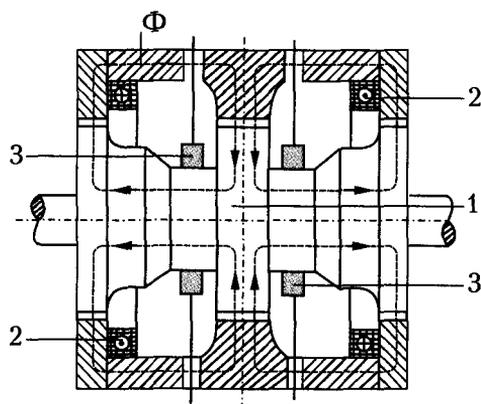


Рис. 2.8. Конструктивная структура униполярной ЭМПТ: 1 — массивный ротор; 2 — кольцевая катушка обмотки возбуждения; 3 — щетки

Как следует из сказанного, стальной ротор в этой машине выступает как в качестве магнитопровода (точнее, как часть магнитопровода), так и в качестве обмотки якоря, представленной в виде сплошной проводящей среды без явно выраженных проводников, направляющих ток. Такая его особенность предопределяет основной недостаток униполярных машин: они являются машинами низковольтными (в силу естественной ограниченности значений B_{δ} , I_{δ} и v), хотя одновременно и сильноточными. Отвод от униполярных генераторов большого тока связан с некоторыми техническими трудностями. В этом случае при значительных токах площадь щеточного контакта и число щеток становятся очень большими. Щеточный аппарат получается громоздким, и в щеточном контакте возникают существенные механические и электрические потери мощности.

2.2.3. Электрические машины переменного тока

Принципиальное отличие конструкции машин переменного тока (ЭМПрТ) от конструкции машин постоянного тока заключается в том, что обмотка якоря в них размещается на статоре. Следовательно, статор ЭМПрТ выступает в качестве якоря ЭМП. Что же касается основных элементов статора — сердечника и обмотки, — то они конструктивно выполняются подобно тому, как это делается в ЭМПТ. Действительно, обмотки якоря также выполняются из однотипных элементов — секций или катушек, — которые укладываются в пазы сердечника статора. Сердечники якоря всех ЭМПрТ также однотипны по своей конфигурации. Поэтому можно говорить об унифицированной структуре всех типов ЭМПрТ, представляющей собой обращенную структуру ЭМПТ (рис. 2.9).

Остановимся подробнее на ее основных элементах. Сердечник статора набирается из тонких изолированных листов электротехнической стали — дисков или сегментов (рис. 2.10, а и б). Пазы штампуются на внутренней поверхности сердечника. Крепление сердечника к корпусу может быть различным: например, как

показано на рис. 2.10, б, спомощью шлицев типа «ласточкин хвост». Листы нанизываются на призматические брусья (рис. 2.10, в), приваренные к корпусу машины, затем прессуются в осевом направлении и закрепляются, образуя монолитную конструкцию.

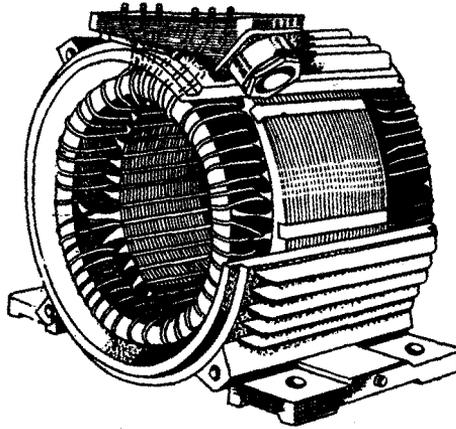


Рис. 2.9. Унифицированная структура статора ЭМПРТ

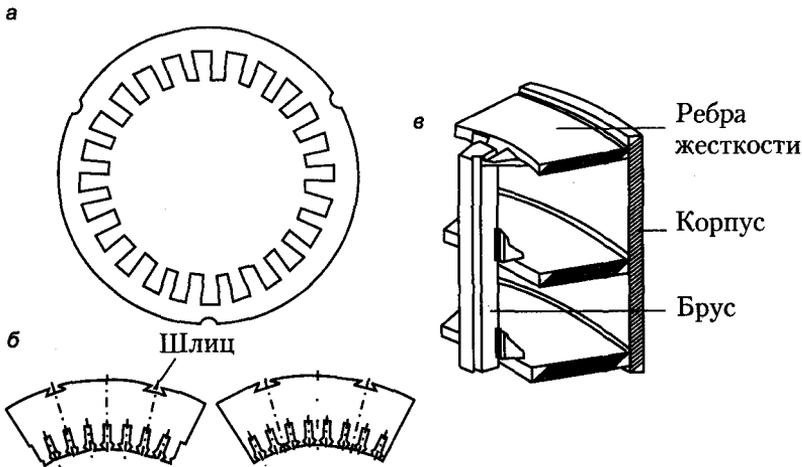


Рис. 2.10. Сердечник статора: а — кольцевые диски; б — сегменты; в — призматический брус для крепления внутри корпуса машины

Обмотки якоря в ЭМПРТ выполняются, как и в ЭМПТ, из секций или катушек петлевого или волнового типа, уложенных в пазы сердечника статора. Обмотки обычно бывают двухслойными, хотя встречаются и однослойные. В связи с этим конфигурации секций или катушек оказываются более разнообразными, чем в ЭМПТ. Соединяя секции или катушки по петлевой или волновой схеме, получают замкнутую обмотку, подобную обмотке якоря ЭМПТ. Для того чтобы такую обмотку, например, в двухполюсной машине преобразовать в симметричную трех-

фазную, достаточно выделить в ней три равноудаленные точки и сделать от них отводы на внешние клеммы статора, обозначая их C_1 , C_2 , C_3 соответственно. Таким образом получаются три линейных провода трехфазной системы, образованной фазными обмотками, соединенными по схеме «треугольник» (обозначается Δ). Каждую треть замкнутой обмотки якоря, таким образом, следует рассматривать как фазную обмотку. Если же обмотку «разрезать» в выделенных равноудаленных точках и обозначить начала и концы отдельных обмоток как C_1-C_4 , C_2-C_5 , C_3-C_6 , то получившиеся три фазные обмотки можно соединить по схеме «звезда» (обозначается Y).

В общем случае обмотка якоря может быть m -фазной. Отметим, что каждая фазная обмотка может содержать a параллельных ветвей, число которых зависит от схемы соединения между собой катушечных групп, принадлежащих одной фазной обмотке. Чтобы трехфазная обмотка якоря была симметричной, обычно на каждом полюсном делении симметрично размещают три катушечные группы, принадлежащие соответственно трем разным фазам обмотки. Соединяя одноименные катушечные группы на всех полюсных делениях якоря различными способами (последовательно или параллельно), можно получить разное число параллельных ветвей в фазной обмотке. При этом число параллельных ветвей в обмотках машин переменного тока не обязательно должно быть четным, и оно не связано с типом обмотки, как это было в ЭМПТ. Поэтому в ЭМПрТ число параллельных ветвей обмотки обозначается просто a , а не $2a$, как это принято для машин постоянного тока.

Существенным свойством всех типов многофазных симметричных обмоток якоря ЭМПрТ является их способность возбуждать в воздушном зазоре вращающееся магнитное поле, если система фазных токов в них симметрична. При этом частота вращения поля для каждой машины будет определяться только частотой изменения тока якоря.

При анализе магнитных полей, возбуждаемых трехфазной обмоткой статора, часто используются схематические изображения этих обмоток. Обычную фазную обмотку изображают в виде некоторого электрического контура с диаметрально удаленными активными проводниками. В результате трехфазная обмотка якоря, к примеру, двухполюсной машины будет изображена тремя электрическими контурами, $A-X$, $B-Y$ и $C-Z$, оси которых смещены друг относительно друга симметрично, то есть на 120° , как показано на рис. 2.11.

Часто вместо фазных обмоток на поперечном разрезе статора указывают взаимное расположение магнитных осей этих обмоток (a , b , c), то есть осей симметрии магнитного поля, возбуждаемого фазными обмотками $A-X$, $B-Y$ и $C-Z$. Нетрудно убедиться в том, что эти оси, пересекаясь в центре статора, проходят по середине плоскости соответствующих фазных контуров и перпендикулярно ей, как показано на рис. 2.11. Зная расположение магнитных осей обмоток в поперечном сечении статора, нетрудно установить и место расположения фазных обмоток.

Структура ротора машин переменного тока оказывается существенно различной для машин синхронных и асинхронных. Обусловлено это наличием (синхронные машины) или отсутствием (асинхронные машины) собственного источника магнитного поля возбуждения.

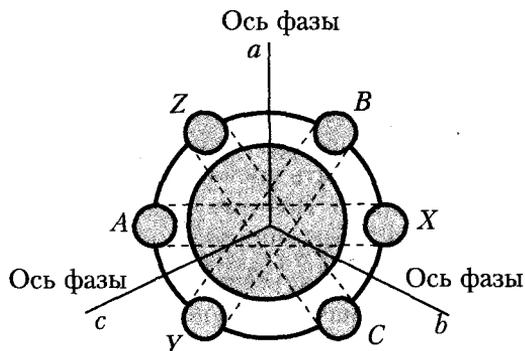


Рис. 2.11. Схематическое изображение трехфазных обмоток

Синхронная машина, называемая так потому, что ее ротор вращается синхронно, то есть с одинаковой частотой вращения с магнитным полем якоря, представляет собой, по сути, обращенную машину постоянного тока без коллектора. По конструкции ее ротор может быть как явнополюсным, так и неявнополюсным. Соответственно этому синхронные машины будут называться явнополюсными (ЯСМ) (рис. 2.12, а) или неявнополюсными (НЯСМ) (рис. 2.12, б). Конструктивные схемы таких машин показаны на рис. 2.12.

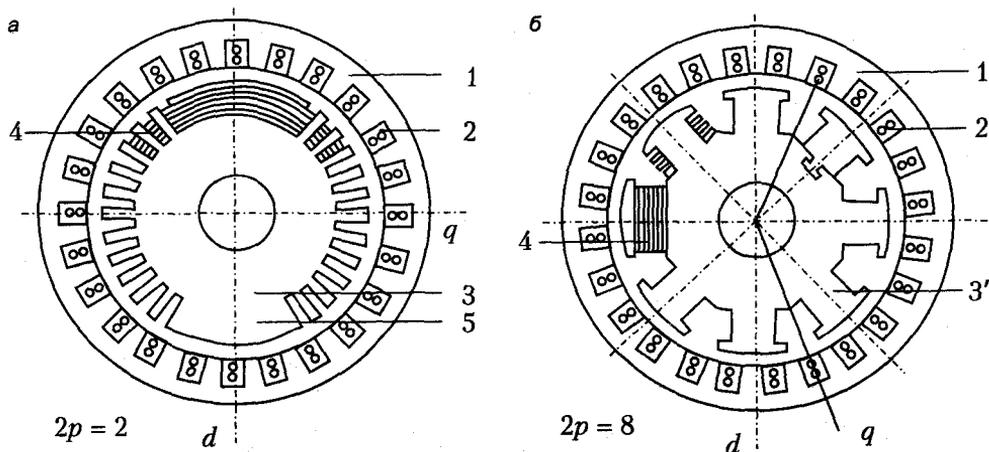


Рис. 2.12. Схемы синхронных машин: а — с неявнополюсным ротором; б — с явнополюсным ротором; 1 — статор (якорь); 2 — обмотка статора; 3 — ротор с неявно выраженными полюсами; 3' — ротор с явно выраженными полюсами; 4 — обмотка возбуждения; 5 — большой зубец

Существенно, что воздушный зазор в НЯСМ, если пренебречь зубчатостью, оказывается равномерным, а в ЯСМ — неравномерным. Обмотка возбуждения в ЯСМ имеет такое же конструктивное исполнение, что и в ЭМПТ. В НЯСМ обмотка возбуждения является распределенной и размещается в пазах ротора. Паза эти по периферии ротора размещаются неравномерно (рис. 2.12), образуя большие и малые зубцы. Делается это для того, чтобы получить близкое к синусоиде распределение магнитного поля возбуждения в зазоре.

Неявнополюсные конструкции ротора наиболее широко распространены в мощных быстроходных синхронных машинах: турбогенераторах и турбодвигателях. Эти машины имеют двухполюсный ротор, который вращается с частотой 3000 об./мин. Роторы таких машин находятся в очень напряженных условиях, так как возникающие в них механические напряжения от центробежных сил оказываются значительными. Обеспечить прочность шихтованного ротора в таких условиях практически невозможно. Поэтому их делают цельнометаллическими и по специальным технологиям, обеспечивающим надлежащую прочность.

Обмотка возбуждения в НЯСМ формируется в виде многослойных катушек с различными шагами, так как их активные стороны укладываются в пазы, симметрично расположенные по отношению к большому зубцу (см. рис. 2.12).

Структура ротора *асинхронной* машины (АМ), называемой так потому, что ее ротор вращается асинхронно (не синхронно) с магнитным полем якоря, существенно отличается от структуры ротора синхронной машины. Дело в том, что в АМ первичное поле возбуждения создается обмоткой якоря, расположенной на статоре и подключенной к трехфазной сети переменного тока. Обмотка ротора АМ оказывается замкнутой либо накоротко, либо на какое-то внешнее сопротивление. Эта обмотка равномерно распределяется по периферии ротора, который в таких условиях должен быть неявнополюсным. Набирается ротор обычно из листов (дисков) электротехнической стали, не изолированных друг от друга. Соединение листов друг с другом и крепление их на валу аналогично креплению сердечников якоря в машинах постоянного тока. В АМ воздушный зазор можно считать равномерным.

В пазах ротора размещается обмотка, которая может иметь два исполнения: либо из изолированных секций или катушек, образующих трехфазную обмотку, подобную обмотке статора, либо из неизолированных стержней, размещенных в пазах. Эти стержни затем замыкаются друг с другом по торцам короткозамыкающими кольцами. Такая обмотка называется «беличьей клеткой» и представляет собой, по сути, многофазную симметричную систему, в которой каждый стержень

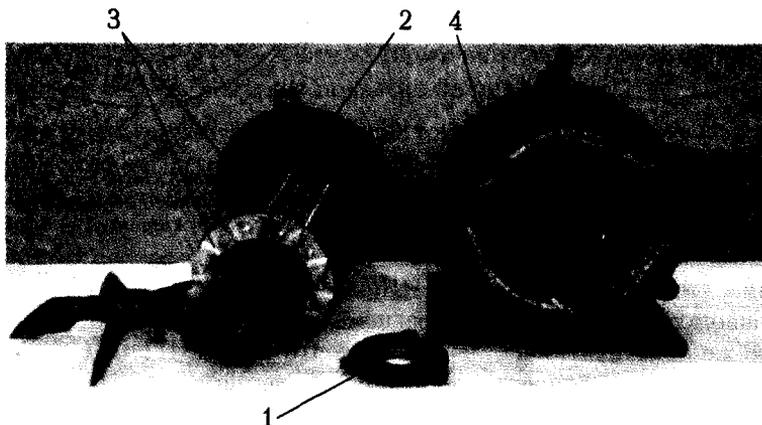


Рис. 2.13. Асинхронная машина в разобранном виде: 1 — подшипниковый щит; 2 — ротор; 3 — короткозамкнутая обмотка и лопасти вентилятора; 4 — статор

выступает в качестве фазной обмотки. Отдельные узлы АМ с короткозамкнутым ротором показаны на рис. 2.13.

В заключение отметим, что в некоторых модификациях АМ возможно использование ротора, представляющего собой сплошной ферромагнитный цилиндр или дюралюминиевый или медный тонкостенный стакан. Обмотка в таких роторах отсутствует, роль обмотки выполняет массив ротора.

2.3. Магнитные поля индуктора и якоря и их взаимодействие

Магнитный поток, возбуждаемый в электрических машинах, в силу особенностей их структур сложным образом распределяется по объему ЭМ. Строго говоря, эти поля изменяются по всем координатным направлениям и во времени. Тем не менее магнитные поля в активной зоне электрических машин с достаточной точностью можно считать плоскопараллельными, изменяющимися только в пределах поперечного сечения этой зоны. В торцевых же зонах электрических машин необходимо учитывать трехмерный характер магнитного поля. Однако эти поля не оказывают заметного влияния на процессы электромеханического преобразования энергии.

Поэтому в дальнейшем ограничимся анализом магнитных полей только в активной зоне электрических машин. Распределение этих полей рассмотрим только в плоскости поперечного сечения активной зоны, причем только внутри активного объема электрических машин, полагая, что во внешнем пространстве эти поля отсутствуют вследствие сильного экранирующего действия ферромагнитного корпуса машины.

Заметим, что принятая идеализация распределения магнитного поля в активной зоне электрической машины предполагает в качестве дополнительного допущения однородность структуры этой зоны в аксиальном направлении и бесконечно большую магнитную проницаемость корпуса электрической машины.

2.3.1. Магнитное поле индуктора

Если индуктор состоит из явно выраженных полюсов, на которых располагается сосредоточенная обмотка возбуждения, то общая картина магнитного поля такого индуктора в машинах постоянного и переменного тока оказывается примерно одинаковой. Существенно, что магнитное поле индуктора, возбуждаемое постоянным током, неподвижно относительно полюсов индуктора, независимо от типа электрической машины. Магнитное поле индуктора в теории электрических машин чаще называют просто *магнитным полем возбуждения*.

На рис. 2.14 показана общая картина магнитного поля индуктора в электрической машине постоянного тока. Картина поля на этом рисунке представлена совокупностью элементарных трубок потока, образованных линиями равной напряженности магнитного поля. В представленной картине следует различать два вида трубок потока, а именно:

1. Трубки потока взаимной индукции, которые сцепляются как с обмоткой индуктора, так и с обмоткой якоря. Образуемый ими магнитный поток в зазоре $\Phi_{\delta f}$

принято называть полезным, поскольку этот поток непосредственно (полезно) участвует в электромеханическом процессе преобразования энергии.

2. Трубки потока, которые сцепляются только с обмоткой индуктора и образуют его поток рассеивания $\Phi_{\sigma f}$.

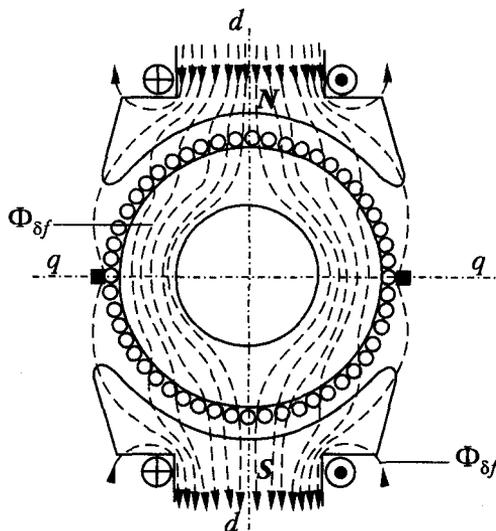


Рис. 2.14. Общая картина магнитного поля индуктора

Полезным для электромеханического преобразования энергии является только поток $\Phi_{\delta f}$. При этом если для машин постоянного тока важна величина этого потока, то для машин переменного тока важным оказывается и его распределение в зазоре под полюсом. Обусловлено это тем, что в машинах переменного тока напряжение и ток якоря должны быть синусоидальными. Чтобы удовлетворить этому требованию, необходимо иметь на полюсном делении пространственное распределение потока $\Phi_{\delta f}$, близкое к синусоидальному. Требуемое распределение потока достигается тем, что зазор под полюсом в явнополюсных машинах переменного тока делается неравномерным: он минимален под серединой полюса и увеличивается к концам полюсного наконечника.

В синхронных неявнополюсных машинах с равномерным воздушным зазором и распределенной обмоткой индуктора требуемое распределение магнитного потока достигается выбором надлежащего соотношения между шириной большого зубца (необмотанная часть ротора) и шириной ротора, занятой пазами с уложенной в них обмоткой индуктора (обмотанная часть ротора).

Примерные картины распределения магнитной индукции поля возбуждения в зазоре машин постоянного и переменного тока показаны на рис. 2.15. В теории электрических машин в картинах подобного рода обычно под магнитной индукцией в зазоре понимается нормальная составляющая вектора магнитной индукции, определенная на поверхности якоря, обращенной в зазор. При этом поверхность якоря предполагается гладкой.

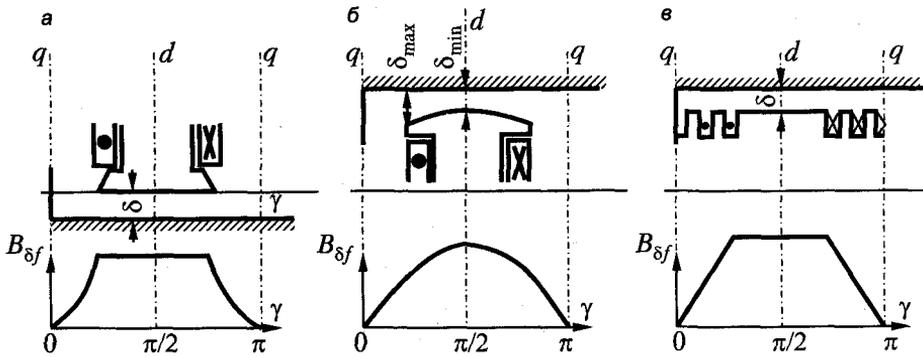


Рис. 2.15. Примерные картины распределения магнитной индукции поля возбуждения в зазоре машин: а — постоянного тока, б и в — переменного тока

Отметим, что в целях удобства изображения представленные картины даны для спрямленного воздушного зазора, то есть для машины, мысленно разрезанной в радиальном направлении от ее наружной поверхности до оси вращения, а затем распрямленной. При таком спрямлении вследствие возникающих деформаций обращенные друг к другу поверхности ротора и статора оказываются одинаковыми. Изображение спрямленной машины часто используется в теории электрических машин. При этом в случае необходимости указывают, по какой дуге (ротора или статора) происходит спрямление.

2.3.2. Магнитное поле якоря

Магнитное поле якоря электрических машин как переменного, так и постоянного тока имеет примерно одинаковую структуру в силу схожести распределенных обмоток якоря и протекающих в них переменных токов.

Рассмотрим сначала особенности распределения магнитного поля якоря в машинах постоянного тока. На рис. 2.16 показана картина такого поля для случая, когда щетки на коллекторе установлены по так называемой линии геометрической нейтрали (ГН). При такой установке щеток токи во всех проводниках обмотки якоря, находящиеся под одним полюсом, будут иметь одинаковое направление. Из сказанного следует, что ГН является линией токораздела в обмотках якоря, а ее направление совпадает с поперечной осью магнитной симметрии машины. Напомним также, что в процессе вращения якоря проводники его обмотки периодически меняют свое положение по отношению к полюсам. Однако для наблюдателя, расположенного неподвижно по отношению к полюсам, то есть в системе координат, связанных с полюсами, токораспределение в обмотке якоря будет представляться неизменным. Картина магнитного поля якоря для этого случая и показана на рис. 2.16.

Дадим общую характеристику этого поля. Очевидно, что оно неподвижно по отношению к индуктору и ориентировано в направлении поперечной оси симметрии машины. Картина поля симметрична относительно этой оси. Такое поле называется поперечным. В нем также можно выделить трубки потока взаимоиндукции $\Phi_{\delta aq}$, проходящие через зазор и сцепляющиеся с полюсами, и трубки потока рассеяния $\Phi_{\sigma aq}$, которые не входят в зацепление с полюсами.

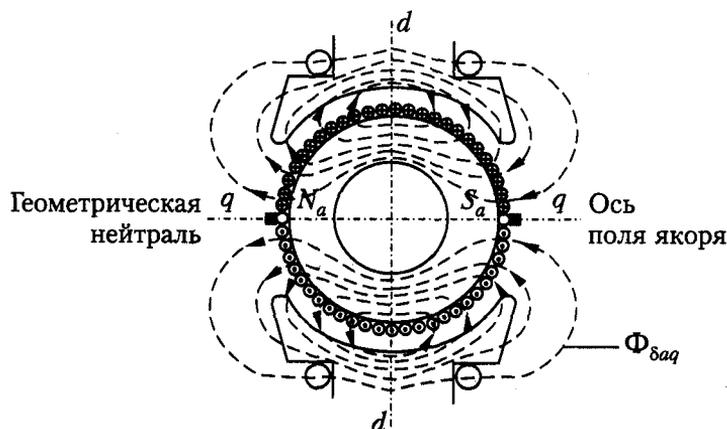


Рис. 2.16. Распределение магнитного поля якоря в ЭМПТ, когда щетки на коллекторе установлены по линии геометрической нейтрали

Если щетки сдвинуть с линии ГН и, следовательно, изменить направление линии токораздела на якоре, то общая картина магнитного поля якоря претерпит изменения в ориентации потока $\Phi_{\delta a}$, который по-прежнему будет ориентирован в направлении линии токораздела, однако вследствие несовпадения новой линии токораздела с осью магнитной симметрии машины картина магнитного поля перестанет быть симметричной относительно линии токораздела.

Рассмотрим теперь магнитное поле якоря в синхронной машине переменного тока, которая структурно, как указывалось ранее, представляет собой обращенную машину постоянного тока. Исследуем в качестве примера магнитное поле якоря ЯСМ, полагая, что она работает генератором. Для этого предварительно определим направления ЭДС (E_0), индуцированных в проводниках обмотки якоря потоком возбуждения. Напомним, что в реальных машинах ЭДС E_0 и ток якоря I_a изменяются во времени гармонически. Направление действия ЭДС E_0 для принятой полярности ($N - S$) и направление вращения полюсов находятся по правилу «правой руки» и показаны на рис. 2.17.

Очевидно, что распределение E_0 в проводниках обмотки остается неизменным по отношению к вращающемуся ротору. Линия раздела направлений совпадает с поперечной осью ротора q . Направление же тока якоря I_a , возникающего в синхронном генераторе, определяется не только направлением ЭДС E_0 , но и характером нагрузки, подключенной к генератору. Так, при активной нагрузке направления E_0 и I_a в проводниках обмотки можно считать совпадающими. При другом характере нагрузки между E_0 и I_a возникнет некоторый фазовый угол сдвига. Рассмотрим, к примеру, случай, когда нагрузка генератора активно-индуктивная (R, L). В этом случае ток I_a отстает по фазе от E_0 . Это означает, что картины распределения E_0 и I_a в проводниках обмотки уже не будут одинаковыми. Картина токового слоя обмотки окажется как бы немного отстающей вследствие фазового запаздывания от аналогичной картины распределения ЭДС E_0 . Линия раздела токов повернется на некоторый угол в сторону, противоположную вращению ротора. Размер этого угла будет определяться соотношением R и L в нагрузке.

На рис. 2.17 показаны картины распределения E_0 и I_a в проводниках обмотки якоря для рассматриваемого режима нагрузки.

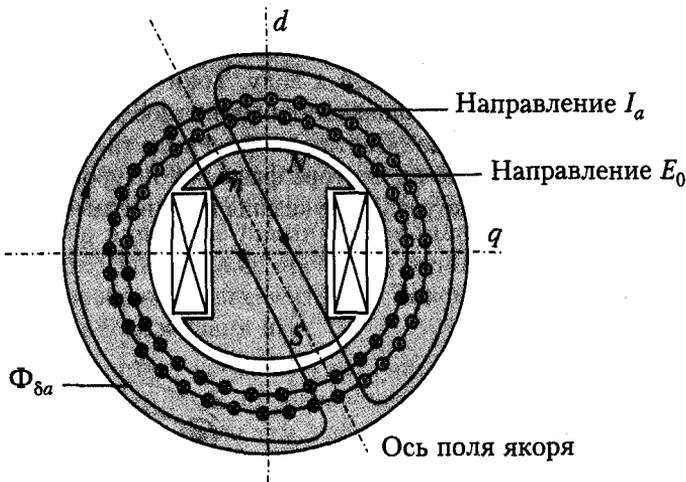


Рис. 2.17. Картина магнитного поля якоря в синхронной машине

Зная распределение токов по проводникам обмотки якоря, нетрудно представить и картину магнитного поля якоря в виде совокупности элементарных трубок потока, показанных на этом рисунке. Как и в машинах постоянного тока, это поле неподвижно по отношению к полюсам индуктора и ориентировано в направлении линии раздела токов. Направление поля может совпадать с направлением осей магнитной симметрии (d , q) только для двух предельных характеров нагрузки, когда:

- ток I_a и ЭДС E_0 совпадают по фазе (нагрузка активная);
- ток I_a и ЭДС E_0 ортогональны друг другу (нагрузка реактивная).

В первом случае магнитное поле якоря, по аналогии с машинами постоянного тока, называется поперечным, во втором — продольным. При произвольном характере нагрузки магнитное поле якоря, оставаясь неподвижным по отношению к полюсам индуктора, будет так же произвольно ориентировано по отношению к осям симметрии ротора. Нетрудно убедиться в том, что и в двигательном режиме работы синхронной машины выявленные особенности распределения магнитного поля якоря сохраняются.

Приведенный анализ подтверждает ранее высказанное положение о том, что картины магнитного поля в машинах постоянного тока и синхронных машинах переменного тока качественно аналогичны друг другу. В обоих типах машин магнитное поле якоря неподвижно по отношению к индуктору, а его ориентация определяется либо сдвигом щеток с линии ГН (в машинах постоянного тока), либо характером тока якоря (в синхронных машинах переменного тока).

Рассмотрим физические особенности создания магнитного поля якоря в асинхронных машинах переменного тока. Прежде всего обратим внимание на то, что в таких машинах нет собственного автономного источника электромагнитного

возбуждения в виде индуктора. Исходное магнитное поле здесь возбуждается посредством обмотки якоря, подключенной к сети переменного тока. Одновременно через эту же обмотку электрическая энергия поступает из сети для электромеханического преобразования в механическую (в режиме двигателя) или отдается в сеть (в режиме генератора) после электромеханического преобразования механической энергии, подведенной к валу. Токи трехфазной (или многофазной) обмотки якоря создают вращающееся магнитное поле. Чтобы пояснить сказанное, представим трехфазную обмотку якоря в виде трех симметрично расположенных на внутренней расточке статора фазных контуров $AХ$, $ВУ$ и $СZ$, как показано на рис. 2.18. На этом же рисунке указаны и магнитные оси этих фазных обмоток: a , b и c .

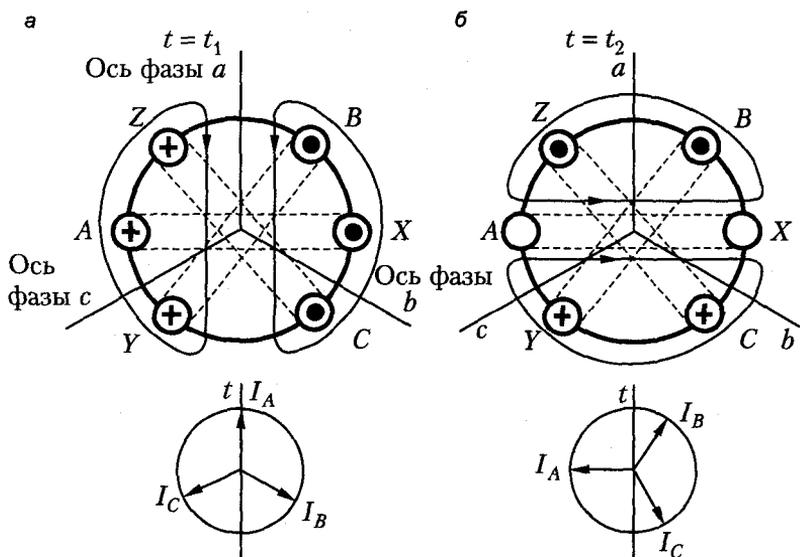


Рис. 2.18. К определению картины магнитного поля якоря АМ, $2p = 2$

Предположим, что по обмоткам протекает трехфазный симметричный ток, изображаемый симметричной «звездой» токов. Рассмотрим ситуацию в такой момент времени t_1 , когда ток в фазе $AХ$ имеет максимальное значение I_m . Значения токов в других фазах определяются из векторной диаграммы токов, размещенной на этом же рисунке, и оказываются равными $i_B(t_1) = i_C(t_1) = -\frac{1}{2}I_m$. Прини-

мая положительным направление тока от начала фазной обмотки к концу, укажем на рис. 2.18, а направления этих токов. Из найденного токораспределения в проводниках обмотки якоря видно, что возбуждаемое магнитное поле ориентировано по магнитной оси той фазной обмотки, где ток имеет максимальное значение. Токораспределение в обмотках для момента времени t_2 , когда спустя четверть периода изменения ток в фазе $AХ$ стал равным нулю, а $i_B(t_2) = -i_C(t_2) = \frac{\sqrt{3}}{2}I_m$, показано на рис. 2.18, б. Там же показана и картина магнитного поля якоря.

Сопоставление двух картин поля, построенных для двух рассматриваемых моментов времени, показывает, что за четверть периода изменения токов якоря магнитное поле повернулось на четверть оборота. За полный период изменения тока якоря возбуждаемое им магнитное поле совершит полный оборот. Частота вращения этого поля для представленной модели ($p = 1$) равна, таким образом, $n_1 = f_1$. В общем случае при $p \neq 1$ получим $n_1 = f_1/p$.

Вращающиеся магнитные поля в машинах переменного тока распределяются в воздушном зазоре вдоль окружности якоря, как отмечалось ранее, примерно гармонически, что достигается выбором шагов обмотки и ширины фазных зон. Обычно при исследовании основных процессов электромеханического преобразования энергии во внимание принимается только основная гармоника поля. Представлять на плоскости такие пространственные гармонические волны принято с помощью изображающих векторов. Поясним символику изображающих векторов и правила пользования ими.

Пусть в некоторый момент времени в воздушном зазоре распределена гармоническая волна магнитного поля, определяемая выражением $B(\alpha) = B_m \cos \alpha$. Пучности этой волны расположены там, где магнитная индукция достигает амплитудного значения B_m , узлы — там, где индукция равна нулю. Каждая волна такого поля может рассматриваться как магнитный полюс определенной полярности. Графическое изображение таких волн в криволинейном (реальном) воздушном зазоре не только затруднительно, но и неудобно для восприятия, а стало быть, неинформативно. Чтобы избежать некоторых графических проблем при изображении гармонических волн, часто, как уже отмечалось, воздушный зазор спрямляют. Однако иногда удобнее пользоваться другими способами их изображения.

Введем в рассмотрение некоторый изображающий вектор длиной B_m , совместив его начало с осью вращения машины. Расположим его в плоскости поперечного сечения машины так, как показано на рис. 2.19, то есть так, чтобы его положение совпало с местом расположения пучности полуволн магнитного поля. В таких условиях, как нетрудно убедиться, проекция этого вектора на радиальное направление, отстоящее на угол α от вектора B_m , равная $B_m \cos \alpha$, и будет определять действительное значение гармонической волны индукции в точке воздушного зазора, отстоящей на угол α от изображающего вектора. Положительные проекции будут определять текущие значения положительной полуволны индукции, отрицательные — отрицательной полуволны.

Если этот вектор привести во вращение с угловой частотой ω , то, как нетрудно убедиться, он изобразит гармоническую волну магнитного поля — $B_m \cos(\omega t - x)$, — вращающуюся с той же самой угловой частотой. А если этот вектор, не меняя своего пространственного расположения, будет гармонически изменять во времени свою длину, то он изобразит пульсирующую гармоническую волну магнитного поля — $B_m \cos(\omega t) \cos \alpha$ — с пучностями в точках расположения B_m и узлами, отстоящими на $\pm \pi/2$ от B_m . Такие волны, например, возбуждаются фазными обмотками якоря ЭМПТ. Положение изображающего вектора в этом случае будет совпадать с магнитной осью такой обмотки.

Из сказанного видно, что изображающий вектор B_m не является физическим, так как имеет изображающий смысл только его проекция на радиальное направле-

ние. В этом смысле нетрудно обнаружить его методическую аналогию с теми изображающими векторами, которые используются в электротехнике и лежат в основе символического метода расчета электрических цепей переменного тока. Символика изображающего вектора \mathbf{B}_m позволяет наглядно представить пространственные гармонические волны магнитного поля в зазоре электрической машины и оценить их взаимодействие.

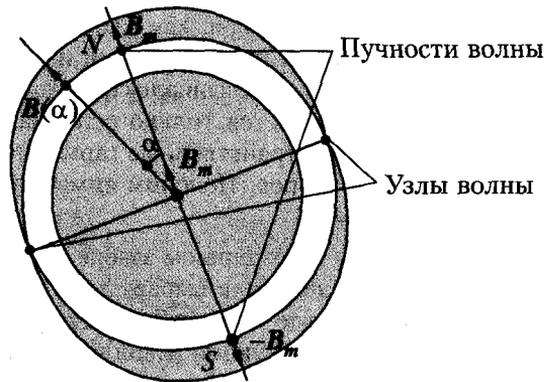


Рис. 2.19. К определению изображающего вектора гармонической волны магнитного поля в зазоре ЭМ

Отметим также, что изображающие векторы \mathbf{B}_m можно определять в различных координатных системах. Так, вращающиеся с угловой частотой ω гармонические волны магнитного поля в зазоре электрической машины, будут изображаться векторами \mathbf{B}_m , вращающимися также с угловой частотой ω , если их определять в системе координат, неподвижной по отношению к обмоткам якоря. Для удобства анализа такого магнитного поля иногда полезно изменить систему координат, в которой определяется изображающий вектор. Например, можно выбрать позицию наблюдения в системе координат, также вращающейся с угловой частотой ω и в ту же сторону. Особенно удобно так делать при анализе магнитного поля якоря в синхронных машинах, у которых частоты вращения основной гармоники поля якоря и ротора одинаковы. В такой системе координат вектор \mathbf{B}_m , изображающий основные вращающиеся волны поля, окажется неподвижным. Если с этой координатной системой, вращающейся с угловой частотой ω , совместить комплексную плоскость с координатными осями i, j , то легко (и удобно для электротехников) перейти от изображающего вектора \mathbf{B}_m к изображающему комплексу \dot{B}_m . В этом случае все математические операции с изображающими комплексами остаются такими же, как и с комплексами электромагнитных величин, используемых при расчете электрических цепей символическим методом. Аналогичным образом, то есть в соответствии с правилами векторной алгебры, будут выполняться все математические операции и с изображающими векторами, определенными в неподвижной системе координат.

В заключение укажем, что в воздушном зазоре многополюсных машин размещаются не одна, а несколько гармонических волн магнитного поля, которые образуют многополюсное магнитное поле с числом полюсов, равным числу полувольт

магнитного поля. Распределение магнитной индукции в зазоре в этом случае определяется выражением $B(\alpha) = B_m \cos p\alpha$, где p — число полных волн магнитного поля или число его пар полюсов. Однотипность магнитных процессов на каждой из волн поля позволяет в большинстве случаев ограничиться анализом только одной из таких волн. Однако поскольку пространственный период гармонической волны в многополюсной машине содержит не 2π , а $2\pi/p$ радиан, возникают некоторые трудности с изображением таких волн на плоскости с помощью изображающего вектора \mathbf{B}_m . По этой причине угловую координату α , определяющую положение изображающего вектора на плоскости, принято измерять не в реальных, физических радианах (или градусах), как это было сделано в рассмотренных примерах для двухполюсных машин, а в так называемых электрических радианах α_e , определяемых соотношением

$$\alpha_e = p\alpha.$$

Это означает, что полный период гармонической волны в многополюсной машине, измеренный в электрических радианах, всегда будет равен 2π электрических радиан, или, в линейном измерении, полной длине окружности, как в двухполюсной машине. Таким образом, оказывается возможно сохранить однотипность изображения гармонических волн магнитного поля с помощью одного изображающего вектора.

Полезно дать некоторые пояснения термина *электрический радиан*, а не *магнитный радиан*, из анализа гармонического распределения магнитного поля в зазоре ЭМ. Первоначально этот термин был введен при анализе ЭДС, индуцированных в проводниках обмотки якоря ЭМПрТ основной волной вращающегося в воздушном зазоре магнитного поля. Действительно, если гармоническая волна магнитного поля с пространственным периодом $2\pi/p$ вращается в воздушном зазоре, то индуцированные в проводниках ЭДС являются гармоническими функциями времени с одинаковыми амплитудами. Различие заключается лишь в фазовых углах сдвига этих ЭДС. Временной фазовый угол сдвига ЭДС, индуцированных в двух различных проводниках, будет определяться величиной их пространственного сдвига на поверхности якоря. Так, если пространственный сдвиг между проводниками составляет $2\pi/p$ радиан, то есть равен полному периоду основной волны магнитного поля, то временной фазовый сдвиг между их ЭДС составит 2π радиан, то есть в p раз больше. Поскольку при анализе свойств обмоток наибольший интерес представляет информация о фазовых углах сдвига ЭДС ее проводников, определяемых в электрических радианах (или электрических градусах), то условились пространственную координату α , указывающую место расположения проводников, также измерять в электрических радианах, которые, как уже указывалось, в p раз больше физических.

В приведенном анализе изображающий вектор использовался для удобства интерпретации последующего представления гармонической волны, определяющей пространственное распределение магнитной индукции B . Естественно, что и другие физические величины, имеющие сходное пространственное распределение, например магнитную напряженность или магнитодвижущую силу, также можно изображать с помощью соответствующего изображающего вектора с использованием рассмотренной ранее символики.

2.3.3. Взаимодействие магнитных полей индуктора и якоря

Взаимодействие магнитных полей индуктора и якоря лежит в основе физических принципов преобразования энергии в электрических машинах. Из проведенного анализа этих полей в электрических машинах постоянного тока и синхронных машинах переменного тока, имеющих автономные источники электромагнитного возбуждения, можно сделать выводы о характере этого взаимодействия. Чтобы распространить эти выводы на все основные типы электрических машин переменного тока, рассмотрим условия возникновения и характер магнитного поля ротора в асинхронных машинах.

В асинхронных машинах исходное магнитное поле возбуждения создается обмоткой якоря, расположенной на статоре. Это поле является вращающимся, если симметричная трехфазная (или многофазная) обмотка якоря подключена к сети симметричного трехфазного (или многофазного) напряжения. Распределение этого поля в воздушном зазоре является гармоническим. Такая гармоническая волна магнитного поля может быть определена изображающим вектором \mathbf{B}_{m1} , вращающимся с угловой частотой ω_1 [рад/с] по отношению к статору (или $n_1 = f_1/p$ [об./с]). Пусть ротор асинхронной машины вращается с некоторой частотой $n \neq n_1$. Относительная частота вращения ротора по отношению к магнитному полю якоря составит $n_2 = n_1 - n$. В теории электрических машин чаще определяют относительное значение этой частоты вращения

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1}, \quad (2.1)$$

называемое *скольжением*. Вращающееся магнитное поле якоря индуцирует в замкнутых симметричных обмотках ротора симметричную систему ЭДС и токов, изменяющихся с частотой $f_2 = n_2 p = \frac{(n_1 - n)}{n_1} n_1 p = s f_1$. Создаваемое этими

токами магнитное поле B_2 , подобно полю якоря, будет вращающимся и распределенным по закону гармонической волны. Эта волна магнитного поля также может быть определена изображающим вектором \mathbf{B}_{m2} , вращающимся по отношению к ротору с частотой $n_2 = s n_1$. Поскольку сам ротор вращается с частотой $n = (1 - s)n_1$, то частота вращения волны поля ротора B_2 по отношению к статору составит

$$(1 - s)n_1 + n_2 = (1 - s)n_1 + n_1 s = n_1. \quad (2.2)$$

Следовательно, магнитные волны якоря (статора) и ротора вращаются с одинаковой частотой вращения, а значит, они неподвижны по отношению друг к другу. Обобщая все сказанное ранее, укажем, что магнитные поля индуктора и якоря (или статора и ротора) во всех типах электрических машин неподвижны друг относительно друга. Если машина имеет автономный индуктор с электромагнитным возбуждением от источника постоянного тока, эти поля (индуктора и якоря) неподвижны по отношению к индуктору. Если же такого индуктора нет и исходное поле возбуждения создается обмоткой якоря (как в асинхронной машине), тогда магнитные поля статора и ротора, оставаясь неподвижными друг

относительно друга, вращаются с частотой, задаваемой вращающимся полем якоря (статора) и определяемой частотой питающего напряжения.

Отмеченная особенность взаимодействия магнитных полей индуктора и якоря является конкретным проявлением принципа *магнитной инерции* Ленца и может рассматриваться как обобщенный принцип взаимодействия этих магнитных полей.

В соответствии с рассмотренной закономерностью взаимодействия магнитных полей ротора и статора можно сформулировать следующий фундаментальный принцип: **электрохимическое преобразование энергии в электрических машинах осуществляется магнитными полями ротора и статора, неподвижными друг относительно друга.**

Действительно, электрическую машину в системе координат, связанной со взаимодействующими магнитными полями, можно представить как систему электромагнитов статора ($N_c - S_c$) и ротора ($N_p - S_p$), неподвижных друг относительно друга, как показано на рис. 2.20, а. Взаимодействие между полюсами приводит к созданию электромагнитных сил притяжения или отталкивания в зависимости от их магнитной полярности. Взаимное расположение этих электромагнитов в общем случае произвольное и зависит от ряда упомянутых ранее факторов.

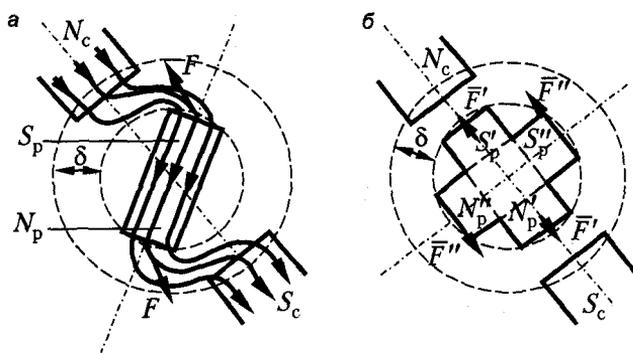


Рис. 2.20. Система электромагнитов статора и ротора (а) и их эквивалентный аналог (б)

Чтобы нагляднее понять характер этого взаимодействия, представим электромагниты ротора в виде двух эквивалентных пар магнитов, как показано на рис. 2.20, б. Существенно, что одна пара ($N'_p - S'_p$) расположена так же, как полюсы статора, а другая пара ($N''_p - S''_p$) ортогональна им. Из представленного рисунка видно, что взаимодействие пар ($N_c - S_c$) и ($N'_p - S'_p$) приводит к созданию электромагнитных сил, направленных радиально вследствие радиального тяжения магнитных трубок потока. Эти силы оказывают электрохимическое воздействие на активные элементы ротора и статора и получаются знакопеременными, если магнитные поля взаимодействующих пар магнитов будут вращающимися по отношению к активным элементам. Возникающие таким образом знакопеременные электромагнитные силы становятся источником вибраций машины, однако электромагнитного момента не создают, а следовательно, участия в электрохимическом преобразовании энергии не принимают.

Взаимодействие другой пары электромагнитов, $(N_c - S_c)$ и $(N_p'' - S_p'')$, приводит к созданию тангенциальных сил, действующих на ротор и статор. Эти силы создают знакопостоянный электромагнитный момент. Будет этот момент движущим или тормозным, зависит от того, какая пара электромагнитов в этом звене взаимодействий (ротора или статора) является ведущей, а какая — ведомой. Какой конкретной паре полюсов быть ведущей или ведомой, зависит от режима работы машины. Создание знакопостоянного электромагнитного момента (и, соответственно, электромагнитной мощности) является условием однонаправленного электромеханического преобразования энергии.

Отметим также, что магнитное поле взаимодействующей пары полюсов $(N_c - S_c)$ и $(N_p'' - S_p'')$ также будет создавать знакопеременные электромеханические воздействия в тех элементах машины, по отношению к которым это магнитное поле вращается. Эти воздействия становятся источником дополнительных вибраций.

Поясним теперь механизм однонаправленного распространения через воздушный зазор электромагнитной мощности, исходя из сформулированного принципа взаимодействия магнитных полей. Предварительно напомним некоторые теоретические положения из электротехники.

Известно, что если в непроводящем пространстве распространяется плоская электромагнитная волна так, что векторы \mathbf{H} и \mathbf{E} ортогональны, то в направлении распространения этой волны, перпендикулярном плоскости расположения векторов \mathbf{H} и \mathbf{E} , распространяется электромагнитная энергия, поверхностная плотность которой определяется вектором Пойнтинга — \mathbf{S} . Вектор Пойнтинга можно представить как векторное произведение векторов \mathbf{H} и \mathbf{E} :

$$\mathbf{S} = [\mathbf{E}\mathbf{H}]. \quad (2.3)$$

Рассмотрим электрическую машину переменного тока. Обмотку якоря этой машины представим в виде бесконечно тонкого токового слоя с линейной плотностью A [А/м], размещенного на внутренней поверхности статора, которая предполагается гладкой. Считаем, что такая обмотка создает в зазоре вращающуюся гармоническую волну магнитного поля. Из этого, естественно, следует, что распределение линейной токовой нагрузки $A(x)$ вдоль расточки статора также представляется в виде вращающейся гармонической волны.

Выделим в бесконечно тонком слое тока, представляющем обмотку якоря, элемент цилиндрической поверхности $ds = 1Rdy$, как показано на рис. 2.21.

В соответствии с приведенной на этом рисунке системой цилиндрических координат определим в центре этого элемента касательную составляющую магнитной напряженности H_τ и аксиальную составляющую электрической напряженности E_z . Будем считать, что сердечник статора имеет бесконечно большую магнитную проницаемость. В таких условиях, как известно из курса «Теоретические основы электротехники» (ТОЭ), тангенциальная составляющая магнитной напряженности на поверхности идеального ферромагнетика равна линейной плотности бесконечно тонкого токового слоя, размещенного на этой поверхности. Следовательно,

$$H_\tau = A.$$

Электрическую напряженность E_z следует определять как ЭДС, индуцированную вращающейся волной магнитного поля в зазоре на единичной длине выделенного элемента поверхности. Следовательно,

$$E_z = B_r v = B_r R \Omega_1, \quad (2.4)$$

где Ω_1 — угловая частота вращения волны магнитного поля; B_r — радиальная составляющая магнитной индукции на выделенном элементе поверхности.

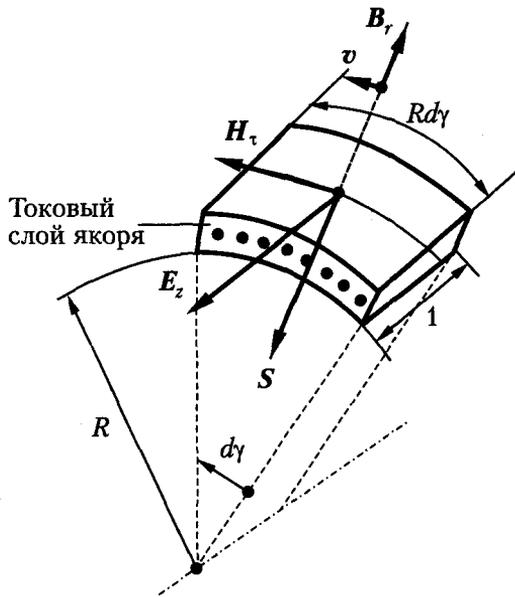


Рис. 2.21. К определению электромагнитной мощности, передаваемой через воздушный зазор машины

Значения H_τ и E_z , определенные на выделенном элементе поверхности, будут гармонически изменяться во времени вследствие вращения волн магнитного поля и токовой нагрузки. Следовательно, для наблюдателя, неподвижного по отношению к выделенному элементу поверхности, электромагнитный процесс изменения H_τ и E_z будет представляться в виде плоской (в пределах этого элемента) электромагнитной волны, распространяющейся в зазор электрической машины.

Электромагнитная волна как материальная среда и выступает в качестве носителя электромагнитной энергии, передаваемой от обмотки якоря через воздушный зазор к ротору (или в обратном направлении). Плотность электромагнитной энергии, вносимой в зазор через выделенный элемент токовой поверхности статора, будет определяться вектором Пойнтинга:

$$S = [E_z H_\tau] = E_z H_\tau. \quad (2.5)$$

Откуда находим, что

$$S_{эм} = -B_r R \Omega_1 A. \quad (2.6)$$

Следовательно, удельная электромагнитная мощность $dP_{эм}$, отводимая в зазор через элемент поверхности $ds = lRdy$ (или поступающая в этот элемент из зазора), будет равна

$$dP_{эм} = SRdy, \quad (2.7)$$

значит, полную электромагнитную мощность машины, передаваемую через воздушный зазор от статора к ротору (или в обратном направлении), найдем в виде

$$P_{эм} = l_{\delta} \int_0^{2\pi} dP_{эм}. \quad (2.8)$$

2.3.4. Магнитные и электрические цепи электрических машин, их взаимосвязь и взаимообусловленность

Основными конструктивными элементами электрической машины, как уже отмечалось, являются их магнитопроводы и токопроводы, пространственно формирующие единое электромагнитное поле, взаимодействие которого с механическим процессом реализует электромеханическое преобразование энергии. Магнитные и электрические поля и процессы сложным образом распределены во времени и в пространстве. Для их анализа, строго говоря, необходимо применять методы анализа теории поля. Однако в инженерной практике и теории электрических машин широкое распространение получили методы исследования теории электрических цепей. С помощью этих методов, собственно, и происходило становление теории электрических машин.

В соответствии с основной методологической идеей цепных методов магнитопровод электрической машины приближенно представляется в виде некоторой магнитной цепи с одномерным течением магнитного потока в каждом из ее элементов. Количество элементов и схема их соединений предопределяются конструкцией магнитопровода и реальными условиями распределения магнитного поля. Параметры каждого из участков определяются геометрией и магнитными свойствами материалов этих участков. Существенное влияние оказывает и частота изменения магнитного потока (в перематываемых участках магнитопровода), определяющая резкость проявления поверхностного эффекта.

Источником возбуждения в магнитных цепях выступает магнитодвижущая сила (МДС) соответствующих обмоток. Каждая из обмоток как элемент электрической цепи машины может быть представлена некоторыми индуктивными параметрами само- и взаимной индукции. Значения параметров определяются структурой и величиной магнитного потока, сцепляющегося с обмотками. Поскольку структура и величина магнитного потока определяются параметрами магнитной цепи, параметры магнитных и электрических цепей оказываются взаимосвязанными и взаимообусловленными. Взаимосвязанными оказываются и схемы магнитных и электрических цепей машины.

Изложенное поясним на примере. Пусть в обмотке ферромагнитного магнитопровода с числом витков w протекает постоянный ток I (рис. 2.22). Возбуждаемый этим током магнитный поток представим двумя составляющими. Первая (самая главная) составляющая — это поток Φ_0 , замыкающийся по замкнутому ферромагнитному сердечнику, сечение которого по длине l_0 будем считать одно-

мерным, а распределение по сечению S_0 — равномерным. Вторая составляющая — это поток рассеяния Φ_σ , сцепляющийся с обмоткой, но не замыкающийся полностью по сердечнику. Картина распределения такого потока не одномерная. Источником возбуждаемого магнитного поля здесь выступает МДС обмотки, равная $F = \omega I$.

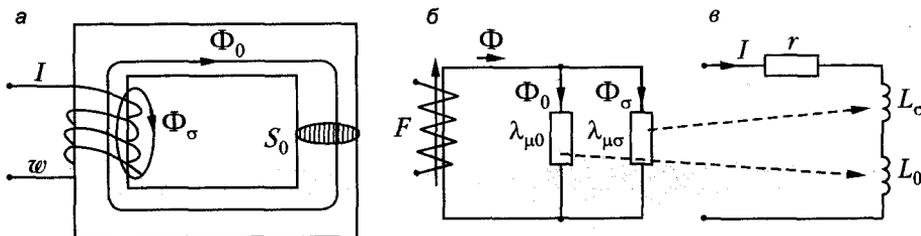


Рис. 2.22. Магнитопровод: а — структура; б — схема магнитной цепи; в — схема электрической цепи

Рассмотрим отношения

$$\frac{\Phi_0}{F} = \lambda_{\mu 0} \quad \text{и} \quad \frac{\Phi_\sigma}{F} = \lambda_{\mu \sigma}, \quad (2.9)$$

которые, как известно, определяют магнитные проводимости тех путей, по которым замыкаются представленные потоки. Эти проводимости зависят от геометрии и конфигурации путей для магнитного потока, а также от магнитной проницаемости среды, в которой существует рассматриваемое поле. Проводимость путей для потока Φ_0 , течение которого является одномерным, а распределение по сечению равномерным, по закону Ома для магнитной цепи равна

$$\lambda_{\mu 0} = \frac{\mu_c S_0}{l_0}, \quad (2.10)$$

Для определения $\lambda_{\mu \sigma}$ необходимо знать детальное распределение всех трубок потока рассеяния. Такая информация может быть получена только на основе расчета всей трехмерной картины поля. Будем считать, что после проведенных полевых расчетов значение $\lambda_{\mu \sigma}$ известно. Так как очевидно соотношение $\Phi_0 \gg \Phi_\sigma$, можно предположить, что $\lambda_{\mu 0} \gg \lambda_{\mu \sigma}$.

Разделение полного магнитного потока на две составляющие, Φ_0 и Φ_σ , позволяет представить схему его магнитной цепи в виде двух параллельно включенных участков, как показано на рис. 2.22, б. В качестве источника магнитного потока в этой схеме выступает МДС обмотки $F = \omega I$. Одним из важных параметров такой обмотки является ее индуктивность, которая, по определению, равна

$$L = \frac{\Psi}{I}. \quad (2.11)$$

Полное потокосцепление с обмоткой ψ , в соответствии с принятым разделением потока на две составляющие, также представим в виде двух слагаемых, а именно:

$$\Psi = \Psi_0 + \Psi_\sigma. \quad (2.12)$$

Наиболее просто для рассматриваемого примера определить Ψ_0 , которое равно $\Psi_0 = w\Phi_0$, поскольку все трубки этого потока сцепляются со всеми витками обмотки. Потокосцепление Ψ_σ можно найти, только располагая полной трехмерной картиной распределения потока Φ_σ . Однако в первом приближении можно оценить некоторое усредненное значение потока Φ_σ , сцепляющегося со всеми витками обмотки. При таком допущении можно записать

$$\Psi_\sigma = w\Phi_\sigma. \quad (2.13)$$

В результате выполнения простых математических операций индуктивность L можно представить в виде

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{\Psi_0}{I} + \frac{\Psi_\sigma}{I} = w^2 \frac{\Phi_0}{F} + w^2 \frac{\Phi_\sigma}{F} = w^2 \lambda_{\mu 0} + w^2 \lambda_{\mu \sigma} = L_0 + L_\sigma, \quad (2.14)$$

где $\lambda_{\mu 0}$ и $\lambda_{\mu \sigma}$ — магнитные проводимости путей для потоков Φ_0 и Φ_σ соответственно;

$$L_0 = w^2 \lambda_{\mu 0}; \quad L_\sigma = w^2 \lambda_{\mu \sigma}. \quad (2.15)$$

Таким образом, можно говорить о том, что полная индуктивность обмотки L содержит две составляющие, соответствующие двум выделенным участкам магнитной цепи. Каждая из составляющих полной индуктивности обмотки пропорциональна магнитной проводимости своего участка, а коэффициентом пропорциональности является число витков в квадрате w^2 . Электрическая схема для L представляется, в соответствии с ее разделением на две составляющие, в виде двух последовательно включенных участков электрической цепи (рис. 2.22, в). Такие схемы в теории электрических машин принято называть *схемами замещения*. Сравнивая схему магнитной цепи магнитопровода (рис. 2.22, б) и электрическую схему замещения обмотки (рис. 2.22, в), видим, что они дуальны, то есть участки, включенные параллельно в одной схеме, представляются участками, включенными последовательно, — в другой. Несложно показать, что выявленный принцип дуальности сохраняется при любом числе выделяемых участков магнитопровода, независимо от конфигурации их сопряжения.

При этом:

1. Если магнитопровод состоит из n последовательно соединенных участков с магнитной проводимостью $\lambda_{\mu k}$ ($k = 1 - n$), то схема замещения для индуктивности L_0 обмотки, обусловленной магнитным потоком, в таком магнитопроводе будет состоять из n параллельно включенных индуктивностей $L_k = w^2 \lambda_{\mu k}$ ($k = 1 - n$), которые можно рассматривать как индуктивности той же обмотки, но имеющей в качестве замкнутого магнитопровода соответствующий участок рассматриваемого магнитопровода (рис. 2.23, а).
2. Если магнитопровод состоит из n параллельно включенных участков с магнитной проводимостью $\lambda_{\mu k}$ ($k = 1 - n$), то соответствующие им индуктивности $L_k = w^2 \lambda_{\mu k}$ на схеме замещения обмотки включаются последовательно (рис. 2.23, б).
3. Если участки магнитной цепи соединены «звездой» или «треугольником», то на схеме замещения обмотки соответствующие им индуктивности соединяются, соответственно, «треугольником» или «звездой» (рис. 2.23, в).

Сложные схемы магнитных цепей всегда можно представить комбинацией участков, соединенных рассмотренными способами. Поэтому электрические схемы замещения обмоток всегда могут быть построены по сформулированным правилам.

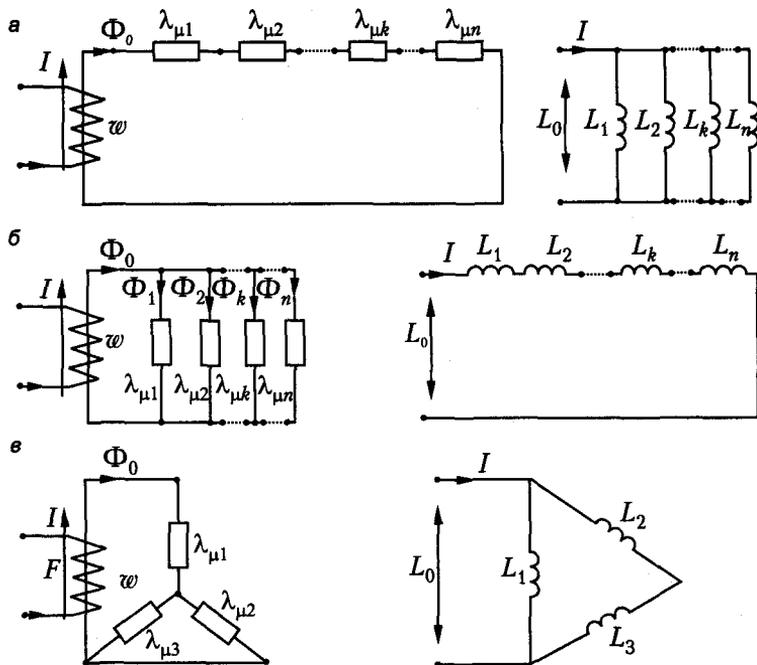


Рис. 2.23. Дуальные схемы магнитных и электрических цепей магнитопровода с электромагнитным возбуждением

Составление схем замещения обмоток является эффективным методологическим средством исследования характеристик и свойств электрических машин. Выделяя участки магнитной цепи в соответствии с конструктивной структурой электрической машины, оказывается возможным на стадии проектирования оценивать влияние каждого из структурных элементов на характеристики и свойства электрической машины и целенаправленно строить стратегию их проектирования.

Изложенные правила расчета индуктивных параметров обмоток предполагают прежде всего, что магнитопровод электрической машины может быть представлен в виде конечной совокупности элементарно простых участков, в каждом из них течение магнитного потока будет одномерным, а его распределение по сечению — известным. Общая методика выделения таких участков магнитной цепи рассматривается в курсе ТОЭ. Наиболее просто эта задача решается для участков магнитной цепи, в которых возбуждается статическое магнитное поле. Разработанные для таких полей прикладные методы расчета могут быть использованы и для расчета магнитопроводов, в которых возбуждается переменное магнитное поле, однако лишь для участков, не являющихся электропроводными.

Такие условия, однако, наблюдаются лишь в хорошо шихтованных сердечниках. Если же участок имеет отличную от нуля электропроводность (либо массив, либо плохая шихтовка), то методы расчета магнитной проводимости должны учитывать влияние вихревых токов и гистерезиса.

Не останавливаясь на практических методах расчета таких участков, отметим лишь принципиальное отличие магнитных цепей переменного потока от цепей со статическим потоком. Ограничимся рассмотрением магнитной цепи, в которой переменный магнитный поток возбуждается синусоидальным переменным током. В таких магнитных цепях под магнитной проводимостью участка понимается отношение комплексных амплитуд (или действующих значений) магнитного потока, протекающего сквозь сечение участка, к амплитуде МДС, приложенной к границам этого участка:

$$\dot{\lambda}_{\mu k} = \frac{\dot{\Phi}_k}{\dot{F}_k}. \quad (2.16)$$

Вследствие гистерезиса и наличия вихревых токов комплексы $\dot{\Phi}_k$ и \dot{F}_k оказываются несовпадающими: $\dot{\Phi}_k$ отстает от \dot{F}_k на величину угла магнитного запаздывания $-\alpha$. Поэтому проводимость $\dot{\lambda}_{\mu k}$ оказывается комплексной:

$$\dot{\lambda}_{\mu k} = \frac{\Phi_k}{F_k e^{+ja}} = \lambda_{\mu k} e^{-ja} = \lambda_{\mu k_B} - j\lambda_{\mu k_M}. \quad (2.17)$$

Следовательно, комплексной оказывается и индуктивность $\dot{L}_k = \omega^2 \dot{\lambda}_{\mu k}$, соответствующая в схеме замещения обмотки рассматриваемому участку магнитной цепи. Это создает определенные неудобства для восприятия и понимания, поэтому, как это принято в цепях переменного тока, вместо \dot{L}_k рассматривают реактивное сопротивление, обусловленное этой комплексной индуктивностью. Сопротивление это, по определению равно

$$j\omega \dot{L}_k = j\omega(\lambda_{\mu k_B} - j\lambda_{\mu k_M}) = \omega\lambda_{\mu k_B} + j\omega\lambda_{\mu k_M} = R_k + jX_k = Z_k, \quad (2.18)$$

оказывается, таким образом, комплексным.

Значение R_k в этом выражении определяет потери на гистерезис и вихревые токи в электропроводном участке магнитной цепи. Потери эти в схеме замещения обмотки, равные $I_k^2 R_k$, будут определяться как электрические, поскольку магнитный процесс в рассматриваемом участке магнитной цепи таких схем учитывается эквивалентно посредством электрического процесса в обмотке.

В магнитных цепях переменного тока часто встречаются участки, на которых размещаются электрические контуры, замкнутые накоротко или на какое-либо внешнее сопротивление. Токи, индуцируемое в таких контурах, будут влиять на распределение магнитного потока между другими участками, соответственно их присутствие должно быть как-то учтено и в электрических схемах замещения. Рассмотрим это обстоятельство подробнее.

Предположим, что на k -м участке магнитной цепи, обладающем магнитной проводимостью $\dot{\lambda}_{\mu k}$, расположен электрический контур с числом витков w_k , замкнутый на внешнее сопротивление Z_{2k} . Магнитный поток этого участка $\dot{\Phi}_k$, сцепля-

ясь с контуром w_k , будет индуцировать в нем ЭДС $\dot{E}_{2k} = -j\omega\dot{\Psi}_k = -j\omega w_k \dot{\Phi}_k$. Под действием этой ЭДС в электрическом контуре возникнет ток \dot{I}_{2k} :

$$\dot{I}_{2k} = \frac{\dot{E}_{2k}}{Z_{2k}}. \quad (2.19)$$

Далее считаем, что Z_{2k} включает в себя активное сопротивление этого контура и его индуктивное сопротивление рассеяния. Следовательно, электрический контур w_k на своем участке будет создавать МДС

$$\dot{F}_{2k} = w_k \dot{I}_{2k}. \quad (2.20)$$

В таких условиях МДС \dot{F}_k , создаваемая первичной обмоткой w и приложенная к границам k -го участка, должна не только провести магнитный поток $\dot{\Phi}_k$ по этому участку, но и уравновесить действующую там МДС \dot{F}_{2k} . Следовательно,

$$\dot{F}_k = \frac{\dot{\Phi}_k}{\dot{\lambda}_{\mu k}} + j\omega \frac{w_k^2 \dot{\Phi}_k}{Z_{2k}}, \quad (2.21)$$

а эквивалентная магнитная проводимость участка, несущего электрический контур w_k , составит

$$\dot{\lambda}_{k\kappa} = \frac{\dot{\Phi}_k}{\dot{F}_k} = \frac{1}{\frac{1}{\dot{\lambda}_{\mu k}} + j\omega \left(\frac{w_k^2}{Z_{2k}^2} \right)}. \quad (2.22)$$

Значит, на электрической схеме замещения обмотки с числом витков w элемент, соответствующий этой ветви, должен обладать полным электрическим сопротивлением, равным

$$Z_{k\kappa} = j\omega w^2 \dot{\lambda}_{\mu k\kappa} = \frac{1}{\frac{1}{Z_k} + \frac{1}{Z_{2k}} \left(\frac{w}{w_k} \right)^2} = \frac{1}{Z_k} + \frac{1}{Z'_{2k}}, \quad (2.23)$$

где $Z'_{2k} = Z_{2k} \left(\frac{w}{w_k} \right)^2$ — приведенное сопротивление электрического контура w_k ;

w/w_k — коэффициент трансформации между обмоткой w и электрическим контуром с числом витков w_k .

Из выражения (2.23) следует, что на электрической схеме замещения обмотки (w) участок магнитной цепи, несущий электрический контур (w_k) с сопротивлением Z_{2k} , изображается таким же элементом, как и участок, не несущий такого контура, который, однако, должен быть зашунтирован электрическим сопротивлением этого контура, приведенным к первичной обмотке с помощью коэффициента трансформации. Схема такого элемента представлена на рис. 2.24.

Нетрудно согласиться, что если рассматриваемый контур w_k будет подключен к некоторому источнику сторонней ЭДС ($\dot{E}_{кст}$) такой же частоты, что и ток \dot{I} , то тогда элемент электрической схемы замещения, соответствующий этому уча-

стку магнитной цепи, будет представлен так, как показано на рис. 2.24, б, и где $\dot{E}'_{кст} = \dot{E}_{кст} \frac{\omega}{\omega_k}$ — приведенная сторонняя ЭДС.

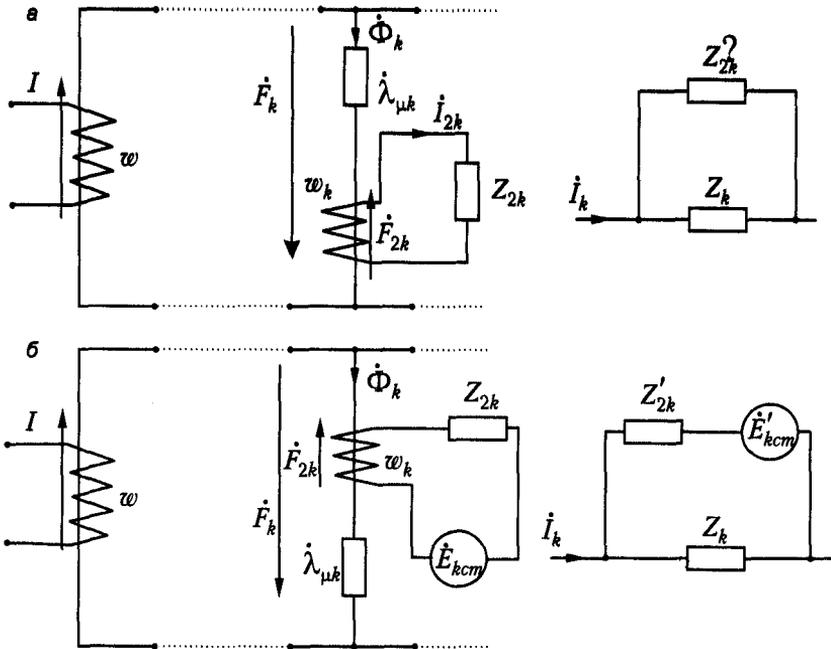


Рис. 2.24. Характерные участки магнитной цепи переменного тока и соответствующие им элементы в электрической схеме замещения

Результаты анализа схем замещения электрических обмоток, возбуждающих магнитный поток в магнитопроводе, обладают большой информативностью, если эти схемы детально учитывают структурные особенности и магнитные свойства магнитопровода.

Действительно, если из расчета электрической схемы замещения найдены токи \dot{I}_k во всех ее элементах, то величины, характеризующие магнитные процессы в магнитопроводе ($\dot{\Phi}_k$ и \dot{F}_k), автоматически оказываются определенными после элементарных пересчетов по формулам

$$\dot{F}_k = \omega \dot{I}_k; \quad \dot{\Phi}_k = -j \frac{Z_{кз}}{\omega w} \dot{I}_k. \quad (2.24)$$

Следует заметить, что распределение энергии между элементами схемы замещения сохраняется таким же, как и для соответствующих участков магнитной цепи. Поэтому такие схемы замещения позволяют эффективно выявлять влияние какого-либо элемента магнитопровода на общие его параметры, а также изучать поведение этого элемента при различных режимах работы любого электромагнитного устройства или электрической машины, для которых может быть составлена и определена магнитная цепь.

2.3.5. Магнитные связи и параметры обмоток электрических машин

Магнитные связи между обмотками статора и ротора, определяющие условия электромеханического преобразования энергии в электрических машинах в установившихся режимах, как было показано ранее, осуществляются магнитными полями, неподвижными по отношению друг к другу. При этом в машинах, имеющих собственные источники электромагнитного возбуждения на постоянном токе, эти поля оказываются неподвижными по отношению к индуктору, но вращающимися по отношению к якорю. Естественно, что и электромагнитное воздействие магнитных полей на обмотки индуктора и якоря оказывается различным. К обмотке индуктора эти поля нейтральны, то есть не индуцируют в них никаких ЭДС. В обмотках якоря эти поля индуцируют ЭДС вращения, в результате чего и происходит электромеханическое преобразование энергии в машине. Поэтому при оценке магнитных связей между обмотками статора и ротора большое значение приобретает рациональный выбор единой позиции наблюдения, то есть системы пространственных координат, в которых эти поля будут определяться. От этого будет зависеть вид математической модели, характеризующей эти связи.

Очевидно, что для машин постоянного тока и синхронных машин переменного тока наиболее удобной будет координатная система, неподвижная по отношению к индуктору и совмещенная с плоскостью поперечного сечения машины так, чтобы координатные оси совпали с осями их магнитной симметрии d и q . Такие координатные оси называются осями d , q , а все электромагнитные величины, определенные в этой системе координат, — продольными или поперечными соответственно.

Оценим в системе координат d , q характер магнитных связей между обмотками возбуждения и якоря в двухполюсной машине постоянного тока, полагая, что щетки на коллекторе установлены строго по линии ГН. Представим себе любопытного исследователя, удобно устроившегося (с соблюдением правил безопасности) в системе координатных осей d , q , связанных с главными полюсами, и наблюдающего за электромагнитными процессами в машине. Что он увидит, пристально всматриваясь в направление каждой из координатных осей? Очевидно, что в направлении оси d — статическое магнитное поле, возбуждаемое постоянным током в обмотке возбуждения, в направлении оси q — также статическое магнитное поле, возбуждаемое током якоря. Этот ток он воспримет как постоянный ток в параллельных ветвях обмотки, сохраняющих неизменное положение по отношению к главным полюсам. Поэтому для наблюдателя естественно представить обмотку якоря — по аналогии с обмоткой возбуждения — в виде некоего неподвижного электрического контура, похожего на соленоид, у которого магнитная ось совпадает с поперечной осью q и по которому протекает постоянный ток, как это показано на рис. 2.25, a .

Таким образом, магнитную связь обмотки возбуждения и обмотки якоря, наблюдаемую в осях d и q , можно представить в виде магнитной связи двух неподвижных электрических контуров: контура возбуждения f , создающего продольное магнитное поле возбуждения, и контура a , создающего поперечное поле якоря. Заметим, что если контур f для наблюдателя реальный, то контур a — виртуаль-

ный, то есть такой, каким он представляется наблюдателю, реально воспринимающему только его магнитное поле. На рис. 2.25, б показаны эти два контура. Эти контуры, как видно из рисунка, не являются магнитно-связанными, так как их магнитные оси взаимно перпендикулярны. Заметим, однако, что данное утверждение справедливо, если магнитная проницаемость окружающей среды постоянна, то есть пока магнитопровод не насыщен.

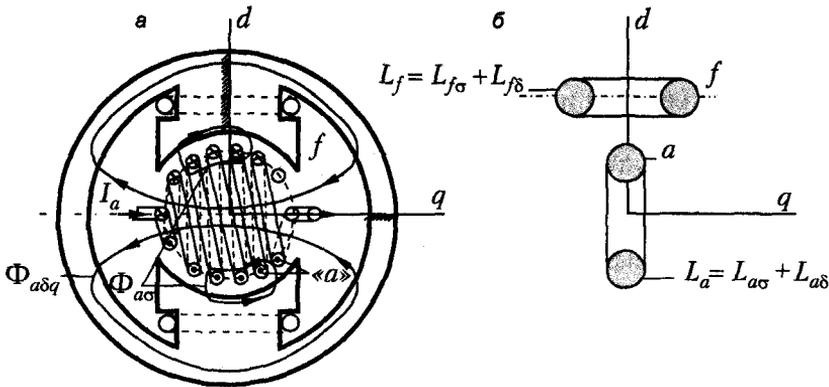


Рис. 2.25. Магнитные связи обмоток индуктора и якоря в ЭМПТ

Магнитные свойства и связи электрических контуров принято характеризовать собственными (L) и взаимными (M) индуктивностями. Индуктивности контуров возбуждения (L_f) и якоря (L_a) определяются отношениями

$$L_f = \frac{\Psi_f}{i_f}; \quad L_a = \frac{\Psi_a}{I_a}, \quad (2.25)$$

в которых потокоцепления Ψ_f и Ψ_a являются собственными.

Определим индуктивность L_f , чтобы на конкретном примере показать влияние и роль физических факторов, существенных для ее значения. При определении будем исходить из реальной картины магнитного поля возбуждения, представленной на рис. 2.14.

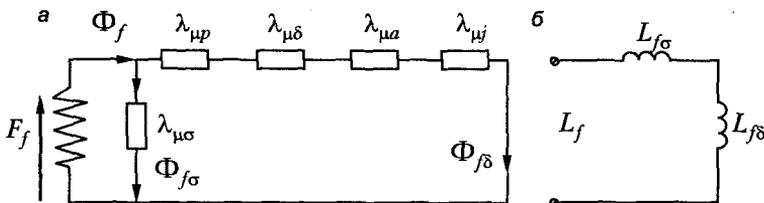


Рис. 2.26. Машина постоянного тока: а — схема магнитной цепи для потока Φ_f ; б — схема замещения обмотки возбуждения

Представим, как это сделано в 2.3.1, полный магнитный поток Φ_f , сцепляемый с обмоткой возбуждения, в виде двух составляющих: $\Phi_{f\delta}$ — потока взаимоиндук-

ции между ротором и статором и $\Phi_{f\sigma}$ — потока рассеяния. Соответственно и магнитную цепь для потока Φ_f представим в виде двух параллельных ветвей для выделенных его составляющих, как показано на рис. 2.26, а. На пути потока взаимоиндукции $\Phi_{f\delta}$ здесь выделены четыре последовательных участка магнитной цепи: полюс ($\lambda_{\mu p}$), зазор ($\lambda_{\mu\delta}$), сердечник якоря ($\lambda_{\mu a}$) и ярмо ($\lambda_{\mu j}$). Не останавливаясь на процедурах расчета магнитной проводимости для потока рассеяния $\lambda_{\mu\sigma}$, а следовательно и потока $\Phi_{f\sigma}$ (который значительно меньше $\Phi_{f\delta}$), оценим соотношение магнитных проводимостей участков для потока $\Phi_{f\delta}$.

Эквивалентная магнитная проводимость этой ветви $\lambda_{\mu/\delta}$, как следует из схемы, составляет

$$\lambda_{\mu/\delta} = \frac{1}{\frac{1}{\lambda_{\mu p}} + \frac{1}{\lambda_{\mu\delta}} + \frac{1}{\lambda_{\mu a}} + \frac{1}{\lambda_{\mu j}}}. \quad (2.26)$$

В силу высокой магнитной проницаемости ферромагнитных участков их магнитная проводимость значительно больше магнитной проводимости воздушного зазора. Таким образом, справедливым оказывается соотношение

$$\frac{1}{\lambda_{\mu\delta}} \gg \frac{1}{\lambda_{\mu p}} + \frac{1}{\lambda_{\mu a}} + \frac{1}{\lambda_{\mu j}}. \quad (2.27)$$

Поэтому можно считать, что $\lambda_{\mu/\delta} \approx \lambda_{\mu\delta}$.

Магнитная проводимость $\lambda_{\mu\delta}$ обратно пропорциональна величине воздушного зазора и зависит также от его конфигурации. Эта проводимость и определяет в основном величину $L_{f\delta}$, равную

$$L_{f\delta} = \omega_f^2 \lambda_{\mu\delta}. \quad (2.28)$$

Электрическая схема замещения для обмотки возбуждения, соответствующая схеме магнитной цепи индуктора, показана на рис. 2.26, б.

Магнитные связи обмоток в синхронной машине, которая представляет собой обращенную машину постоянного тока, в основном аналогичны рассмотренным. Различие может состоять в том, что наш любознательный исследователь, находясь теперь на вращающемся роторе, может увидеть статическое магнитное поле якоря в произвольной ориентации относительно ротора, то есть асимметричным по отношению к осям магнитной симметрии машины. Очевидно, ему удобнее представить это поле в виде двух симметричных полей, продольного и поперечного, ориентированных по осям d и q соответственно.

В таком случае и магнитная связь обмоток синхронной машины может быть представлена системой трех контуров, как показано на рис. 2.27. Заметим, что вследствие виртуального происхождения продольного (d) и поперечного (q) контуров якоря принцип взаимности для взаимоиндуктивностей контуров f и d может не выполняться, то есть может оказаться, что $M_{afd} \neq M_{fad}$. Подобный характер магнитных связей возникает в ЭМПТ, когда щетки оказываются сдвинутыми с ГН, а поле якоря асимметрично по отношению к индуктору.

Рассмотренные схемы магнитных связей получены для установившихся симметричных режимов работы машин. Поэтому протекающие в электрических контурах

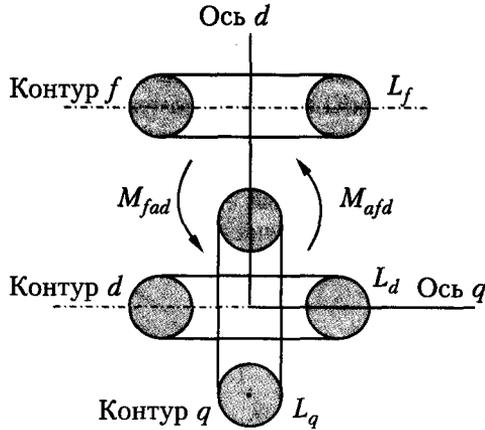


Рис. 2.27. Магнитные связи обмоток статора и ротора синхронной машины

токи представляются постоянными, хотя в некоторых реальных обмотках токи будут переменными. В силу указанных причин определенные ранее параметры контуров (само- и взаимоиנדуктивности) являются статическими. Однако эти схемы будут правильно отражать магнитные связи и в динамических режимах, когда токи в этих контурах будут изменяться во времени, а стало быть, возникнет трансформаторная связь между взаимосвязанными контурами, которой не было при постоянном токе. При этом также можно использовать статические индуктивности, однако только в случаях, когда нет существенных факторов, под влиянием которых динамические индуктивности могут отличаться от статических. К числу таких факторов относятся нелинейность магнитных характеристик, наличие скрытых электрических контуров в виде массивных элементов магнитопровода и т. п.

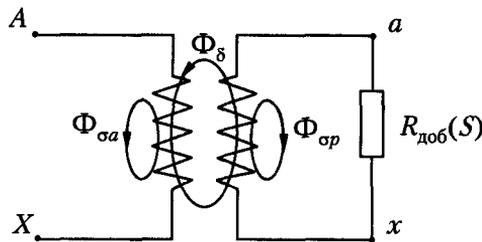


Рис. 2.28. Магнитные связи обмоток статора и ротора асинхронной машины

Отметим, что в асинхронных машинах магнитные поля ротора и статора являются вращающимися по отношению к обеим обмоткам, хотя и с разной относительной скоростью. Это означает, что здесь нет такой удобной позиции для нашего любознательного исследователя, как в рассмотренных ранее типах машин. Нет такой системы пространственных координат, которая неподвижна по отношению к магнитному полю и к одной из обмоток. Поэтому магнитные связи в асинхронных машинах обычно рассматривают в координатах, неподвижных по отноше-

нию к статору. Виртуальный ротор, который должен представить себе наш любознательный исследователь, можно считать и неподвижным. Для этого достаточно ввести в цепь ротора некоторое добавочное сопротивление $R_{доб}(S)$, так чтобы выделяемая там электрическая мощность соответствовала мощности механической, развиваемой на валу асинхронной машины. Тогда магнитная связь обмоток статора и ротора уподобится магнитной связи трехфазного (или многофазного) трансформатора (рис. 2.28), с той лишь физической разницей, что она будет создаваться вращающимся, а не пульсирующим (как в трансформаторе) магнитным полем. По этой причине асинхронную машину часто рассматривают как обобщенный трансформатор, который реализует электромагнитное преобразование тока, напряжения и частоты, а также электромеханическое образование энергии.

2.4. Классификация электрических машин

Строгой классификации электрических машин, узаконенной стандартами или другими государственными актами, нет и, по-видимому, не будет. Существуют государственные и международные стандарты, устанавливающие типовые требования к их характеристикам и качествам, габаритным размерам и т. п. Существуют разнообразные нормативные материалы по конструкции, технологии изготовления, правилам эксплуатации и т. п. Все эти документы ориентированы на обеспечение определенного технического уровня электрических машин и, по мере технического прогресса, периодически пересматриваются. Тем не менее принято классифицировать электрические машины по ряду признаков, как показано в табл. 2.1.

Таблица 2.1. Классификация электрических машин

Признак классификации	Электрические машины				
Назначение	Двигатели		Генераторы		Спецмашины
Род тока	Переменного тока		Постоянного тока		
Напряжение	Высоковольтные (свыше 10,5 кВ)		Общепромышленные стандартного напряжения (от 6,3 кВ до 220 В)		Низковольтные (менее 110 В)
Мощность	Микромашины (до 0,5 кВт)	Малой мощности (0,5–20 кВт)	Средней мощности (20–250 кВт)	Большой мощности (250–10 000 кВт)	Предельной мощности (свыше 10 МВт (ЭМПТ) и 1000 МВт (ЭМПрТ))
Частота вращения	Высокоскоростные (3000–100 000 об./мин)		Среднескоростные (500–3000 об./мин)		Низкоскоростные (500 об./мин – 1 об./год)

Глава 3

Исторические этапы и современное состояние электромашиностроения

Научный фундамент для создания индуктивных электрических машин, получивших наибольшее распространение, был заложен открытиями явлений электромагнетизма (Г. Х. Эрстед, 1820 г.) и электромагнитного вращения (М. Фарадей, 1821 г.). Историю создания электрических машин принято отсчитывать с 1822 г., когда М. Фарадей создал магнитоэлектрическое устройство для демонстрации непрерывного преобразования электрической энергии в механическую, названное впоследствии электрическим двигателем.

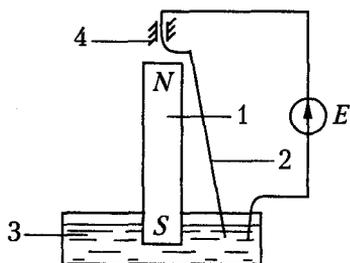


Рис. 3.1. Магнитоэлектрический двигатель М. Фарадея

Двигатель Фарадея, фрагмент которого показан на рис. 3.1, представлял собой постоянный магнит 1, вокруг которого вращался проводник с током 2. Скользящий контакт обеспечивался ртутью, налитой в чашу 3, и верхней опорой 4. В таком двигателе было реализовано преобразование электрической энергии на постоянном токе в механическую (идея скользящего ртутного контакта окажется впоследствии востребованной при создании мощных униполярных машин). Открытие М. Фарадеем 1831 г. явления

электромагнитной индукции указало новый способ получения электрического тока, который нашел практическое воплощение в первом униполярном генераторе — диске Фарадея. Период развития электромеханики вплоть до конца XIX в. можно назвать экзотическим. За это время было предложено очень много различных модификаций электрических двигателей и генераторов, больше иллюстрирующих разнообразие конструктивных возможностей электромеханического преобразования энергии, нежели пригодных для широкого практического использования. Тем не менее этот период был необходим и оказался плодотворным. Именно на этом этапе были концептуально разработаны основные конструктивные схемы и типы электрических машин. Началом же практического использования электрических машин в различных сферах человеческой деятельности следует считать конец XIX в., особенно период после 1889 г., когда выдающийся российский электротехник М. О. Доливо-Добровольский предложил трехфазную систему переменных токов и построил первый трехфазный асинхронный двигатель и трансформатор. В качестве источника трехфазного тока М. О. Доливо-Добровольский использовал машину постоянного тока, сделав три симметричные отпайки от обмотки якоря и выведя их на три контактных кольца.

XX век стал веком становления и бурного развития как мирового, так и отечественного электромашиностроения. Очень большое значение для электромашиностроения имело изобретение в начале XX в. легированной стали, имеющей некоторую примесь кремния. Эта сталь, названная впоследствии электротехнической,

обладая лучшими магнитными характеристиками и пониженными потерями, позволила уменьшить габариты и вес электрических машин и трансформаторов, одновременно повысив их КПД. Примерно к 20-м гг. XX в. уже окончательно определилась конструктивная структура различных типов электрических машин, были разработаны первые практические методы их проектирования и исследования. Начали создаваться специализированные электромашиностроительные предприятия и фирмы для промышленного изготовления электрических машин.

За 100 лет своего развития электрические машины совершили техническую революцию во всех областях человеческой деятельности. Мировое электромашиностроение удовлетворяет ныне широкий спектр потребностей человечества.

Потребность в электроэнергии различна для разных стран и зависит от уровня их развития. Так, в начале 90-х гг. удельное потребление электрической энергии на душу населения составляло: 2,6 кВт/чел. — в США; 1,3 кВт/чел. в ФРГ и Франции и 1,2 кВт/чел. в СССР.

Исторические тенденции в развитии электромашиностроения определялись и другими разнообразными нуждами человечества. Наиболее востребованными в настоящее время являются машины малой мощности, до 20–30 кВт. Такие машины изготавливаются способом массового, или поточного, производства. Более мощные машины выпускаются крупносерийно или мелкосерийно. Самые крупные уникальные машины изготавливаются в индивидуальном порядке. Машины массового и серийного производства выпускаются так называемыми сериями. Серийный ряд конкретного типа машин представляет собой дискретную совокупность их типоразмеров и охватывает определенный диапазон мощностей, напряжений и скоростей вращения. Серийные машины отличаются общностью конструктивных решений, технологий производства, применяемых материалов и т. п. В пределах серии стремятся к наиболее широкой унификации узлов и деталей машин. Это позволяет повысить производительность труда и удешевить производство машин. Кроме машин основного исполнения в серии могут предусматриваться также определенные модификации: по степени защиты от воздействия внешней среды, по способу крепления машин и т. п. По мере повышения технического уровня производства, появления новых технологий, материалов, изменения рыночной ситуации периодически происходит модернизация серий.

О количественной потребности человечества в электрических машинах можно судить хотя бы по таким данным: для удовлетворения электроэнергетических и других потребностей только в СССР в начале 90-х гг. выпускалось более 100 тысяч типоразмеров электрических машин. Спрос на электрические машины непрерывно возрастает, в связи с чем растут и предложения новых типов и модификаций машин. Так, за период 80–90-х гг. в мире практически ежедневно выдавалось по одному авторскому свидетельству или патенту на изобретение с названием «Электрическая машина».

Развитие мирового и отечественного электромашиностроения сопровождалось образованием крупных электротехнических фирм. К этому побуждали условия конкурентной борьбы. Мелкие фирмы объединялись с целью создания более совершенного технологического оборудования, механизации и автоматизации производственных процессов, интенсивного развития исследовательских и конструк-

торских работ, создания крупной лабораторной базы. Этот процесс сопровождался специализацией и концентрацией производства. Так, например, производство крупных электрических машин сосредоточилось в объединенных фирмах: «Сименс», «АВВ», «Альстом-Атлантик», «Дженерал электрик, Лтд.», «Парсонс» — в Западной Европе; «Дженерал электрик», «Вестингауз» — в США; «Тошиба», «Хитачи», «Мицубиси» — в Японии. Для производства энергетического оборудования французская фирма «Альстом-Атлантик» и английская фирма «Дженерал электрик, Лтд.» образовали общую компанию «Дженерал электрик-Альстом». Международные интеграционные процессы продолжаются и сейчас.

В СССР объединение отечественных электромашиностроительных заводов происходило в рамках Министерства электротехнической промышленности. Возникшие после распада СССР различные АО в области электромашиностроения также начинают устанавливать между собой взаимовыгодные корпоративные отношения в целях повышения эффективности и экономичности производства. Следует также отметить, что отечественное электромашиностроение развивалось не изолированно, а в тесном взаимодействии с промышленностью зарубежных стран. Сначала производственные связи завязывались главным образом с германскими фирмами, а затем с фирмами Англии, Франции, Швеции, США и ряда других стран. Конкретной формой такого взаимодействия в настоящее время является участие отечественных специалистов в международных организациях, таких как СИГРЭ (Международная организация в области энергетики) и МЭК (Международная электротехническая комиссия), и в различного рода постоянно действующих международных конференциях.

Рассмотрим ретроспективно основные этапы электромашиностроения. Первые электромашиностроительные предприятия в России были созданы на рубеже XIX и XX вв. Это были в основном акционерные предприятия, такие как «Сименс-Гальске» и «Дюфлон, Константинович и К^о» в Петербурге, «Вольта» в Ревеле, «Всеобщая компания электричества» в Риге и др. Они представляли собой, по сути, сборочные мастерские, работали по директивам иностранных концессий и не предназначались для выполнения самостоятельных задач. Начало бурному промышленному развитию отечественного электромашиностроения было положено известными планами ГОЭЛРО, определившими основные направления электрификации и индустриализации России. В области электроэнергетики как определяющей отрасли технического прогресса этими планами предусматривались:

- централизованная выработка электроэнергии на региональных электрических станциях;
- создание и развитие мощных электроэнергетических систем, для совместной работы связанных между собой высоковольтными линиями электропередач.

Реализуя эти планы, в СССР в кратчайшие сроки были созданы мощные электромашиностроительные заводы, подготовлены собственные научно-технические кадры, широко развернута научно-исследовательская работа. Флагманом отечественного электромашиностроения стал завод «Электросила», выросший из электромеханических мастерских АО «Сименс-Гальске», основанных в 1898 г. За 100 лет своего существования «Электросила» для отечественной электроэнергетики изготовила и поставила 80 % турбогенераторов для ТЭС (свыше 1500), 90 % гидро-

генераторов для ГЭС (свыше 450) и 100 % турбогенераторов для АЭС. Таким образом, «Электросила» внесла наибольший вклад в отечественную электроэнергетику. Остановимся, исходя из практики «Электросилы», на основных достижениях отечественного электроэнергетического машиностроения.

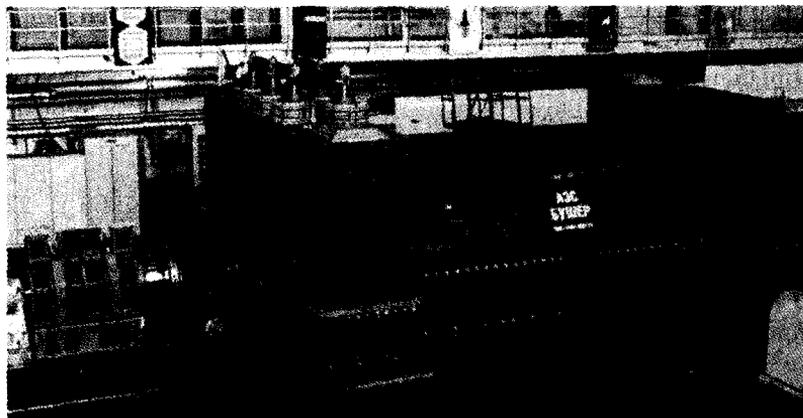


Рис. 3.2. Турбогенератор мощностью 1000 МВт, $U_n = 27$ кВ, $n_n = 3000$ об./мин на испытательном стенде

К началу 90-х гг. установленная мощность электрических станций СССР составляла 430 млн кВт. При этом 75 % мощности вырабатывалось на тепловых электрических станциях, то есть с использованием турбогенераторов. Возрастание установленной мощности электростанций обеспечивалось не простым увеличением количества установленных электрогенераторов — одновременно возрастали и единичная мощность электрогенераторов, и их технический уровень. В послевоенные годы «Электросила» приступила к серийному выпуску турбогенераторов. К настоящему времени на этом заводе освоен серийный выпуск турбогенераторов в диапазоне мощностей от 3 до 1200 МВт. Увеличение единичной мощности достигается главным образом за счет применения эффективных систем непосредственного охлаждения их обмоток, в результате чего стало возможно существенно повысить эффективность использования материалов. В качестве хладагента для непосредственного охлаждения на заводе «Электросила» используют воздух, водород и дистиллированную воду в различных комбинациях. Выпускаемые серии турбогенераторов — их пять — различаются видом используемого хладагента. Серийный выпуск турбогенераторов был освоен и другими отечественными электромашиностроительными заводами, такими как «Сибэлектротяжмаш» (г. Новосибирск), «Уралэлектротяжмаш» (г. Екатеринбург) и др. В некоторых собственных сериях машин, выпускаемых этими заводами, дополнительно к названным видам хладагента используется трансформаторное масло для охлаждения обмоток и сердечника статора.

Гидрогенераторы, установленные на ГЭС, изготавливаются для каждой станции индивидуально, исходя из конкретных ресурсов водохранилища. В отличие от турбогенераторов, имеющих высокую частоту вращения ($n = 3000$ об./мин), гидрогенераторы, как правило, изготавливаются на относительно низкие частоты

вращения. По этой причине они превосходят все другие машины по габаритам, массам вращающихся частей и вращающим моментам. Так, например, серийный турбогенератор с водородно-водяным охлаждением мощностью 150 МВт имеет общий вес 200 т, а вес вращающего ротора — 34 т. Близкий по мощности гидрогенератор Волжской ГЭС (145 МВт, 100 об./мин) имеет общий вес 1100 т и вес ротора — 571 т. В силу отмеченных индивидуальных особенностей гидрогенераторов организация их производства оказывается довольно сложной, так как оно требует уникального оборудования. Тем не менее отечественное электромашиностроение успешно освоило их выпуск. Этапным для отечественного гидрогенераторостроения стал выпуск генераторов для Волховской ГЭС (1926 г., 7 МВт, 75 об./мин), Днепровской ГЭС (1931 г., 62 МВт, 88,2 об./мин), Волгоградской ГЭС (1953 г., 115 МВт, 68,2 об./мин), Братской ГЭС (1960 г., 225 МВт, 125 об./мин), Красноярской ГЭС (1964 г., 500 МВт, 93,8 об./мин) и Саяно-Шушенской ГЭС (1978 г., 640 МВт, 142,8 об./мин). Изготавливались эти машины на заводе «Электросила», и выявилась тенденция увеличения единичной мощности гидрогенераторов.

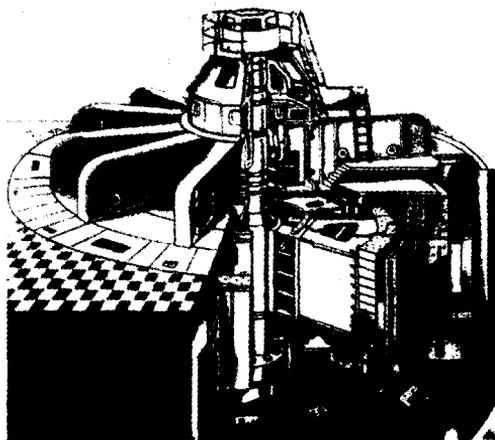


Рис. 3.3. Гидрогенератор для Братской ГЭС мощностью 265 000 кВ·А

Электрификация и индустриализация России сопровождалась бурным развитием не только турбо- и гидрогенераторостроения, но и успехами в создании электрических машин постоянного и переменного тока.

Машины постоянного тока. К 30-м гг. XX в. эти машины без значительного изменения своей конструктивной структуры стали более мощными, значительно расширился диапазон регулирования их частоты вращения. Однако до этого времени машины постоянного тока, как правило, создавались по индивидуальным проектам либо небольшими партиями. В начале 30-х гг. в СССР была поставлена задача создания единых серий электрических машин. В основу проектирования серий был положен геометрический ряд машин, подобных в отношении их электрических, тепловых и вентиляционных характеристик. К 1932 г. были разработаны и освоены первые серии машин постоянного тока: ПН мощностью до 200 кВт и МП 550 мощностью свыше 200 кВт. Эти серии удовлетворяли всем

имеющимся техническим требованиям. Достаточно сказать, что серия ПН, созданная как временная, выпускалась свыше 30 лет.

Производство крупных машин постоянного тока, сосредоточенное в основном на заводе «Электросила» и Харьковском электромеханическом заводе, развивалось ускоренными темпами еще в довоенное время. В это время были созданы электродвигатели для привода блюмингов и слябингов мощностью до 3700 кВт и генераторы единичной мощностью 3500 кВт. Была освоена новая серия крупных машин постоянного тока мощностью до 7500 кВт с одним якорем. После Великой Отечественной войны разрабатывалась серия прокатных реверсивных электродвигателей в диапазоне мощностей от 1850 до 6000 кВт и серии регулируемых электродвигателей в диапазоне от 110 до 4500 кВт с регулированием частоты вращения в пределах 1 : 3.

К середине 50-х гг. была разработана первая единая серия П машин постоянного тока мощностью от 0,3 кВт до 200 кВт, а также свыше 200 кВт. Эти серии модернизировались в 60–70-х гг. Вновь создаваемые серии включают в себя общепромышленные двигатели и двигатели специализированного назначения. В выпускаемых сериях была максимально унифицирована конструкция и уменьшено количество типоразмеров, что привело к повышению уровня механизации производства и снижению себестоимости изготовления.

Важным этапом на пути повышения технического уровня машин постоянного тока явилась разработка в 1957 г. двухъякорного электродвигателя мощностью 19 600 кВт для привода гребных винтов атомного ледокола «Ленин». Значительный прогресс был достигнут в создании двухъякорных двигателей мощностью 11 000–14 000 кВт для неререверсивных прокатных станков. Выпускаемый с 70-х гг. заводом «Электросила» генератор постоянного тока для питания прокатных двигателей мощностью 9500 кВт, напряжением 930 В и частотой вращения 375 об./мин до настоящего времени превосходит по мощности все существующие типы генераторов постоянного тока как у нас в стране, так и за рубежом.

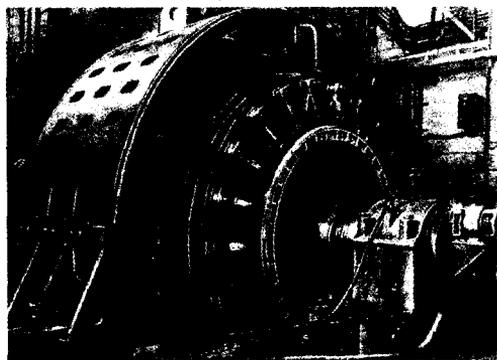


Рис. 3.4. Машина постоянного тока мощностью 8300 кВт

Среди электрических машин постоянного тока особое место занимают так называемые тяговые двигатели для электрифицированного транспорта. Пионером отечественного тягового электромашиностроения был завод «Электрик» (Санкт-

Петербург), который в 1924 г. освоил серию трамвайных двигателей мощностью от 33 до 54,5 кВт, напряжением 550 В и частотой вращения 560–600 об./мин. В конце 80-х гг. производство тягового оборудования было сосредоточено на московском заводе «Динамо». Завод разработал применительно к разнообразным нуждам тягового хозяйства страны ряд серий и типов тяговых электродвигателей: мощностью от 320 до 450 кВт для магистральных электровозов; мощностью от 23,5 до 250 кВт — для промышленных электровозов, метрополитена, троллейбусов и тепловозов. В послевоенные годы центром электровозостроения стал Новочеркасский электровозостроительный завод (НЭВЗ), который осуществлял серийный выпуск электровозов, оснащенных тяговыми двигателями своего изготовления. В конце 50-х гг. тяговые двигатели стали выпускать Рижский электро-механический завод (РЭЗ) и Харьковский завод «Электротяжмаш». В 70-е гг. была произведена существенная модернизация тягового электромашиностроения для городского транспорта. Для троллейбуса и метрополитена были созданы новые двигатели с восьмигранной формой корпуса в поперечном сечении повышенной мощности. В 80-е гг. была создана серия совершенно новых тяговых двигателей, предназначенных для встраивания в пневматические колеса большегрузных автосамосвалов грузоподъемностью 75–180 т.

Машины переменного тока. Эта группа машин всегда была важной составной частью отечественного электромашиностроения. Крупные электрические машины обеспечивают привод вспомогательного оборудования электростанций — насосов, мельниц, дымососов и вентиляторов, широко применяются в металлургии, нефте-, газо- и угледобыче, химической промышленности, ирригационных системах и многих других отраслях и объектах. Первый толчок к развитию крупного отечественного электромашиностроения был связан с реализацией плана ГОЭЛРО. Завод «Электросила» в 20-е гг. XX в. модернизировал асинхронные и синхронные двигатели, ранее выпускаемые по технической документации иностранных фирм. В 30-е гг. были спроектированы и освоены производством серии крупных машин переменного тока АМ, С и СН. Это позволило обеспечить потребность в двигателях с частотами вращения от 375 до 1500 об./мин и мощностью до 8000 кВт.



Рис. 3.5. Тяговый асинхронный двигатель для трамвая мощностью 55 кВт, 467 В, $n_n = 1500/400$ об./мин

Родоначальником большинства серий крупных машин переменного тока стал завод «Электросила». В конце 40-х — начале 50-х гг. производство крупных электрических машин начали Ленинградский электромашиностроительный завод (ныне АО «Новая сила»), Лысьвенский турбогенераторный завод (ныне завод «Привод») и Новосибирский турбогенераторный завод (ныне ОАО «ЭЛСИБ»). В 1952 г. была начата работа по проектированию единой серии крупных электрических машин, не имеющей аналогов в мировой практике. Она позволила в несколько раз сократить номенклатуру оснастки, применяемых материалов и вместе с тем обеспечивала высокое качество электрических машин. Разработка единой серии дала толчок к созданию других специализированных серий крупных электрических машин.

Были разработаны и внедрены серии синхронных двигателей СДК и СДКП для привода компрессоров, мельниц, экскаваторов и др., дизельные генераторы СГД с частотой вращения 300 и 375 об./мин. На Новосибирском турбогенераторном заводе были проведены большие работы по совершенствованию конструкции и технологии изготовления роторов, развитию номенклатуры серии асинхронных турбодвигателей (АТД). Завод «Уралэлектротяжмаш» на базе единой серии освоил выпуск асинхронных и синхронных насосов. Важным достижением стало создание синхронных двигателей с частотой вращения 1500 об./мин с массивными полюсами.

Первые серии асинхронных машин были созданы в 1920–1930-е гг. Это серии ДАО, ДАО-2 (завод «Электросила») и серии Т и МТ (Харьковский электромашиностроительный завод). Позднее были созданы серии И2, АД, МА-200, АМ, единая серия А, АО, ДАМСО, ФАМСО и др. К концу 60-х гг. завершилось внедрение в производство двигателей серии А2-А02. В последующие годы серии асинхронных машин непрерывно совершенствовались на основе применения новых изоляционных материалов и повышения использования активной части двигателей. В результате в 1969–1971 гг. была спроектирована серия 4А, которая является массовой серией асинхронных двигателей, рассчитанных на применение в различных областях промышленности. Она охватывает диапазон номинальных мощностей от 0,06 до 400 кВт.

Серия включает основное исполнение АД, ряд модификаций и специализированные исполнения. Двигатели основного исполнения соответствуют общим требованиям и предназначены для нормальных условий работы (двигатели общего назначения). Они выпускаются во всем диапазоне мощностей и высот оси вращения, охватываемых серией. Это трехфазные АД с короткозамкнутым ротором, рассчитанные на частоту питания 50 Гц, имеющие различные степени защиты.

Модификации и специализированные исполнения АД серии 4А построены на базе машин основного исполнения, то есть имеют те же принципиальные конструктивные решения основных элементов и высоты оси вращения. Они выпускаются отдельными отрезками серий на определенные высоты оси вращения и номинальные мощности и предназначены для применения в механизмах, предъявляющих специфические требования к электроприводу или эксплуатируемых в условиях, отличных от нормальных.

К электрическим модификациям АД серии 4А отнесены АД с фазным ротором, малощумные, со встроенными электромагнитными тормозами, встраиваемые, со встроенной температурной защитой, для моноблочных насосов. Модификации исполнения по условиям окружающей среды включают АД тропического исполнения, химически стойкие, сельскохозяйственного, влаго- и морозостойкого, пылезащитного и рудничного исполнений. К специализированным исполнениям АД серии 4А отнесены высокоточные двигатели, двигатели привода лифтов, частотно-управляемые и двигатели для привода деревообрабатывающих станков.

Таким образом, в 50–60-е гг. были заложены основы создания современных серий, разработана и внедрена широкая номенклатура крупных электрических машин (КЭМ) переменного тока, созданы необходимые производственные мощности для их изготовления. В этот период выпуск КЭМ увеличился более чем в два раза, что позволило практически полностью обеспечить потребность в них всех отраслей народного хозяйства.

Следующий период развития крупного электромашиностроения был связан с совершенствованием технико-экономических показателей машин, внедрением новых типов высоковольтной изоляции и полупроводниковых систем возбуждения. В настоящее время ведутся работы по созданию электродвигателей с регулируемой частотой вращения, выпускаются их отдельные образцы и отдельные партии.

Особого внимания заслуживает проблема регулирования частоты вращения асинхронных двигателей. Потребность в таком регулировании становится все больше. Экономическое регулирование частоты вращения в широких пределах возможно только при использовании преобразователей частоты, включенных в цепь статора или ротора. Синтез электродвигателя с преобразователем частоты обеспечивает не только экономичное регулирование, но и дает возможность создать как сверхскоростные машины с частотой вращения 20–50 тыс. об./мин, так и безредукторные тихоходные двигатели с большими вращающими моментами.

В настоящее время в связи с появлением мощных транзисторов и тиристоров, а также микропроцессорных систем управления появилась возможность производства компактных преобразователей частоты и напряжения. Тем самым созданы предпосылки для разработки новых электромеханических комплексов, существенно расширяющих функциональные возможности электрических машин.

Успешные попытки объединения статических преобразователей тока с электрической машиной были сделаны в начале 20-х гг., в частности, в электроприводах постоянного тока различных механизмов. Однако широкое развитие статических управляемых и неуправляемых преобразователей переменного тока в постоянный относится к 60-м гг., когда на смену ионным (ртутным) вентилям пришли кремниевые диоды и тиристоры. Тиристорные преобразователи довольно быстро, и в первую очередь в широко регулируемом электроприводе, заменили генераторы постоянного тока. Замена источников питания с практически «гладким» напряжением источниками пульсирующего напряжения и тока, с одной стороны, усложнила работу двигателей постоянного тока, в связи с чем были произведены их модернизация и адаптация к новым условиям питания. Однако, с другой стороны, эта замена значительно расширила диапазон регулирования частоты вращения, улучшила быстродействие и динамику регулирования. Так, современ-

ная установка «преобразователь — двигатель» для металлорежущих станков может обеспечить диапазон регулирования частоты вращения 1 : 10 000 для механизмов подачи и 1 : 1000 — для механизмов главного движения.

Создание и разработка надежных управляемых полупроводниковых преобразователей дали мощный импульс развитию так называемых вентильных электродвигателей, обеспечивающих регулирование их частоты вращения в широких пределах. По конструкции вентильный двигатель подобен синхронной машине. На его валу имеется датчик положения ротора, выходные сигналы которого воздействуют на устройство управления полупроводниковыми приборами преобразователя постоянного тока в переменный (инвертор) или переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты (преобразователь с непосредственной связью). Преобразователь подключается к обмотке статора, образуя с ним единый технический комплекс. В результате двигатель с полупроводниковым коммутатором имеет характеристики коллекторного двигателя постоянного тока.

Идея создания вентильного двигателя (рис. 3.6), который должен стать бесколлекторным аналогом электрической машины, снабженной механическим коллектором и щетками, возникла в 30-е гг. XX в. в СССР и связана с именем Д. А. Завалишина, работавшего в то время на кафедре электрических машин Ленинградского политехнического института. В массовое производство бесконтактные двигатели постоянного тока были внедрены в начале 70-х гг. Сначала это были двигатели серий БДС для аппаратуры звукозаписи, а затем серия для специальной техники. Параллельно развивались и мощные двигатели с коммутаторами на тиристорах. Вентильные двигатели развиваются в настоящее время настолько интенсивно, что многие специалисты прогнозируют в будущем почти полное вытеснение ими традиционных машин постоянного тока в некоторых областях.

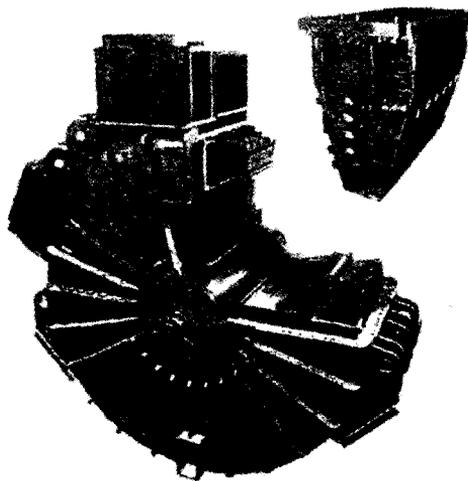


Рис. 3.6. Вентильный двигатель мощностью 6000 кВт

Электрические микромашины (ЭММ). Эти машины представляют собой особый класс электрических машин, что обусловлено, в первую очередь, их ши-

роким распространением в различных отраслях народного хозяйства. Принято считать, что развитие малого электромашиностроения в значительной степени отражает уровень электрификации и автоматизации всего народного хозяйства. К ЭММ относят машины, мощность которых не превышает 750 Вт. История развития ЭММ условно делится на два периода. Первый период — с конца прошлого столетия до окончания Второй мировой войны. — характеризуется малыми объемами производства ЭММ и ограниченной номенклатурой. Одной из первой отраслей, где были использованы ЭММ, явилась авиация. В конце 30-х гг. XX в. на отечественных самолетах стали применяться электромеханизмы дистанционного управления шасси, стабилизаторами, посадочными щитками и элеронами с использованием управляемых электродвигателей и систем синхронной передачи угла. Второй период развития малого машиностроения охватывает время после окончания Второй мировой войны. Происходящая в эти годы промышленная революция привела к созданию ЭММ, выполняющих несвойственные им ранее функции: передачу и преобразование информации, работу в динамических режимах, в условиях низких температур, глубокого вакуума, повышенной радиации и т. п. На этом этапе номенклатура и объем выпуска ЭММ возросли настолько, что малое электромашиностроение выделилось в самостоятельную отрасль электротехнической промышленности. Начались разработка и выпуск серий ЭММ различных типов для систем общепромышленной и бытовой автоматики. Эти серии постоянно обновлялись и совершенствовались. Постепенно расширялась и география электромеханических заводов, где сосредоточивалось производство различных типов ЭММ: Москва, Ленинград, Воронеж, Армавир, Пермь, Саратов, Псков и др. Существенно расширяется номенклатура бесконтактных электрических машин — электродвигателей и тахогенераторов постоянного тока, вращающихся трансформаторов повышенной точности. Повышаются надежность и долговечность машин. В конструкцию машин внедряются новые виды опор: магнитные, жидкостные, газовые. Развитие технических решений на основе синтеза электрических машин с полупроводниковыми преобразователями тесно увязывается с общей проблемой электронизации народного хозяйства. Важнейшим направлением развития малого электромашиностроения становится внедрение микропроцессорной техники. На основе использования микропроцессорных структур создается поколение интеллектуальных электрических машин, способных адаптироваться к реальным условиям эксплуатации, изменять режимы работы по заданной программе. Существенно повышается гибкость управления, расширяются функциональные возможности электрических машин. В области ЭММ развивается самостоятельное научно-техническое направление — *электромеханотроника*.

Раздел II

Электрические машины постоянного тока

Глава 4

Принцип действия и конструктивная структура машин постоянного тока

4.1. Принцип действия машин постоянного тока

Принцип действия электрической машины постоянного тока (ЭМПТ) как электромеханического преобразователя энергии предварительно был рассмотрен в главе 2. Остановимся более подробно на физических особенностях преобразования энергии в коллекторной ЭМПТ, исходя по-прежнему из ее упрощенной модели.

Конструктивная структура упрощенной модели ЭМПТ и принципиальная схема ее работы показаны на рис. 2.2 и 4.1. Напомним основные элементы этой модели. Неподвижная ее часть, называемая индуктором, состоит из полюсов 1 и круглого стального (реже чугунного) ярма 5, к которому крепятся полюсы (рис. 4.1). Индуктор предназначен для создания в воздушном зазоре магнитного потока полюсов Φ_{δ} , называемого основным.

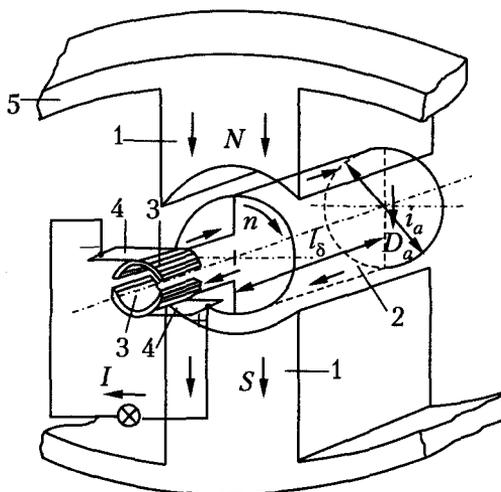


Рис. 4.1. Простейшая машина постоянного тока

Основной магнитный поток в нормальных машинах постоянного тока возбуждается постоянным током обмотки возбуждения, которая расположена на сердечниках полюсов.

Примерная картина прохождения основного потока представлена на рис. 2.2 двумя элементарными трубками. Индуктор, изображенный на рис. 2.2 и 4.1, имеет два магнитных полюса $N - S$. В общем случае число его полюсов может быть большим, но обязательно четным, поэтому число полюсов в электрической машине принято определять попарно и обозначать $2p$, где p — число пар полюсов.

Вращающаяся часть ЭМПТ состоит из укрепленных на валу цилиндрического якоря 2 с диаметром D_a и коллектора 3. Якорь состоит из сердечника, набранного из изолированных листов электротехнической стали, и обмотки, укрепленной на сердечнике якоря. В упрощенной модели ЭМПТ обмотка якоря представлена в виде одного витка длиной l_8 с диаметрально расположенными активными сторонами. Оба конца этого витка соединены с двумя медными полукольцами коллектора 3, изолированными друг от друга и от вала. С полукольцами коллектора соприкасаются две неподвижные токосъемные щетки 4, образуя скользящий электрический контакт. Располагаются неподвижные щетки строго под серединой полюсов.

Рассмотрим схему работы представленной модели ЭМПТ для двух ее основных режимов электрохимического преобразования энергии – генераторного и двигательного.

Режим генератора. Генератор, по определению, должен преобразовать механическую энергию в электрическую. Пусть якорь под действием первичного стороннего двигателя приводится во вращение с угловой частотой Ω и в направлении, показанном на рис. 4.2, а. Для удобства определения взаимного расположения вращающегося якоря по отношению к неподвижным полюсам воспользуемся осями магнитной симметрии полюсов и обмотки якоря. Полюсы, как известно, имеют две оси магнитной симметрии, продольную (d) и поперечную (q), проходящие по середине вдоль и поперек полюсов соответственно. Магнитная ось витка обмотки якоря (a) проходит по середине витка перпендикулярно его плоскости.

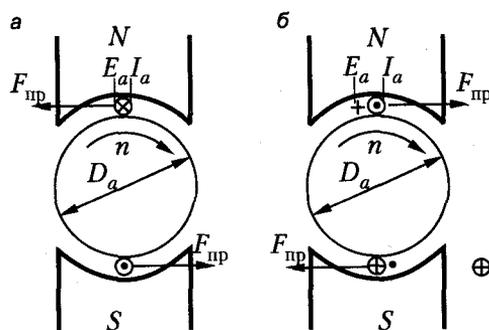


Рис. 4.2. Работа простейшей машины постоянного тока в режимах: а – генератора, б – двигателя

Условимся определять взаимное расположение якоря и полюсов углом γ между осями d и a , вычисляемым по формуле

$$\gamma = \int_0^t \Omega dt + \gamma_0, \quad (4.1)$$

где γ_0 – начальное значение этого угла.

Определим ЭДС, индуцированную в активных проводниках витка обмотки якоря.

По закону электромагнитной индукции значение этой ЭДС в одном активном проводнике составляет

$$e_{\text{пр}} = B_{\delta} l_{\delta} v, \quad (4.2)$$

где $v = \frac{\Omega D_a}{2}$ — линейная скорость перемещения проводника относительно полюсов.

Направление действия этой ЭДС определяется по правилу «правой руки». Напомним, что ЭДС, возникающие вследствие вращения проводника в магнитном поле, принято называть ЭДС вращения. Очевидно, что мгновенные значения ЭДС левой и правой сторон витка будут одинаковыми в силу того, что они симметрично расположены по отношению к полюсам, а по контуру витка сонаправлены. Следовательно, ЭДС витка будет равна

$$e_a = 2B_{\delta} l_{\delta} v. \quad (4.3)$$

Из (4.3) следует, что ЭДС $e_a(t)$ во времени изменяется периодически вследствие периодического чередования полюсов при вращении якоря. Частота f изменения этой ЭДС в двухполюсной машине равна частоте вращения якоря n , измеряемой в оборотах в секунду. Для многополюсной машины

$$f = pn. \quad (4.4)$$

Из (4.3) также следует, что кривые $e_a(t)$ и $B_{\delta}(\gamma)$ идентичны, или, другими словами, пространственное распределение магнитного поля в зазоре $B_{\delta}(\gamma)$ определяет вид кривой изменения ЭДС e_a во времени. Принципиальные картины распределения $B_{\delta}(\gamma)$ и изменения $e_a(t)$ показаны на рис. 2.4, а и б.

Если обмотку якоря замкнуть на внешнюю цепь, как показано на рис. 4.1, б, в этой цепи возникнет ток $i_a(t)$, посредством которого во внешнюю нагрузку будет поставляться электрическая энергия. В обмотке якоря этот ток будет переменным, и кривая его изменения во времени $i_a(t)$ будет аналогична кривой $e_a(t)$.

Характер изменения во внешней цепи ЭДС якоря, измеренной на щетках (E_a), будет отличаться от кривой $e_a(t)$. Аналогично будут отличаться и кривые тока непосредственно в обмотке якоря $i_a(t)$ и тока во внешней цепи $I(t)$, который окажется постоянным по направлению. Действительно, верхняя щетка ЭМПТ на рис. 4.1 все время касается того активного проводника, который расположен под полюсом N . Как только этот проводник перейдет под другой магнитный полюс, он войдет в контакт с нижней щеткой, а к верхней щетке подойдет другой активный проводник витка, ранее находившийся под полюсом S . Переключение проводников под щетками будет периодически повторяться по мере вращения якоря. При этом к верхней щетке всегда будет подключаться проводник, находящийся под полюсом N , а к нижней щетке — находящийся под S . Это означает, что щетки приобретают постоянную электрическую полярность, которую нетрудно установить в соответствии с правилом «правой руки». В рассматриваемом примере (см. рис. 4.1) верхняя щетка имеет полярность $(-)$, а нижняя — $(+)$. Таким образом, E_a (и ток I) не меняет направление своего действия, однако может изменяться по значению в соответствии с законом изменения $e_a(t)$. Таким образом, посредством коллектора происходит выпрямление ЭДС обмотки якоря, а следовательно,

и тока якоря во внешней цепи. Вид выпрямленной ЭДС E_a показан на рис. 2.4, в. Такие выпрямленные ЭДС и токи называют *пульсирующими*. Получение напряжения и тока в ЭМПТ, практически свободных от пульсаций, возможно при использовании более сложных по устройству обмотки якоря и коллектора.

Отметим дополнительно одну особенность в работе коллектора, обусловленную конечной шириной щетки. Дело в том, что когда активные проводники переключаются щеткой — этот процесс называется *коммутацией*, — щетка конечной ширины замыкает накоротко два полукольца коллектора, а следовательно, и виток обмотки якоря. Если в момент замыкания витка индуцированная в нем ЭДС $e_a(t)$ отлична от нуля, то процесс коммутации будет сопровождаться появлением I_k в образованном замкнутом контуре. Очевидно, что в момент размыкания этого контура (вследствие вращения коллектора) между щеткой и коллектором может возникнуть искрение, если в замкнутом витке обмотка якоря на момент его размыкания I_k останется значительным. Искрение является нежелательным физическим процессом, ограничивающим возможности использования ЭМПТ. Поэтому приходится принимать специальные меры, ограничивающие вероятность появления искрения на коллекторе. Одной из них является правильная установка щеток на коллекторе, то есть строго на геометрической нейтрали. В этом случае коммутация проводников происходит в такие моменты, когда проводники находятся на середине межполюсного пространства, а следовательно, индуцируемая в них ЭДС очень мала. Более эффективные меры будут рассмотрены далее отдельно.

Представим обмотку генератора как источник ЭДС E_a электрической схемы, показанной на рис. 4.3, а, и установим связь между величинами E_a , I_a и U_a , измеренными на щетках, то есть на зажимах якоря генератора. Очевидно, что напряжение постоянного тока на зажимах якоря генератора U_a будет меньше ЭДС E_a на величину падения напряжения при полном сопротивлении цепи обмотки якоря R_a , представленном суммой сопротивлений всех конструктивных элементов этой цепи, включая и сопротивление щеточного контакта.

В таких условиях уравнение для напряжения на зажимах принимает вид

$$U_a = E_a - I_a R_a. \quad (4.5)$$

Проводники обмотки якоря с током I_a находятся в магнитном поле возбуждения с текущим значением магнитной индукции $B_\delta(\gamma)$, соответствующим месту их расположения. Следовательно, на них будут действовать электромагнитные силы

$$F_{\text{пр}} = B_\delta l_\delta I_a, \quad (4.6)$$

направление которых определяется по правилу «левой руки». Эти силы создают вращающий механический момент, называемый электромагнитным (рис. 4.2, а), равный

$$M_{\text{эм}} = B_\delta l_\delta D_a I_a. \quad (4.7)$$

Из рис. 4.2, а следует, что в режиме генератора этот момент действует против направления вращения якоря, а потому является тормозящим (рис. 4.3, а).

В соответствии с законом механики в установившихся режимах все механические моменты, действующие на вращающийся якорь, должны быть сбалансированы. В таких режимах частота вращения якоря остается постоянной. Основными

механическими моментами, действующими на вал генератора, являются M_B — внешний механический момент, развиваемый первичным механическим двигателем, и $M_{эм}$, развиваемый в ЭМ. Кроме них действуют также дополнительные моменты, обусловленные силами трения ($M_{тр}$) и электромагнитными процессами, протекающими при перемагничивании сердечника якоря ($M_{мг}$). Эти моменты, незначительные по сравнению с номинальным значением $M_{эм}$, часто объединяют вместе и называют моментом холостого хода:

$$M_0 = M_{тр} + M_{мг}. \quad (4.8, а)$$

Как следует из названия, этот момент остается единственным тормозным моментом генератора при его холостом ходе ($I_a = 0$).

Итак, баланс моментов для генератора в установившемся режиме работы принимает вид

$$M_B = M_{эм} + M_0. \quad (4.8, б)$$

Режим двигателя. Двигатель, по определению, должен преобразовать электрическую энергию в механическую. Для этого подведем к зажимам якоря ЭМПТ, представленной на рис. 4.2, б, постоянный ток I от внешнего электрического источника. Этот ток, протекая по проводникам обмотки якоря, взаимодействует с магнитным полем индуктора. В результате на проводники обмотки будут действовать электромагнитные силы $F_{пр}$ и возникнет электромагнитный момент $M_{эм}$. Значения $F_{пр}$ и $M_{эм}$, как и для генератора, определяются равенствами (4.6) и (4.7). Возникающий электромагнитный момент $M_{эм}$, как нетрудно убедиться, пользуясь правилом «левой руки» (см. рис. 4.2, б), является движущим. Поэтому при достаточной величине $M_{эм}$ якорь машины придет во вращение в направлении действия электромагнитного момента и будет развивать механическую мощность. Чтобы изменить направление вращения двигателя, надо изменить направление тока I_a , то есть электрическую полярность подводимого напряжения, или магнитную полярность полюсов индуктора.

Очевидно, что коллектор в режиме двигателя преобразует постоянный ток от внешнего источника в переменный ток в обмотке якоря, то есть является механическим инвертором.

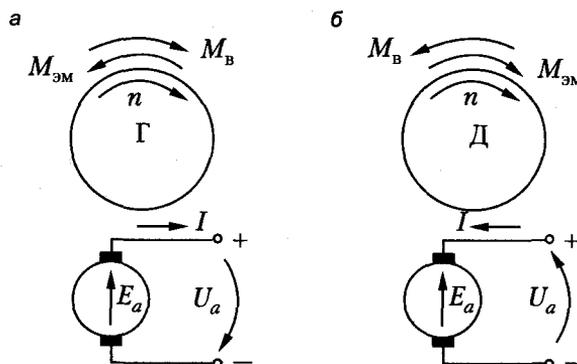


Рис. 4.3. Направления ЭДС, тока и моментов: а — в генераторе, б — в двигателе постоянного тока

Отметим особенность ЭДС E_a , индуцируемой в обмотке якоря магнитным полем индуктора в режиме двигателя. Ее значение, как и в режиме генератора, определяется равенством (4.3). Однако направление действия этой ЭДС, как можно убедиться, следуя правилу «правой руки» (см. рис. 4.2, б), при одинаковом направлении вращения в режимах генератора и двигателя будет противоположным направлению тока I_a . Другими словами, в двигателе ЭДС якоря E_a направлена против тока I_a и приложенного к зажимам якоря напряжения U_a . Поэтому уравнение напряжений в цепи якоря двигателя принимает вид

$$U_a = E_a + I_a R_a. \quad (4.9)$$

Из сопоставления выражений (4.5) и (4.9) видно, что в генераторе $U_a < E_a$, а в двигателе $U_a > E_a$.

Баланс моментов, действующих на якорь двигателя, будет определяться взаимодействием уже упоминаемых трех составляющих, а именно:

- электромагнитным моментом двигателя $M_{эм}$, который будет движущим;
- моментом внешних механических сил $M_в$, обусловленным присоединенной к валу двигателя механической нагрузкой;
- моментом холостого хода M_0 , который, как и в генераторе, является тормозным.

Следовательно, уравнение моментов двигателя в установившемся режиме его работы принимает вид

$$M_{эм} = M_в + M_0. \quad (4.10)$$

Действующий в ЭМПТ электромагнитный момент развивает мощность $P_{эм}$, которую называют электромагнитной. Как следует из законов механики,

$$P_{эм} = \Omega M_{эм}. \quad (4.11)$$

Учитывая, что угловая частота вращения якоря $\Omega = 2\pi/D_a$, а $M_{эм}$ определен в (4.7), получим:

$$P_{эм} = 2B_8 L_8 v I_a = E_a I_a. \quad (4.12)$$

Важно заметить, что выражение (4.12) определяет электромагнитную мощность как генератора, так и двигателя. Следовательно, его можно рассматривать как математическую формулировку фундаментального *принципа обратимости* электромеханического преобразователя энергии. Это выражение определяет $P_{эм}$ как внутреннюю электрическую мощность обмотки якоря, развиваемую при электромеханическом преобразовании энергии под действием ЭДС E_a и тока I_a .

4.1.1. Энергетические соотношения в ЭМПТ

Установим связь $P_{эм}$ с другими электрическими мощностями, действующими в цепи якоря. Для этого умножим выражения (4.5) и (4.9) на I_a и получим:

- для генератора

$$U_a I_a = E_a I_a - I_a^2 R_a; \quad (4.13, а)$$

- для двигателя

$$U_a I_a = E_a I_a + I_a^2 R_a. \quad (4.13, б)$$

Очевидно, что произведение $U_a I_a$ определяет для генератора отдаваемую электрическую мощность на зажимах якоря $P_{2эл}$, а для двигателя — подводенную электрическую мощность $P_{1эл}$. Учитывая, что $E_a I_a$ определяет электромагнитную мощность $P_{эм}$ независимо от режима, получим:

□ для генератора

$$P_{2эл} = P_{эм} - I_a^2 R_a; \quad (4.14, а)$$

□ для двигателя

$$P_{1эл} = P_{эм} + I_a^2 R_a. \quad (4.14, б)$$

Установим теперь связь между энергопритоком, подаваемым на преобразование, и преобразованным энергооттоком, исходя из баланса моментов на валу ЭМПТ. Умножим выражения (4.8) и (4.10) на Ω и примем во внимание формулы (4.14). Представляя момент холостого хода M_0 двумя его составляющими $M_{тр}$ и $M_{мг}$ (4.8), получим:

□ для генератора

$$P_{в} = P_{2эл} + p_{мех} + p_{мг} + I_a^2 R_a; \quad (4.15, а)$$

□ для двигателя

$$P_{1эл} = P_{в} + p_{мех} + p_{мг} + I_a^2 R_a, \quad (4.15, б)$$

где $P_{в}$ — внешняя механическая мощность на валу ЭМПТ (подведенная от механического двигателя в режиме генератора или отдаваемая механической нагрузке, подсоединенный к валу двигателя); $p_{мех} = M_{тр} \Omega$ — механическая мощность потерь, обусловленных силами трения (механические потери); $p_{мг} = M_{мг} \Omega$ — механическая мощность потерь, обусловленных перемагничиваем стали якоря (магнитные потери).

Выражения (4.15) представляют собой баланс энергопритоков и энергооттоков в ЭМПТ. Левые части этих выражений определяют мощности, подводимые на преобразование, а правые — мощности, получаемые после преобразования. Выражения (4.15) свидетельствуют о том, что процессу электромеханического преобразования энергии всегда сопутствуют потери подведенной мощности. Эти потери (механические ($p_{мех}$), магнитные ($p_{мг}$) и электрические ($p_{эл} = I_a^2 r_a$)) обусловлены условиями протекания трех физических процессов: механического, магнитного и электрического, при взаимодействии которых и происходит электромеханическое преобразование энергии.

Значение преобразованной мощности, как следует из фундаментального принципа саморегулирования ЭМП, всегда, независимо от режима, определяется механической мощностью. Механизм саморегулирования реализуется посредством самоустановления необходимых значений магнитных (B_δ), механических (n) и электрических (I_a) величин, определяющих электромагнитную мощность.

4.2. Устройство и конструктивная структура ЭМПТ

Электромеханическое преобразование энергии в электрической машине, как известно, происходит в результате триединого взаимодействия электрического, магнитного и механического процессов. Для организации и локализации каждого

из процессов в машине имеются соответствующие конструктивные элементы. Магнитные процессы организуются посредством магнитопровода, электрические — токопроводов (или обмоток), а механические — посредством вращающегося якоря (или ротора). Конфигурация каждого из этих элементов и их взаимное расположение определяют конструктивную структуру электрической машины.

Типовая структура реальной ЭМПТ состоит в основном из тех же элементов, что и рассмотренная упрощенная модель. Однако конструктивное их исполнение отличается большим разнообразием форм в зависимости от типа машин. Кроме того, в реальных машинах могут присутствовать и некоторые дополнительные элементы специального назначения.

Рассмотрим более подробно устройство ЭМПТ.

Магнитопровод ЭМПТ. Основными его ферромагнитными конструктивными элементами являются ярмо, главные полюсы и сердечник якоря. *Ярмо* в современных машинах обычно выполняется из стали (из стальных труб в машинах малой мощности, из стального листового проката, а также из стального литья). В машинах постоянного тока массивное ярмо является одновременно также станиной, то есть той частью, к которой крепятся другие неподвижные части машины и с помощью которой машина обычно крепится к фундаменту или другому основанию. Наружная конфигурация ярма в поперечном сечении чаще всего имеет вид окружности. Однако в последние годы все чаще находят применение машины с конфигурацией ярма в виде правильного многоугольника с четным числом сторон.

Главный полюс машины имеет типовую структуру представленную на рис. 4.4.

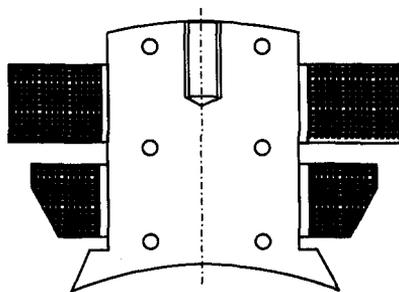


Рис. 4.4. Главный полюс машины постоянного тока

Сердечники полюсов набираются из выштампованных из электротехнической стали листов толщиной 0,5–1 мм, а иногда из листов конструкционной стали толщиной до 2 мм. Так как магнитный поток полюсов в стационарных режимах работы не изменяется, то листы друг от друга не изолируются. Сердечник полюса стягивается шпильками, концы которых расклепываются. Нижняя, расширенная часть сердечника называется *полюсным наконечником*, или башмаком. Расположенная на полюсе обмотка часто разделяется на 2–4 катушки для лучшего ее охлаждения.

Число главных полюсов всегда четное, причем северные и южные полюсы чередуются, что достигается соответствующим соединением катушек возбуждения

отдельных полюсов. Катушки всех полюсов обычно соединяются последовательно. Мощность, затрачиваемая на возбуждение, составляет около 0,5–3 % от номинальной мощности машины. Первая цифра относится к машинам мощностью в тысячи киловатт, а вторая — к машинам мощностью около 5 кВт.

Для улучшения условий токоъема с коллектора в машинах мощностью более 0,5 кВт между главными полюсами устанавливаются также дополнительные полюсы, которые меньше главных по размерам. Сердечники дополнительных полюсов обычно изготавливаются из конструкционной стали. Как главные, так и дополнительные полюсы крепятся к ядру с помощью болтов.

Сердечник якоря набирается из штампованных дисков (рис. 4.5, а) из электротехнической стали толщиной 0,5 мм. Диски либо насаживаются непосредственно на вал, либо набираются на якорную втулку ($D_a \geq 0,40$ м), которая надевается на вал. Сердечники якоря диаметром 100 см и выше составляются из штампованных сегментов (рис. 4.5, б) электротехнической стали.

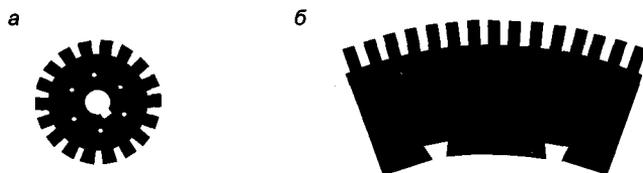


Рис. 4.5. Фрагменты якоря: а — диск, б — сегмент

Сегменты набираются на корпус якоря, который обычно изготавливается из листового стального проката и с помощью втулки соединяется с валом. Для крепления к корпусу якоря сегменты отштамповываются с гнездами для «ласточкиных хвостов» либо с выступающими ласточкиными хвостами (рис. 4.6).

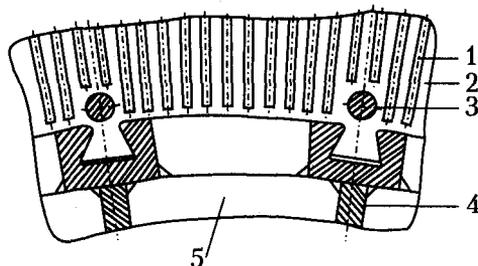


Рис. 4.6. Крепление сегментов стали якоря с помощью «ласточкиных хвостов»: 1 — вентиляционные распорки; 2 — стальной лист якоря; 3 — стяжной болт; 4 — ребро ступицы якоря; 5 — лист ступицы якоря

В сердечнике якоря в зависимости от выбранной системы вентиляции могут быть аксиальные или радиальные каналы. Аксиальные каналы образуются выштампованными в дисках сердечника отверстиями. Радиальные каналы создаются с помощью дистанционных распорок, или *ветрениц*, посредством которых сердечник якоря (рис. 4.7) подразделяется на отдельные пакеты 1 шириной 40–70 мм и каналы 2 между ними шириной около 5–10 мм. Ветреницы приклепываются к край-

ним листам пакетов. Сердечник якоря спрессовывается с обеих сторон с помощью нажимных плит или фланцев 6 (рис. 4.7) обмотки якоря (см. главу 5). Выступающие со всех сторон из сердечника якоря (рис. 4.7) лобовые части обмотки 3 имеют вид цилиндрических колец и своими внутренними поверхностями опираются на обмоткодержатели 5, а по внешней поверхности крепятся проволочными бандажами 7. Обмотка соединяется с коллектором 4.

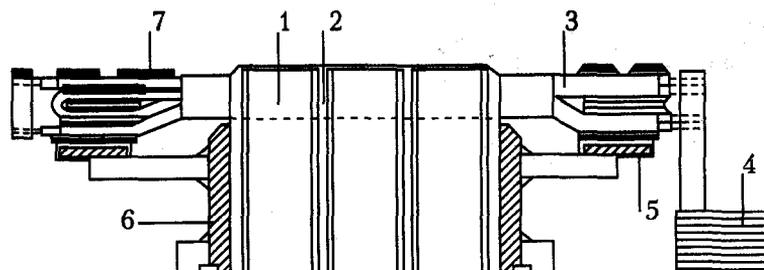


Рис. 4.7. Сердечник якоря с обмоткой

Величина воздушного зазора между полюсами и якорем в малых машинах менее 1 мм, а в крупных — до 1 см, воздушный зазор между полюсами и якорем, естественно, входит в состав магнитопровода.

Обмотка якоря. Наиболее распространенными обмотками якоря являются двухслойные обмотки барабанного типа. Такие обмотки состоят из секций (рис. 4.8), изготовляемых на особых шаблонах.

Укладываются они в пазы якоря так, что если одна активная сторона секции занимает одну половину паза, допустим верхнюю, то другая сторона, расположенная в другом пазу, займет другую половину паза, нижнюю. Таким образом, получается, что активные стороны всех секций, составляющих обмотки, располагаются в два слоя.

Перевод сторон секции из одного слоя в другой выполняется в головке левой части секции специальным изгибом. На рис. 4.9, а представлен необмотанный якорь ЭМПТ небольшой мощности в процессе укладки в его паза секций обмотки. Полностью обмотанный якорь многополюсной машины большой мощности показан на рис. 4.9, б. Основные особенности конструкции обмотки якоря будут более подробно рассмотрены в главе 5.

Коллектор. Обмотка якоря присоединяется к коллектору, который имеет различное исполнение в зависимости главным образом от мощности машины и ее быстроходности. Устройство коллектора машины небольшой мощности показано на рис. 4.10. Он состоит из медных пластин 1 толщиной 3–15 мм, изолированных друг от друга миканитовыми прокладками толщиной около 1 мм. Пластины

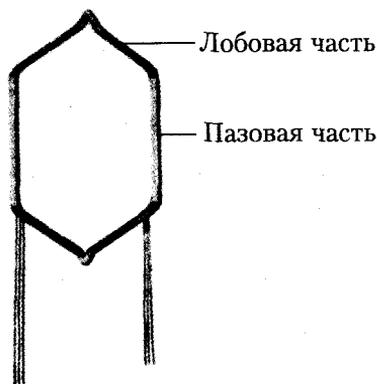


Рис. 4.8. Отдельная секция обмотки

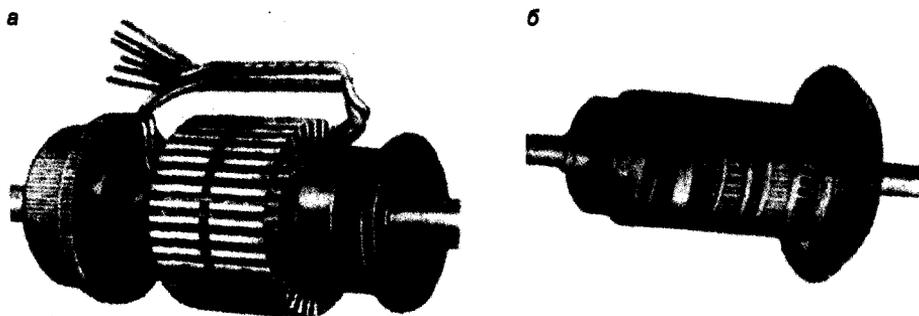


Рис. 4.9. Якорь машины постоянного тока: а — необмотанный; б — в готовом виде

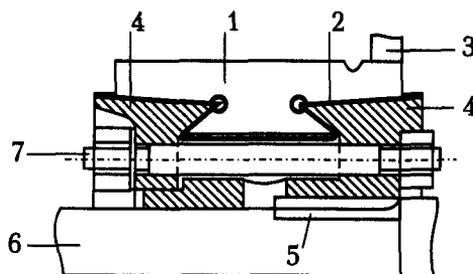


Рис. 4.10. Коллектор

имеют клинообразное сечение и вместе с прокладками составляют кольцо, которое скрепляется с помощью нажимных фланцев 4, стянутых стяжными болтами 7. От нажимных фланцев пластины коллектора изолируются миканитовыми коллекторными манжетами 2. Собранный коллектор крепится на валу 6 с помощью шпонки 5. К каждой пластине коллектора присоединяются соединительные проводники — «петушки» 3 — от обмотки якоря.

Подобное устройство имеют коллекторы подавляющего большинства машин. В последнее время в малых машинах коллекторные пластины с миканитовыми прокладками часто запрессовываются в пластмассу.

Для отвода тока от вращающегося коллектора и подвода к нему тока применяется щеточный аппарат, который состоит из щеток, щеткодержателей, щеточных пальцев, щеточной траверсы и токособирающих шин.

Одна из типичных конструкций щеткодержателя показана на рис. 4.11. Щеткодержатели укрепляются на щеточных пальцах. На каждом щеточном пальце обычно помещают несколько щеткодержателей со щетками, которые работают параллельно. Щеточные пальцы, число которых обычно равно числу главных полюсов, крепятся к щеточной траверсе (рис. 4.12) и электрически изолируются от нее. Траверса крепится к неподвижной части машины: в машинах малой и средней мощности — к втулке подшипникового щита, а в крупных машинах — к станине. Обычно предусматривается возможность поворота траверсы для установки щеток в правильное положение (см. главу 9). Полярности щеточных пальцев чередуются, и все пальцы одной полярности соединяются между собой сборными

шинами. Шины с помощью отводов соединяются с выводными зажимами или с другими обмотками машины.

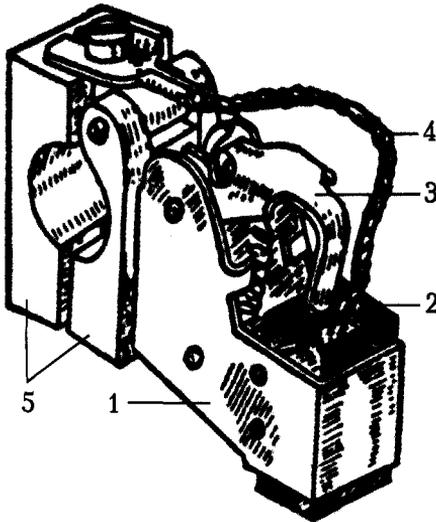


Рис. 4.11. Щеткодержатель со щеткой:
1 — обойма щеткодержателя; 2 — щетка;
3 — нажимная пружина; 4 — токоведущий
кабель; 5 — колодки для крепления к пальцу

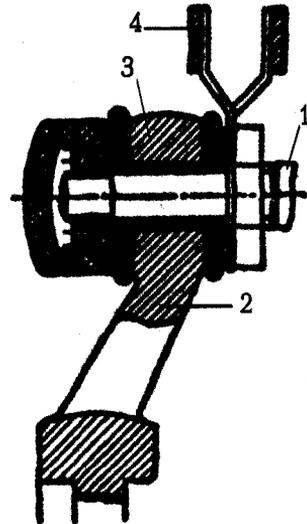


Рис. 4.12. Крепление щеточного
пальца к траверсе: 1 — палец;
2 — траверса; 3 — изоляция;
4 — токособирающая шина

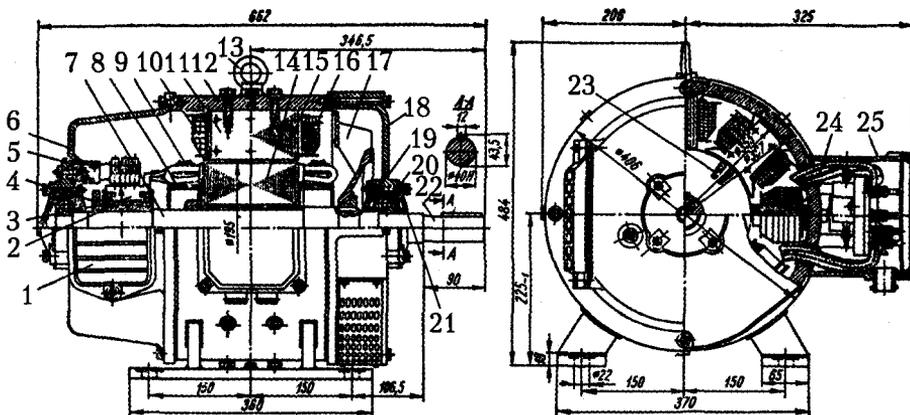


Рис. 4.13. Общий вид электродвигателя постоянного тока (14 кВт, 220 В, 1500 об./мин):
1 — люковая крышка; 2 — коллекторная пластина; 3 — крепление коллектора пластмассой;
4 — кольцо для размещения балансировочных грузов; 5 — траверса; 6 — передний подшипниковый щит; 7 — вал; 8 — обмоткодержатель; 9 — бандаж лобовых частей обмотки якоря; 10 — катушка добавочного полюса; 11 — сердечник добавочного полюса; 12 — станина; 13 — рым; 14 — сердечник якоря; 15 — сердечник главного полюса; 16 — катушка главного полюса; 17 — вентилятор; 18 — задний подшипниковый щит; 19 — задняя крышка подшипника; 20 — шариковый подшипник; 21 — передняя крышка подшипника; 22 — свободный конец вала; 23 — паз якоря; 24 — соединительные провода (выводы) от обмоток к доске выводов; 25 — коробка выводов

Коллектор и щеточный аппарат являются весьма ответственными узлами машины, от их конструкции и качества изготовления в значительной степени зависят бесперебойная работа машины и надежность электрического контакта между коллектором и щетками.

На рис. 4.13 приведен чертеж, а на рис. 4.14 — фотография машины постоянного тока в разобранном виде.

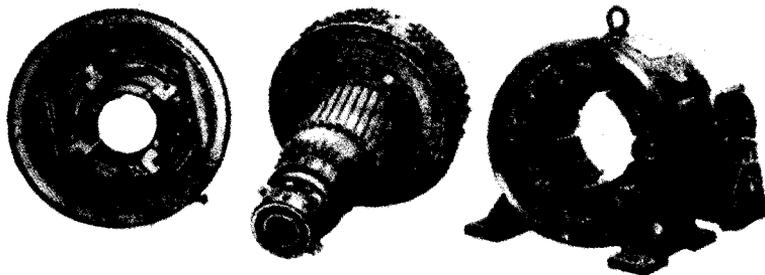


Рис. 4.14. Электродвигатель постоянного тока П52 (8 кВт, 220 В, 43 А, 1000 об./мин)

Одноякорные машины постоянного тока изготавливаются мощностью до 10 МВт и напряжением преимущественно до 1000 В. Для электрифицированных железных дорог выпускаются такие машины напряжением до 1500 В. Машины постоянного тока напряжением свыше 1500 В изготавливаются редко, так как с увеличением напряжения условия токосяема с коллектора резко ухудшаются.

В случаях, когда требуются машины постоянного тока мощностью свыше 10 МВт (атомные ледоколы, приводы аэродинамических труб и т. п.), строятся двух-, трех- и четырехъякорные двигатели, которые представляют собой многомашинные агрегаты с общим валом.

Глава 5

Магнитная цепь машины постоянного тока при холостом ходе

5.1. Общие соображения и алгоритмы расчета магнитной цепи

Магнитные характеристики и свойства магнитопровода электрической машины в значительной степени определяют качество машины в целом.

Основной интегральной характеристикой магнитопровода является зависимость основного магнитного потока Φ_{δ} от возбуждающей его МДС F_p , называемая кривой намагничивания машины ($I_a = 0$), когда действует только один источник возбуждения — ток в обмотке индуктора.

Для практики электромашиностроения важно определить кривую намагничивания машины на стадии ее проектирования.

Для расчета кривой намагничивания необходимо располагать информацией о распределении магнитного поля возбуждения по объему всего магнитопровода. Распределение этого поля, строго говоря, является трехмерным, и для его расчета необходимо использовать полевые методы и подходы. Разработанные к настоящему времени методики расчета базируются на использовании эффективных численных методов, реализуемых на современных быстродействующих ЭВМ. Однако некоторые физические особенности этого поля позволяют упростить решение задачи и свести ее к расчету магнитной цепи с одномерным течением магнитного потока.

Действительно, в активной зоне машины магнитное поле возбуждения в порядке допущения можно считать плоскопараллельным, то есть изменяющимся только в плоскости поперечного сечения магнитопровода. В таких условиях магнитопровод можно рассматривать как магнитную цепь с одномерным течением потока по ее участкам в направлении силовых линий поля. Число последовательно включенных участков магнитной цепи определяется реальной структурой магнитопровода. Важно, чтобы длина реальной структуры каждого из выделенных участков сохранялась неизменной.

Выбирать участки магнитной цепи целесообразно так, чтобы можно было магнитное поле в пределах участка считать однородным или с достаточной точностью привести к однородному. При определении структуры магнитной цепи необходимо также учитывать условия симметрии магнитопровода. Так, вследствие симметричного устройства машины и равенства потоков всех полюсов достаточно рассмотреть магнитную цепь одной пары полюсов.

Магнитная цепь машины изображена на рис. 5.1, причем для каждого полюса прерывистой линией показана такая магнитная линия потока Φ_{δ} , длину которой можно считать средней для всех магнитных линий.

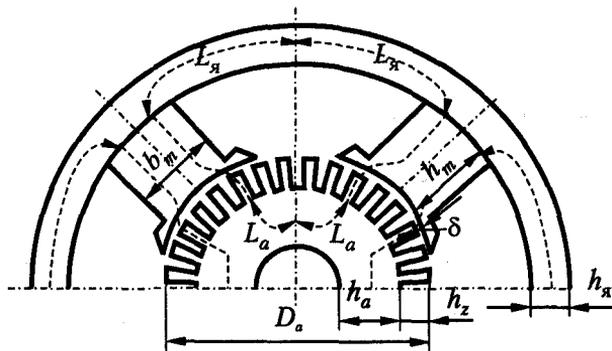


Рис. 5.1. Магнитная цепь машины постоянного тока

Магнитную цепь рассчитывают на основе закона полного тока для средней магнитной линии рис. 5.1:

$$\oint H dl = \sum i, \quad (5.1)$$

где H — напряженность магнитного поля; dl — элемент длины магнитной линии; $\sum i$ — полный ток, охватываемый магнитной линией.

При вычислении линейного интеграла (5.1) магнитную цепь разбивают на следующие участки: воздушный зазор (δ), зубцы якоря (h_z), спинка якоря (L_a), полюсы (h_m) и ярмо ($L_я$) — и заменяют интеграл суммой, предполагая, что на протяжении каждого участка H постоянна. Тогда вместо равенства (5.1) получим:

$$2H_\delta \delta + 2H_z h_z + 2H_a L_a + 2H_m h_m + 2H_я L_я = 2\omega_f i_f, \quad (5.2, a)$$

где δ , h_z , L_a , h_m , $L_я$ — показанные на рис. 5.1 геометрические размеры, равные длинам отрезков средней магнитной линии; H_δ , H_z , H_a , H_m , $H_я$ — напряженности магнитного поля на соответствующих участках; ω_f — число витков обмотки возбуждения на полюсе; i_f — ток возбуждения.

Каждое слагаемое соотношения (5.2, а) представляет собой МДС отдельных участков магнитной цепи, а их сумма — полную МДС машины для пары полюсов. Так как для каждого участка магнитной цепи МДС $F = Hl$, то вместо (5.2, а) можно также написать:

$$2F_\delta + 2F_z + 2F_a + 2F_m + 2F_я = 2F_f = 2\omega_f i_f, \quad (5.2, б)$$

где F_f — полная МДС для одного полюса.

Нелинейность магнитных характеристик ферромагнитных элементов магнитопровода и структура МДС F_f , заложенная в выражении (5.2, б), определяют следующий алгоритм расчета, называемый обратной задачей расчета магнитной цепи. Сначала, исходя из заданной ЭДС E_a (или напряжения U_a), определяем последовательно на всех выделенных участках магнитные потоки и индукции. Затем по кривым намагничивания $B = f(H)$ для материалов соответствующих участков находим значения H , полагая, что участки элементарно простые, то есть H постоянна по длине участка. Полагая далее, что все участки взаимно независимы, найдем из выражения (5.2, б) полную МДС F_f , необходимую для проведения

заданного магнитного потока. Ясно, что в реальной структуре магнитопровода принимаемые допущения или выполняются приближенно, или невыполнимы вовсе, поэтому магнитное поле сложных участков магнитной цепи, где оно не является однородным, предварительно необходимо привести к эквивалентному однородному полю с тем, чтобы эти участки можно было в дальнейшем считать элементарно простыми. В связи с этим алгоритмы расчета отдельных участков магнитной цепи будут различными. Рассмотрим отдельно расчет МДС каждого из выделенных участков магнитной цепи.

5.2. Магнитное поле и МДС воздушного зазора

Воздушный зазор в машине представляет собой основное магнитное сопротивление цепи. На проведение магнитного потока через зазор расходуется 60–80 % F_f . Поэтому требования к точности расчета F_g должны быть наибольшими. При расчете этого участка магнитной цепи надо располагать достоверными сведениями о реальном распределении магнитного поля в воздушном пространстве между полюсными наконечниками и якорем, проходящемся на полюсное деление.

Картина магнитного поля в воздушном зазоре в основном определяется его конфигурацией. Рассмотрим сначала воздушный зазор с упрощенной конфигурацией его ферромагнитных границ. Будем считать, что якорь гладкий, без пазов, а радиальные вентиляционные каналы отсутствуют. Примем также магнитные проницаемости стали якоря и полюсного наконечника бесконечно большими. Картина распределения магнитного поля в таком идеализированном зазоре может быть рассчитана различными математическими методами. На рис. 5.2, а показан характер магнитного поля в зазоре вдоль окружности якоря, а на рис. 5.2, б — кривая 1 распределения магнитной индукции B на поверхности гладкого якоря на протяжении полюсного деления

$$\tau = \frac{\pi D_a}{2p}$$

Видно, что магнитное поле вдоль зазора распределено неравномерно, а следовательно, не является однородным. Чтобы привести его к однородному, вводят расчетные величины: кривую 1 заменяют прямоугольником 2 (показан пунктиром на рис. 5.2, б) шириной b_g и высотой, равной действительному значению индукции B_g в средней части зазора. Площадь прямоугольника принимается равной площади фигуры, ограниченной кривой 1 и осью абсцисс, что означает равенство потоков, соответствующих кривым 1 и 2.

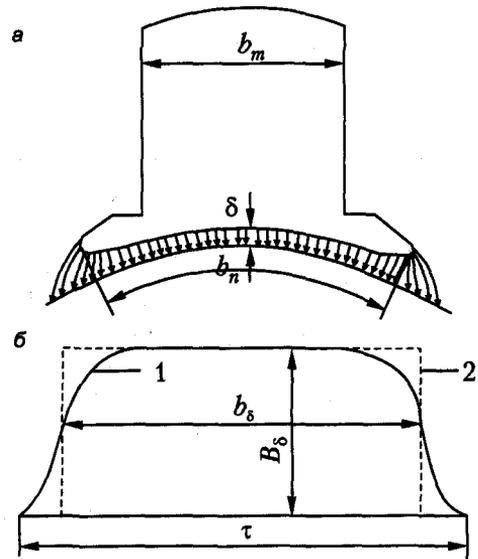


Рис. 5.2. Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре при гладком якоре

Величина b_δ называется *расчетной полюсной дугой*; она отличается от реальной полюсной дуги b_n (рис. 5.2, а) на некоторую величину, зависящую от формы полюсного наконечника и определяемую из реальной картины поля. Так, при равномерном зазоре по всей ширине наконечника можно принять

$$b_\delta = b_n + 2\delta.$$

В общем случае b_δ определяют через расчетный коэффициент полюсной дуги α_δ , так что $b_\delta = \alpha_\delta \tau$.

Для машин с дополнительными полюсами $\alpha_\delta = 0,6-0,75$, а для машин без дополнительных полюсов $\alpha_\delta = 0,6-0,85$.

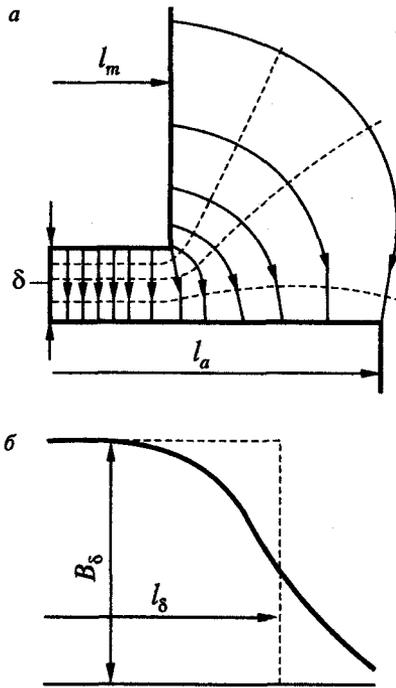


Рис. 5.3. Магнитное поле у края сердечника якоря

Длину якоря в осевом направлении l_a часто делают на 5–10 мм больше длины полюсов l_m (рис. 5.3, а). Этим уменьшают магнитный поток, входящий в торец якоря (рис. 5.3, б), и обусловленные им потери на вихревые токи в нажимных фланцах и сердечнике якоря. Расчетная длина якоря в таком случае принимается равной

$$l_\delta = \frac{l_a + l_m}{2}. \quad (5.3)$$

Таким образом, индукция в воздушном зазоре

$$B_\delta = \frac{\Phi_{\delta\delta}}{b_\delta l_\delta}, \quad (5.4)$$

и МДС воздушного зазора при гладком якоре

$$F_\delta = H_\delta \delta = \frac{B_\delta \delta}{\mu_0}. \quad (5.5)$$

Учет влияния пазов и вентиляционных каналов. При наличии на якоре пазов поле над ними ослабляется (рис. 5.4, а) и кривая распределения B_δ вдоль зазора принимает зубчатый вид (рис. 5.4, б)

Среднее значение индукции в зубчатом воздушном зазоре будет по-прежнему определяться выражением (5.4). Однако при определении F_δ по формуле (5.5) необходимо вместо B_δ использовать значение индукции $B_{\delta\max}$, которое наблюдается под центром зубца.

Это значение определяют отношением

$$B_{\delta\max} = k_{\delta 1} B_\delta,$$

где $k_{\delta 1}$ — коэффициент воздушного зазора, обусловленный зубчатостью якоря.

Численное значение этого коэффициента устанавливается на основе анализа реального магнитного поля в зазоре и пазах.

На практике часто используется приближенное выражение

$$k_{\delta 1} = \frac{t_1}{t_1 - \gamma_1 \delta}, \quad (5.6)$$

где $\gamma_1 = \frac{\left(\frac{b_1}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_1}{\delta}}$; b_1 — ширина открытия паза

у поверхности воздушного зазора; $t_1 = \frac{\pi D_a}{Z}$ — величина зубцового деления; Z — число зубцов якоря.

Вместо выражения (5.6) иногда используют также приближенные соотношения, наибольшее распространение среди которых получила формула

$$k_{\delta 1} = \frac{t_1 + 10\delta}{b_1 + 10\delta}. \quad (5.7)$$

Подставив в формулу (5.5) вместо B_δ значение $B_{\delta \max} = k_{\delta 1} B_\delta$, получим:

$$F_\delta = \frac{k_{\delta 1} \delta B_\delta}{\mu_0}. \quad (5.8)$$

Иногда пазы делают также в полюсных наконечниках, и в них размещается так называемая компенсационная обмотка (см. главу 8). В этом случае по формулам вида (5.6) и (5.7) рассчитывается также коэффициент $k_{\delta 2}$, причем вместо t_1 и b_1 подставляются зубцовый шаг t_2 и величина открытия паза b_2 компенсационной обмотки.

При наличии радиальных вентиляционных каналов кривая поля вдоль зазора в осевом направлении также приобретает зубчатый характер (рис. 5.5). При этом рассчитывается коэффициент зазора

$$k_{\delta 3} = \frac{b_{п.с} + b_k}{b_{п.с} + b_k - \gamma_3 \delta}. \quad (5.9)$$

где

$$\gamma_3 = \frac{\left(\frac{b_k}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_k}{\delta}}; \quad (5.10)$$

$b_{п.с}$ — ширина пакета стали; b_k — ширина вентиляционного канала.

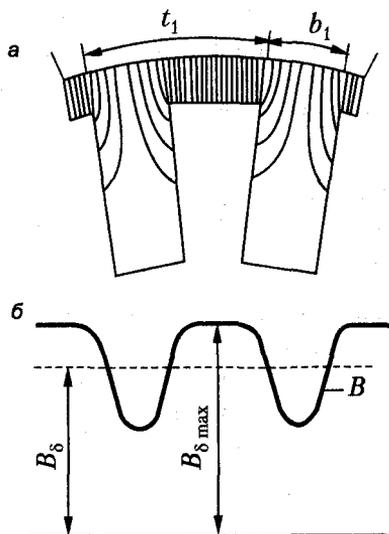


Рис. 5.4. Магнитное поле в воздушном зазоре при зубчатом якоре

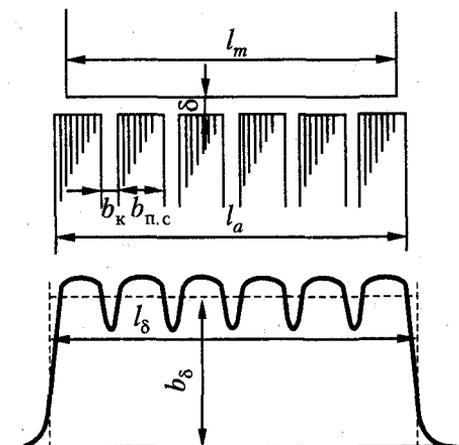


Рис. 5.5. Магнитное поле в воздушном зазоре в осевом направлении

Заметим, что иногда влияние радиальных вентиляционных каналов учитывают более приближенно, принимая в выражении (5.3) l_a равной не полной длине сердечника якоря (рис. 5.5), а суммарной ширине пакетов плюс половина суммарной ширины каналов. Коэффициент k_{83} при этом рассчитывать не надо. Отметим, что расчетное значение B_8 в этом случае, естественно, будет несколько больше.

Учет влияния бандажных канавок. Когда обмотка якоря в пределах сердечника укрепляется бандажами, неравномерность зазора вызывается также канавками под эти бандажи. Однако учет этой неравномерности дополнительным коэффициентом зазора вида (5.6) не оправдан, так как этот коэффициент получен в предположении, что пазы и вентиляционные каналы глубоки, в то время как бандажные канавки неглубоки. Расчетные соотношения в этом случае можно получить следующим образом.

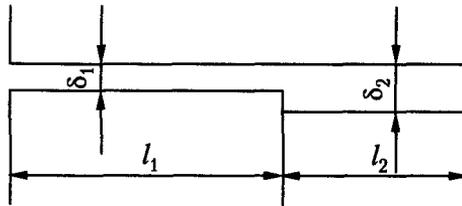


Рис. 5.6. Якорь с бандажными канавками

Если зазор в осевом направлении имеет ступенчатую форму (рис. 5.6), то относительная магнитная проводимость зазора на единицу длины дуги по окружности якоря

$$\lambda_{12} = \frac{l_1}{\delta_1} + \frac{l_2}{\delta_2},$$

а в случае, когда $\delta_2 = \delta_1$,

$$\lambda_1 = \frac{l_1 + l_2}{\delta_1}.$$

Отношение

$$k_{84} = \frac{\lambda_1}{\lambda_{12}} = \frac{(l_1 + l_2)\delta_2}{l_1\delta_2 + l_2\delta_1}$$

определяет коэффициент уменьшения проводимости или увеличения эквивалентного зазора по причине наличия ступени с увеличенным зазором δ_2 . На основе этого соотношения коэффициент увеличения эквивалентного зазора под влиянием бандажей из немагнитного материала принимает вид

$$k_{84} = 1 + \frac{n_6 b_6 h_6}{l_8 (\delta_1 + h_6) - n_6 b_6 h_6}, \quad (5.11)$$

где n_6 — число бандажных канавок; b_6 — ширина бандажной канавки; h_6 — высота бандажной канавки.

Когда бандажи изготовлены из магнитного материала, сечение бандажных канавок $n_6 b_6 h_6$ нужно уменьшить на общее сечение бандажных проволок или принять $k_{\delta 4}$ приближенно равным единице.

Закключение. Общий коэффициент воздушного зазора можно рассчитать в виде произведения частичных коэффициентов зазора:

$$k_{\delta} = k_{\delta_1} k_{\delta_2} k_{\delta_3} k_{\delta_4}. \quad (5.12)$$

Тогда вместо выражения (5.8) имеем

$$F_{\delta} = \frac{k_{\delta} \delta B_{\delta}}{\mu_0}. \quad (5.13)$$

При этом B_{δ} по-прежнему определяется равенством (5.4). Величину

$$\delta' = k_{\delta} \delta, \quad (5.14)$$

вычисляемую исходя из выражения (5.13), можно назвать *эквивалентным воздушным зазором*. Значение k_{δ} (см. формулу (5.12)) в машинах постоянного тока изменяется в пределах $k_{\delta} = 1,1-1,8$.

Отметим также, что в некоторых случаях к МДС зазора F_{δ} добавляют еще и МДС зазора между полюсами и ярмом, который неизбежно возникает по технологическим причинам. Величина этого зазора может составить от 0,01 до 0,03 см.

5.3. Магнитное поле и МДС зубцовой зоны

Следующей по сложности картины магнитного поля и роли ее МДС в полной МДС магнитной цепи является зубцовая зона. Магнитодвижущую силу этой зоны с достаточной для практических целей точностью можно рассчитать следующим образом. Рассмотрим сечение зубцовой зоны, сделанное на некотором расстоянии x от корня зубца (рис. 5.7).

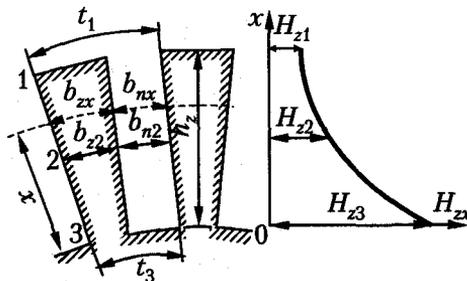


Рис. 5.7. Изменение напряженности магнитного поля вдоль зубца

Поток на зубцовое деление

$$\Phi_t = B_{\delta} t_1 l_{\delta}. \quad (5.15)$$

Часть этого потока Φ_{zx} ответвляется в зубец, а остальная часть Φ_{nx} — в паз. Вследствие изменения геометрических соотношений и условий насыщения соотношение между Φ_{zx} и Φ_{nx} по высоте зубца также изменяется.

Разделим равенство

$$\Phi_t = \Phi_{zx} + \Phi_{nx}$$

на площадь сечения зубца S_{zx} , отстоящего на расстояние x от корня зубца (см. рис. 5.7):

$$\frac{\Phi_t}{S_{zx}} = \frac{\Phi_{zx}}{S_{zx}} + \frac{\Phi_{nx}}{S_{nx}} \frac{S_{nx}}{S_{zx}}. \quad (5.16)$$

где S_{zx} — площадь сечения паза на расстоянии x от корня зубца.

Левая часть равенства (5.16) представляет собой расчетную магнитную индукцию в зубце B_{zx} , определенную в предположении, что весь поток Φ_t проходит по зубцу. Первое слагаемое в правой части выражения (5.16) обозначает действительную индукцию в зубце B_{zx} , а вместо второго члена можно написать

$$B_{nx} \frac{S_{nx}}{S_{zx}} = \mu_0 H_{nx} k_{zx},$$

где H_{nx} — напряженность магнитного поля в пазу; $k_{zx} = \frac{S_{nx}}{S_{zx}} = \frac{S_{zx} - S_{zx}}{S_{zx}} = \frac{S_{zx}}{S_{zx}} - 1 =$

зубцовый коэффициент, зависящий только от геометрических размеров зубцовой зоны в данном сечении.

Величина $\frac{\Phi_{nx}}{S_{nx}} \frac{S_{nx}}{S_{zx}}$, строго говоря, физического смысла не имеет, а лишь является некоторой расчетной величиной, учитывающей реальный магнитный поток в зубце.

В практике расчетов в порядке допущения принято считать, что силовые магнитные линии в пазу направлены радиально. В таких условиях линии равного магнитного потенциала будут концентрическими окружностями, а следовательно, можно принять $H_{zx} = H_{nx}$, тогда вместо (5.16) получим:

$$B'_x = B_{zx} + \mu_0 H_{zx} k_{zx}. \quad (5.17)$$

Так как B'_x и k_{zx} при заданных Φ_{β} и геометрических размерах легко рассчитываются, то с помощью выражения (5.17) и заданной в графической форме кривой намагничивания материала зубцов (рис. 5.8, кривая 1) можно определить две неизвестные величины, B_{zx} и H_{zx} . Для этого построим кривую 2 (рис. 5.8), прибавив к ординатам кривой 1 значения $\mu_0 H_{zx} k_{zx}$. Тогда, определив на кривой 2 точку с $B'_x = B'_x$, найдем соответствующие этой точке величины B_{zx} и H_{zx} .

Если провести такой расчет для ряда сечений зубцовой зоны, то можно построить кривую $H_{zx} = f(x)$ (см. рис. 5.7) и определить МДС зубцовой зоны:

$$F_z = \int_0^{h_z} H_{zx} dx.$$

При практических расчетах этот интеграл заменяют приближенной формулой Симпсона (поскольку зависимость $H_{zx} = f(x)$ близка к параболе). Тогда

$$F_z = H_z h_z, \quad (5.18)$$

где

$$H_z = \frac{H_{z1} + 4H_{z2} + H_{z3}}{6}, \quad (5.19)$$

а H_{z1} , H_{z2} , H_{z3} определяются указанным ранее образом для трех сечений зубцовой зоны: верхнего 1, среднего 2 и нижнего 3 (см. рис. 5.7). При этом пользуются серией кривых, построенных для разных значений k_z (рис. 5.9), и выбирают из них соответствующие значениям k_{z1} , k_{z2} и k_{z3} , которые определяют по формуле

$$k_{zi} = \frac{t_i l_{\delta}}{b_z l_c k_c} - 1, \quad (5.20)$$

в то время как значения B'_{z1} , B'_{z2} и B'_{z3} , вычисляются по формуле

$$B'_{zi} = \frac{t_i l_{\delta}}{b_z l_c k_c} B_{\delta} \quad (i = 1, 2, 3). \quad (5.21)$$

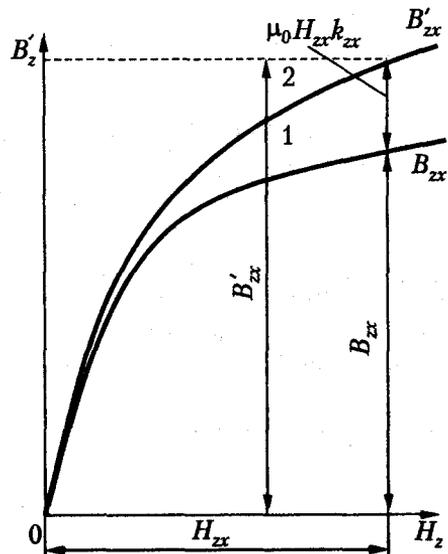


Рис. 5.8. Определения B_z и H_z

В соотношениях (5.20) и (5.21) величина $l_c = l_a - n_k b_x$ представляет собой суммарную длину пакетов стали, k_c — коэффициент заполнения пакета сталью.

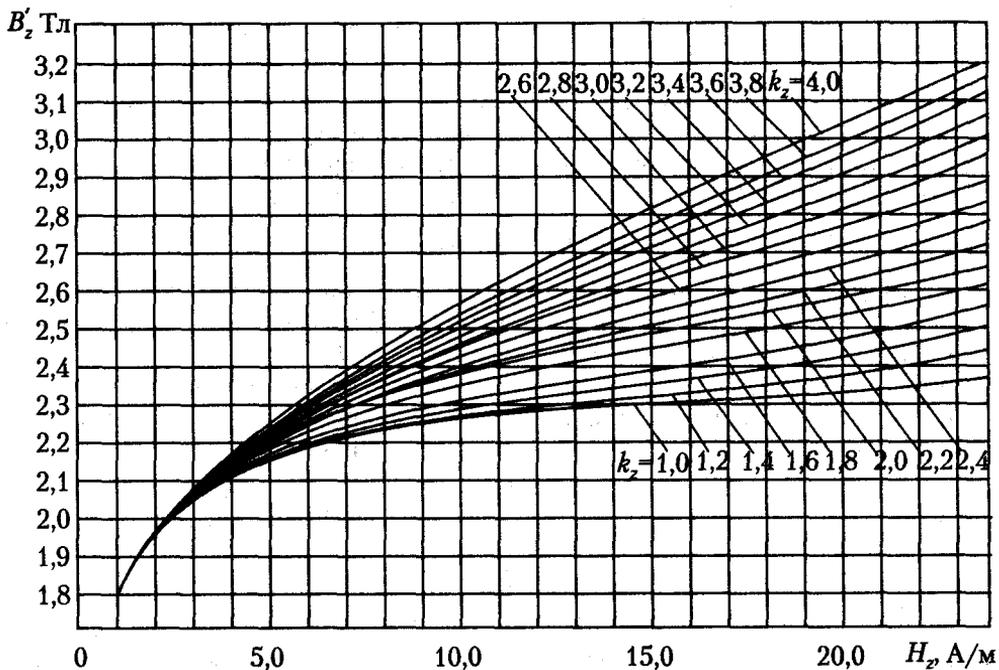


Рис. 5.9. Кривые для определения B_z и H_z в зубах из листовой электротехнической стали марок 1211, 1212, 1311

В некоторых случаях для упрощения расчетов описанным методом определяют значение $H_{z(1/3)}$ на расстоянии одной трети высоты зубца от его корня. При этом

$$F_z = H_{z(1/3)} h_z. \quad (5.22)$$

Если $B'_z < 1,8$ Тл, то зубец не насыщен, следовательно, в паз ответвляется незначительная часть потока. В таком случае можно пользоваться основной кривой намагничивания (кривая $k_z = 1,0$ на рис. 5.9).

5.4. МДС сердечника якоря, полюсов и ярма

Магнитодвижущие силы сердечника якоря, полюсов и ярма относительно малы и могут рассчитываться приближенно.

Поток полюсов $\Phi_{f\sigma}$ разветвляется в спинке сердечника якоря на две части (см. рис. 5.1), и средняя индукция в спинке

$$B_a = \frac{\Phi_{f\sigma}}{2l_c h_a k_c}. \quad (5.23)$$

При наличии аксиальных вентиляционных каналов диаметром $d_{\text{вент}}$ величину h_a в этой формуле уменьшают на $(2/3)d_{\text{вент}}$.

Индукция по сечению спинки якоря, а также вдоль магнитной линии (см. рис. 5.1) несколько изменяется. Однако МДС сердечника якоря относительно мала, поэтому можно определить по кривым намагничивания значение H_a , соответствующее B_a (см. формулу (5.23)), и принять

$$F_a = H_a L_a. \quad (5.24)$$

Величину L_a можно вычислить приближенно по следующей формуле (см. рис. 5.1):

$$L_a = \frac{\pi(D_a - 2h_z - h_a)}{4p} + \frac{h_a}{2}. \quad (5.25)$$

При расчете МДС полюса и ярма необходимо учесть, что обмотка возбуждения создает наряду с потоком $\Phi_{f\sigma}$ также поток рассеяния $\Phi_{f\sigma}$, который охватывает обмотку возбуждения и проходит, минуя воздушный зазор между полюсными наконечниками и якорем, через сердечники полюсов и ярмо (рис. 5.10).

Величина

$$\sigma = \frac{\Phi_{f\sigma} + \Phi_{f\sigma}}{\Phi_{f\sigma}} = 1 + \frac{\Phi_{f\sigma}}{\Phi_{f\sigma}} \quad (5.26)$$

называется *коэффициентом рассеяния полюсов* и может быть рассчитана по приближенным формулам, которые здесь не приводятся. В машинах постоянного тока обычно $\sigma = 1,10-1,25$, причем большие значения относятся к многополюсным машинам с дополнительными полюсами, а меньшие — к машинам без дополнительных полюсов.

При известном значении σ определяется индукция в сердечниках главных полюсов (см. рис. 5.1 и 5.5):

$$B_m = \frac{\sigma \Phi_{\beta}}{l_m b_m k_c} \quad (5.27)$$

При неизолированных листах сердечника полюса $k_c \approx 0,95$.

Из кривых намагничивания по B_m находятся H_m и МДС полюса

$$F_m = H_m h_m \quad (5.28)$$

Индукция в ярме

$$B_y = \frac{\sigma \Phi_{\beta}}{2l_y h_y} \quad (5.29)$$

где l_y — длина ярма в осевом направлении.

Определив по B_y значение H_y , находим:

$$F_y = H_y L_y \quad (5.30)$$

Длину средней магнитной линии в ярме можно вычислить по приближенной формуле (см. рис. 5.1)

$$L_y = \frac{\pi [D_a + 2(\delta + h_m) + h_y]}{4p} + \frac{h_y}{2} \quad (5.31)$$

где h_y — высота (толщина) ярма.

Ранее предполагалось, что пазы в полюсных наконечниках отсутствуют. При наличии таких пазов рассчитывается также МДС для зубцового слоя полюсных наконечников, а h_m в выражении (5.28) соответственно уменьшается.

5.5. Полная МДС и магнитная характеристика машины

Сложив вычисленные МДС участков магнитной цепи, получим МДС машины на один полюс:

$$F_f = F_{\delta} + F_z + F_a + F_m + F_y \quad (5.32)$$

причем

$$F_f = \omega_f i_f \quad (5.33)$$

Если повторить расчет F_f для ряда значений основного потока Φ_{β} , то можно построить (рис. 5.11, кривая 1) зависимости $\Phi_{\beta} = f(F_f)$ или $\Phi_{\beta} = f(i_f)$, которые отличаются только масштабом по оси абсцисс. Такие зависимости называются *кривыми намагничивания*, или *магнитными характеристиками машины*.

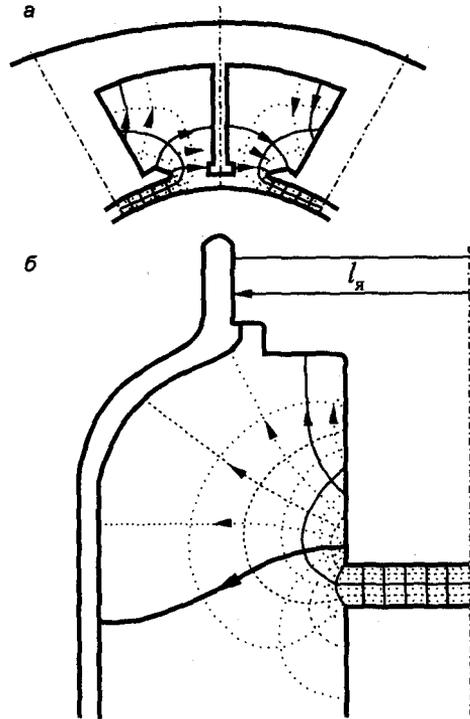


Рис. 5.10. Поток рассеяния обмотки возбуждения: а — между полюсами; б — в торцевой области машины

Начальная прямолинейная часть магнитной характеристики соответствует ненасыщенному состоянию магнитной цепи, когда МДС ферромагнитных участков этой цепи весьма малы по сравнению с F_8 . Поэтому, если провести касательную 2 к начальной части кривой 1 (рис. 5.11), то она будет представлять собой зависимость $\Phi_{\delta} = f(F_8)$ для ненасыщенной магнитной цепи. Разность абсцисс кривой 1 и прямой 2 равна сумме МДС ферромагнитных участков магнитной цепи.

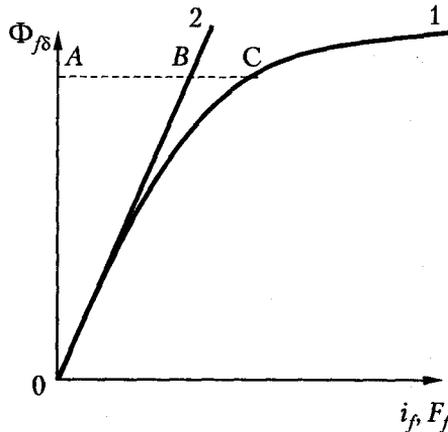


Рис. 5.11. Магнитная характеристика машины

Степень насыщения магнитной цепи характеризуется *коэффициентом насыщения*

$$k_{\mu} = \frac{F_f}{F_8} = 1 + \frac{F_z + F_a + F_m + F_{\gamma}}{F_8}, \quad (5.34)$$

который можно определить также по магнитной характеристике машины (рис. 5.11):

$$k_{\mu} = \frac{AC}{AB} = 1 + \frac{BC}{AB}.$$

Строить машину с ненасыщенной магнитной цепью невыгодно, так как при этом материалы будут недоиспользованы и машина получится тяжелой. Нецелесообразно также строить машину с чрезвычайно насыщенной магнитной цепью, так как в этом случае необходимо создать мощную обмотку возбуждения с большим расходом меди или алюминия и с большими потерями мощности на возбуждение. По этим причинам электрические машины изготавливаются с умеренным насыщением при номинальном режиме. При этом рабочая точка лежит несколько выше «колена» магнитной характеристики (рис. 5.11). Обычно при номинальном магнитном потоке $k_{\mu} = 1,20-1,35$, а в некоторых случаях $k_{\mu} = 1,7-2,0$.

При проектировании машины сечения участков магнитной цепи обычно выбираются таким образом, чтобы при номинальном режиме значения индукции находились в пределах, указанных в табл. 5.1. В последнее время для изготовления полюсов применяется также холоднокатаная электротехническая сталь. При этом

в полюсах допускается $B_m = 1,8$ Тл. Плотность тока в медной обмотке возбуждения обычно находится в пределах $2,0-3,5$ А/мм², а в алюминиевых обмотках — примерно на 20 % меньше.

Таблица 5.1. Значения индукции в машинах постоянного тока

Участок магнитной цепи	Значение индукции, Тл
Сердечник якоря	1,0–1,5
Зубцы якоря в наименьшем сечении	1,8–2,5
Полюс	1,2–1,6
Ярмо станины: — стальное литье и стальной прокат	1,1–1,2
— чугунное литье	0,5–0,7
Воздушный зазор	0,5–1,0

Для того чтобы ориентироваться во встречающихся соотношениях, приведем сводные значения данных расчета магнитной цепи двигателя постоянного тока на 14 кВт, 220 В, 1000 об./мин, имеющего следующие геометрические размеры: $D_a = 24,5$ см; $l_a = 12,5$ см; $\delta = 0,22$ см. Для этого двигателя при номинальном потоке МДС для одного полюса равны: $F_\delta = 1720$ А, $F_z = 350$ А, $F_a = 35$ А, $F_m = 110$ А, $F_\pi = 230$ А и $F_j = 2445$ А. При этом $k_\mu = 1,42$.

Отметим, что иногда расчет магнитной цепи ведут на два полюса.

Глава 6

Обмотки якоря машин постоянного тока

6.1. Общие соображения

Обмотки якоря являются важнейшим элементом электрических машин. С обмоткой непосредственно связана электромагнитная мощность, устанавливающая соответствие между электрической и механической мощностями при электромеханическом преобразовании энергии. Поэтому к надежности обмоток якоря (вместе с коллектором) при эксплуатации предъявляются высокие требования.

В результате закономерного взаимодействия магнитных, механических и электрических процессов при электромеханическом преобразовании энергии обмотки якоря испытывают сложные электрические, электродинамические, механические и тепловые воздействия. Поэтому обмотка якоря должна иметь необходимую электрическую и термическую прочность, обеспечивающую гарантированный срок ее службы. Все это должно быть учтено при проектировании и конструировании обмотки. Отметим, что конструкция обмотки должна обеспечивать удовлетворительные условия токосъема с коллектора без вредного искрения. Очевидно также, что при конструировании обмотки необходимо стремиться минимизировать расходы проводниковых и изоляционных материалов, а при изготовлении — использовать малозатратные технологии. Обмотка также должна быть по возможности ремонтнопригодной, доступной для сервисного обслуживания.

Стратегию конструирования обмотки якоря ЭМПТ — от элементарного витка до сложной обмотки — можно определить следующим образом. Простейший тип обмотки — это рассмотренный ранее элементарный виток с диаметрально расположенными активными сторонами. Однако величина ЭДС, индуцированной в такой обмотке, при реальных значениях B_p , l_g и v_a получается небольшой, порядка десятков вольт. Чтобы увеличить ЭДС простейшей обмотки, можно сделать несколько витков, объединив их общей корпусной изоляцией. Такая конструктивная структура называется секцией. Естественно, что одна многовитковая секция также не решает проблемы получения значительных ЭДС якоря, так как недоиспользованной оказывается большая часть поверхности якоря. Поэтому становится очевидным, что обмотка должна состоять из многих секций, равномерно распределенных по поверхности якоря и соответствующим образом соединенных между собой.

Очевидно, что при выполнении многосекционной обмотки изменения претерпевает и коллектор. Если для простейшей обмотки — элементарного витка — он представлял собой два изолированных друг от друга полукольца, то для многосекционной обмотки это кольцо должно быть разделено на ряд изолированных частей, равных числу секций в обмотке. В итоге получаем кольцевую конструктивную структуру, составленную из отдельных коллекторных пластин, изолированных друг от друга. К этим пластинам подключаются концы секций так, что на каждой пластине объединяются конец и начало двух секций, последовательно включенных по схеме обмотки. Все многообразие современных обмоток определяется способом соединения секций между собой.

6.2. Конструктивная структура обмоток якоря

В современных машинах постоянного тока обмотка якоря укладывается в пазы на внешней поверхности якоря. Такие обмотки называются барабанными. Основным структурным элементом такой обмотки, как уже упоминалось, является секция. Все секции имеют одинаковое число витков.

Секции обмотки якоря должны иметь такую конфигурацию, чтобы при укладке в паза соседние лобовые части секций не пересекались. Для этого достаточно, чтобы левая и правая стороны секции были ориентированы на двух уровнях так, чтобы одна активная сторона, к примеру левая, занимала одну половину паза, положим, верхнюю, а другая (правая) — другую половину другого паза, нижнюю. Такое условие легко удовлетворяется, если придать лобовым частям форму острого угла, показанную на рис. 4.8, а в головке лобовых частей (на вершине этого угла) сделать изгиб, переводящий активные стороны секции на разные уровни. В итоге уровни секций в пазах оказываются расположенными в два слоя. Поэтому выполненные таким образом обмотки называются двухслойными.

Чтобы различать положение сторон секции на схемах обмотки, принято активные проводники, занимающие верхнюю часть паза, изображать сплошной линией, а занимающие нижнюю часть паза — штрихпунктирной, при этом все секции изображаются на схемах как одновитковые. Что касается лобовых частей секции, подсоединяемых к коллектору, то их конфигурация определяется типом обмотки, устанавливающим схему соединения секций между собой. Возникает вопрос: как соединять секции между собой? Здесь принципиально возможны два подхода. Учитывая, что во всех секциях, расположенных под одним магнитным полюсом, индуцируется ЭДС одинакового направления, естественно соединить эти секции последовательно. В итоге получаем конфигурацию секции, показанную на рис. 6.1. Обмотка якоря, составленная из таких замкнутых друг на друга секций, называется петлевой. Такое название обусловлено конфигурацией и схемой соединения секций обмотки.

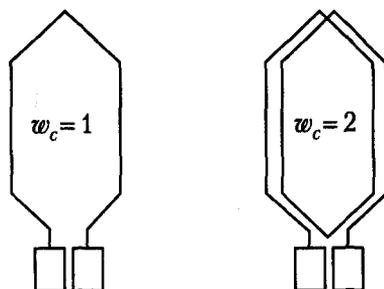


Рис. 6.1. Одновитковая и двухвитковая секции петлевой обмотки

При соединении секций обмотки возможен и принципиально иной подход, а именно: последовательно соединять секции, занимающие примерно равноценное положение под полюсами. Такое положение занимают секции, удаленные на расстояние 2τ . На основе этого принципа путем многократных обходов по якорю

последовательно соединяются все секции, расположенные под всеми полюсами одноименной полярности, представляющими в совокупности как бы один большой магнитный полюс. Затем аналогичным образом соединяются секции под всеми одноименными полюсами другой полярности.

Секции для такой обмотки имеют конфигурацию, показанную на рис. 6.2, в соответствии с видом которой образуемая ими обмотка называется волновой. Схемы соединения секций петлевой и волновой обмоток показаны на рис. 6.4.

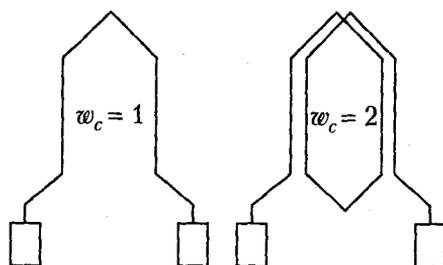


Рис. 6.2. Одновитковая и двухвитковая секции волновой обмотки

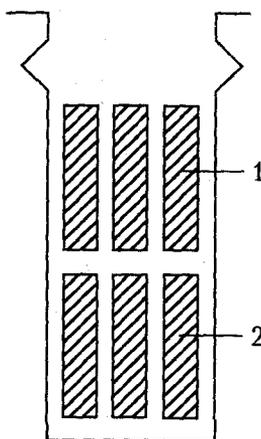


Рис. 6.3. Укладка обмотки в паз: 1 — сторона секции верхнего слоя; 2 — сторона секции нижнего слоя

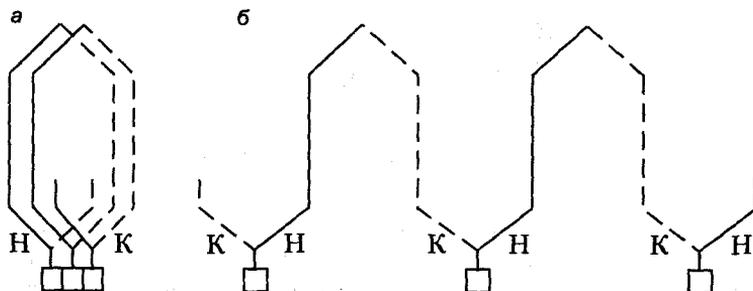


Рис. 6.4. Соединение секций обмоток: а — петлевой, б — волновой

Если в пазу находятся два активных проводника двух разных секций, такой паз называют простейшим, или элементарным. В таком якоре число пазов Z равно числу секций S и, соответственно, числу коллекторных пластин K . Для уменьшения пульсаций выпрямленного тока и напряжения оказывается необходимым иметь коллектор с большим числом пластин. При этом может оказаться, что изготавливать якорь с большим числом пазов нецелесообразно, так как пазы могут получиться очень узкими, в результате чего относительное сечение меди по сравнению с изоляцией уменьшится. Увеличивать площадь паза (а значит, и сечение меди) также может оказаться невыгодно, так как зубцы могут получиться очень узкими, что уменьшит их прочность. В таких случаях в каждом слое паза располагают рядом несколько секционных сторон (рис. 6.3), то есть в одном реальном пазу размещают несколько пазов элементарных. Число элементарных пазов в одном реальном составляет

$$u_n = \frac{S}{Z} = \frac{K}{Z}. \quad (6.1)$$

Очевидно, что общее число элементарных пазов якоря

$$Z_a = S = K = u_n Z. \quad (6.2)$$

Группу секций, размещенных в одном пазу, обычно объединяют общей корпусной изоляцией, получающуюся конструктивную структуру называют *катушкой*. При исполнении катушек может оказаться, что как левые, так и правые стороны секций, объединенных в катушку, будут полностью размещаться в отведенных для них пазах. Очевидно, что в этом случае все секции имеют одинаковые геометрические размеры. Получающуюся таким образом катушку называют равносекционной (рис. 6.5, а).

При формировании обмотки может оказаться и так, что, например, левые стороны секций катушки будут располагаться в одном пазу, а правые — в двух разных, обычно соседних. Секции такой катушки оказываются геометрически различными. Получающуюся таким образом катушку называют ступенчатой (рис. 6.5, б). Применение ступенчатой обмотки улучшает условия токосъема на коллекторе, однако технологически она сложнее равносекционной. Поэтому ступенчатые катушки применяются реже и только в машинах большой мощности (свыше 500 кВт).

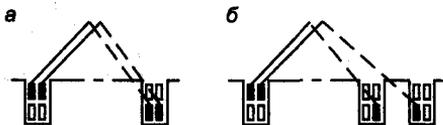


Рис. 6.5. Укладка секций обмоток при $u_n = 2$:
а — равносекционной, б — ступенчатой

Основные геометрические размеры секций (и катушек) и их взаимное расположение принято определять шагами, то есть расстояниями между соответствующими активными их сторонами. При этом расстояния измеряются обычно в числах зубцовых (или пазовых) делений.

Расстояние между первой (или левой) активной стороной секции и второй (правой) стороной одной и той же секции называется первым *частичным шагом* и независимо от типа обмотки определяется как

$$y_1 = \frac{Z_a}{2p} \pm \varepsilon, \quad (6.3)$$

где ε — значение, округляющее y_1 до целого числа.

При $y_1 = \frac{Z_a}{2p} = \tau_z$ шаг называется диаметральным, или полным, при $y_1 < \tau_z$ — укороченным, а при $y_1 > \tau_z$ — удлиненным.

Расстояние между второй (правой) и первой (левой) сторонами данной секции, последовательно включаемой на схеме обмотки, называется вторым *частичным шагом* — y_2 .

Расстояние между соответствующими сторонами (левыми или правыми) двух секций, последовательно включенных по схеме обмотки, называется *результующим шагом* — y .

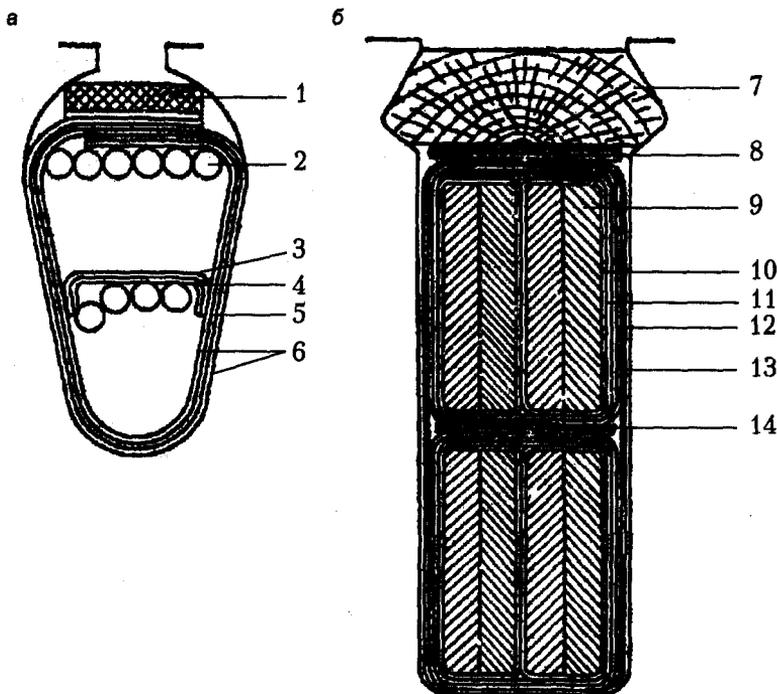


Рис. 6.6. Пазовая изоляция класса А: а — полузакрытый паз; б — открытый паз; 1 — клин гетинаксовый; 2 — изолированные проводники; 3 — прокладка из стеклолакоткани 0,18 мм; 4 — прокладка из электрокартона 0,2 мм; 5 — стеклолакоткань эскапоновая 0,18 мм; 6 — электрокартон 0,2 мм; 7 — клин деревянный; 8 — прокладка из электрокартона; 9 — изолированный проводник; 10 — микалента или синтетическая лента 0,13 мм; 11 — микафоль или синтетическая лента 0,15 мм; 12 — телефонная бумага; 13 — электрокартон 0,2 мм; 14 — прокладка из электрокартона

Поскольку $Z_3 = S = K$, указанные ранее шаги обмоток можно измерять и в числах коллекторных пластин. Из определения шагов следует, что

$$y = y_1 + y_2. \quad (6.4)$$

На рис. 6.6 приведены примеры заполнения пазов активными проводниками и их изолирования друг от друга и от корпуса якоря.

В машинах малой мощности, когда ток параллельной ветви не превышает 60–70 А, катушки изготавливаются из круглых изолированных проводников. В этом случае пазы делают трапецевидными (рис. 6.6, а), чтобы получить зубцы с неизменным по высоте сечением и тем самым избежать сильного насыщения корня зубца. Проводники катушки при этом опускаются в паз по одному через узкую щель открытия паза (такие пазы называются полузакрытыми). Для таких обмоток чаще всего применяется изоляция класса А или Е.

Если проводник имеет прямоугольное сечение, паз также выполняется прямоугольным (рис. 6.6, б). Такие обмотки изготавливаются в изоляции различных классов. При использовании изоляции классов А и Е проводники обмотки могут также опускаться в паз по одному, и тогда ширина открытия паза равна примерно половине его ширины (такие пазы называются полуоткрытыми). При использовании изоляции классов В, F и H заранее полностью изолированные катушки укладываются в полностью открытые пазы.

При $D_a \leq 0,40$ м и $v_a \leq 35$ м/с обмотки в пазах укрепляются с помощью проволочных бандажей. Во всех остальных случаях применяются клинья из твердых пород дерева (например, бука), гетинакса, текстолита, стеклотекстолита и др.

Плотность тока в проводниках обмотки якоря при номинальной нагрузке находится в пределах 4–10 А/мм². Меньшая цифра относится к крупным машинам, большая — к малым.

6.3. Петлевые обмотки

6.3.1. Простые петлевые обмотки

Простыми петлевыми обмотками называются обмотки, у которых последовательно соединяются рядом расположенные секции. Последовательно включаемая секция может располагаться как справа, так и слева от исходной. Такие варианты соединений показаны на рис. 6.7. Здесь же указаны и все шаги обмотки. Направление движения вправо принято положительным, поэтому шаг y_2 оказывается отрицательным.

Из схемы соединений секций следует, что для простой петлевой обмотки

$$y = y_k = \pm 1. \quad (6.5)$$

Знак «+» в (6.5) соответствует случаю $|y_2| < y_1$. Такие обмотки называются перекрещивающимися, или правоходовыми. Знак «-» — для случая, когда $|y_2| > y_1$. Такие обмотки называются перекрещивающимися, или левоходовыми. В этих определениях идет речь о перекрещивании лобовых частей секции и о направлении их обхода при последовательном включении.

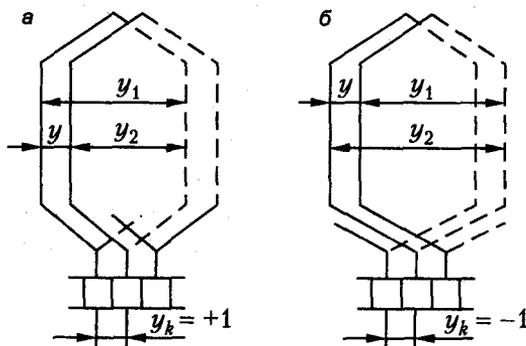


Рис. 6.7. Секции простой петлевой обмотки: а — неперекрывающейся, б — перекрывающейся

Из рис. 6.7 видно, что на левоходовую обмотку будет израсходовано больше меди, чем на правоходовую. Поэтому их практически не используют. В электромагнитном отношении эти обмотки равноценны.

Рассмотрим последовательность составления схемы простой петлевой обмотки. Предварительно укажем, что схемы обмоток якоря обычно вычерчиваются на развернутой поверхности якоря. Развертка этой поверхности представляет собой прямоугольник, основание которого равно длине окружности якоря — πD_a , а высота — активной длине l_a . На эту развертку наносятся очертания пазов, равномерно отстоящих друг от друга. Пазы нумеруются. Одновременно указывается и расположение полюсов (в виде прямоугольников) по отношению к якорю для произвольно фиксированного момента времени. Будем считать, что изображаемые полюсы $N - S$ расположены над обмоткой. Секции обмотки также нумеруются. Каждой секции присваивается номер того паза, в котором будет располагаться ее левая сторона. Коллекторные пластины также нумеруются. Каждой пластине присваивается номер той секции, которая подключается к ней своим началом.

Составим схему простой петлевой обмотки для конкретного примера. Пусть обмотка имеет следующие исходные данные:

$$2p = 4; S = Z = K = 18.$$

По (6.3) и (6.4) определим шаги обмотки:

$$y_1 = \frac{Z}{2p} - \epsilon = \frac{18}{4} - \frac{1}{\epsilon} = 4; y = y_k = +1; y_2 = y - y_1 = 1 - 4 = -3.$$

Перед вычерчиванием схемы обмотки полезно составить таблицу соединений секционных сторон обмотки.

В соответствии с идеей двухслойного исполнения обмоток таблицу соединений секционных сторон представим в виде двух рядов цифр, так чтобы верхний ряд цифр определял номера пазов, где размещаются левые стороны секций, а нижний ряд — номера пазов, где размещаются правые стороны секций. Цифры верхнего ряда будем отмечать дополнительно надстрочным штрихом как номера сто-

рон верхнего слоя обмотки, а цифры нижнего ряда — двумя надстрочными штрихами как номера сторон нижнего слоя обмотки.

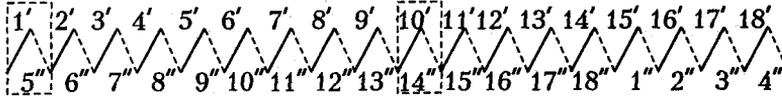


Рис. 6.8. Таблица соединений секционных сторон простой петлевой обмотки, изображенной на рис. 6.9

Заполнение верхнего ряда таблицы начнем с секции 1, принимаемой в качестве исходной. Цифрой 1' отмечаем, что ее левая сторона располагается в первом пазу, занимая его верхнюю половину. Прибавляя далее к номеру исходного паза 1 шаг y_1 , находим номер паза, где будет располагаться правая сторона этой секции, равный $(1 + y_1)''$.

Для рассматриваемого примера это будет пятый паз. Соответственно, и заполнение второго ряда таблицы начинаем с цифры 5'', указывая тем самым, что правая сторона исходной первой секции будет располагаться в пятом пазу (5), занимая его нижнюю половину 5''.

Соединяя далее штрихпунктирной линией цифры 1' и 5'', мы схематично отмечаем положение в пазах самой исходной секции. Прибавляя затем к номеру паза 5 шаг $y_2 = -3$, находим номер паза, где будет располагаться секция, следующая по схеме включения: $5 - 3 = 2$.

Заполнение таблицы необходимо продолжать до тех пор, пока все секции не окажутся замкнутыми друг на друга. Таблица соединений секций и секционных сторон для рассматриваемого примера представлена на рис. 6.8. Последовательность цифр верхнего ряда здесь обозначает последовательность включения секций.

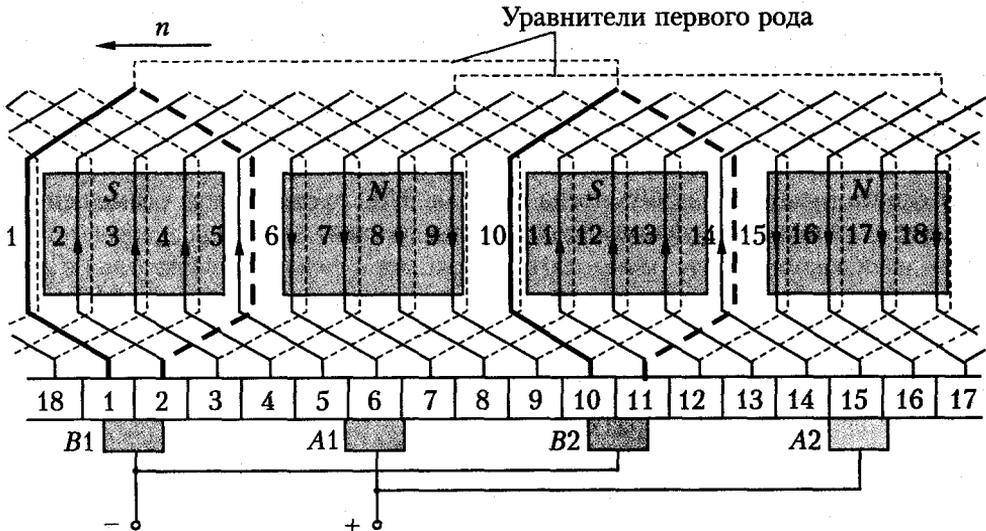


Рис. 6.9. Схема простой петлевой обмотки с $2p = 4$, $Z = Z_s = S = K = 18$, $y_1 = 4$, $y_2 = -3$, $y = y_k + 1$

В соответствии с составленной таблицей вычерчиваем схему обмотки, представленную на рис. 6.9. При вычерчивании полезно предварительно наметить головки лобовых частей секций, так чтобы лобовые части были симметричными.

6.3.2. Размещение щеток на коллекторе. Свойства простой петлевой обмотки

Положение щеток на коллекторе относительно полюсов должно быть таким, чтобы:

- получить наибольшую ЭДС якоря между щетками;
- замыкать щеткой накоротко лишь ту секцию, ЭДС которой минимальна.

Для этого необходимо располагать сведениями о взаимодействии ЭДС всех секций, составляющих обмотку. При этом достаточно иметь только качественное представление об их взаимодействии. В таких условиях следует принять во внимание только основную гармонику ЭДС, индуцированную в активных проводниках обмотки. В этом случае для анализа свойств обмотки удобно воспользоваться методикой изображающих векторов и векторных диаграмм.

Рассмотрим, как формируется ЭДС в активных проводниках, секциях и во всей обмотке. Напомним, что кривая изменения во времени ЭДС проводника определяется кривой пространственного распределения магнитного поля вдоль зазора. Естественно, что и основная временная гармоника ЭДС проводника определяется основной пространственной гармоникой магнитного поля в зазоре. Число полных гармонических волн магнитного поля в зазоре с пространственным периодом 2τ равно, как известно, числу пар полюсов индуктора — p . Очевидно, что при вращении якоря относительно гармонических волн магнитного поля будут индуцироваться ЭДС, гармонически изменяющиеся во времени. Амплитуды ЭДС всех проводников будут одинаковыми, а частота их изменения будет равна

$$f = pn.$$

Различаться ЭДС проводников будут только фазовыми углами сдвига. Эти углы предопределены тем, что проводники, размещенные в разных пазах, занимают различное положение по отношению к гармоническим волнам магнитного поля в зазоре. Очевидно, что для ЭДС проводников, отстоящих друг от друга на расстоянии полного периода основной волны магнитного поля $2\tau = Z/p$, фазовый угол сдвига будет равен 360° , тогда как для ЭДС проводников, размещенных в рядом лежащих пазах, фазовый угол сдвига составит

$$\alpha = \frac{p 360^\circ}{Z}.$$

Таким образом, при расстоянии между активными проводниками, равном $\alpha_n = 360^\circ/Z$ геометрических градусов, электрический угол сдвига между ЭДС этих проводников будет в p раз больше.

Из сказанного следует, что ЭДС активных сторон всех секций можно представить системой изображающих векторов $E_i (i = 1 \dots Z)$, имеющих одинаковую длину и сдвинутых друг относительно друга на угол $\alpha = \frac{p 360^\circ}{Z}$. При построении

такой системы векторов важно соблюдать соответствие между текущими положениями изображающих векторов по отношению к оси времени и расположением обмотки по отношению к полюсам индуктора. Проиллюстрируем сказанное рисунком (рис. 6.10, а), где изображен отдельный фрагмент рассматриваемой обмотки для такого момента времени, когда паз 1 находится под серединой полюса S.

Пользуясь правилом «правой руки», определим, что ЭДС E_1 , индуцируемая в проводниках этого паза, действует от начала к концу проводника, то есть является положительной. Следовательно, изображающий вектор для этой ЭДС должен совпадать с положительным направлением оси времени. Взаимное расположение ЭДС проводников всех пазов показано на рис. 6.10, б. Все изображающие векторы, как уже упоминалось, имеют одинаковую длину, симметрично сдвинуты друг относительно друга на угол $\alpha = \frac{2 \cdot 360}{180} = 40^\circ$, а их чередование предопределено направлением вращения якоря.

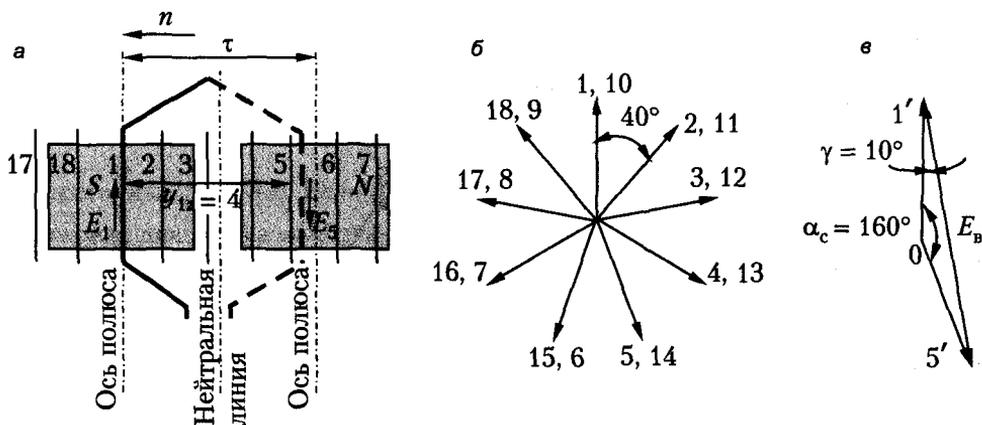


Рис. 6.10. Обмотка с $Z = Z_p = 18$, $2p = 4$: а — фрагмент схемы; б — «звезда» ЭДС активных проводников; в — векторная диаграмма ЭДС секции

Диаграммы такого вида называют «звездой» ЭДС активных проводников. Поскольку в рассматриваемом случае на каждую пару полюсов приходится равное число пазов — 9, то «звезды» ЭДС проводников, расположенных под каждой парой полюсов, совпадут. Поэтому каждый луч на рис. 6.10, б изображает два вектора, а следовательно, имеет и два номера. Напомним, что представленная «звезда» ЭДС будет вращаться по мере вращения якоря. Один полный поворот «звезды» ЭДС соответствует повороту якоря на 360 электрических градусов.

Рассмотрим теперь на примере данного фрагмента обмотки, как формируется ЭДС витка E_b из ЭДС проводников. Из рис. 6.10, а видно, что эта ЭДС определяется геометрической разностью изображающих векторов ЭДС двух активных сторон витка. На рис. 6.10, в представлена векторная диаграмма, иллюстрирующая формирование ЭДС в первой одновитковой секции, определяемой разностью ЭДС активных проводников, расположенных в первом (1') и пятом (5'') пазах. Анализ представленной диаграммы позволяет сформулировать очевидный вывод о «ха-

рактерных» расположениях секции. Если секция расположена симметрично относительно поперечной оси магнитной симметрии машины — q , то индуцируемая в ней ЭДС максимальна и будет изображаться вектором, совпадающим с осью времени. Если секция расположена симметрично относительно продольной оси симметрии — d , то индуцируемая в ней ЭДС равна нулю и будет изображаться вектором, перпендикулярным оси времени. Указанные особенности «характерных» положений можно использовать при построении векторных диаграмм обмотки, упрощая процедуры их построения. Так, представленная на рис. 6.9 схема обмотки построена для такого текущего ее расположения, когда секции 1 и 10 оказываются расположенными симметрично относительно оси полюсов. Поэтому изображающие векторы ЭДС этих секций будут ориентированы перпендикулярно оси времени. Что касается изображающих векторов ЭДС других секций, то они будут ориентированы друг относительно друга на тот же угол $\alpha = 40^\circ$, который определял сдвиг ЭДС в проводниках соседних пазов. Таким образом можно построить симметричную «звезду» ЭДС всех секций (рис. 6.11).

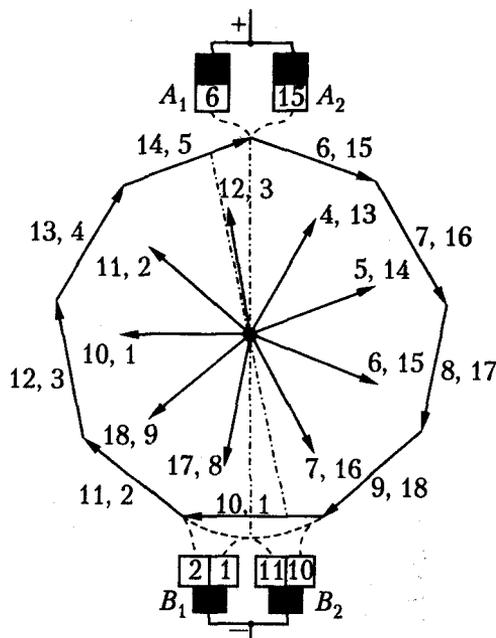


Рис. 6.11. Векторная диаграмма ЭДС обмотки

Все изображающие векторы этой «звезды» характеризуют ЭДС каждой секции в отдельности. Для того чтобы определить ЭДС обмотки, необходимо эти векторы сложить в последовательности, определяемой схемой обмотки. Результат сложения изображен на рис. 6.11 в виде векторной диаграммы ЭДС обмотки якоря.

В общем случае векторная диаграмма ЭДС обмотки состоит из одного или нескольких многоугольников — в зависимости от числа пар полюсов. При этом ка-

ждый многоугольник будет правильным и равносторонним, поскольку стороны, его составляющие, представляют собой симметричную «звезду» ЭДС секций. Как видно из векторной диаграммы ЭДС обмотки, сумма ЭДС всех секций тождественно равна нулю в любой момент времени. Следовательно, в замкнутой обмотке, состоящей из S последовательно включенных и замкнутых друг на друга секций, не возникнет тока, что является необходимым условием нормальной работы обмотки.

Векторную диаграмму обмотки можно считать топографической диаграммой, в ней начало и конец вектора ЭДС секции топографически соответствуют началу и концу самой секции. Поэтому на такой диаграмме можно определить ЭДС, действующую между любыми точками обмотки. В этой связи отметим, что начала векторов 1, 2, 3... (см. рис. 6.11) представляют собой потенциалы начал секций 1, 2, 3 и т. д., а также потенциалы коллекторных пластин 1, 2, 3 и т. д. Совпадение концов и начал векторов обоих многоугольников на этом рисунке указывает на наличие в обмотке равнопотенциальных точек. Например, равные потенциалы имеют коллекторные пластины 1 и 10, 2 и 11 и т. д., то есть пластины, удаленные друг от друга на

$$y_{\text{п}} = \frac{K}{p} \quad (6.6)$$

коллекторных делений. Величина $y_{\text{п}}$ называется потенциальным шагом.

Векторная диаграмма обмотки позволяет определить такое положение щеток на коллекторе, чтобы действующая между щетками разной полярности ЭДС была наибольшей.

Из многоугольника ЭДС обмотки видно, что наибольшее значение ЭДС обмотки (для текущего момента времени) получим, если щетки коснутся на коллекторе пластин 6, 15; 1, 10. Расставляя щетки на коллекторе указанным образом

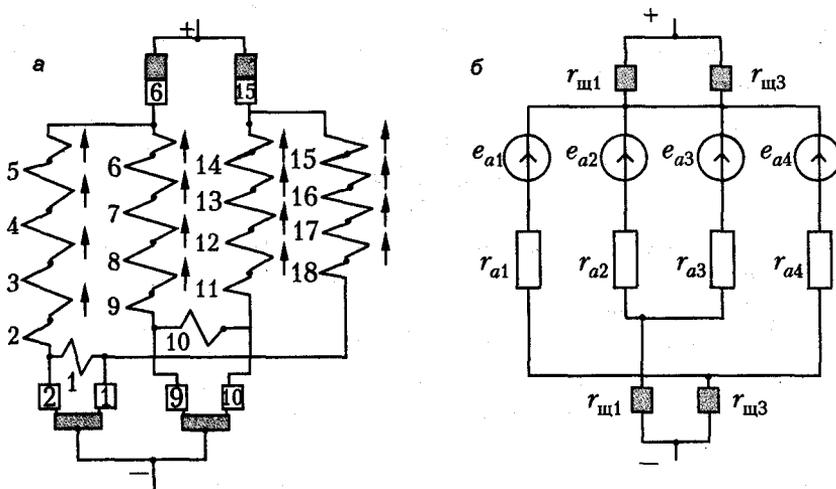


Рис. 6.12. Электрические схемы простой петлевой обмотки (см. рис. 6.10) с установленными на коллекторе щетками: а — действительная; б — эквивалентная

(на одинаковом расстоянии друг от друга), убеждаемся, что они оказываются расположенными под серединой полюсов, касаясь при этом сторон секций обмотки, расположенных по линии геометрической нейтрали. Щетки, касающиеся равнопотенциальных точек обмотки, также будут равнопотенциальными, а потому их следует соединить между собой.

После установки щеток на коллекторе схема обмотки принимает иную конфигурацию. На рис. 6.12 показаны электрическая схема обмотки с установленными на коллекторе щетками и ее более простое эквивалентное изображение.

Из рис. 6.12 следует, что благодаря указанной расстановке щеток на коллекторе обмотка разбивается на 4 параллельные ветви. Каждую ветвь обмотки составляют секции, расположенные под одним магнитным полюсом. Число секций, входящих в параллельную ветвь, равно $S/2p$.

Таким образом, данная петлевая обмотка образует число параллельных ветвей $2a$, равное числу магнитных полюсов, то есть

$$2a = 2p. \quad (6.7)$$

Такую петлевую обмотку называют простой параллельной обмоткой.

Способность создавать то или иное число параллельных ветвей является одним из важных свойств обмотки и зависит от типа обмотки, то есть от схемы соединения секций.

6.3.3. Уравнительные соединения

Условия работы каждой параллельной ветви как элемента электрической цепи должны быть одинаковыми (см. рис. 6.12). Очевидно, что для этого необходимо, чтобы все ветви были одинаковыми или симметричными как в электрическом отношении (равенство их электрических сопротивлений), так и в магнитном отношении (равенство магнитных потоков полюсов и индуцированных ими ЭДС параллельных ветвей). Такие условия симметрии обычно учитываются при создании машины. Если они выполнены идеально, то во время работы машины все ветви обмотки нагружаются токами равномерно. Однако из-за технологических дефектов, возникающих при изготовлении машины, или из-за нарушений, возникающих в процессе ее эксплуатации, эти условия могут искажаться. Особо опасным для петлевых обмоток является нарушение условий магнитной симметрии, когда магнитные потоки полюсов становятся неодинаковыми. Это может произойти, например, из-за того, что воздушные зазоры под полюсами окажутся неодинаковыми вследствие технологических дефектов при изготовлении либо возникнут в процессе эксплуатации по мере выработки подшипников и появления эксцентриситета вала. Подобного рода дефекты приводят к неравенству магнитных потоков только в многополюсных машинах ($p > 1$).

Рассмотрим влияние магнитной несимметрии на простую петлевую обмотку. Предположим, например, что вследствие износа подшипников якорь занял эксцентричное положение по отношению к полюсам, как показано на рис. 6.13, а.

На этом рисунке показано, какое изменение претерпевает распределение магнитных потоков между полюсами. Очевидно, что под нижними полюсами потоки увеличатся вследствие уменьшения воздушного зазора, а под верхними — умень-

шатся. Такое несимметричное поле полюсов можно представить как результат наложения на симметричные магнитные потоки четырехполюсной машины двухполюсных симметричных потоков полюсов $(N' - N')$ – $(S' - S')$, как показано на рис. 6.13, б. Поскольку магнитная система полюсов $(N' - N')$ и $(S' - S')$ – двухполюсная, то между щетками $A - A'$ будет действовать ЭДС, индуцированная потоком этих полюсов. Эти щетки соединены друг с другом соединительной шиной, следовательно в цепи этих щеток возникнет уравнивающий ток I_{yp} , замыкающийся внутри обмотки. Этот ток как ток короткого замыкания оказывается значительным по величине даже при небольшом потоке полюсов $(N' - N')$ и $(S' - S')$, то есть при небольшом различии потоков основных полюсов. Естественно, что I_{yp} вызывает дополнительные электрические потери, снижает КПД машины, повышает нагрев обмотки якоря и создает перегрузку щеток.

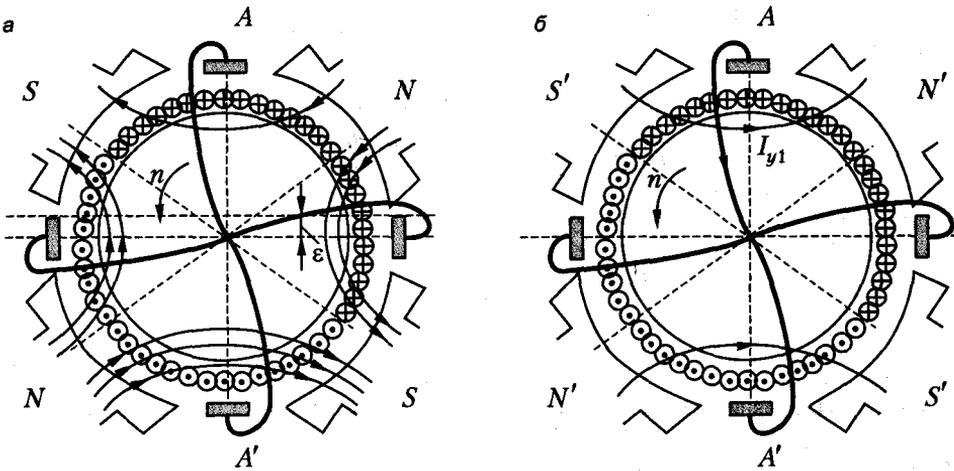


Рис. 6.13. Распределение магнитных потоков при эксцентриситете воздушного зазора

Однако полностью исключить появление магнитной несимметрии машины не представляется возможным, поэтому необходимо ослаблять негативное влияние уравнивающих токов. Можно замкнуть уравнивающие токи помимо щеток, тем самым разгружая их от перегрузки. Для этого достаточно электрически соединить равнопотенциальные точки обмотки, то есть дать возможность уравнивающим токам замыкаться внутри самой обмотки, минуя щетки. Такие соединения называются *уравнителями первого рода*. Два таких уравнивательных соединения показаны на рис. 6.9. Так как сопротивление щеточного контакта значительно больше сопротивления уравнивательного провода, то I_{yp} практически полностью замыкается по нему, минуя щетки.

Уравнители выполняются либо на стороне коллектора (и тогда они соединяют пластины с равными потенциалами), либо на противоположной от коллектора стороне (в этом случае они соединяют равнопотенциальные точки лобовых частей секций). Шаг уравнителей y_{up} равен потенциальному шагу обмотки $y_{п}$:

$$y_{п} = \frac{K}{p}. \quad (6.8)$$

Для достижения надлежащего эффекта при всех положениях вращающегося якоря обмотку нужно снабдить достаточным количеством уравнивателей. Из рассмотрения многоугольника ЭДС (см. рис. 6.11) видно, что максимальное число возможных уравнивателей первого рода на одной стороне якоря равно K/p , причем каждый из них соединяет p точек равных потенциалов. Полным количеством уравнивателей снабжаются только крупные машины с тяжелыми условиями коммутации тока. В остальных случаях выполняют от $1/3$ до $1/6$ всех возможных уравнивателей или один уравниватель на один-два паза машины. При этом их располагают равномерно по окружности якоря. Сечение уравнивателей принимают равным 20–50 % от сечения витка обмотки якоря. На рис. 6.14 показан один из вариантов конструктивного выполнения уравнивателей.

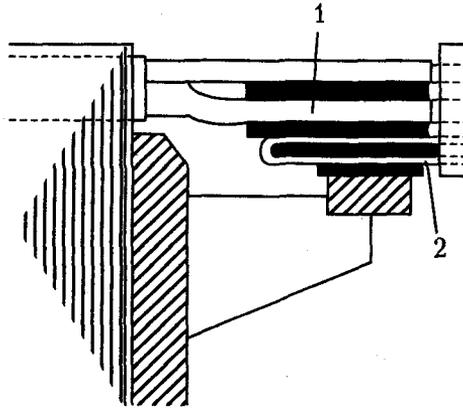


Рис. 6.14. Уравниватели 2, размещенные под лобовыми частями 1 на стороне якоря, противоположной коллектору

Уравниватели первого рода, применяемые в простых петлевых обмотках, не только защищают щетки от перегрузок по току, но и ослабляют несимметрию магнитных потоков полюсов, то есть причину появления уравнивательных токов. Действительно, эти токи, являясь переменными, протекая по обмотке якоря, возбуждают магнитное поле реакции якоря, которое, в соответствии с принципом Ленца, должно быть таким, чтобы ослабить причину их возникновения. Магнитный поток уравнивательных токов будет направлен так, чтобы размагнитить полюсы ($N' - N'$) и ($S' - S'$), то есть будет стремиться ослабить несимметрию основных магнитных полюсов, что, естественно, приведет к уменьшению уравнивательных токов.

6.3.4. Сложные петлевые обмотки

Если последовательно соединить секции обмоток, расположенные через несколько секций, то образуется сложнопетлевая, или сложнопараллельная, обмотка. Такую обмотку можно рассматривать как сочетание нескольких ($m = 2, 3, \dots$) простых петлевых обмоток. Результирующий шаг сложной обмотки равен

$$y = y_k = \pm m, \quad (6.9)$$

где m — коэффициент множественности обмотки.

Первый и второй частичные шаги y_1 и y_2 здесь определяются так же, как и для простой петлевой обмотки.

При выполнении сложной обмотки из S секций можно получить две различные их конфигурации в зависимости от отношения S/m . Так, если S кратно m , то есть если $S/m = K$ — целое число, то, соединяя последовательно секции

$$1 \rightarrow (1+m) \rightarrow (1+2m) \rightarrow \dots \rightarrow 1 + \left(\frac{S}{m} - 1\right)m \rightarrow 1,$$

после обхода по якору получим последнюю секцию, замкнутой на первую, исходную. В итоге после первого обхода по якору получим первую простую петлевую обмотку. Чтобы включить оставшиеся секции в схему обмотки, надо вновь начать обход, но уже со второй секции и по рассмотренному ранее алгоритму. В итоге получим вторую простую петлевую обмотку, и так далее в зависимости от коэффициента множественности. При $m > 2$ сложная петлевая обмотка получается несимметричной, потому не используется. Такие обмотки, составленные из m независимых простых петлевых обмоток, не соединенных друг с другом, называют m -кратно замкнутыми.

В рассматриваемой обмотке секции и коллекторные пластины m простых обмоток по окружности чередуются, и для отвода тока из обмотки необходимо, чтобы ширина щеток была не меньше ширины m коллекторных делений. Таким образом, m простых обмоток m -ходовой обмотки включаются с помощью щеток параллельно, и количество параллельных ветвей сложной петлевой обмотки составит

$$2a = 2pt. \quad (6.10)$$

Если же S не кратно m , то последовательно включенные секции замкнутся на исходную только после нескольких обходов по якору. Кратность замыкания такой сложной петлевой обмотки t будет равна наибольшему общему делителю чисел m и K . Для таких обмоток ширина щетки также должна быть не менее ширины m коллекторных пластин.

Рассмотрим особенности сложной петлевой обмотки на конкретном примере: $m = 2$, $2p = 4$, $Z = Z_p = S = K = 20$, $u_n = 1$. Выберем шаги обмотки:

$$y = y_k = +2; \quad y_1 = \frac{20}{4} + 1 = 6; \quad y_2 = 2 - 6 = -4.$$

По известным значениям шагов построим таблицу соединений секционных сторон обмотки (рис. 6.15)

При этом, начиная с пластины и секции 1, обойдем все нечетные секции и вернемся к пластине 1, замкнув первый ход обмотки. Начав второй ход с пластины 2, обойдем все четные секции и снова вернемся к пластине 2, замкнув второй ход обмотки. Таким образом, в рассматриваемом случае получаются две самостоятельные обмотки, которые соединяются параллельно с помощью щеток.

Представленная обмотка получается двухходовой двукратно замкнутой и симметричной (рис. 6.16). Векторные диаграммы ЭДС якоря и «звезда» ЭДС секционных сторон этой обмотки, построенные по изложенным ранее правилам, представлены на рис. 6.17. Обратите внимание на то, что многоугольник ЭДС состо-

ит из четырех накладывающихся друг на друга многоугольников, что указывает на наличие в обмотке восьми параллельных ветвей.

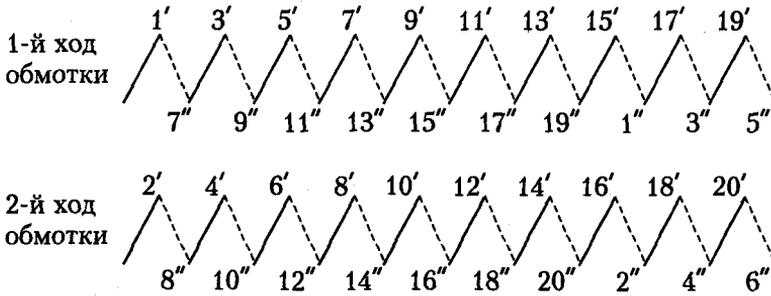


Рис. 6.15. Таблица соединений секционных сторон сложной петлевой обмотки

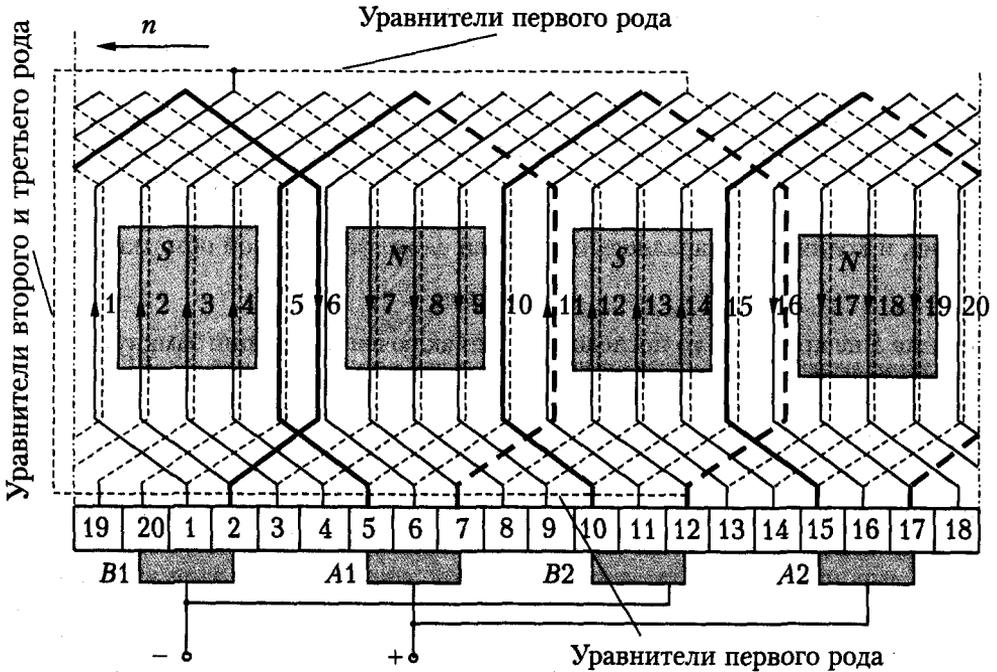


Рис. 6.16. Схема сложной петлевой обмотки с $m=2$, $2p=4$, $Z=Z_s=S=K=20$, $y_1=6$, $y_2=4$, $y=y_k=+2$

Уравнительные соединения. Для обеспечения равномерного распределения тока между ветвями каждого хода обмотки (каждой простой петлевой обмотки) следует установить уравнители первого рода. Их шаг $y_n = K/p = 20/2 = 10$, то есть равен четному числу коллекторных пластин. Поэтому каждый уравнитель первого рода будет соединять только пластины и секции одного хода обмотки.

Вместе с тем сложная петлевая обмотка нуждается также в так называемых *уравнителях второго рода*, которые служат для выравнивания нагрузки между разными ходами сложной обмотки.

Каждая щетка (рис. 6.16) касается пластин разных ходов обмотки. Щеточный контакт не может быть вполне устойчивым, так как отдельные пластины несколько выступают относительно соседних. Поэтому условия контакта с пластинами разных ходов постоянно изменяются, что вызывает непрерывное перераспределение тока нагрузки и пульсацию токов отдельных ходов обмотки.

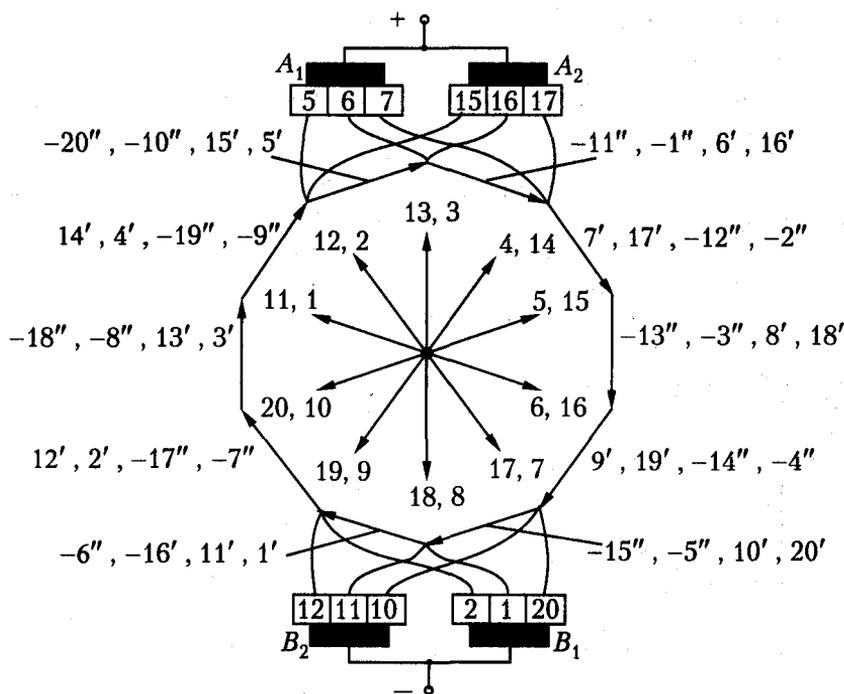


Рис. 6.17. Векторная диаграмма ЭДС обмотки, изображенной на рис. 6.16

Вместе с этим сильно колеблется также напряжение между соседними пластинами. Все это приводит к перегрузке отдельных участков щеток, их искрению и т. д. Во избежание таких явлений необходимо соединить теоретически равнопотенциальные точки разных ходов обмотки уравнивателями второго рода и таким образом соединить их параллельно внутри самой обмотки помимо или до щеточного контакта.

Как уже указывалось, две равнопотенциальные точки рассматриваемой обмотки удалены на одной стороне якоря на $y_n = 10$ пластин или элементарных пазов и поэтому принадлежат одному ходу обмотки. Вследствие этого в данном случае создание уравнивателей второго рода на одной стороне якоря невозможно.

На рис. 6.17 видно, что две равнопотенциальные точки разных ходов обмотки будут, например, соответствовать концу вектора 1' (или началу вектора 7'') и началу вектора 2'. Это будут, соответственно, середина лобовой части секции 1 на стороне, противоположной коллектору, и коллекторная пластина 2. Две равнопотенциальные точки (см. рис. 6.16), а также другие аналогичные пары точек можно соединить уравнивателями второго рода, проходящими между сердечником

якоря и валом машины. В данном случае уравниватели первого рода, принадлежащие разным ходам обмотки, выполняются на разных сторонах якоря, как показано на рис. 6.16, так как при этом p уравнивателей второго рода можно заменить одним. Например, показанный на рис. 6.16 уравниватель второго рода для секций 1 и 2 служит также уравнивателем второго рода для середины секций 11 и 12. В таком случае обычно выполняют только один уравниватель второго рода на $(2-3)p$ коллекторных пластин. Недостатком уравнивателей, проходящих между сердечником якоря и вала, является их конструктивная сложность.

Иногда в машинах с тяжелыми условиями коммутации в двухходовых петлевых обмотках применяют также уравниватели третьего рода. Их задача сводится к тому, чтобы при вращении коллектора щетка замыкала накоротко не сразу всю секцию, а сначала одну ее половину, а затем другую. Для этого необходимо середину одновитковой секции, расположенную на противоположной от коллектора стороне якоря, соединить с коллекторной пластиной, находящейся между началом и концом данной секции. В обмотке, показанной на рис. 6.16, такую роль выполняют уравниватели второго рода, то есть они являются одновременно и уравнивателями третьего рода. Здесь при движении коллектора вправо щетка сначала замкнет пластины 1-2 и тем самым левую половину секции 1, а затем пластины 2-3 и тем самым правую половину этой секции.

Уравнивателей третьего рода устанавливают столько, чтобы коммутация всей обмотки происходила по полусекциям. Естественно, что использовать уравниватели третьего рода можно лишь в том случае, если соединяемые ими точки обмотки имеют равные потенциалы.

Рассмотренная конкретная обмотка была симметричной, так как на каждую пару параллельных ветвей приходилось целое число секций $S/a = 20/4 = 5$. Однако такие условия симметрии не всегда могут быть выполнены. Рассмотрим, например, двухходовую петлевую обмотку со следующими данными: $m = 2$, $2p = 4$, $2a = 8$, $Z = Z_s = S = 18$, $y_k = y = +2$, $y_1 = 4$, $y_2 = -2$. Последовательность соединения секций в этой обмотке представлена на рис. 6.18, а схема обмотки — на рис. 6.19.

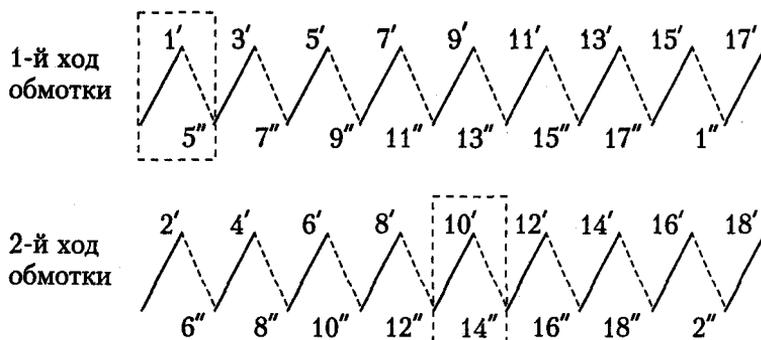


Рис. 6.18. Таблица соединений секционных сторон сложной петлевой обмотки, изображенной на рис. 6.19

«Звезда» ЭДС секций и диаграмма ЭДС рассматриваемой обмотки, построенные на основании рис. 6.18 и 6.19, изображены на рис. 6.20. При этом масштаб «звез-

ды» ЭДС в два раза меньше масштаба многоугольника ЭДС. То обстоятельство, что многоугольники ЭДС на рис. 6.20 не совмещаются, также свидетельствует о несимметрии обмотки.

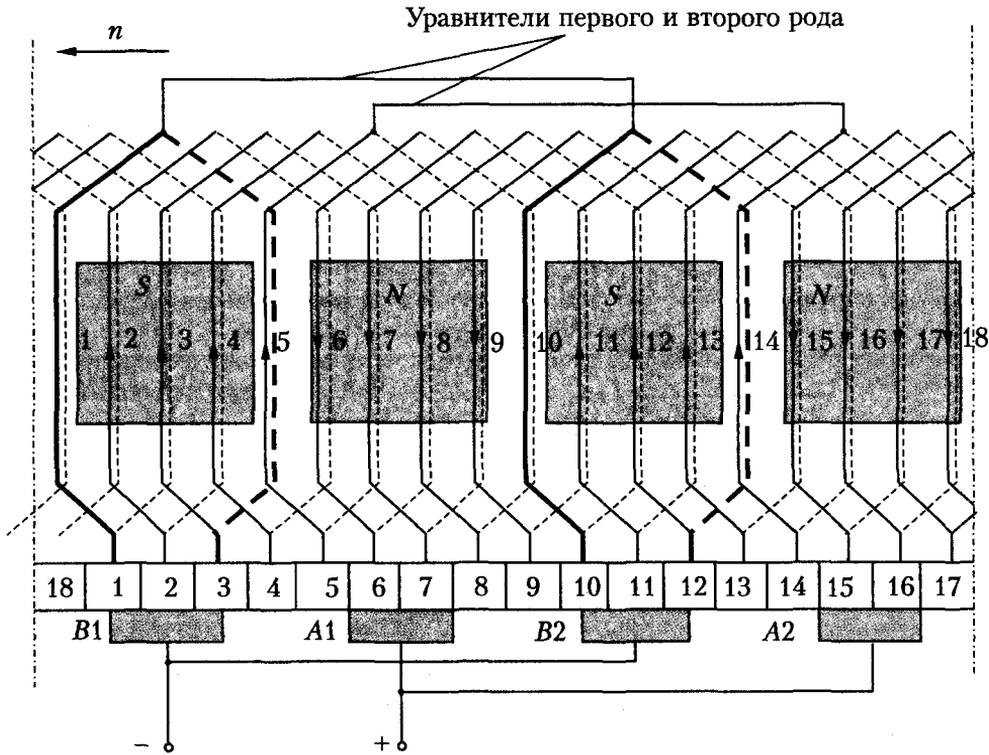


Рис. 6.19. Схема сложной петлевой обмотки с $m = 2$, $2p = 4$, $Z = Z_s = S = K = 18$, $y_1 = 4$, $y_2 = -2$, $y = y_k = +2$

Равнопотенциальные точки этой обмотки имеют шаг

$$y_n = \frac{K}{p} = \frac{18}{2} = 9,$$

что также следует из рис. 6.20. Эти точки принадлежат разным ходам обмотки, и поэтому при их соединении получим уравниватели второго рода, которые в данном случае располагаются на одной стороне якоря (рис. 6.19). Но эти уравниватели соединяют также параллельные ветви, находящиеся под разными парами полюсов, и поэтому одновременно являются также уравнивателями первого рода.

То обстоятельство, что эти ветви принадлежат различным ходам обмотки, не имеет значения, так как при достаточном количестве уравнивателей все ветви, расположенные под разными полюсами, окажутся взаимно соединенными друг с другом и щетки будут загружаться равномерно.

Простота выполнения уравнивателей первого и второго рода является большим преимуществом рассматриваемой обмотки, и поэтому несимметричные двуххо-

довые обмотки с нечетным K/p на практике часто предпочитают симметричным с четным K/p .

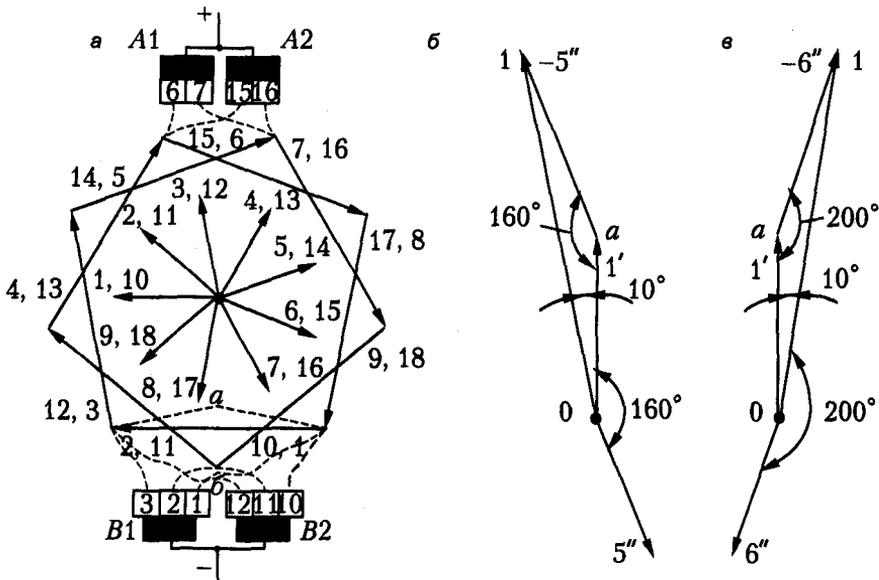


Рис. 6.20. Сложная петлевая обмотка (см. рис. 6.19): а — векторная диаграмма ЭДС обмотки; б, в — векторные диаграммы ЭДС секции

В случае несимметричных обмоток всегда требуется проанализировать возможность их применения. Эти вопросы, а также особенности выполнения многоходовых обмоток с $u_n > 1$ и ступенчатых обмоток рассматриваются в специальных руководствах.

6.4. Волновые обмотки

6.4.1. Простые волновые обмотки

Рассмотрим принципиальную схему и свойства простой волновой обмотки, в которой последовательно соединяются не все рядом лежащие секции, а те, что находятся в сходных магнитных условиях. Этому условию, как уже отмечалось, соответствуют секции, удаленные друг от друга на расстояние 2τ . Следуя этому принципу и начав укладку обмотки с паза, расположенного, допустим, под северным магнитным полюсом, надо обойти все одноименные полюсы машины и вновь прийти к соседнему пазу, лежащему справа или слева от исходного. Этот принцип относится и к коллекторным пластинам. Начав обход обмотки с какой-либо пластины, по завершении обхода надо прийти к пластине, расположенной слева (левоходовая обмотка) или справа (правоходовая обмотка) от исходной. При этом левоходовая обмотка будет неперекрещивающейся, а правоходовая — перекрещивающейся. Всегда ли выполнима такая обмотка, и каковы должны быть ее шаги?

Если в машине p пар полюсов и каждая последующая по схеме соединения секция обмотки отстоит от предыдущей на y пазов, то за один полный обход пройдем расстояние, равное py . Следовательно, начиная второй обход, имеем:

$$py \pm 1 = Z. \quad (6.11)$$

Откуда находим, что результирующий шаг обмотки должен быть равен

$$y = y_k = \frac{Z \pm 1}{p}. \quad (6.12)$$

Из (6.11) видно, что простая волновая обмотка выполняется не при любом Z , а лишь тогда, когда $Z \pm 1$ кратно p . Если принять y равным $y = \frac{Z+1}{p}$, получим правоходную перекрещивающуюся обмотку, а если $y = \frac{Z-1}{p}$ — левоходную перекрещивающуюся. Схемы последовательного соединения секций таких обмоток показаны на рис. 6.21.

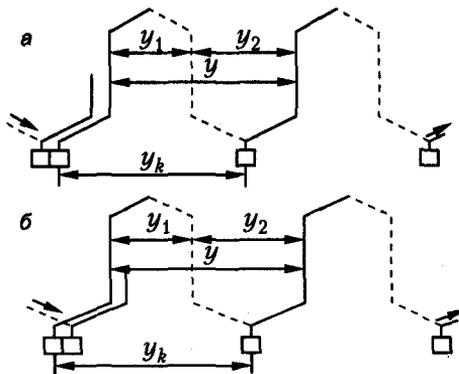


Рис. 6.21. Секции простой волновой обмотки: а — неперекрещивающейся, б — перекрещивающейся

Первый частичный шаг обмотки $y = \frac{Z}{2p} \pm \epsilon$ и второй частичный шаг $y_2 = y - y_1$

вычисляются так же, как и для простой петлевой обмотки. На основе сформулированных принципов для петлевой обмотки составляется схема соединения сторон секций (или секций) и вычерчивается схема обмотки.

Особенности простой волновой обмотки по сравнению с простой петлевой состоят в том, что в волновой обмотке:

- 1) непосредственно друг к другу примыкают далеко отстоящие секции;
- 2) между соседними пластинами включена не одна, а p последовательно соединенных секций.

На основе «звезды» ЭДС всех секций строится многоугольник ЭДС обмотки, который отражает способ соединения секций между собой.

Составим схему простой волновой обмотки для конкретного примера: $2p = 4$; $Z = S = K = 17$. Примем:

$$y_k = y = \frac{K - 1}{p} = \frac{17 - 1}{2} = 8; \quad y_1 = \frac{Z}{2p} - \epsilon = \frac{17}{4} - \frac{1}{4} = 4; \quad y_2 = y - y_1 = 8 - 4 = 4.$$

Порядок соединений секционных сторон такой обмотки определяется таблицей, приведенной на рис. 6.22, а схема обмотки имеет вид, показанный на рис. 6.23.

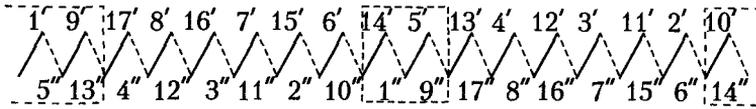


Рис. 6.22. Таблица соединений секционных сторон простой волновой обмотки, показанной на рис. 6.23

Ряд секций, выделенных на рис. 6.23 жирными линиями, в отличие от секций петлевых обмоток замыкается накоротко через две щетки одной полярности и соединительные провода между ними. Короткозамкнутые секции обозначены также на рис. 6.22.

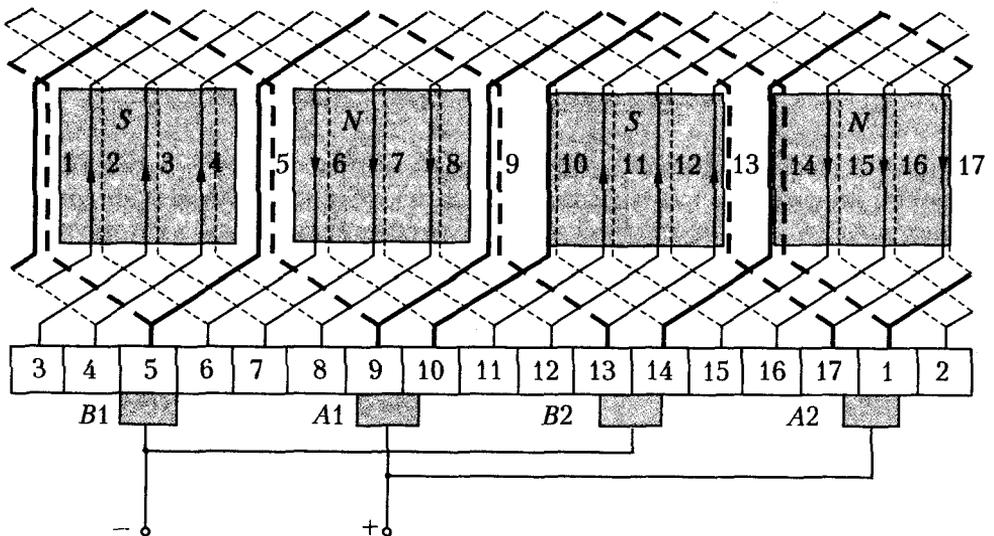


Рис. 6.23. Схема простой волновой обмотки с $2p = 4$, $Z = Z_s = S = K = 17$, $y_1 = 4$, $y_2 = 4$, $y_k = 8$

На рис. 6.24 построены «звезда» ЭДС секций и векторная диаграмма ЭДС рассматриваемой обмотки. В целях обеспечения компактности диаграмм масштабы для «звезды» ЭДС и многоугольника ЭДС приняты различными.

Из многоугольника ЭДС, как уже указывалось, определяем положение щеток на коллекторе, при котором ЭДС между щетками противоположной полярности была бы максимальной. Видно, что для этого щетки должны располагаться по линии ГН, то есть так же, как и в случае петлевой обмотки.

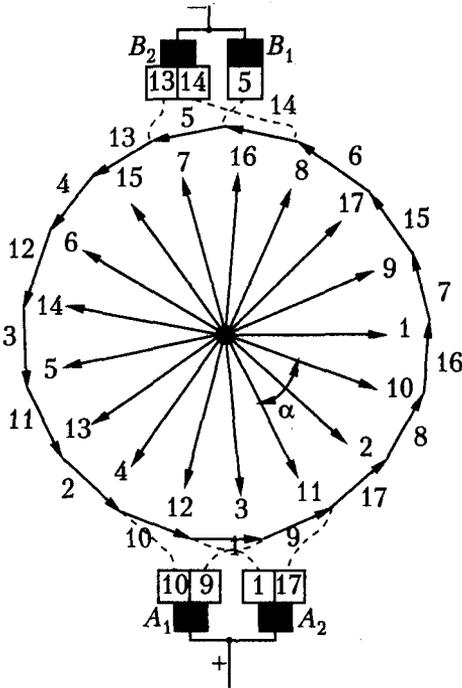


Рис. 6.24. Векторная диаграмма ЭДС обмотки, изображенной на рис. 6.23

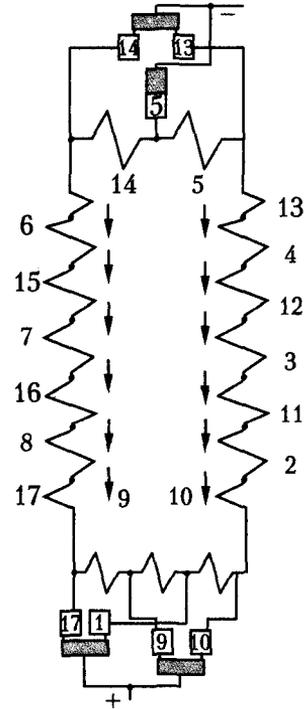


Рис. 6.25. Электрическая схема простой волновой обмотки (рис. 6.23) с установленными на коллекторе щетками

После установки щеток на коллекторе электрическая схема обмотки приобретает конфигурацию, показанную на рис. 6.25.

Видно, что обмотка образует только две параллельные ветви, что очевидно из принципа ее построения. Одну параллельную ветвь составляют секции, левые стороны которых находятся под северными полюсами, а другую ветвь — секции, левые стороны которых находятся под южными полюсами.

Обобщая приведенный пример, можно сделать вывод о том, что число параллельных ветвей простой волновой обмотки

$$2a = 2, \tag{6.13}$$

а векторная диаграмма ЭДС такой обмотки всегда состоит из одного многоугольника.

В силу отмеченного свойства, касающегося числа параллельных ветвей, волновые обмотки иногда называют последовательными. В такой обмотке достаточно установить лишь один комплект щеток «+» и «-», так как все щетки одной полярности соединены короткозамкнутыми секциями, через которые ток нагрузки распределяется по параллельно работающим щеткам. Этой возможностью иногда пользуются в машинах мощностью до 0,5 кВт, если доступ к щеткам для ухода за ними по всей окружности коллектора затруднен, однако условия коммутации

при этом ухудшаются, а в более мощных машинах приходится удлинять коллектор. Поэтому обычно ставится полный комплект ($2p$) щеточных пальцев и щеток. При $a = 1$ условия симметрии удовлетворяются при любых p , Z , u_n и K . Однако возможность выбора этих величин ограничивается соотношением (6.11), которое при подстановке $K = u_n Z$ принимает вид

$$y_k = y = \frac{u_n Z \pm 1}{p}. \quad (6.14)$$

Поскольку шаг y_k должен быть целым числом, то отсюда видно, что при четных p как Z , так и u_n должны быть нечетными.

Простая волновая обмотка с «мертвой» секцией. Трудности в соблюдении равенства (6.11) или (6.13) в ряде случаев обходят применением несимметричных обмоток. Например, при четных p и $Z_3 = u_n Z$ можно применить обмотку с $K = Z_3 - 1$ и оставить одну секцию неиспользованной, или «мертвой». У этой секции обрезаются концы, и она не присоединяется к коллектору (секция оставляется на якоре, чтобы не нарушать балансировку).

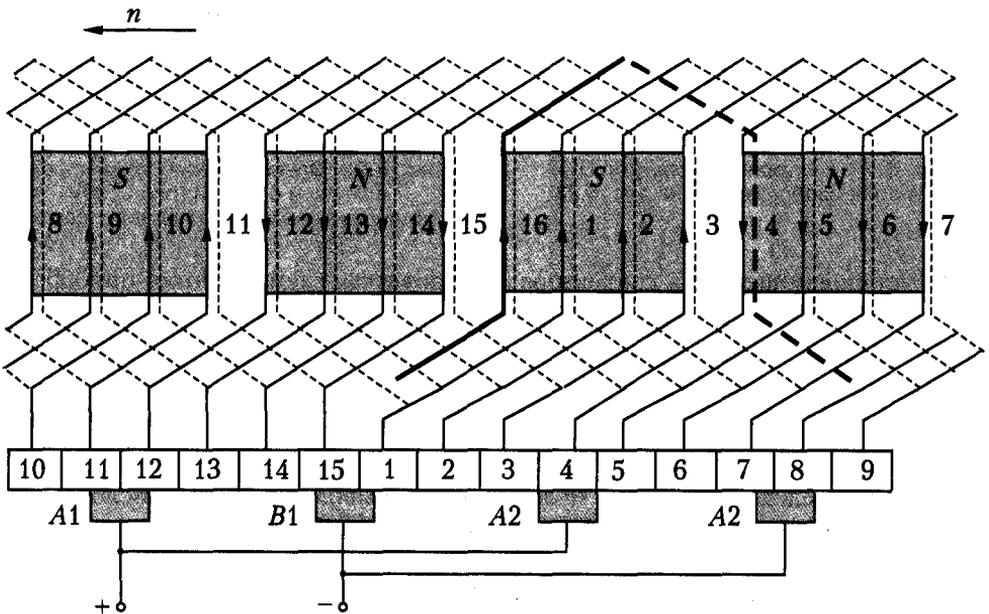


Рис. 6.26. Схема простой волновой обмотки с «мертвой» секцией, $2p = 4$, $Z = Z_3 = 16$, $y_1 = 4$, $y_2 = 4$, $y_k = 8$

Схема такой обмотки для $2p = 4$, $Z_3 = 16$ и $K = 15$ показана на рис. 6.26, причем принято, что

$$y_k = y = \frac{K + 1}{2} = \frac{15 + 1}{2} = 8; \quad y_1 = 4; \quad y_2 = 4.$$

При обходе обмотки и подсчете шагов стороны «мертвой» секции исключаются.

Искусственно замкнутая простая волновая обмотка. Предположим, что в обмотке $Z_p = S = K = 16$ и $2p = 4$. Шаги обмотки выберем из предположения, что Z_p, S и K на единицу больше, то есть $Z_p = S = K = 17$. При этом, согласно выражению (6.11), можно взять

$$y_k = y = \frac{17 - 1}{2} = 8; \quad y_1 = 4; \quad y_2 = 4.$$

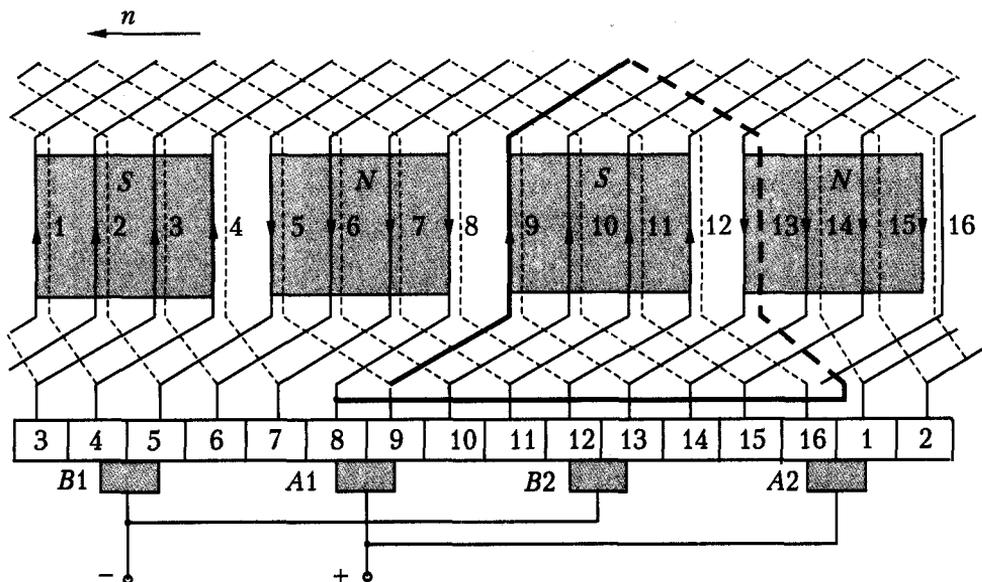


Рис. 6.27. Схема искусственно замкнутой простой волновой обмотки с $2p = 4$, $Z = Z_p = S = K = 16$, $y_1 = 4$, $y_2 = 4$, $y_k = 8$

Исходя из таких значений шагов, составляем схему обмотки (рис. 6.27), начиная, например, с пластины 1. При первом обходе вокруг якоря проходим секции 1 и $1 + 8 = 9$ и должны были бы прийти к пластине $9 + 8 = 17$. Второй обход должен был бы включить в себя секции 17 и 8. Однако поскольку секции 17 и пластины 17 нет, то после завершения первого обхода соединяем конец секции 9 с помощью обходной перемычки непосредственно с пластиной 8 и началом секции 8. После этого ход обмотки следует по обычным правилам, с тем лишь отличием, что каждый второй результирующий шаг сокращается на единицу. Рассмотренные несимметричные волновые обмотки находят применение в машинах мощностью до нескольких десятков киловатт и работают вполне удовлетворительно.

6.4.2. Сложные волновые обмотки

Общие положения. Сложную волновую обмотку можно рассматривать как сочетание m простых волновых обмоток, которые включаются на параллельную работу с помощью щеток. Соответственно число параллельных ветвей в такой обмотке в m раз больше числа ветвей в простой волновой обмотке:

$$2a = 2m. \tag{6.15}$$

Рассматриваемую обмотку называют также сложной последовательной обмоткой. Выполнение симметричных m -ходовых волновых обмоток возможно при условии $2p/m$ — целое число. Максимально возможное число ходов при этом

$$m = 2p,$$

а максимальное число ветвей

$$2a = 4p,$$

то есть такое же, как у двухходовой петлевой обмотки. Секции и коллекторные пластины m ходов обмотки по окружности чередуются. Поэтому после одного обхода p последовательно соединенных секций вокруг якоря мы должны выйти не к соседней с исходной пластине коллектора, как в простой волновой обмотке, а со сдвигом на m делений влево или вправо.

В соответствии с этим

$$py_k \pm m = K$$

и

$$y_k = y = \frac{K \pm m}{p} = \frac{K \pm a}{p}. \quad (6.16)$$

Шаги y_1 и $y_2 = y - y_1$ определяются обычным образом. Кратность замыкания обмотки равна наибольшему общему делителю чисел m и K .

Рассмотрим двухходовую двукратно замкнутую обмотку со следующими параметрами: $2p = 4$, $m = 2$, $2a = 4$, $Z = Z_s = S = K = 18$. Выберем шаги

$$y_k = y = \frac{18 - 2}{2} = 8; \quad y_1 = \frac{18}{4} + \frac{1}{2} = 5; \quad y_2 = 8 - 5 = 3.$$

На основании этих данных составлена таблица соединений секционных сторон обмотки (рис. 6.28) и схема обмотки (рис. 6.29).

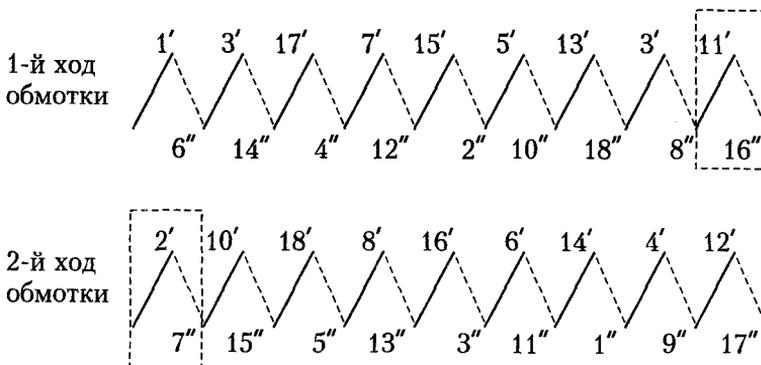


Рис. 6.28. Таблица соединений секционных сторон сложной волновой обмотки, изображенной на рис. 6.29

Обмотка состоит из не связанных между собой двух простых волновых обмоток, из которых одна охватывает нечетные, а другая — четные секции и пластины. На основании рис. 6.28 и схемы на рис. 6.29 изображены «звезда» пазовых ЭДС

и векторная диаграмма ЭДС обмотки (рис. 6.30). Диаграмма состоит из двух накладывающихся друг на друга многоугольников.

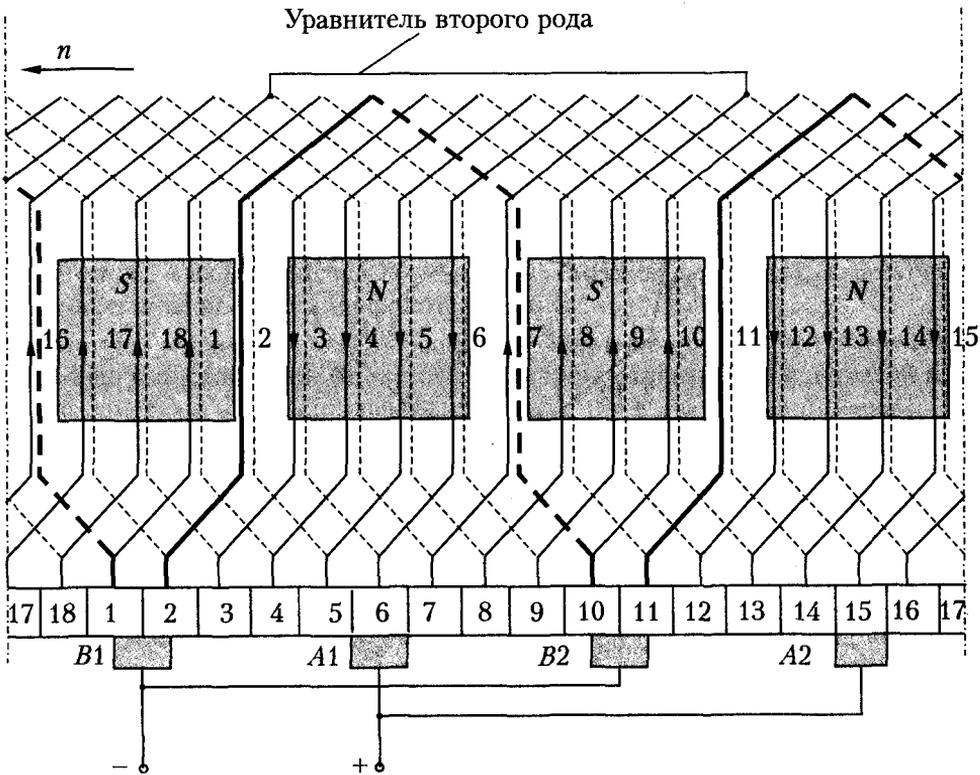


Рис. 6.29. Схема двухходовой двукратно замкнутой волновой обмотки, $m = 2$, $2p = 4$, $Z = Z_s = S = K = 18$, $y_1 = 5$, $y_2 = 3$, $y = y_k = 8$

Уравнительные соединения. Для равномерной нагрузки отдельных ходов сложной волновой обмотки ее нужно снабдить уравнителями второго рода.

В рассмотренных ранее случаях равнопотенциальный шаг

$$y_{\pi} = \frac{K}{p}$$

соответствует сдвигу по коллектору на два полюсных деления. Однако в сложных волновых обмотках K/p , согласно соотношению (6.15), может не равняться целому числу коллекторных делений. Поэтому в общем случае в сложной волновой обмотке ближайшие равнопотенциальные коллекторные пластины могут отстоять друг от друга на $n = 1, 2, 3, \dots$ пар полюсных делений. При этом

$$y_{\pi} = \frac{nK}{p}, \quad (6.17)$$

где n — такое целое число, при котором y_{π} также является целым числом.

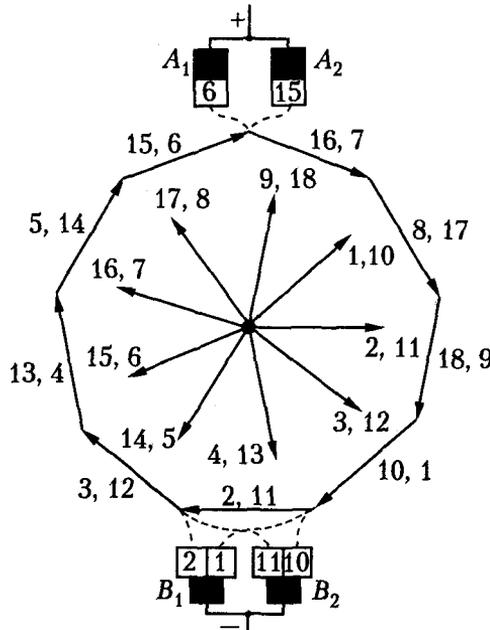


Рис. 6.30. Векторная диаграмма ЭДС обмотки, изображенной на рис. 6.29

Умножив выражение (6.15) на n , можно заметить, что y_n (см. формулу (6.16)) может быть целым числом при таком наименьшем n , когда

$$\frac{an}{p} = 1,$$

откуда

$$n = \frac{p}{a} \quad (n = 1, 2, 3 \dots). \quad (6.18)$$

Согласно формуле (6.16), при соблюдении условия (6.17) равнопотенциальный шаг в сложной волновой обмотке

$$y_n = \frac{K}{a}. \quad (6.19)$$

Расположение уравнителей второго рода на одной стороне машины возможно только при соблюдении условий (6.17). При $u_n > 1$ требуется также соблюдение условия $K/(u_n a)$ — целое число.

Для схемы, изображенной на рис. 6.29,

$$y_n = \frac{K}{a} = \frac{18}{2} = 9,$$

что следует также из диаграммы ЭДС, приведенной на рис. 6.30.

На рис. 6.29 показан один уравнитель второго рода.

Применяются также обмотки с $p = 3$ и $a = 2$, для которых условие (6.17) не соблюдается. В этом случае уравниватели второго рода располагаются своими концами на разных сторонах якоря и проходят между валом и сердечником якоря.

6.5. Комбинированная обмотка

Комбинированная, или лягушечья, обмотка впервые была предложена Ж. Латуром в 1910 г.; она представляет собой сочетание петлевой и волновой обмоток, которые расположены в общих пазах, присоединяются к общему коллектору и работают параллельно. Так как каждая из обмоток двухслойная, то в пазу располагаются четыре слоя обмотки. Каждая из обмоток рассчитывается на половину общего тока, и их ЭДС должны быть равны. Таким образом, каждая обмотка рассчитывается на половину мощности машины.

Рассмотрим условия выполнения симметричной комбинированной обмотки с минимально возможным числом ветвей. Величины, относящиеся к петлевой и волновой обмоткам, будем обозначать индексами «п» и «в» соответственно.

Минимальное число ветвей имеет простая петлевая обмотка. Тогда $m_{п} = 1$, $a_{п} = 2$ и по условиям симметрии K/p — целое число. При этом на основании формулы (6.15) равенство $a_{в}/p = m_{в}/p$ также должно быть целым числом. Следовательно, минимальное число ветвей волновой обмотки $a_{в} = m_{в} = p = a_{п}$.

Таким образом, петлевая и волновая обмотки должны иметь равные числа параллельных ветвей. Чтобы ЭДС ветвей были равны, должны быть равны также числа витков ветвей обеих обмоток, а следовательно, и общее число проводников в каждой обмотке. Из условия равенства токов следует, что сечения проводников обеих обмоток также должны быть одинаковыми.

Поскольку при $m_{п} > 2$ петлевая обмотка уже не является симметричной, то возможны только два варианта симметричной комбинированной обмотки — со следующими параметрами:

- 1) $m_{п} = 1$, $m_{в} = p$;
- 2) $m_{п} = 2$, $m_{в} = 2p$.

Так как петлевая и волновая обмотки присоединяются к общим коллекторным пластинам, необходимо иметь определенные соотношения между шагами обмоток, чтобы не возникали уравнительные токи. Существует два варианта этих соотношений (рис. 6.31).

В схеме Латура, изображенной на рис. 6.31, а,

$$\begin{aligned} y_{1п} + y_{1в} &= \frac{K}{p}; \\ y_{к.п} + y_{к.в} &= \frac{K}{p}. \end{aligned} \quad (6.20)$$

Для предотвращения возникновения уравнительных токов в схеме, приведенной на рис. 6.31, а, ЭДС в контуре *авгдгез*, замкнутом через щетки и соединительную шину между ними, должна равняться нулю. Это условие соблюдается, так как проводники *де* и *гв* лежат в одном пазу и имеют равные по величине и на-

правлению ЭДС и проводники ab и $жз$ также имеют равные по величине и направлению ЭДС, поскольку они сдвинуты в магнитном поле на два полюсных деления.

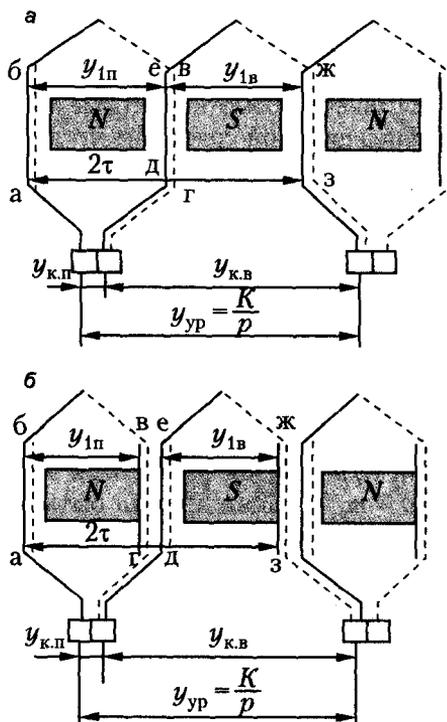


Рис. 6.31. Два варианта выполнения комбинированной обмотки

Схему Латура – Перре (рис. 6.31, б) можно получить из схемы Ж. Латура (рис. 6.31, а), если в последней шаги $y_{1п}$ и $y_{1в}$ являются полными:

$$y_{1п} = y_{1в} = \frac{Z_p}{2p} = \frac{K}{2p},$$

и если проводники $гв$ и $жз$ перенести влево на одно зубцовое деление, то есть укоротить шаги $y_{1п}$ и $y_{1в}$ на одно зубцовое деление. Очевидно, что при этом сумма ЭДС в контуре $abгвдгжз$ также будет равна нулю.

Для схемы, приведенной на рис. 6.31, б, существуют следующие соотношения между шагами:

$$\begin{aligned} y_{1в} &= y_{1п}; \\ y_{к.п} + y_{к.в} &= \frac{K}{p}. \end{aligned} \quad (6.21)$$

Потенциальный шаг на коллекторе

$$y_n = \frac{K}{p}.$$

Если выполнить на коллекторе уравнительные соединения с таким шагом, то они будут служить в качестве уравнителей первого рода для петлевой обмотки и одновременно уравнителей второго рода для петлевой (если она сложная) и волновой обмоток. Однако, как следует из рис. 6.31, *а* и *б*, коллекторные пластины, расположенные на расстоянии шага $y_{\text{п}}$, соединяются контуром *абвгдежз* секций петлевой и волновой обмоток, причем сумма ЭДС этого контура при равенстве потоков полюсов равна нулю. Следовательно, сам этот контур играет роль уравнивателя, и поэтому надобности в специальном уравнительном соединении нет.

Таким образом, комбинированная обмотка не нуждается в особых уравнителях, так как их роль выполняют элементы самой обмотки. Это является преимуществом обмоток такого типа в случаях, когда требуется наличие полного или большого числа уравнителей. Вместе с тем комбинированные обмотки сложны по своему конструктивному исполнению, охлаждение их лобовых частей хуже, а их естественные контуры для уравнительных токов имеют повышенную индуктивность, что ухудшает коммутацию. Поэтому применяются эти обмотки редко.

Секции комбинированной обмотки часто объединяют в катушки, форма катушки показана на рис. 6.32. Из-за такой формы катушек комбинированную обмотку часто называют лягушечьей.

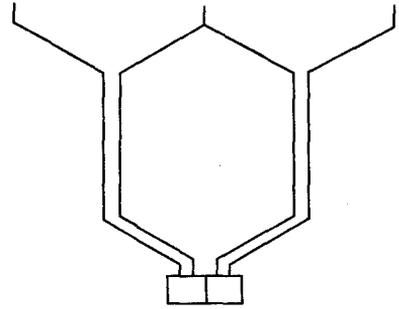


Рис. 6.32. Форма катушки комбинированной обмотки

Рассмотрим пример комбинированной обмотки со следующими параметрами: $2p = 4$, $a_{\text{п}} = a_{\text{в}} = 2$, $Z = Z_{\text{з}} = S = K = 18$. Петлевая обмотка является простой, а волновая обмотка — двухходовой двукратно замкнутой.

Шаги петлевой обмотки:

$$y_{\text{к.п}} = +1;$$

$$y_{1\text{п}} = \frac{Z_{\text{з}}}{2p} - \varepsilon = \frac{18}{4} - \frac{1}{2} = 4;$$

$$y_{2\text{п}} = y_{\text{к.п}} - y_{1\text{п}} = 1 - 4 = -3.$$

Шаги волновой обмотки:

$$y_{\text{к.в}} = \frac{K - a_{\text{в}}}{p} = \frac{18 - 2}{2} = 8;$$

$$y_{1\text{в}} = \frac{Z_{\text{з}}}{2p} + \varepsilon = \frac{18}{4} + \frac{1}{2} = 5;$$

$$y_{2\text{в}} = y_{\text{к.в}} - y_{1\text{в}} = 8 - 5 = 3.$$

Условия (6.21) выполняются.

Элементы схемы комбинированной обмотки изображены на рис. 6.33, а петлевая и волновая обмотки показаны по разным сторонам от коллектора.

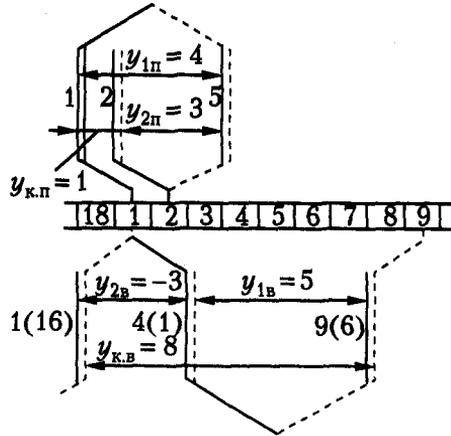


Рис. 6.33. Элементы схемы комбинированной обмотки с $2p = 4$, $a_n = a_s = 2$, $Z = Z_s = S = K = 18$

Входящие в комбинированную обмотку простая петлевая и сложная волновая обмотки имеют те же параметры, что и обмотки, рассмотренные в 6.3 и 6.4. Поэтому полная схема ее представляет собой сочетание схем, приведенных на рис. 6.8 и 6.9.

6.6. Условия симметрии обмоток

Рассмотрев различные типы обмоток, мы увидели, что количество параллельных ветвей обмотки может быть весьма разнообразным. Чтобы обеспечить одинаковые условия работы всех ветвей, то есть исключить появление уравнивающих токов между параллельными ветвями, необходимо, чтобы ЭДС во всех параллельных ветвях были одинаковыми. Для этого необходимо обеспечить магнитную и электрическую симметрию машины. Требование магнитной симметрии вызвано необходимостью достичь равенства потоков всех полюсов и обеспечивается надлежащим качеством изготовления всех элементов магнитной цепи и конструктивных узлов, центрирующих положение ротора в статоре.

Необходимость добиться электрической симметрии обуславливает ряд требований, предъявляемых к обмоткам якоря и называемых условиями симметрии обмоток. Формально эти требования сводятся к тому, чтобы все многоугольники ЭДС обмотки были одинаковыми. Для пояснения физического смысла этих требований удобно машину, имеющую обмотку якоря, состоящую из a пар параллельных ветвей, представить системой из a отдельных и параллельно включенных элементарных машин, расположенных на общем валу. В этом случае требования симметрии обмоток можно сформулировать как требования идентичности параллельно работающих машин. Из анализа этих требований вытекают следующие условия симметрии обмоток:

1. $\frac{S}{a} = \frac{K}{a}$ — целое число, то есть все многоугольники ЭДС должны иметь одинаковое число сторон или каждая элементарная электрическая машина должна иметь целое число секций.

2. $\frac{2p}{a}$ — целое число, то есть каждая элементарная машина должна обладать целым числом полюсов.
3. $\frac{Z}{a}$ — целое число, то есть реальные пазы должны быть расположены под полюсами одинаково, что достигается, если их приходится поровну на каждую электрическую машину.
4. $\frac{S}{Z} = u_n$ — целое число, то есть в каждом реальном пазу должно содержаться одинаковое количество пазов элементарных.

Из анализа сформулированных условий симметрии для конкретных типов обмоток якоря видно, что только в простой волновой обмотке (при $a = 1$) соблюдаются все условия. Значит, если простая волновая обмотка выполнима, то она выполнима как симметричная.

Что касается других типов обмоток, то эти условия нужно проверять отдельно в каждом конкретном случае.

6.7. Выбор типа обмотки

Исходя из рациональных в практическом отношении размеров пазов, проводников обмотки, коллекторных пластин и щеток, а также из условий коммутации, ток параллельной ветви ограничивают значениями $i_a = 300\text{--}350$ А, а в отдельных случаях $i_a = 400\text{--}450$ А. В то же время в машинах малой мощности для получения заданного значения U_n из-за малых значений потока Φ требуется большое число витков в ветви обмотки, что ограничивает сечение проводников и i_a . Поэтому в таких машинах применяется обмотка с минимальным числом ветвей, то есть простая волновая обмотка, а в машинах больших мощностей — другие типы обмоток.

Соответственно этому при $U_n = 220$ В простая волновая обмотка используется до значений $P_n = 80\text{--}100$ кВт, сложная волновая обмотка — при $P_n = 150\text{--}300$ кВт, а простая волновая обмотка — при $P_n = 100\text{--}500$ кВт и выше. Сложные петлевые обмотки применяются в машинах низкого напряжения ($U_n \leq 50$ В), рассчитанных на большие токи, и в крупных машинах нормального и повышенного напряжения. При других напряжениях указанные мощности изменяются пропорционально U_n .

Комбинированные обмотки находят некоторое применение в машинах предельной мощности и работающих в тяжелых режимах (например, при значительных и быстро меняющихся нагрузках). На выбор типа обмотки влияют также число полюсов и частота вращения.

Значение $u_n = 1$ используется только в машинах низкого напряжения при больших токах. При $U_n = 220$ В и $P_n \geq 30\text{--}50$ кВт число витков в секции всегда равно единице.

Глава 7

Основные электромагнитные соотношения

7.1. ЭДС якоря

Рассмотренные в предыдущих главах векторные диаграммы ЭДС обмотки якоря не позволяют с требуемой точностью определить величину ЭДС якоря E_a , так как при их построении принимается во внимание только основная пространственная гармоника магнитного поля в зазоре. Поэтому действительное значение E_a будем определять, исходя из реальной картины магнитного поля.

Пусть на якоре уложено N активных проводников, составляющих обмотку. Очевидно, что $N = 2\omega_c S$, где S — число секций, а ω_c — число витков в секции. Учитывая, что параллельная ветвь обмотки состоит из $N/2a$ проводников, найдем мгновенное значение E_a как арифметическую сумму мгновенных значений ЭДС всех проводников параллельной ветви. При этом будем считать, что секции выполнены с диаметральной шагом, а щетки установлены по линии геометрической нейтрали. В таких условиях ЭДС сторон в каждой секции будут одинаковы, а соответствующие стороны секций (левые или правые) одной параллельной ветви будут находиться под одним полюсом (для петлевых обмоток) или под всеми одноименными полюсами (для волновых обмоток). Кроме того, считаем магнитные полюсы симметричными. При принятых допущениях величина E_a определяется в результате суммирования ЭДС проводников, расположенных под одним полюсом, а именно:

$$E_a = \frac{2a}{2p} \sum_{k=1}^{N/2p} B_{\delta k} l_{\delta} v_a = \frac{p}{a} l_{\delta} v_a \sum_{k=1}^{N/2p} B_{\delta k}, \quad (7.1)$$

где $B_{\delta k}$ — значение магнитной индукции в воздушном зазоре в месте расположения k -го проводника (рис. 7.1).

Задача расчета ЭДС якоря, как видно из (7.1), сводится к определению суммы $\sum_{k=1}^{N/2p} B_{\delta k}$, которую при достаточно большом числе $N/2a$ можно определить через среднее значение магнитной индукции в зазоре под полюсом $B_{\delta \text{ср}}$ как

$$\sum_{k=1}^{N/2p} B_{\delta k} = \frac{N}{2p} B_{\delta \text{ср}}. \quad (7.2)$$

Если величину $B_{\delta \text{ср}}$ определить через полезный магнитный ток $\Phi_{f\delta}$ как $B_{\delta \text{ср}} = \frac{\Phi_{f\delta}}{\tau l_{\delta}}$ и учесть, что окружная скорость якоря $v_a = 2p\tau n$, из (7.2) получим:

$$E_a = \frac{pN}{a} \Phi_{f\delta} n \quad (7.3)$$

или

$$E_a = C_e \Phi_{f\delta} n, \quad (7.4)$$

где $C_e = \frac{pN}{a}$ — постоянная величина для конкретной машины.

Из выражений (7.3) и (7.4) следует, что ЭДС E_a пропорциональна величине основного магнитного потока и частоте вращения якоря.

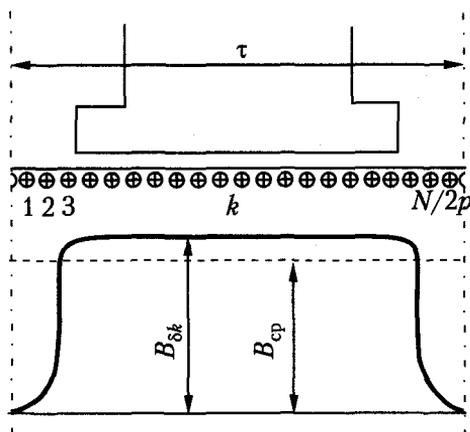


Рис. 7.1. К определению ЭДС якоря и электромагнитного момента

При укороченном или удлиненном шаге обмотки в выражения (7.3) и (7.4) вместо $\Phi_{f\delta}$ нужно подставлять величину потока, с которым сцепляется секция при симметричном ее расположении, относительно полюса (рис. 7.2). Из рис. 7.2 видно, что как при укороченном, так и при удлиненном шаге величина полезного потока $\Phi_{f\delta}$, а значит и E_a , уменьшается. При наличии скоса пазов исходят из того же принципа. Однако в обычных условиях, когда удлинение или укорочение шага, а также величина скоса пазов малы, влияние их мало и не учитывается.

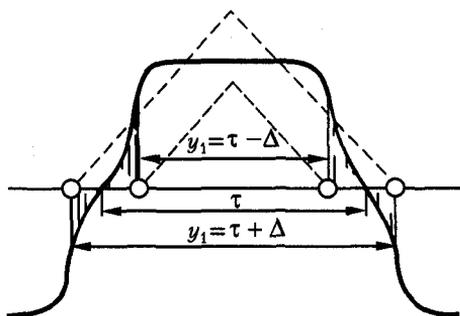


Рис. 7.2. Определение потока, сцепляющегося с обмоткой при неполном шаге

Когда щетки сдвинуты с геометрической нейтрали, ЭДС уменьшается. При этом в выражения (7.3) и (7.4) нужно подставлять значение потока, с которым сцеп-

ляется секция в момент ее замыкания накоротко щетками. Если щетки сдвинуты с нейтрали на половину полюсного деления, то $E_a = 0$.

При работе машины с постоянной частотой вращения и при неизменном токе возбуждения мгновенное значение ЭДС якоря E_a не остается постоянным, а пульсирует около среднего значения, определяемого выражением (7.3). Пульсации эти обусловлены конечным числом пазов (зубцов) на якоре, в силу чего периодически изменяются, во-первых, конфигурация воздушного зазора под полюсом, а во-вторых, расположение под полюсом секций, образующих параллельную ветвь обмотки.

Конечное число пазов предопределяет конечное число ЭДС секций $E_{c1}, E_{c2} \dots$ — суть сторон в многоугольнике ЭДС обмотки. На рис. 7.3 показаны такие многоугольники для случая, когда S/a — четное число. Легко убедиться в том, что при вращении многоугольника ЭДС его проекция на ось времени не остается постоянной.

При четном S/a ЭДС изменяется от $E_{a \max} = 2R$ до $E_{a \min} = 2R \cos \beta$, где $\beta = \frac{\pi a}{S}$. При нечетном S/a ЭДС изменяется от $E_{a \max} = R(1 + \cos \beta)$ до $E_{a \min} = 2R \cos \beta$.

Полагая пульсации ЭДС E_a синусоидальными, определим, что среднее значение ЭДС E_a будет равно $E_{a \text{ср}} = \frac{E_{a \max} + E_{a \min}}{2} = R(1 + \cos \beta)$ при S/a четном и

$E_{a \text{ср}} = \frac{R}{2}(1 + 3 \cos \beta)$ — при S/a нечетном. Амплитуды пульсаций будут равны $\Delta E_a = \frac{E_{a \max} - E_{a \min}}{2} = R(1 - \cos \beta)$ или $\Delta E_a = \frac{R}{2}(1 - \cos \beta)$ соответственно.

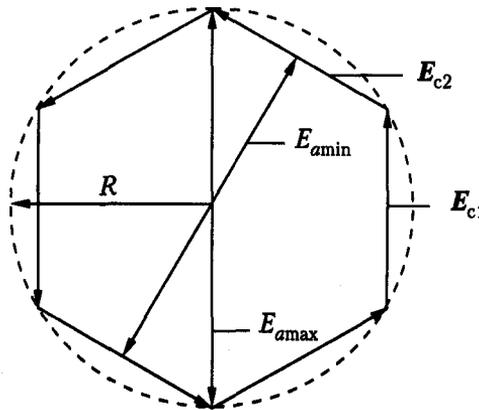


Рис. 7.3. К определению пульсаций ЭДС якоря

Относительные амплитуды пульсаций ЭДС E_a , определенные как $\frac{\Delta E_a}{E_{a \text{ср}}}$, будут

равны $\frac{\Delta E_a}{E_{a \text{ср}}} = \frac{\text{tg}^2 p}{2}$ при S/a четном и $\frac{\Delta E_a}{E_{a \text{ср}}} = \frac{1 - \cos \beta}{1 + 3 \cos \beta}$ — при S/a нечетном.

Частота пульсаций и относительная амплитуда пульсаций ЭДС также зависят от отношения S/a . Определим сначала период пульсаций T_n как время, за которое многоугольник повернется на такой угол, чтобы вновь занять положение подобное исходному.

Оказывается, что при S/a четном этот угол равен 2β , а при S/a нечетном — β . Следовательно, в первом случае $T_n = \frac{60a}{pnS}$, а во втором — $T_n = \frac{30a}{pnS}$. Соответственно, частота пульсаций будет равна $f_n = \frac{pnS}{60a}$ при S/a четном и $f_n = \frac{pnS}{30a}$ — при S/a нечетном.

Конечное число зубцов на якоре периодически изменяет конфигурацию магнитного поля полюсов. Закономерность этого изменения зависит от соотношения ширины полюсного наконечника b_p и зубцового шага t_1 . Так, если $b_p = nt_1$ и n — не целое число, то возникают так называемые продольные пульсации магнитного потока Φ_{β} .

Например, пусть $n = \frac{b_p}{t_1} = 3,5$. Это означает, что под полюсом поочередно располагаются 4 зубца и 3 паза либо 3 зубца и 4 паза. Магнитная проводимость воздушного зазора в двух рассматриваемых ситуациях будет различной, следовательно, различным будет и магнитный поток полюсов. Периодическое изменение магнитной проводимости воздушного зазора в рассматриваемом случае является причиной продольных пульсаций магнитного потока. В этом случае при определении мгновенного значения ЭДС E_a в выражение $E_a = C_e n \Phi_{\beta}$ следует подставлять пульсирующее значение потока. Частота пульсаций E_a равна частоте пульсаций потока Φ_{β} и определяется как

$$f_z = \frac{Zn}{60}. \quad (7.5)$$

Если n — целое число, то из-за зубчатости якоря возникают так называемые поперечные пульсации магнитного потока Φ_{β} . Пусть, например, $n = 4$. В этом случае под полюсом будут всегда 4 зубца и 4 паза, но расположение зубцов под полюсом будет периодически изменяться. Соответственно их периодическому перемещению от одного края к другому будут происходить и периодические поперечные перемещения трубок магнитного потока Φ_{β} , то есть его поперечные пульсации. Хотя значение Φ_{β} в этом случае остается неизменным, ЭДС E_a будет пульсирующей из-за пульсирующего изменения действительной частоты вращения якоря по отношению к поперечно пульсирующему потоку Φ_{β} . Частота пульсаций ЭДС E_a и в этом случае будет равна

$$f_z = \frac{Zn}{60}. \quad (7.6)$$

Пульсации E_a в машинах постоянного тока являются нежелательными. Для уменьшения амплитуды пульсаций ΔE_a используют различные технические решения. Так, чтобы ослабить продольные пульсации Φ_{β} , отношение Z/p обычно выбирают нечетным. В этом случае магнитная проводимость двух соседних маг-

нитных полюсов N и S остается практически постоянной. Для устранения поперечных пульсаций Φ_{δ} выполняют скос пазов якоря по длине на одно зубцовое деление. Во всех случаях целесообразно число секций S делать довольно большим.

7. 2. Электромагнитный момент и электромагнитная мощность

Электромагнитный момент машины $M_{эм}$ определяют в результате суммирования электромагнитных моментов, создаваемых электромагнитными силами $f_{эмk} = B_{\delta k} l_{\delta} i_a$, действующими на k -й проводник обмотки якоря с током i_a . Полагая все проводники расположенными на поверхности якоря и принимая те же допущения, что и при определении E_a , найдем:

$$M_{эм} = 2p \sum_{k=1}^{N/2p} \frac{D_a}{2} B_{\delta k} l_{\delta} i_a. \quad (7.7)$$

Учитывая, что $D_a = \frac{2p\tau}{\pi}$ и $i_a = \frac{I_a}{2a}$, получим:

$$M_{эм} = \frac{p}{2\pi a} \tau l_{\delta} I_a 2p \sum_{k=1}^{N/2p} B_{\delta k}.$$

Если выразить сумму в этом выражении через B_{cp} и Φ_{δ} , то в окончательной форме получим:

$$M_{эм} = C_M \Phi_{\delta} I_a, \quad (7.8)$$

где

$$C_M = \frac{C_e}{2\pi} = \frac{pN}{2\pi a}. \quad (7.9)$$

Если обмотка выполнена с укороченным или удлиненным шагом, то под Φ_{δ} следует понимать полезный поток — подобно тому, как это делалось при определении E_a . Однако это не дает существенного уточнения результата, поскольку пазы, по которым протекают токи в разных направлениях, находятся обычно в зоне слабого магнитного поля, где $B_{\delta} \approx 0$.

Отметим, что выражение (7.8) можно представить также в виде

$$M_{эм} = \frac{1}{2\pi} \left(N \frac{I_a}{2a} \right) (2p \Phi_{\delta}), \quad (7.10)$$

откуда следует, что электромагнитный момент пропорционален потоку всех полюсов ($2p \Phi_{\delta}$) и току всех проводников якоря $\left(N \frac{I_a}{2a} \right)$.

Из соотношений (7.4) и (7.8) вытекают также два равноценных выражения для электромагнитной мощности:

$$P_{эм} = E_a I_a = M_{эм} \Omega. \quad (7.11)$$

7.3. Основные электромагнитные нагрузки

Интенсивность электромагнитных процессов в электрических машинах принято характеризовать так называемыми электромагнитными нагрузками, которые, как правило, определяются при номинальных режимах работы.

Важнейшими электромагнитными нагрузками электрической машины, определяющими степень использования материалов и размеры машины при заданной номинальной мощности, являются *магнитная индукция в воздушном зазоре* B_δ и *линейная токовая нагрузка* якоря A_a . Последняя представляет собой линейную плотность тока обмотки якоря, приходящегося на единицу длины окружности якоря. Для машин постоянного тока

$$A_a = \frac{Ni_a}{\pi D_a} = \frac{NI_a}{2\pi D_a} = \frac{NI_a}{4\pi r} \quad (7.12)$$

Предельно допустимые значения B_δ указывались ранее (см. главу 5). Допустимые значения A_a существенно зависят от мощности и диаметра якоря машины. Так, например, в машинах постоянного тока с $D_a \approx 0,1$ м значение A_a находится в пределах $(1,0-1,5) \cdot 10^4$ А/м, при $D_a \approx 3,0$ м значение A_a находится в пределах $(4,5-6,0) \cdot 10^4$ А/м. Значение A_a , так же как и плотность тока якоря j_a , ограничивается в первую очередь условиями охлаждения машины.

Значения B_δ и A_a определяют значение средней касательной силы F_k на единицу всей поверхности якоря (рис. 7.4):

$$F_k = \alpha_\delta B_\delta A_a \quad (7.13)$$

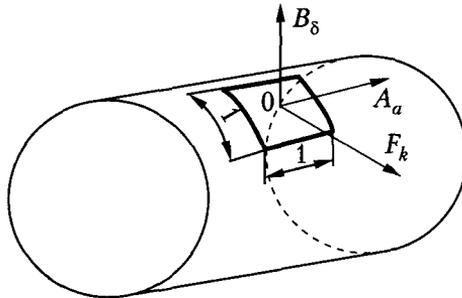


Рис. 7.4. Определение среднего касательного усилия

Включением в выражение (7.6) коэффициента полюсной дуги α_δ учитывается то обстоятельство, что индукция B_δ действует в пределах полюсного деления только на протяжении дуги $\alpha_\delta \tau$. В результате этого среднее электромагнитное усилие на единицу всей поверхности якоря соответственно уменьшается.

Если взять некоторые округленные величины из числа встречающихся на практике, например $\alpha_\delta = 0,75$, $B_\delta = 0,8$ Тл, $A_a = 5 \cdot 10^4$ А/м, то получим:

$$F_k = (0,75 \cdot 0,8 \cdot 5 \cdot 10^4) \text{ Н/м}^2 \approx 3 \cdot 10^3 \text{ кГс/м}^2.$$

Полученная величина характеризует реально достижимые электромагнитные усилия в электрических машинах.

Величина F_k , в свою очередь, определяет электромагнитную мощность машины. Действительно, умножая F_k на площадь поверхности якоря $\pi D_a l_\delta$ и затем на плечо этой силы, получим:

$$M_{\text{эм}} = \frac{1}{2} \pi \alpha_\delta D_a^2 l_\delta B_\delta A_a. \quad (7.14)$$

Умножив затем $M_{\text{эм}}$ на $\Omega = 2\pi n$, получим выражение для $P_{\text{эм}}$ как функцию основных геометрических размеров (D_a , l_δ), электромагнитных нагрузок (B_δ , A_a) и частоты вращения машины (n):

$$P_{\text{эм}} = \pi^2 \alpha_\delta D_a^2 l_\delta B_\delta A_a n. \quad (7.15)$$

Полученная функциональная зависимость $P_{\text{эм}}$ обычно используется при оценке степени использования активного объема машины на единицу мощности (или момента). Мерой такого использования принято считать отношение

$$C_A = \frac{D_a^2 l_\delta n}{P_{\text{эм}}} = \frac{1}{\pi^2 \alpha_\delta B_\delta A_a}, \quad (7.16)$$

называемое машинной постоянной Арнольда. Величина C_A , как следует из (7.16), пропорциональна объему якоря ($D_a^2 l_\delta$) на единицу электромагнитного момента $\frac{P_{\text{эм}}}{n}$. Из (7.16) следует, что чем выше основные электромагнитные нагрузки — B_δ и A_a , тем меньше объем машины, расход активных материалов и, в итоге, стоимость машины при заданных мощности и частоте вращения.

Глава 8

Магнитное поле машины при нагрузке

8.1. Реакция якоря и ее виды

При нагрузке машины ($I_a \neq 0$) в качестве источников магнитного поля выступают две обмотки: возбуждения (с током i_f) и якоря (с током I_a).

Магнитное поле, возбуждаемое током обмотки возбуждения, как поле при холостом ходе машины ($I_a = 0$) было рассмотрено ранее (см. главу 5). Картина этого поля для машин с $2p = 2$ изображена на рис. 8.1, а.

Магнитное поле обмотки якоря ($i_f = 0$) также было рассмотрено в главе 2. Картина этого поля при расположении щеток по линии геометрической нейтрали показана на рис. 8.1, б.

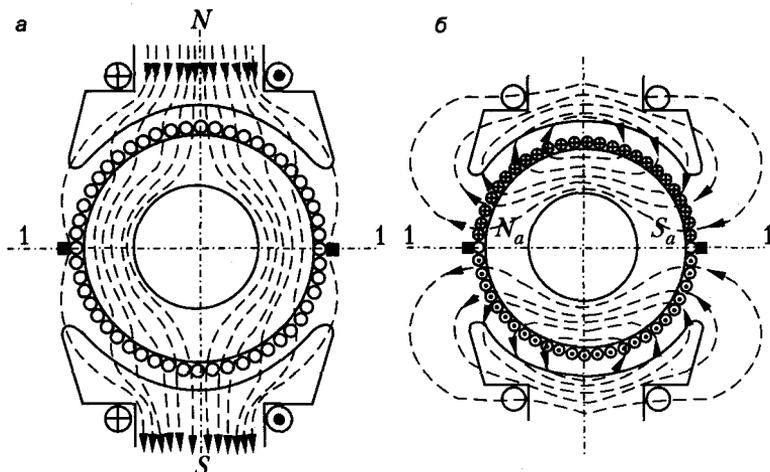


Рис. 8.1. Магнитное поле: а — индуктора, б — якоря

Как видно на рис. 8.1, б, ось поля якоря направлена по оси щеток 1 — 1. Развиваемый в машине электромагнитный момент можно рассматривать как результат взаимодействия полюсов поля якоря $N_a - S_a$ (рис. 8.1, б) и полюсов поля возбуждения $N_f - S_f$ (рис. 8.1, а). При взаимно перпендикулярном расположении этих пар полюсов значение $M_{эм}$ будет максимальным.

Поля якоря и индуктора, действуя совместно, образуют физически единое результирующее поле, характер которого на основании показан на рис. 8.2. Полярность полюсов и направления токов якоря на этом рисунке соответствуют случаю, когда в режиме генератора (Г) якорь вращается по часовой стрелке, а в режиме двигателя (Д) — против часовой стрелки.

Воздействие магнитного поля якоря на поле возбуждения называется *реакцией якоря*.

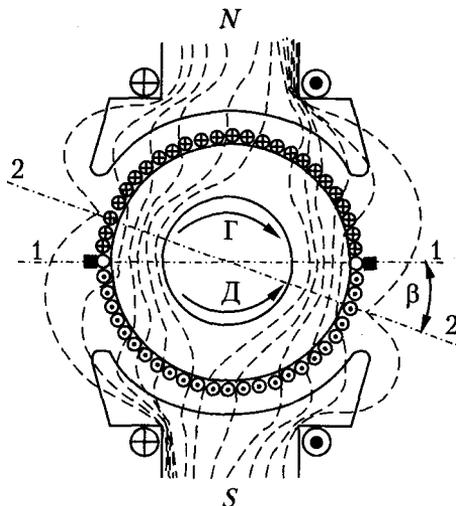


Рис. 8.2. Результирующее магнитное поле при установке щеток на геометрической нейтрали

Поперечная реакция якоря. При установке щеток на геометрической нейтрали 1 — 1 (см. рис. 8.1, б) поле якоря направлено поперек оси полюсов, и в этом случае оно называется *полем поперечной реакции якоря*.

Как следует из рис. 8.2, поперечная реакция якоря вызывает ослабление поля под одним краем полюса и его усиление — под другим, вследствие чего ось результирующего поля поворачивается в генераторе по направлению вращения якоря, а в двигателе — в обратную сторону. Представляя элементарные трубки потока результирующего магнитного поля в виде упругих нитей, возникновение электромагнитного момента в этом случае можно трактовать как результат действия упругих сил этих нитей, стремящихся сократиться и повернуть якорь.

Под воздействием поперечной реакции якоря нейтральная линия на поверхности якоря, на которой $B = 0$, поворачивается от положения геометрической нейтрали 1 — 1 на некоторый угол β в положение 2 — 2 (рис. 8.2), которое называется *линией физической нейтрали*. В генераторе физическая нейтраль повернута в сторону вращения якоря, а в двигателе — в обратную сторону.

Из рис. 8.1, б следует, что при вращении якоря в проводниках, показанных в левой части рис. 8.1, б, поле поперечной реакции якоря индуцирует ЭДС одного направления, а в проводниках, показанных в правой части, — другого. В результате этого при установке щеток на геометрической нейтрали суммарная ЭДС, от поля реакции якоря в каждой параллельной ветви обмотки и на щетках, равна нулю.

Продольная реакция якоря. Если щетки сдвинуты с геометрической нейтрали на 90 электрических градусов (рис. 8.3), то поле якоря направлено вдоль оси полюсов и называется *полем продольной реакции якоря*.

Это поле в зависимости от направления тока в якоря, обусловленного направлением сдвига щеток, может оказывать на поле полюсов намагничивающее или размагничивающее действие. В результате его взаимодействия с полем полюсов

электромагнитный момент не возникает. Индуцируемая при вращении якоря ЭДС на сдвинутых щетках также будет равна нулю.

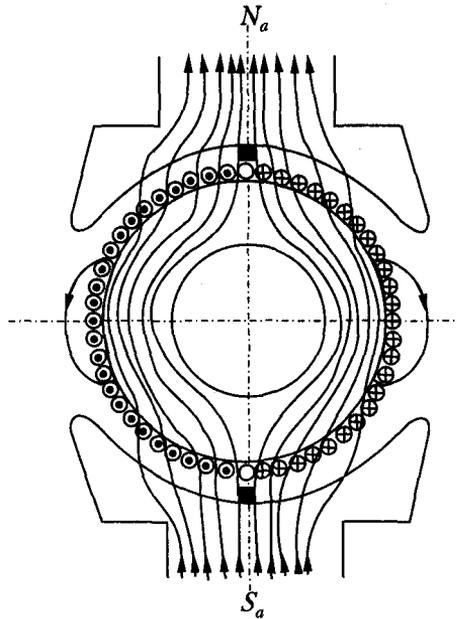


Рис. 8.3. Поле продольной реакции якоря

Общий случай реакции якоря. Обычно щетки устанавливаются на геометрической нейтрали. Однако в результате неточной установки щеток, а также сознательных действий щетки могут быть сдвинуты с геометрической нейтрали на некоторый угол α (рис. 8.4, а), причем $0 < \alpha < 90^\circ$ эл. В таком общем случае поверхность якоря на протяжении двойного полюсного деления можно разбить на две пары симметричных секторов:

- 1) ab и $вг$;
- 2) $аг$ и $бв$.

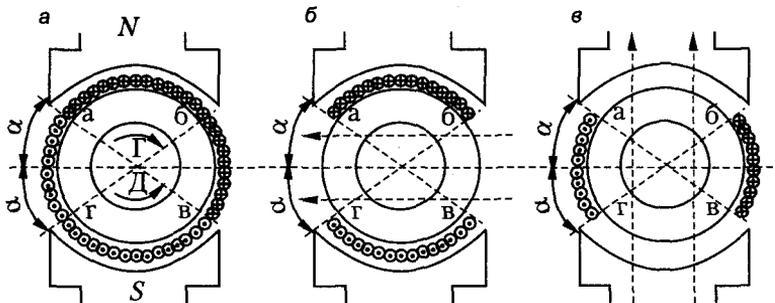


Рис. 8.4. Разложение МДС реакции якоря: при сдвиге щеток с нейтрали (а) на поперечную (б) и продольную (в)

Токи первой пары секторов (рис. 8.4, б) создают поле поперечной реакции якоря, а токи второй пары (рис. 8.4, в) — поле продольной реакции якоря.

Указанные на рис. 8.4, а полярности полюсов и направления токов якоря соответствуют вращению якоря в режиме генератора (Г) по часовой стрелке, а в режиме двигателя (Д) — против часовой стрелки. Как следует из рис. 8.4, при повороте щеток генератора в направлении вращения, а щеток двигателя — против направления вращения возникает размагничивающая продольная реакция якоря, вызывающая уменьшение потоков полюсов. При сдвиге щеток в обратном направлении возникает намагничивающая продольная реакция якоря, вызывающая увеличение потоков полюсов.

8.2. Влияние реакции якоря на магнитный поток машины

8.2.1. МДС поперечной реакции якоря

Для упрощения анализа рассматриваемых процессов принимаются следующие допущения:

- поверхность якоря считается гладкой;
- ток якоря распределен на этой поверхности с линейной плотностью A_a — линейной токовой нагрузкой;
- ферромагнитные участки магнитопровода являются идеальными ферромагнетиками ($\mu_c = \infty$);
- влияние пазов учитывается введением эквивалентного воздушного зазора $\delta' = k_s \delta$;
- щетки установлены на геометрической нейтрали.

Принятые допущения принципиально не искажают картину исследуемого поля, но позволяют более просто выявить основные закономерности взаимодействия поля обмотки возбуждения и поля поперечной реакции якоря.

В таких условиях силовые линии в воздушном зазоре радиально направлены и нормально ориентированы к ферромагнитным поверхностям якоря и полюсов. Следовательно, вектор магнитной напряженности в воздушном зазоре будет иметь только одну, радиальную составляющую H_{aqx} постоянную по длине силовой линии магнитного поля в зазоре. Из структуры поля (рис. 8.5, а) также следует, что под серединой полюса $H_{aqx} = 0$.

Определим закономерность распределения H_{aqx} по окружности якоря, исходя из закона полного тока. Выберем замкнутый контур интегрирования как контур, образованный силовыми линиями магнитного поля, расположенными симметрично по отношению к продольной оси полюса и отстоящими на расстояние x от этой оси (рис. 8.5, а). Таким образом,

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = 2H_{aqx} \delta' = 2A_a x. \quad (8.1)$$

Из (8.1) следует, что

$$B_{aqx} = \mu_0 H_{aqx} = \frac{\mu_0}{\delta'} A_a x$$

или

$$B_{aqx} = \lambda_x F_{aqx}, \quad (8.2)$$

где $\lambda_x = \frac{\mu_0}{\delta'}$ — удельная магнитная проводимость зазора на единицу площади;

$F_{aqx} = A_a x$ — МДС поперечной реакции якоря, действующая в воздушном зазоре на расстоянии x от середины полюса.

Из (8.2) видно, что F_{aqx} линейно изменяется вдоль окружности якоря, достигая максимального значения

$$F_{aqm} = \frac{A_a \tau}{2} \quad (8.3)$$

на линии геометрической нейтрали, где происходит изменение направления тока в проводниках обмотки якоря. Характер изменения F_{aqx} показан на рис. 8.5, б.

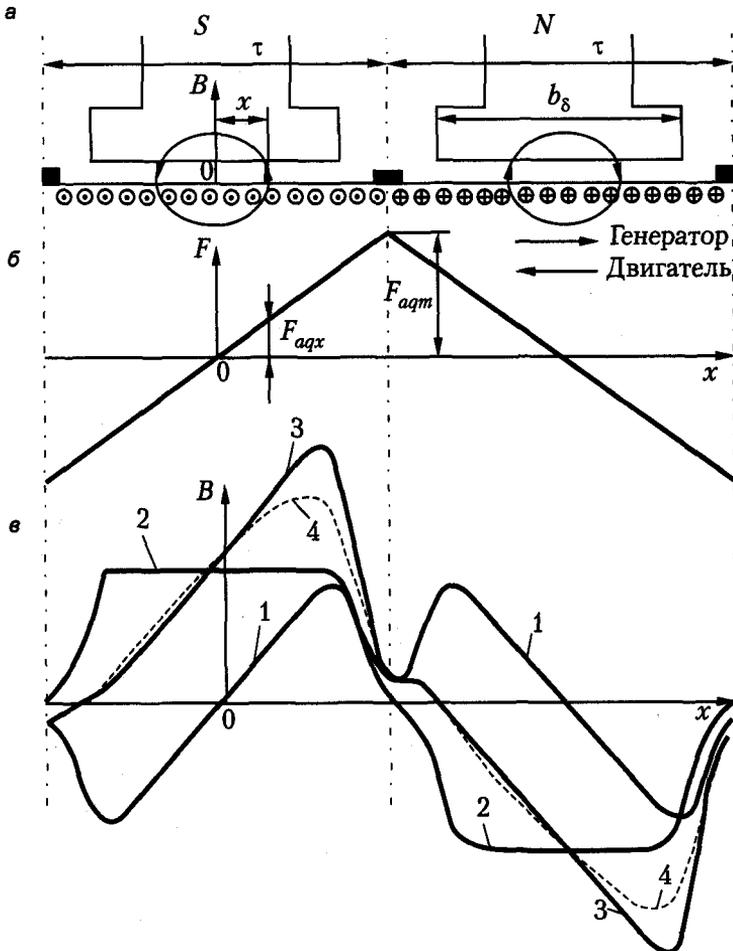


Рис. 8.5. Магнитное поле машины в воздушном зазоре при наличии поперечной реакции якоря

Рассмотрим теперь характер распределения магнитной индукции B_{aqx} в воздушном зазоре машины. В условиях принятой идеализации структуры магнитного поля распределение B_{aqx} под полюсом, где $\lambda_x = \text{const}$, будет подобно распределению F_{aqx} , то есть линейным (кривая 1 на рис. 8.5, а). Однако в межполюсном пространстве, где λ_x уменьшается из-за увеличения зазора δ' , линейная закономерность распределения нарушается, как показано на рис. 8.5, в. На этом рисунке представлена также кривая распределения индукции магнитного поля возбуждения (кривая 2). Суммируя ординаты кривых 1 и 2, можно найти распределение индукции результирующего магнитного поля при нагрузке (кривая 3), которое будет справедливым только для рассматриваемой идеализированной структуры магнитопровода или для реального, но ненасыщенного магнитопровода. Для насыщенного магнитопровода, когда метод наложения полей принципиально неприемлем, можно дать качественную оценку влияния насыщения, исходя из кривых распределения 1 и 2. На тех участках, где магнитное поле усиливается, результирующая магнитная индукция из-за насыщения будет меньше арифметической суммы ординат кривых 1 и 2, а на тех участках, где магнитное поле ослабевает, результирующая индукция будет больше разности ординат кривых 1 и 2. Вид распределения индукции результирующего магнитного поля при насыщенном магнитопроводе показан пунктирной кривой 4.

Из анализа представленных кривых видно, что при отсутствии насыщения поперечная реакция якоря вызывает лишь искажение кривой распределения поля в зазоре. Поток под полюсом остается неизменным. Напомним, что при этом взаимоиндуктивность обмоток возбуждения (f) и якоря (aq) $M_{faq} = 0$ как взаимоиндуктивность контуров со взаимно перпендикулярными осями. При насыщенном магнитопроводе уменьшение потока под одним краем полюса, где магнитные потоки возбуждения и поперечной реакции якоря направлены встречно, оказывается большим, чем увеличение потока под другим краем полюса, где эти потоки направлены согласно. В результате магнитный поток под полюсом уменьшается. Можно сказать, что поперечная реакция якоря в насыщенной машине всегда оказывается размагничивающей. В таких условиях и электрические контуры f и aq оказываются магнитно-связанными, так как $M_{faq} \neq 0$, хотя магнитные оси этих контуров по-прежнему взаимно перпендикулярны. Размагничивающее влияние одного контура на магнитный поток другого обусловлено тем, что поперечный поток якоря подмагничивает магнитопровод на путях своего прохождения, в результате чего уменьшается магнитная проводимость для продольного потока возбуждения, что и создает эффект магнитной связи контуров f и aq , учитываемый отличной от нуля взаимоиндуктивностью M_{faq} . Однако в общей теории электрических машин оказывается удобно эту размагничивающую связь учитывать не как эквивалентную M_{faq} , а непосредственно как действие некоторой МДС, называемой продольным размагничивающим действием поперечной реакции якоря ΔF_{aqd} и создаваемой током якоря I_a в некотором фиктивном продольном контуре якоря.

В некоторых случаях эффект уменьшения поля у края полюсного наконечника в режимах с ослабленным потоком возбуждения может оказаться настолько сильным, что возможно изменение направления потока под этим краем. Такое явление, называемое *опрокидыванием поля*, крайне нежелательно для работы машины.

тим, что площадь прямоугольника $вжзг$ пропорциональна потоку полюса при холостом ходе. Поэтому площадь криволинейного треугольника $без$ характеризует увеличение потока под одной половиной полюса, а площадь треугольника $джб$ — его уменьшение под другой половиной полюса. Таким образом, разность площадей этих треугольников определяет уменьшение потока полюса под влиянием поперечной реакции якоря.

Заменим на рис. 8.6 фигуру $вдбгав$ равновеликим ей по площади прямоугольником $вилг$. Тогда ордината $ак$ представляет собой среднюю индукцию $B_{\delta h}$ в воздушном зазоре при нагрузке, а отрезок $бк = \Delta B_{\delta}$ — уменьшение средней индукции при нагрузке. По данным расчета магнитной цепи при холостом ходе можно отложить по оси ординат вместо B_{δ} пропорциональное ей значение потока Φ_{δ} в воздушном зазоре. Тогда отрезок $бк = \Delta \Phi_{\delta}$ непосредственно определяет уменьшение потока полюса под воздействием поперечной реакции якоря.

Отрезок $ма = \Delta F_{aqd}$ (см. рис. 8.6) и представляет собой величину МДС продольного размагничивающего эффекта поперечной реакции якоря. Соответствующим увеличением МДС возбуждения размагничивающее действие реакции якоря может быть скомпенсировано.

Если перемещать точку a на рис. 8.6 при $F_{aqb} = \text{const}$ вдоль оси абсцисс, то есть рассматривать влияние поперечной реакции при разных условиях насыщения, то значение $\Delta \Phi_{\delta}$ будет изменяться так, как показано в нижней части рис. 8.6. Значение $\Delta \Phi_{\delta}$ максимально для точки, соответствующей колену переходной характеристики, и уменьшается от этой точки в обе стороны. Таким образом, влияние поперечной реакции якоря при $I_a = \text{const}$ зависит от положения рабочей точки на магнитной характеристике машины.

При неизменной МДС возбуждения зависимости ΔF_{aqd} и $\Delta \Phi_{\delta}$ от I_a являются сложными функциями. Однако при изменении I_a в небольших пределах в области номинальной нагрузки можно без особой погрешности принять $\Delta F_{aqd} \approx I_a$.

В заключение отметим, что расчет площадей криволинейных треугольников вида $джб$ и $без$ (см. рис. 8.6) трудоемок. Поэтому различными авторами предложены более удобные методы определения $\Delta \Phi_{\delta}$ и ΔF_{aqd} .

8.2.3. Определение МДС продольной реакции якоря при сдвиге щеток

МДС продольной реакции якоря, как и МДС, создаваемая непосредственно токами якоря, возникает только при сдвиге щеток с геометрической нейтрали. Этот сдвиг, измеряемый длиной дуги $c = \frac{\alpha D_a}{2}$ по окружности якоря (см. рис. 8.4),

обычно невелик. Возникающая при этом МДС продольной реакции якоря на один полюс

$$F_{ad} = cA_a \quad (8.5)$$

может в зависимости от направления сдвига действовать согласно (+) с МДС возбуждения F_f или встречно ей (-). Результирующая продольная МДС получается равной

$$F_d = F_f \pm F_{ad}. \quad (8.6)$$

Для компенсации продольной реакции якоря в этом случае достаточно увеличить или уменьшить F_f на величину F_{ad} в зависимости от того, является ли действие F_{ad} размагничивающим или намагничивающим. При таком методе не учитывается погрешность, связанная с тем, что поток рассеяния полюсов создается не МДС F_a , а МДС F_f . Однако эта погрешность невелика.

Учет размагничивающего действия поперечной реакции якоря в рассматриваемом случае производится так же, как при $c = 0$. Диаграмма МДС якоря для этого случая показана на рис. 8.7, где кривые 1, 2 и 3 представляют собой полную, поперечную и продольную МДС реакции якоря соответственно.

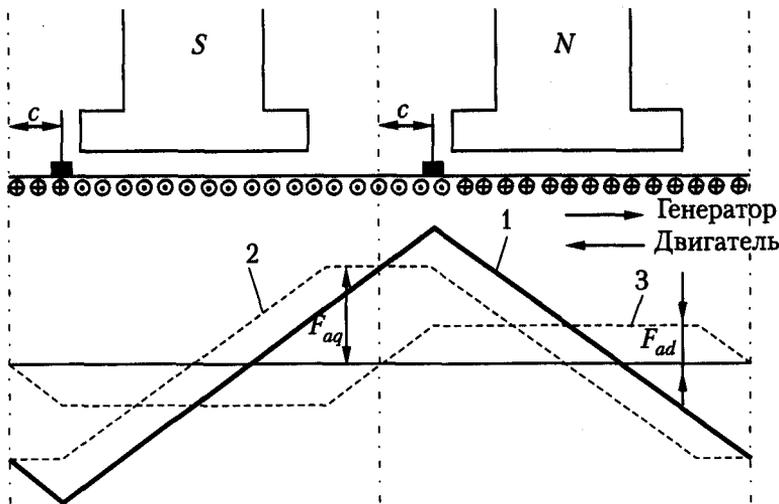


Рис. 8.7. МДС реакции якоря при сдвиге щеток с нейтрали

Если $\tau - 2c < b_\delta$, то учет влияния реакции якоря несколько усложняется. Этот случай в нормальных машинах на практике не встречается и поэтому здесь подробнее не рассматривается.

8.3. Компенсационная обмотка

Эффективным средством борьбы с негативным влиянием реакции якоря — искажением распределения магнитного поля в зазоре и обусловленного этим искажением изменения распределения напряжения между коллекторными пластинами — является применение *компенсационной обмотки*. Она размещается в пазах, выштампованных в полюсных наконечниках (рис. 8.8, а), так, чтобы направления токов в этой обмотке и обмотке якоря в пределах каждого полюсного деления были противоположными. Если линейные нагрузки обеих обмоток равны ($A_a = A_k$), то влияние поперечной реакции якоря в пределах полюсного наконечника устраняется полностью (рис. 8.8, б).

Последовательное соединение этих обмоток обеспечивает такую компенсацию при всех нагрузках. Однако соблюдение условия $A_a = A_{к.о}$ в точности не всегда

возможно. В таких случаях в пределах полюсного наконечника сохраняется некоторое влияние поперечной реакции якоря, и максимальное значение МДС реакции якоря в нейтральной зоне

$$F_{ак} = \frac{A_a \tau}{2} - \frac{A_{к.о} b_{\delta}}{2} \quad (8.7)$$

также увеличивается (рис. 8.8, в).

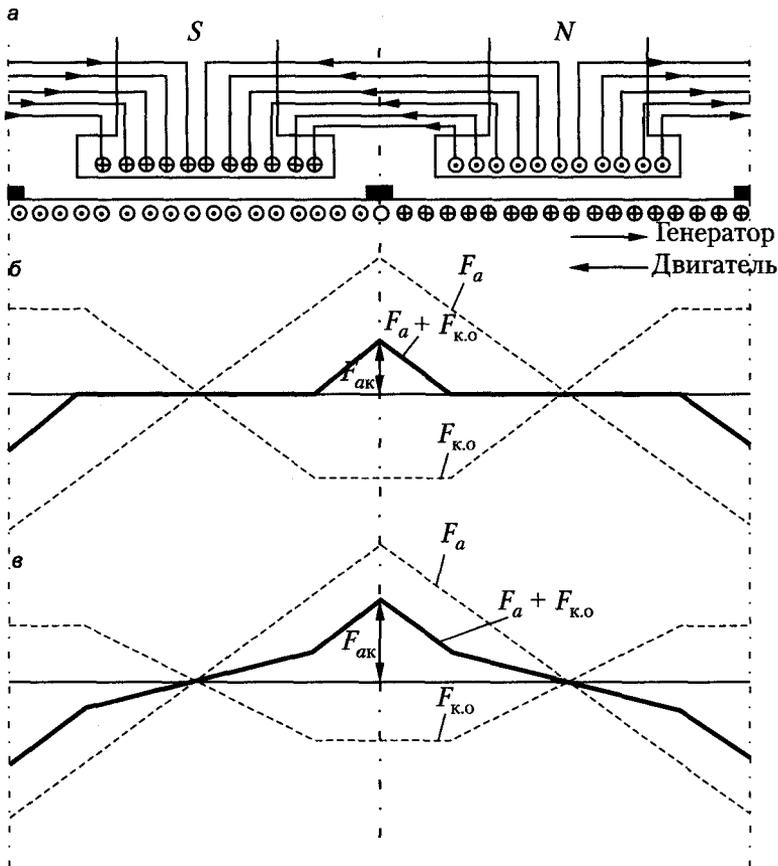


Рис. 8.8. Расположение: компенсационной обмотки (а) и диаграммы МДС якоря (F_a), компенсационной обмотки ($F_{к.о}$) и результирующей МДС ($F_a + F_{к.о}$) при равенстве (б) и неравенстве (в) линейных нагрузок якоря и компенсационной обмотки

При наличии компенсационной обмотки величину воздушного зазора можно делать минимально допустимой.

Компенсационная обмотка обычно применяется в мощных и быстроходных машинах, когда $U_n > 400-450$ В, $P_n / 2p > 80-100$ кВт, машина подвергается более чем 20 %-ным перегрузкам и коммутация затруднена.

Глава 9

Работа коллекторного узла машины

Работа коллектора и установленных на нем для токосъема или токоподвода щеток характеризуется сложной совокупностью различных физических процессов. Высокая локальная интенсивность этих процессов делает коллекторный узел наиболее уязвимым для безопасной эксплуатации машины.

Опасность для эксплуатации представляет прежде всего искрение или даже дугообразование на коллекторе, которые могут возникнуть при некоторых эксплуатационных режимах. Искрение может возникать как под щетками, так и на свободной поверхности коллектора, не занятой щетками. Любое искрение на коллекторе неприемлемо как для окружающей среды, так и для самого коллектора, так как разрушает поверхность коллектора и щеток, что делает длительную работу машины невозможной, нарушает работу сети, к которой присоединена машина, и вызывает радиопомехи.

9.1. Потенциальное искрение на коллекторе

Рассмотрим физические причины искрения на свободной поверхности коллектора. Здесь искровые разряды между отдельными коллекторными пластинами возникают вследствие чрезмерных электрических напряжений, действующих между ними. Такое искрение называется потенциальным. Развитию потенциального искрения способствует накопление пыли и грязи в канавках между соседними пластинами.

Рассмотрим закономерности распределения электрического напряжения между коллекторными пластинами и определим причины, способствующие его чрезмерному увеличению. Пусть машина имеет $2p$ полюсов и напряжение на соседних щетках составляет U_a . В такой машине на коллекторе будет $2p$ комплекта щеток, причем в каждом комплекте может быть несколько щеток, расположенных рядом и включенных параллельно. Напряжение U_a действует между соседними комплектами щеток, между которыми находится $K/2p$ пластин. В случае, если машина не возбуждена и в обмотке якоря не индуцируется ЭДС E_a , напряжение U_a равномерно распределяется между $K/2p$ пластинами, так что среднее напряжение между соседними коллекторными пластинами

$$\Delta u_{к. ср} = \frac{2pU_a}{K}. \quad (9.1)$$

Однако в случае, если машина возбуждена и работает, например, генератором, то напряжение U_a определяется суммой ЭДС тех секций, которые находятся под полюсом. Если на полюсном делении находится $S/2p = K/2p$ секций, то непосредственно под полюсом, а точнее под полюсным наконечником, находится во столько раз меньше секций, во сколько раз ширина полюсного наконечника b_s меньше полюсного деления τ , то есть в $b_s/\tau = \alpha$ раз. Таким образом, напряжение U_a в рассматриваемом случае равномерно распределится между $(\alpha K)/(2p)$

пластинами. В этом случае ЭДС всех секций, находящихся под полюсом, будут одинаковы, и напряжение между соседними пластинами составит

$$\Delta u_{\kappa} = \frac{2pU_a}{\alpha K}. \quad (9.2)$$

Такие условия наблюдаются только в режиме холостого хода.

Положим, что обмотка якоря — простая петлевая. Тогда в режиме холостого хода Δu_{κ} можно представить в виде

$$\Delta u_{\kappa} = e_c = 2B_{\delta \text{cp}} w_c l_{\delta} v_a = 2\alpha B_{\delta} w_c l_{\delta} v_a. \quad (9.3)$$

При нагрузке возникает реакция якоря, которая искажает распределение магнитного поля под полюсом. В результате под одним краем полюса максимальная индукция достигает некоторого значения $B_{\delta \text{max}}$. Следовательно, напряжение между коллекторными пластинами, к которым подключена секция, расположенная под тем краем полюса, где достигается максимальная индукция, составит

$$\Delta u_{\kappa \text{max}} = 2B_{\delta \text{max}} w_c l_{\delta} v_a. \quad (9.4)$$

Очевидно, что напряжение между этими коллекторными пластинами увеличилось в $\frac{\Delta u_{\kappa \text{max}}}{\Delta u_{\kappa}} = \frac{B_{\delta \text{max}}}{\alpha_{\delta} B_{\delta}} = \frac{k_{\text{и}}}{\alpha_{\delta}}$ раз, где $k_{\text{и}} = \frac{B_{\delta \text{max}}}{B_{\delta}}$ — коэффициент искажения поля при нагрузке.

При расчете машин постоянного тока число коллекторных пластин K выбирается таким, чтобы среднее напряжение между соседними коллекторными пластинами

$$\Delta u_{\kappa \text{cp}} = \frac{2pU_{\text{ан}}}{K} \quad (9.5)$$

не превышало 18–22 В.

Согласно выражениям (9.4) и (9.5),

$$\Delta u_{\kappa \text{max}} = \frac{2pU_{\text{ан}}}{K} \frac{B_{\delta \text{max}}}{\alpha_{\delta} B_{\delta}}. \quad (9.6)$$

Предельное значение $\Delta u_{\kappa \text{max}}$ ограничивается возможностью возникновения электрической дуги между смежными пластинами. Поэтому обычно требуется, чтобы $\Delta u_{\kappa \text{max}} \leq 30\text{--}50$ В. Недопустимое повышение $\Delta u_{\kappa \text{max}}$ может произойти либо вследствие увеличения $B_{\delta \text{max}}$ под воздействием реакции якоря (например, значительная перегрузка машины), либо вследствие уменьшения B_{δ} (в двигателях с регулированием скорости в широких пределах).

Искажение кривой поля тем значительнее, чем меньше воздушный зазор. Величину зазора выбирают обычно такой, чтобы при номинальном режиме индукция под краем полюса ($x = b_{\delta}/2$) не меняла своего направления (не возникало «опрокидывание» поля). Согласно выражению (8.4), для этого необходимо, чтобы

$$F_{\delta z} \geq \frac{1}{2} A_a b_{\delta}.$$

При $D_a = 0,1\text{--}0,5$ м обычно $\delta \approx 0,009D_a$.

9.2. Физические процессы в зоне щеточного контакта

9.2.1. Электропроводимость щеточного контакта

Ток от щетки к коллектору и обратно может перетекать:

- через точки непосредственного механического контакта щетки с коллектором;
- мельчайшие частицы медной и графитной пыли;
- ионизированные воздушные щели между щеткой и коллектором.

В соответствии с этим различают зоны:

- 1) непосредственного контакта;
- 2) пылевидного контакта;
- 3) ионной проводимости.

Из-за неровности микрорельефа непосредственный механический контакт, или соприкосновение щетки с коллекторными пластинами, происходит только на части контактной поверхности щетки, и притом только в отдельных точках. Плотность тока в этих точках достигает нескольких тысяч ампер на квадратный миллиметр. Точечные контакты непостоянны по причине их износа и разрушения, а также перемещения коллектора, причем время существования каждого точечного контакта в отдельности весьма невелико.

Вследствие износа щеток и коллектора в контактном слое всегда имеется множество мелких пылинок, поэтому контакт и передача тока частично осуществляются через эти пылинки. Плотности тока при этом также велики, а продолжительность каждого контакта из-за движения коллектора и сгорания пылинок невелика.

Точки непосредственного и пылевидного контакта вследствие больших плотностей тока накаляются до красного и белого каления. При красном калении медь и щетки, поляризованные анодно, испускают ионы. При белом калении происходит термическая эмиссия электронов из катодно поляризованных щеток и пластин. Эмитирующие электроны, в свою очередь, ионизируют воздух в контактном слое. В результате этого создается ионная проводимость тока. В зоне ионной проводимости под щеткой возникают также слабые электрические искровые и дуговые разряды. Такие разряды появляются и на краях щеток при замыкании секций накоротко и их размыкании.

Рассмотренные разнородные зоны проводимости невелики по размерам, перемежаются друг с другом и перемещаются по контактной поверхности щетки. Ионная проводимость преобладает при больших плотностях тока под щеткой ($j_{\text{и}} > 5 \text{ А/см}^2$).

Искровые и дуговые разряды оказывают интенсивное термическое действие на материалы щетки и коллектора. Катод термически разрушается, и электродное вещество переносится с катода на анод. В результате этого происходит электрическая эрозия, следствием которой являются перенос материала и износ электродов. Высокие температуры возникают лишь в отдельных точках, и поэтому щетки и коллекторные пластины в целом не нагреваются до высокой температуры.

При прохождении тока через слой щеточного контакта происходит электролиз контактирующих поверхностей, поскольку в воздухе всегда есть влага и различные оксиды. В результате электролиза на коллекторе образуется блестящая пленка оксидов меди, имеющая различную окраску (розовую, коричневую, фиолетовую, сине-стальную) и называемая *политурой*. Политура увеличивает переходное сопротивление щеточного контакта, ограничивает тем самым величину тока короткого замыкания секции и улучшает коммутацию.

Наличие хорошей политуры на коллекторе является признаком хорошей коммутации. Зеркало щетки при хорошей коммутации также имеет блестящую поверхность.

Сильное искрение и дуговые разряды разрушают политуру и зеркальную поверхность щеток, контактные поверхности становятся матовыми, и появляются следы нагара. Переходное сопротивление щеточного контакта при этом уменьшается, а условия коммутации ухудшаются.

В верхних слоях атмосферы влаги очень мало, поэтому условия коммутации машин постоянного тока на высотных самолетах намного хуже, чем у машин на поверхности земли. Для создания политуры в этом случае применяются специальные сорта щеток.

Вольт-амперные характеристики щеток. Вследствие сложной природы щеточного контакта его переходное сопротивление не является постоянным, а зависит от величины тока. На рис. 9.1 сплошными линиями показаны две вольт-амперные характеристики щеток, представляющие собой зависимость падения напряжения в контактном слое щетки $\Delta U_{щ}$ от средней плотности тока под щеткой $j_{щ}$. Там же пунктирными линиями изображены кривые удельного переходного сопротивления

$$\rho_{щ} = \frac{\Delta U_{щ}}{j_{щ}}$$

в функции $j_{щ}$.

На начальном, круто поднимающемся участке кривых $\Delta U_{щ} = f(j_{щ})$ преобладает контактная проводимость, а на пологом участке — ионная проводимость.

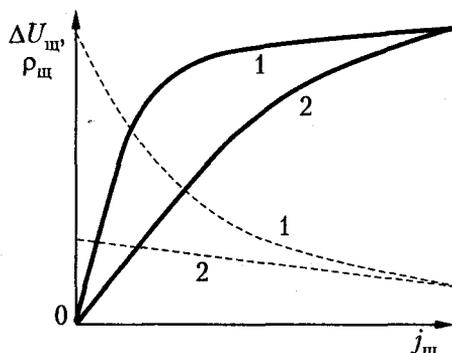


Рис. 9.1. Вольт-амперные характеристики щеток

Кривые 1 на рис. 9.1 соответствуют случаю, когда при малых $j_{щ}$ сопротивление $\rho_{щ}$ велико и начальная часть вольт-амперной характеристики круто поднимается. Такие щетки обеспечивают лучшие условия коммутации, чем щетки, соответствующие кривым 2 на рис. 9.1.

9.2.2. Искрение под щетками и круговой огонь

Искрение на коллекторе под щетками обусловлено сложным взаимодействием механических и электромагнитных процессов, возникающих как непосредственно под щеткой, так и в коммутируемых секциях. Тем не менее причины искрения можно подразделить на механические и электромагнитные.

Механические причины искрения связаны в основном с нарушением контакта между щетками и коллектором. Такие нарушения вызываются следующими причинами:

- 1) неровностью поверхности коллектора;
- 2) плохой пришлифовкой щеток к коллектору;
- 3) «боем» коллектора, если он превышает 0,2–0,3 мм;
- 4) выступанием отдельных коллекторных пластин;
- 5) выступанием слюды между коллекторными пластинами;
- 6) заеданием щеток в щеткодержателях (тугая посадка);
- 7) вибрацией щеток (вызывается нежесткостью токосъемного аппарата, плохой балансировкой машины, слишком свободным расположением щеток в щеткодержателях — с зазорами более 0,2–0,3 мм, слишком большим расстоянием между обоймой щеткодержателя и коллектором — более 2–3 мм и т. д.).

Искрение может быть вызвано также неравномерным натягом щеточных пружин, несимметричной разбивкой щеточных пальцев и щеток по окружности и другими причинами механического характера.

Электромагнитные причины искрения на щетках связаны с характером протекания электромагнитных процессов в коммутируемых секциях. Обеспечение благоприятного протекания этих процессов является важной задачей при создании машин постоянного тока, в особенности крупных. Изучение этих вопросов и составляет дальнейшее содержание настоящей главы.

Интенсивность искрения на коллекторе принято оценивать степенью искрения под сбегающим краем щетки, обычно она выступает также как показатель качества коммутации. Различают несколько степеней искрения, определяемых по количеству устойчивых искр под щеткой. В табл. 9.1 представлены нормативные степени искрения, определенные государственными стандартами.

В реальной машине степень искрения определяется пользователем на глаз, а потому является показателем весьма субъективным, но тем не менее важным для выбора допустимых режимов работы машины. Искрение на коллекторе как потенциальное, так и под щеткой при определенных условиях способно развиваться в короткое замыкание между пластинами и даже в круговой огонь.

Круговой огонь представляет собой короткое замыкание якоря машины через электрическую дугу на поверхности коллектора. Круговой огонь возникает в ре-

зультате чрезвычайно сильного расстройтва коммутации, когда под сбегаящим краем щетки появляются сильные искры и электрические дуги (рис. 9.2).

Таблица 9.1. Степень искрения (класс коммутации) электрических машин

Степень искрения (класс коммутации)	Характеристика степени искрения	Состояние коллектора и щеток
1	Отсутствие искрения (темная коммутация)	—
$1\frac{1}{4}$	Слабое точечное искрение под небольшой частью щетки	Отсутствие почернения на коллекторе и нагара на щетках
$1\frac{1}{2}$	Слабое искрение под большей частью щетки	Появление следов почернения на коллекторе, легко устраняемых протиранием поверхности коллектора бензином, а также следов нагара на щетках
2	Искрение под всем краем щетки. Допускается только при кратковременных толчках нагрузки и перегрузки	Появление следов почернения на коллекторе, не устраняемых протиранием поверхности коллектора бензином, а также следов нагара на щетках
3	Значительное искрение под всем краем щетки с наличием крупных и вылетающих искр. Допускается только для моментов прямого (без реостатных ступеней) включения или реверсирования машин, если при этом коллектор и щетки остаются в состоянии, пригодном для дальнейшей работы	Значительное почернение на коллекторе, не устраняемое протиранием поверхности коллектора бензином, а также подгар и разрушение щеток

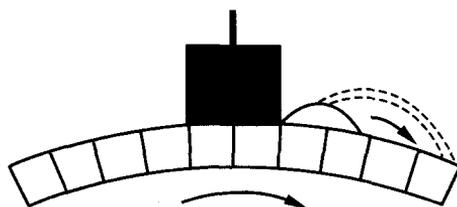


Рис. 9.2. Распространение кругового огня по коллектору

Распространение огня происходит путем повторных зажиганий дуги. Появляющаяся под щеткой дуга растягивается электродинамическими силами и гаснет, оставляя за собой ионизированное пространство. Поэтому следующая дуга возникает в более благоприятных условиях, является более мощной и растягивается на большее расстояние по коллектору. И наконец, дуга может растянуться до щеток противоположной полярности.

Круговой огонь возникает обычно при больших толчках тока якоря (значительные перегрузки, короткие замыкания на зажимах машины или в сети и т. п.). При этом, с одной стороны, появляется сильное искрение (вспышка) под щеткой, а с другой — происходит значительное искажение кривой поля в зазоре и увеличение напряжения между отдельными коллекторными пластинами (см. 9.1), что способствует возникновению кругового огня. Круговой огонь вызывает порчу поверхности коллектора и щеток.

Действенной мерой против возникновения кругового огня является применение компенсационной обмотки (см. 9.3), а также быстродействующих выключателей, отключающих короткие замыкания в течение 0,05–0,10 с. Иногда при $U_n > 1000$ В между щеточными bracketами разных полярностей ставятся также изоляционные барьеры, препятствующие распространению дуги.

9.3. Коммутация

Коммутацией называется процесс переключения секций обмотки якоря из одной параллельной ветви обмотки в другую и обусловленное этим изменение направления тока в них на обратное. В процессе этого переключения, вследствие вращения якоря, секция (или группа секций) оказывается накоротко замкнутой щетками на коллекторе.

Во время коммутации секции наблюдается переходный электромагнитный процесс изменения тока от $+i_a$ до $-i_a$. Особенность этого процесса состоит в том, что время протекания, называемое периодом коммутации T_k , не зависит от параметров электрической цепи, а определяется как время, в течение которого щетка шириной $b_{щ}$ замыкает две соседние коллекторные пластины. Если диаметр коллектора равен D_k , то окружная скорость коллектора

$$v_k = \pi D_k n, \quad (9.7)$$

и

$$T_k = \frac{b_{щ}}{v_k} = \frac{b_{щ}}{\pi D_k n}. \quad (9.8)$$

В реальных машинах $T_k \approx 0,001-0,0015$ с.

Во время процесса коммутации predetermined является не только начальное значение тока секции ($+i_a$), но и его значение в конце переходного процесса ($-i_a$), при $t = T_k$, когда секция оказывается включенной в другую, параллельную ветвь обмотки. Теоретические исследования такого переходного процесса весьма затруднены прежде всего в силу стохастического проявления закономерностей электропроводимости щеточного контакта.

К настоящему времени разработано большое количество теорий по исследованию коммутаций, однако все они в известной мере оказываются приближенными. Остановимся на классической теории коммутации Арнольда — наиболее простой и весьма наглядной в оценках качества процесса и путей обеспечения безыскровой работы машины.

Исследуем закономерности изменения тока в коммутируемой секции на примере простой петлевой обмотки, принимая ширину щетки $b_{щ}$ равной ширине кол-

латорной пластины b_k . Последовательные моменты коммутации такой секции показаны на рис. 9.3.

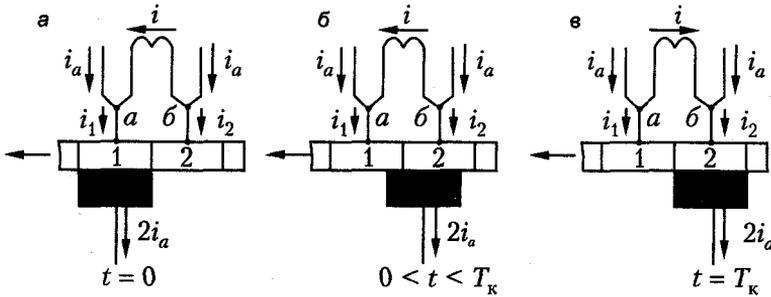


Рис. 9.3. Последовательные моменты коммутации секции

Здесь приняты следующие обозначения: i — ток в коммутируемой секции, принимаемый положительным для начального момента коммутации (рис. 9.3, а); i_1, i_2 — токи, протекающие через соединительные проводники («петушки») и коллекторные пластины 1 и 2 к щетке; r_c — сопротивление секции; r_n — сопротивление «петушка»; $r_{ш1}, r_{ш2}$ — сопротивления щеточного контакта между пластинами 1 и 2 соответственно и щеткой; e_k — ЭДС вращения, индуцируемая магнитным полем, действующим в зоне расположения коммутируемой секции, и называемая коммутирующей ЭДС; $e_k = 2B_x \omega_c l_s v_a$, где B_x — индукция коммутирующего поля; $e_L = -L_c \frac{di}{dt}$ — ЭДС самоиндукции; $e_m = \sum_n e_{mn} = -\sum_n M_n \frac{di_n}{dt}$ — ЭДС взаимной индукции, обусловленная магнитной связью с другими одновременно коммутирующимися секциями.

Закономерности изменения тока в коммутируемой секции определяются уравнениями Кирхгофа. Запишем эти уравнения в виде системы:

$$ir_c + i_1(r_n + r_{ш1}) - i_2(r_n + r_{ш2}) = \sum e; \quad (9.9, а)$$

$$i_1 = i + i_a; \quad (9.9, б)$$

$$i_2 = i_a - i; \quad (9.9, в)$$

$$i_1 + i_2 = 2i_a, \quad (9.9, г)$$

где $\sum e = e_k + e_L + e_m$.

Полученная система уравнений — математическая модель электромагнитного процесса коммутации — является системой дифференциальной, с коэффициентами $r_{ш1}$ и $r_{ш2}$, изменяющимися во времени. Решить такую систему аналитически не представляется возможным. Поэтому, следуя классической теории Арнольда, находим приближенное решение, которое позволяет выявить основные закономерности процесса коммутации и определить пути обеспечения безыскровой коммутации. Для этого подставим i_1 и i_2 из уравнений (9.9, б) и (9.9, в) в (9.9, а) и получим:

$$i(r_c + 2r_n + r_{ш1} + r_{ш2}) - i_a(r_{ш2} - r_{ш1}) = \sum e. \quad (9.10)$$

откуда

$$i = \frac{r_{\text{ш}2} - r_{\text{ш}1}}{r_c + r_{\text{ш}} + r_{\text{ш}1} + r_{\text{ш}2}} i_a + \frac{\sum e}{r_c + r_{\text{ш}} + r_{\text{ш}1} + r_{\text{ш}2}}. \quad (9.11)$$

Первый член этого выражения представляет собой так называемый основной ток коммутации секции, а второй член — добавочный ток коммутации.

Очевидно, что знаменатели в выражении (9.11) определяют сопротивление короткозамкнутого контура коммутируемой секции, поэтому добавочный ток коммутации можно рассматривать как ток короткого замыкания секции, определяемый $\sum e$.

Коммутация сопротивлением, прямолинейная коммутация. Рассмотрим сначала случай, когда $\sum e = 0$. При этом в секции существует только основной ток коммутации. Изменение тока секции i определяется только $r_{\text{ш}1}$ и $r_{\text{ш}2}$, вследствие чего этот случай называется *коммутацией сопротивлением*.

Сопротивления r_c и $r_{\text{ш}}$ значительно меньше $r_{\text{ш}1}$ и $r_{\text{ш}2}$. Поэтому можно принять $r_c = r_{\text{ш}} = 0$, и тогда при $\sum e = 0$

$$i = \frac{r_{\text{ш}2} - r_{\text{ш}1}}{r_{\text{ш}2} + r_{\text{ш}1}} i_a. \quad (9.12)$$

В качестве допущения в классической теории коммутации принимается, что щетка прилегает к коллекторной пластине по всей контактной поверхности S . При таких условиях можно считать, что $r_{\text{ш}1}$ и $r_{\text{ш}2}$ обратно пропорциональны контактным площадям S_1 и S_2 пластин 1 и 2 со щетками (рис. 9.4). Нетрудно убедиться в том, что

$$\begin{cases} S_1 = \frac{T_k - t}{T_k} S; \\ S_2 = \frac{t}{T_k} S. \end{cases} \quad (9.13)$$

Пусть переходное сопротивление между щеткой и пластиной в предельных положениях в соответствии с рис. 9.3, а и 9.3, в равно $r_{\text{ш}}$. Тогда при отмеченных ранее предположениях

$$\begin{cases} r_{\text{ш}1} = \frac{S}{S_1} r_{\text{ш}} = \frac{T_k}{T_k - t} r_{\text{ш}}; \\ r_{\text{ш}2} = \frac{S}{S_2} r_{\text{ш}} = \frac{T_k}{t} r_{\text{ш}}. \end{cases} \quad (9.14)$$

Подставим теперь значения $r_{\text{ш}1}$ и $r_{\text{ш}2}$ из (9.14) в (9.12). В этом случае

$$i = \left(1 - \frac{2t}{T_k}\right) i_a. \quad (9.15)$$

Зависимость i от t , согласно выражению (9.15), является линейной (рис. 9.4, а). Поэтому такую коммутацию называют *прямолинейной*.

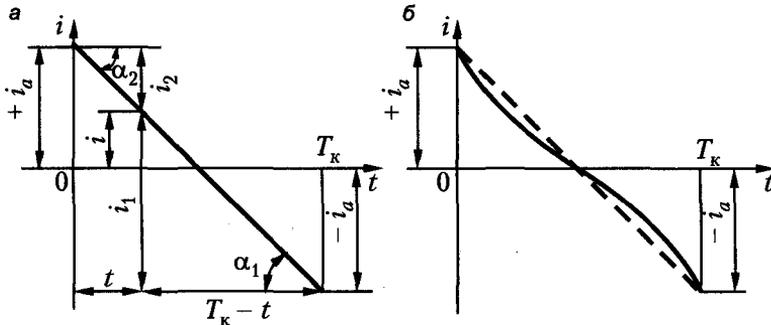


Рис. 9.4. Коммутация сопротивлением: а — прямолинейная, б — криволинейная

Установим распределение плотности тока под щеткой для этого случая коммутации. Плотности тока под сбегающим и набегающим краями щетки равны, соответственно

$$j_{\text{ш1}} = \frac{i_1}{S_1} = \frac{T_k}{S} \frac{i_1}{T_k - t};$$

$$j_{\text{ш2}} = \frac{i_2}{S_2} = \frac{T_k}{S} \frac{i_2}{t}.$$

На рис. 9.4, а для некоторого момента времени t в соответствии с уравнениями (9.9, б) и (9.9, в) показаны значения токов i_1 и i_2 . При этом из рис. 9.4, а следует, что

$$\frac{i_1}{T_k - t} \sim \text{tg}\alpha_1; \quad \frac{i_2}{t} \sim \text{tg}\alpha_2.$$

Следовательно,

$$j_{\text{ш1}} \sim \text{tg}\alpha_1; \quad j_{\text{ш2}} \sim \text{tg}\alpha_2. \quad (9.16)$$

Очевидно, что при прямолинейной коммутации (рис. 9.4, а) $\alpha_1 = \alpha_2 = \text{const}$. Поэтому в течение всего периода коммутации также $j_{\text{ш1}} = j_{\text{ш2}} = \text{const}$.

Таким образом, при прямолинейной коммутации плотность тока под всей щеткой на протяжении всего времени коммутации неизменна, как если бы щетки находились на сплошном вращающемся контактном кольце, а не на коллекторе. Поэтому такой случай коммутации является теоретически идеальным.

Можно показать, что и при $b_{\text{щ}} > b_k$ коммутации простой петлевой обмотки является прямолинейной, если только $\sum e = 0$ и $r_c = r_n = 0$.

Если $r_c \neq 0$ и $r_n \neq 0$, то по равенствам (9.11) и (9.14) можно установить, что при $\sum e = 0$ ток i изменяется так, как на рис. 9.4, б. Следовательно, в общем случае коммутация сопротивлением не является прямолинейной. Однако в обычных условиях отклонение кривой, изображенной на рис. 9.4, б, от прямой линии мало, и им можно пренебречь.

Замедленная и ускоренная коммутация. В общем случае при $\sum e \neq 0$ на основной ток коммутации накладывается добавочный ток, определяемый последним членом равенства (9.11):

$$i_{к.д} = \frac{\sum e}{r_k}, \quad (9.17)$$

где

$$r_k = r_c + 2r_n + r_{ш1} + r_{ш2}$$

или в соответствии с равенствами (9.14)

$$r_k = r_c + 2r_n + \frac{T_k^2}{(T_k - t)t} r_{ш}. \quad (9.18)$$

Зависимость сопротивления короткозамкнутого контура секции r_k от времени, определенного выражением (9.18), изображена на рис. 9.5. Если предположить, что $\sum e$ по абсолютной величине постоянна, то характер зависимости $i_{к.д}$ от t при $\sum e > 0$ и $\sum e < 0$ имеет вид, также изображенный на рис. 9.5.

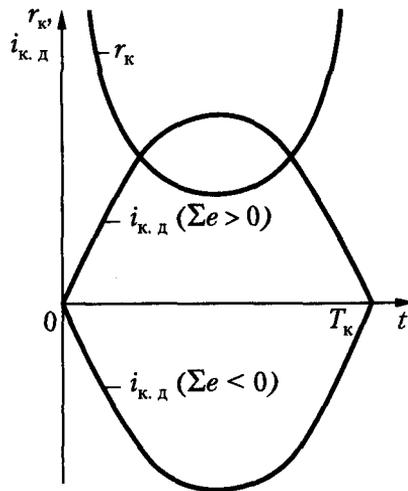


Рис. 9.5. Добавочный ток коммутации

При $\sum e > 0$ ток $i_{к.д}$ складывается с основным током коммутации, который можно принять линейным. При этом получается так называемая *замедленная коммутация* (рис. 9.6, а), когда изменение тока i в начале коммутации происходит медленно и ускоряется к концу. Величина тока на сбегающем краю щетки в этом случае сохраняется большой вплоть до конца коммутации, вследствие чего и плотность тока $j_{ш1}$ под этим краем щетки к концу коммутации становится большой. Размыкание контура короткозамкнутой секции сбегающим краем щетки при этом аналогично выключению или разрыву цепи тока с r и L при помощи рубильника. По изложенным причинам при замедленной коммутации возникают благоприятные условия для искрения под сбегающим краем щетки. Этому спо-

собствует также то обстоятельство, что контакт на краях щетки менее устойчив (из-за наличия зазора между щеткодержателем и щеткой последняя качается, и ее края стираются больше и т. д.).

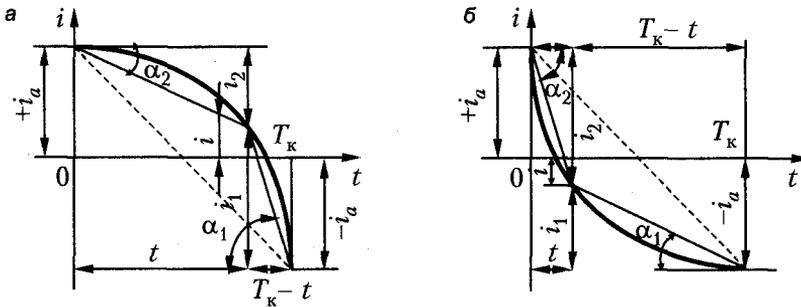


Рис. 9.6. Коммутация: а — замедленная, б — ускоренная

При $\sum e < 0$ ток $i_{к.д}$ имеет обратный знак, и характер изменения токов соответствует рис. 9.6, б. В этом случае токи i , i_1 и i_2 изменяются быстро в начале коммутации. Такая коммутация называется *ускоренной*. Ток i_2 и плотность тока $j_{ш2}$ на набегающем краю щетки уже в начале коммутации, когда этот край щетки, подобно рубильнику, замыкает цепь короткозамкнутой секции, становятся большими. При этом существует некоторая тенденция к искрению под набегающим краем щетки. Однако сильного искрения обычно не наблюдается. В конце же процесса ускоренной коммутации, как видно из рис. 9.6, б, ток i_1 , а также плотность тока $j_{ш1}$ на сбегающем краю могут быть малы или даже практически равняться нулю. Поэтому размыкание цепи короткозамкнутой секции сбегающим краем щетки при такой ускоренной коммутации происходит в более благоприятных условиях, подобно размыканию рубильником цепи с малым током.

Подобную коммутацию, когда ток на сбегающем краю щетки в конце коммутации мал, некоторые авторы называют также коммутацией с малой ступенью тока. Ее получению способствуют щетки с круто поднимающейся вольт-амперной характеристикой (см. кривую 1 на рис. 9.1), когда переходное сопротивление щетки при малых плотностях тока велико.

Таким образом, замедленная коммутация является неблагоприятной и нежелательной. Наоборот, слегка ускоренная коммутация благоприятна, и на практике стремятся достичь именно такой коммутации.

Хотя ранее рассматривалась простая петлевая обмотка и $b_{ш} = b_{к}$, однако и в общем случае коммутация имеет характер и особенности, подобные изложенным.

9.4. Электродвижущие силы в коммутируемой секции

Электродвижущие силы, индуцируемые в коммутируемой секции, оказывают на характер коммутации весьма существенное влияние (см. 9.3). Поэтому рассмотрим более подробно физическую природу этих ЭДС и оценим влияние каждой из них на коммутацию.

ЭДС самоиндукции. Коммутируемая секция обладает определенной индуктивностью L_c , вследствие чего в ней при коммутации индуцируется ЭДС

$$e_L = -L_c \frac{di}{dt}.$$

В соответствии с выбранным в 9.3 правилом знаков ток изменяется от значения $i = i_a$ при $t = 0$ до $i = -i_a$ при $t = T_k$. Поэтому $\frac{di}{dt} < 0$ и $e_L > 0$. Следовательно, согласно изложенному в 9.3, ЭДС e_L стремится замедлить коммутацию, что вполне естественно, так как в результате самоиндукции изменение тока в цепи всегда замедляется.

Среднее значение производной тока

$$\left[\frac{di}{dt} \right]_{\text{cp}} = -\frac{2i_a}{T_k}. \quad (9.19)$$

Таким образом, среднее значение ЭДС самоиндукции

$$e_{L\text{cp}} = \frac{2L_c i_a}{T_k}. \quad (9.20)$$

ЭДС взаимной индукции, реактивная ЭДС. Одновременно с рассматриваемой секцией в машине коммутируется ряд других секций. Обычно $b_{\text{ш}} > b_k$, и щетки замыкают накоротко несколько соседних секций. Если эти секции находятся в одном и том же пазу (число элементарных пазов $u_n > 1$), то между ними существует сильная взаимно-индуктивная связь. Кроме того, секции, коммутируемые различными щетками и находящиеся под соседними полюсами, также имеют сильную взаимно-индуктивную связь, если стороны этих секций расположены в общих пазах. Поэтому в рассматриваемой коммутируемой секции индуцируется ЭДС взаимной индукции

$$e_M = \sum_n e_{M_n} = -\sum_n M_n \frac{di_n}{dt},$$

где M_n — взаимная индуктивность между рассматриваемой секцией и одновременно с нею коммутируемой секцией с порядковым номером n ; i_n — ток n -й секции. ЭДС e_M имеет такой же знак, как и ЭДС e_L , и поэтому она тоже стремится замедлить коммутацию. Средние значения $\frac{di_n}{dt}$ также определяются равенством (9.19).

Поэтому среднее значение ЭДС взаимной индукции

$$e_{M\text{cp}} = \frac{2i_a}{T_k} \sum_n M_n. \quad (9.21)$$

Обычно ЭДС e_L и e_M объединяют в общую, так называемую реактивную ЭДС

$$e_r = e_L + e_M, \quad (9.22)$$

так как они имеют общую природу; кроме того, это удобно для расчета.

Отметим, что в расчетной практике среднее значение реактивной ЭДС определяют обычно по формуле Пихельмайера

$$e_r = 2\xi\omega_c I_s A_a v_a, \quad (9.23)$$

где ξ — удельная (на единицу длины) магнитная проводимость путей для магнитных потоков само- и взаимной индукции. Формулы для расчета ξ приводятся в руководствах по проектированию машин постоянного тока.

ЭДС от поля поперечной реакции якоря. На рис. 9.7 изображено поле реакции якоря B_{aq} , создаваемое токами в обмотке якоря. Проводники коммутируемой секции, расположенные на этом рисунке под щетками, вращаются вместе с якорем в неподвижном поле реакции якоря, и в них индуцируется ЭДС e_{aq} , направление которой легко определяется по правилу «правой руки» и также показано на рис. 9.7.

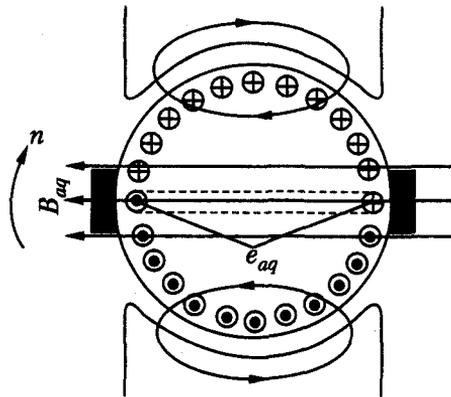


Рис. 9.7. Определение ЭДС от поля реакции якоря

Как видно из рис. 9.7, ЭДС e_{aq} имеет такое же направление, как и ток секции в начале коммутации. Следовательно, эта ЭДС стремится сохранить прежнее направление тока, является положительной и также замедляет коммутацию.

ЭДС в секции, индуцируемая полем поперечной реакции якоря, определяется по формуле

$$e_{aq} = 2B_{aq}\omega_c I_s v_a, \quad (9.24)$$

где B_{aq} — индукция поля поперечной реакции якоря; ω_c — число витков в секции; v_a — окружная скорость якоря.

Все рассмотренные ЭДС: e_L , e_M и e_{aq} или e_r и e_{aq} — обусловлены током якоря, замедляют коммутацию и поэтому являются вредными. Как можно установить из приведенных ранее формул, эти ЭДС пропорциональны току нагрузки и частоте вращения якоря.

ЭДС от внешнего поля, коммутирующая ЭДС. В общем случае в зоне коммутируемых секций может существовать магнитное поле, внешнее по отношению к якорю, создаваемое, например, индуктором или другим источником электромаг-

нитного возбуждения. При вращении сторон коммутируемой секции в этом поле в ней индуцируется ЭДС, знак которой («+» или «-») определяется направлением внешнего поля.

Из-за этого, естественно, возникает стремление добиться с помощью внешнего поля компенсации ЭДС e_r и e_{aq} в секции, так как уже в машинах мощностью порядка 0,5 кВт эти ЭДС сильно затрудняют коммутацию. На практике это достигается обычно с помощью добавочных полюсов (см. 9.6), которые создают внешнее поле необходимой интенсивности и направления. Отметим, что речь идет о компенсации средних значений ЭДС e_r и e_{aq} . Компенсация мгновенных значений этих ЭДС, что было бы идеальным условием прямолинейной коммутации, принципиально невозможна из-за различных закономерностей изменения этих ЭДС.

Поле реакции якоря и внешнее поле индуктора, действуя совместно, образуют в зоне коммутируемых секций так называемое коммутирующее поле. Индуцируемая этим полем в коммутируемой секции ЭДС e_k называется *коммутирующей* и определяется формулой, аналогичной (9.24):

$$e_k = 2B_k \omega_c l_g v_a, \quad (9.25)$$

где B_k — индукция коммутирующего поля.

Таким образом, в конечном счете в теории коммутации рассматриваются две ЭДС — реактивная ЭДС секции e_r и коммутирующая ЭДС e_k . Для достижения наилучших условий коммутации необходимо, чтобы эти ЭДС имели различные направления и были равны по величине (прямолинейная коммутация) или чтобы e_k была несколько больше e_r (слегка ускоренная коммутация). Для этого коммутирующее поле должно иметь направление, противоположное направлению поля реакции якоря.

Трансформаторная ЭДС. Коммутируемая секция пронизывается потоком главных полюсов Φ_{δ} и сцепляется с ним. Если стороны секции расположены в нейтральной зоне, то поток Φ_{δ} не индуцирует ЭДС вращения в этой секции. Но если поток главных полюсов изменяется во времени, то в коммутируемой секции индуцируется ЭДС трансформации (пульсации)

$$e_{тр} = -\omega_c \frac{d\Phi_{\delta}}{dt}.$$

В машинах постоянного тока эта ЭДС возникает только в особых условиях, например в некоторых неустановившихся режимах.

В большинстве реальных машин обычно $b_{щ} > b_k$ и $u_n > 1$, то есть в одном реальном пазу расположены несколько секций. В таких условиях отдельные секции начинают коммутировать последовательно, со сдвигом во времени на $t_k = \frac{1}{Kn}$ [с].

Поэтому время коммутации всех секций, в течение которого в них индуцируются ЭДС взаимной индукции e_M , будет больше T_k . Так, для обмотки с полным шагом это время

$$T_n = T_k + (u_n - 1) t_k. \quad (9.26)$$

При укороченном или удлиненном шаге обмотки секции, расположенные в нижнем ряду паза, будут коммутироваться раньше или позже верхних секций в зависимости от направления вращения якоря. В итоге, если шаг укорочен или удлинен на ε секционных сторон, то время коммутации секционных сторон одного паза увеличивается на εt_k , поэтому в общем случае

$$T_{\text{п}} = T_{\text{к}} + (u_{\text{п}} - 1 + \varepsilon) t_{\text{к}}. \quad (9.27)$$

Для определения места расположения и размеров пространства, где находятся проводники коммутирующих секций, в теорию электрических машин вводится понятие *зона коммутации*. Под зоной коммутации понимается часть внутреннего пространства машины, измеряемого обычно по дуге окружности якоря, в пределах которого перемещаются секционные стороны одного паза во время коммутации. Ширина этой зоны $b_{\text{з.к}} = v_a T_{\text{п}}$, или после соответствующих и понятных подстановок:

$$b_{\text{з.к}} = \left[b_{\text{ш}} + \left(u_{\text{п}} - \frac{a}{p} + \varepsilon \right) b_{\text{к}} \right] \frac{D_a}{D_{\text{к}}}. \quad (9.28)$$

Отметим, что в (9.27) и (9.28) всегда используется абсолютное значение ε .

Ширина $b_{\text{з.к}}$ не должна быть больше 50–65 % расстояния между концевиками соседних главных полюсов. В противном случае коммутируемые секции попадают в зону сильного поля главных полюсов, из-за чего резко ухудшаются условия коммутации. Поэтому, как следует из (9.28), значительное укорочение шага обмотки нежелательно.

9.5. Способы улучшения коммутации

Для создания хороших условий коммутации необходимо прежде всего обеспечить надлежащее состояние коллектора и щеточного аппарата, чтобы устранить механические причины искрения. Далее рассматриваются способы обеспечения необходимых электромагнитных условий коммутации. Эти способы направлены на уменьшение добавочного тока коммутации или тока короткого замыкания коммутируемой секции и сводятся к следующим мероприятиям:

- 1) созданию коммутирующей ЭДС с помощью добавочных полюсов или сдвига щеток с геометрической нейтрали;
- 2) уменьшению реактивной ЭДС;
- 3) увеличению сопротивления цепи коммутируемой секции.

Добавочные полюсы. Основным способом улучшения коммутации в современных машинах постоянного тока является создание коммутирующего магнитного поля с помощью добавочных полюсов, которые устанавливаются между главными полюсами (рис. 9.8) и крепятся болтами к ярму индуктора. МДС добавочных полюсов $F_{\text{дп}}$ должна быть направлена против МДС реакции якоря $F_{\text{ақ}}$, чтобы компенсировать ее и создать сверх того коммутирующее поле $B_{\text{к}}$ для компенсации реактивной ЭДС e_r . Следовательно, при отсутствии компенсационной обмотки $F_{\text{дп}} > F_{\text{ақ}}$, а при ее наличии $F_{\text{дп}} + F_{\text{к.о}} > F_{\text{ақ}}$. В последнем случае требуемое

значение $F_{дп}$ меньше, так как основная доля реакции якоря компенсируется компенсационной обмоткой.

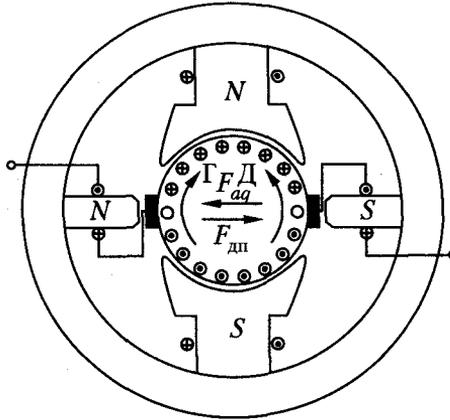


Рис. 9.8. Расположение и полярность добавочных полюсов

Учитывая сказанное, на основании рис. 9.8 можно сформулировать правило: **за главным полюсом данной полярности по направлению вращения якоря в режиме генератора должен следовать добавочный полюс противоположной полярности, а в режиме двигателя — добавочный полюс той же полярности.**

Так как величины $F_{аа}$ и e_r пропорциональны току якоря, то для их компенсации $F_{дп}$ и B_k также должны быть пропорциональны току якоря. Для удовлетворения этого условия обмотку добавочных полюсов соединяют последовательно с обмоткой якоря обмотки, а добавочные полюсы выполняют с ненасыщенной магнитной системой. Поэтому при номинальной нагрузке в них допускается индукция не больше 0,8–1,0 Тл. Так как на отдельных участках ярма индуктора магнитные потоки главных и добавочных полюсов направлены согласно, то во избежание насыщения этих участков индукция главного поля в ярме должна быть не больше 1,3 Тл. Сердечники добавочных полюсов изготавливаются массивными из стальной поковки или из листовой стали.

При таком устройстве добавочных полюсов индуцируемая коммутирующая ЭДС

$$e_k \sim B_k v_a \sim I_a v_a.$$

С другой стороны, реактивная ЭДС также пропорциональна $I_a v_a$:

$$e_r \sim I_a v_a.$$

Поэтому условие $e_k = e_r$, необходимое для обеспечения прямолинейной коммутации, при изменении нагрузки и частоты вращения достигается автоматически.

При относительно малом полезном магнитном потоке добавочных полюсов их МДС $F_{дп}$ приходится брать большой, так как значительная часть $F_{дп}$ (75–85 %) расходуется на компенсацию $F_{аа}$. По этой причине коэффициент рассеяния добавочных полюсов велик: $\sigma_d = 3-5$ при отсутствии компенсационной обмотки и $\sigma_d = 2-3$ — при ее наличии. Если обмотка добавочных полюсов располагается далеко от якоря (рис. 9.9, а), то возникает большой поток рассеяния. Для умень-

шения рассеяния обмотку добавочных полюсов размещают ближе к якору (рис. 9.9, б), а в крупных машинах, кроме того, подразделяют воздушный зазор на две части созданием второго немагнитного зазора между ярмом и сердечником добавочного полюса (рис. 9.9, б) с помощью немагнитных прокладок (НП), например, из меди или дюралюминия.

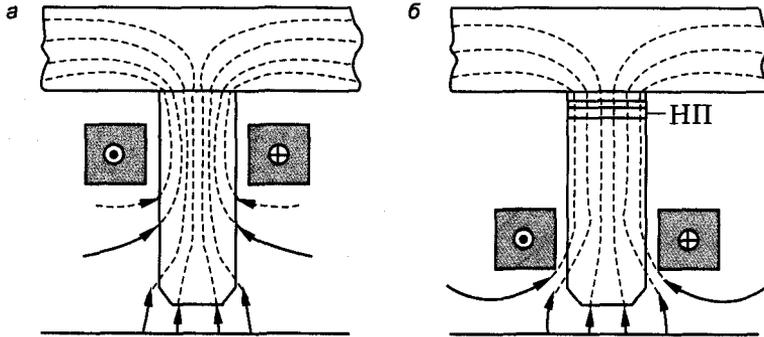


Рис. 9.9. Добавочные полюсы: а — с неподделанным и б — с подразделенным немагнитным зазором

Добавочные полюсы применяются в машинах с $P_n > 0,3$ кВт. Обычно число добавочных полюсов равно числу главных, однако в машинах мощностью до 2–2,5 кВт иногда делают половинное число добавочных полюсов. Применение добавочных полюсов позволяет увеличить линейную нагрузку машины и тем самым уменьшить ее размеры и стоимость.

Коммутация создает электромагнитные колебания частотой 1000–3000 Гц, которые распространяются по электрической сети, присоединенной к машине. Эти колебания вызывают радиопомехи, затрудняющие работу радиоприемной и другой радиотехнической аппаратуры. Для борьбы с этими помехами производят симметрирование цепи якоря машины, то есть обмотки, включенные последовательно с якорем, в том числе и обмотку добавочных полюсов, разбивают на две части, которые присоединяются к щеткам противоположной полярности (рис. 9.10). Кроме того, между щетками разных полярностей и корпусом машины устанавливают конденсаторы для шунтирования высокочастотных колебаний на зажимах машины.

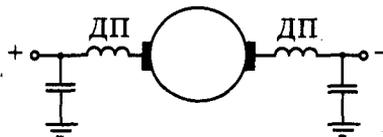


Рис. 9.10. Подавление радиопомех

МДС добавочного полюса. Из условия равенства средних значений ЭДС e_r (9.23) и e_x (9.24) найдем значение индукции коммутирующего поля

$$B'_x = \xi A_a, \quad (9.29)$$

которая необходима для обеспечения прямолинейной коммутации. Для обеспечения несколько ускоренной коммутации действительная индукция коммутирующего поля должна быть больше B'_k на некоторую величину B''_k , так чтобы

$$B_k = B'_k + B''_k.$$

Ускоренная коммутация характеризуется тем, что плотность тока $j_{ш.н}$ и, соответственно, падение напряжения в скользящем контакте $\Delta U_{ш.н}$ у набегающего края щетки больше, чем соответствующие величины $j_{ш.с}$ и $\Delta U_{ш.с}$ у ее сбегавшего края. Для осуществления ускоренной коммутации при графитных щетках достаточно иметь $\Delta U_{ш.н} - \Delta U_{ш.с} = 1,0-1,5$ В, а при медных щетках $\Delta U_{ш.н} - \Delta U_{ш.с} = 0,35-0,65$ В. Соответственно на такую же величину необходимо увеличить коммутирующую ЭДС в контуре, замыкаемом накоротко краями щетки.

В общем случае щетка перекрывает β_k пластин и при простой петлевой обмотке замыкает столько же секций. Однако в общем случае m -ходовой сложной петлевой обмотки число последовательно соединенных секций одного хода обмотки, накоротко замыкаемых щеткой, составляет

$$\frac{\beta_k}{m} = \frac{\beta_k p}{a}.$$

Следовательно, необходимо создать добавочную составляющую коммутирующей ЭДС одной секции

$$e''_k = \frac{a(\Delta U_{ш.н} - \Delta U_{ш.с})}{p\beta_k},$$

для чего, согласно выражению (9.25), нужна добавочная составляющая индукции коммутирующего поля

$$B''_k = \frac{a(\Delta U_{ш.н} - \Delta U_{ш.с})}{2p\beta_k w_c l_g v_a}. \quad (9.30)$$

В выражении (9.30) предполагается, что длина добавочного полюса равна длине якоря. Эта же формула справедлива и для волновой обмотки.

Если пренебречь насыщением магнитной цепи добавочных полюсов, то для создания B_k потребуются МДС на один добавочный полюс, равная

$$F_k = \frac{k_{\delta_d} \delta_d B_k}{\mu_0}, \quad (9.31)$$

где δ_d — зазор под добавочным полюсом; k_{δ_d} — коэффициент воздушного зазора добавочного полюса.

Для компенсации реакции якоря в зоне добавочного полюса требуется МДС

$$F_{aqk} = F_{aq} - F_{к.о} = \frac{\tau A_a}{2} - \frac{b_p A_k}{2}. \quad (9.32)$$

Следовательно, необходимая полная МДС добавочного полюса будет составлять

$$F_{дп} = F_k + F_{aqk},$$

Принимая во внимание выражения (9.31) и (9.32), найдем:

$$F_{\text{дп}} = \frac{1,1k_{\delta\text{д}}\delta_{\text{д}}}{\mu_0} \left[\xi A_a + \frac{a(\Delta U_{\text{щ.н}} - \Delta U_{\text{щ.с}})}{2p\beta_k w_c l_{\delta} v_a} \right] + \frac{\tau A_a}{2} - \frac{b_p A_k}{2}. \quad (9.33)$$

При отсутствии компенсационной обмотки $A_k = 0$. В случае половинного числа добавочных полюсов значение $F_{\text{дп}}$, вычисленное по формуле (9.33), надо удвоить. Введением множителя 1,1 в формулу (9.33) учитывается увеличение МДС из-за ферромагнитных участков магнитной цепи.

Необходимое число витков добавочного полюса

$$w_{\text{д}} = \frac{F_{\text{дп}}}{I_{\text{ан}}}.$$

Добавочный полюс должен создавать коммутирующее поле на протяжении всей ширины зоны коммутации. Зазор $\delta_{\text{д}}$ обычно в 1,5–2,0 раза больше зазора δ под главными полюсами. Ширина наконечника добавочного полюса при этом составляет

$$b_{\text{дп}} = (0,4 - 0,80)b_{\text{з.к.}}$$

Улучшение коммутации путем сдвига щеток. В машинах мощностью до нескольких сотен ватт добавочных полюсов не ставят. Коммутирующее поле при этом можно создать, сдвинув щетки с ГН, благодаря чему в зоне коммутации начинает действовать поле главных полюсов (рис. 9.11). Чтобы индуцируемая этим полем в коммутируемой секции ЭДС e_k имела правильное направление, поле главных полюсов в зоне коммутации должно быть направлено против поля реакции якоря. Для этого в генераторе щетки необходимо повернуть в сторону вращения, а в двигателе — наоборот (рис. 9.11).

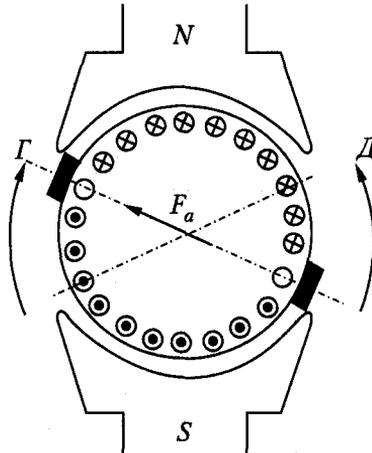


Рис. 9.11. Улучшение коммутации путем сдвига щеток с ГН

Если поток главных полюсов Φ_{δ} изменяется пропорционально току якоря (машины с последовательным возбуждением), то при фиксированном положении щеток можно достичь хороших условий коммутации в широком диапазоне изменения нагрузки. Если же $\Phi_{\delta} = \text{const}$, то наилучшие условия коммутации достигаются только при одной, определенной нагрузке.

Установку щеток производят на глаз, наблюдая за их искрением.

Уменьшение реактивной ЭДС. Как указывалось ранее, для обеспечения хорошей коммутации необходимо, чтобы $e_r \leq 7-10$ В. Зависимость e_r от различных величин очевидна из равенства (9.23). При этом надо отметить, что уменьшение A_a нецелесообразно с точки зрения использования материалов, а значения $v_a = \pi D_a n$ и l_{δ} определяются номинальной мощностью машины. Следовательно, ограничение e_r зависит от возможности уменьшения w_c и ξ .

В машинах мощностью более 50 кВт всегда $w_c = 1$. Уменьшить ξ можно за счет ослабления взаимной индукции между коммутируемыми секциями, что достигается укорочением шага на величину не более одного зубцового деления и применением ступенчатой обмотки. В последнем случае взаимно-индуктивная связь между секциями ослабляется вследствие того, что если верхние стороны u_n секций находятся в одном пазу, то их нижние стороны располагаются в разных пазах.

Для уменьшения e_r в петлевых обмотках выбирают также отношение K/p равным нечетному числу, так как при этом секции, охватывающие соседние полюсы, коммутируются со сдвигом на время поворота коллектора на половину коллекторного деления и взаимная индукция соответственно уменьшается. К уменьшению ξ приводит также уменьшение отношения глубины паза к его ширине и увеличение коэффициента щеточного перекрытия β_k .

Определенное снижение ξ получается также, если увеличивать высоту сечения проводника в пазу якоря. В этом случае вследствие эффекта вытеснения тока во время коммутации уменьшаются также индуктивности проводника и секции.

Увеличение сопротивления цепи коммутируемой секции, в принципе, возможно за счет выполнения «петушков» с повышенным сопротивлением. Однако это приводит к уменьшению КПД машины, а также к увеличению плотности тока у сбегающего края щетки. Кроме того, такие «петушки» ненадежны в работе.

Существенным является подбор щеток с надлежащими характеристиками. При тяжелых условиях коммутации лучше работают твердые графитные щетки с повышенным переходным сопротивлением переходного контакта, однако при этом электрические потери в переходном контакте и механические потери на трение также больше. Щетки с круто поднимающейся вольт-амперной характеристикой более приемлемы с точки зрения уменьшения плотности тока на сбегающем краю щетки и способствуют улучшению коммутации. Медно-графитные щетки, обладающие малым переходным сопротивлением, применяются только в машинах с напряжением до 25–30 В. Для улучшения коммутации предложен также целый ряд других мер, которые, однако, не находят широкого применения.

Улучшение коммутации при переходных режимах и пульсирующем токе. Ранее основное внимание уделялось коммутации при нормальных установившихся режимах работы. При резких переходных режимах (толчкообразная и пульси-

рующая нагрузка, сильные перегрузки, короткие замыкания и т. п.), а также при питании машин постоянного тока через выпрямители от сети переменного тока, в особенности от однофазной сети (например, на железных дорогах, электрифицированных переменным током), условия коммутации резко ухудшаются.

Одной из причин ухудшения коммутации при указанных условиях может являться наличие трансформаторной ЭДС $e_{тр}$ (см. 9.4), которая возникает при изменении магнитного потока главных полюсов. Компенсация этой ЭДС с помощью добавочных полюсов практически невозможна, так как закономерности изменения $e_{тр}$ и e_k различны. В частности, $e_{тр}$ вовсе не зависит от частоты вращения. Поэтому в необходимых случаях принимают меры к уменьшению $e_{тр}$. Например, в тяговых двигателях постоянного тока, устанавливаемых на электровозах переменного тока с выпрямителями, обмотки возбуждения главных полюсов шунтируют активными сопротивлениями. Вследствие большой индуктивности обмотки возбуждения пульсирующая составляющая выпрямленного тока при этом будет ответвляться в шунтирующее сопротивление и поток главных полюсов не будет содержать этой составляющей.

При быстрых изменениях тока в цепи якоря поток добавочных полюсов не будет изменяться пропорционально току якоря (вследствие возникновения вихревых токов в массивной магнитной цепи и создаваемых ими магнитных потоков) и компенсация реактивной ЭДС нарушится. Улучшить коммутацию при этом можно с помощью индуктивной катушки, присоединяемой параллельно обмотке добавочных полюсов. Если постоянная времени индуктивной катушки

$$T_{и.к} = \frac{L_{и.к}}{r_{и.к}}$$

значительно больше постоянной времени обмотки добавочных полюсов, то ток в этой катушке будет меняться очень медленно по сравнению с изменением тока в обмотке добавочных полюсов. Поэтому резкие изменения тока якоря ΔI воспринимаются этой обмоткой, и так как через нее проходит только часть полного тока якоря, то относительное изменение тока в обмотке добавочных полюсов будет больше, чем в обмотке якоря. Такое «форсирование» тока обмотки добавочного полюса позволяет добиться более быстрого изменения его магнитного потока и тем самым в определенной степени компенсировать влияние вихревых токов в магнитопроводе. Однако наиболее эффективной мерой улучшения коммутации в машинах с резко изменяющейся нагрузкой или при сильных пульсациях питающего тока является изготовление сердечников добавочных полюсов, а также ярма машины из листовой электротехнической стали.

Эффективной мерой улучшения коммутации при резко изменяющейся нагрузке является применение компенсационной обмотки, которая предотвращает опасность возникновения кругового огня, а также улучшает условия действия добавочных полюсов. При значительных перегрузках машины, а в особенности при коротких замыканиях, сердечники добавочных полюсов насыщаются прежде всего за счет больших потоков рассеяния. В этом случае добавочные полюсы уже не в состоянии компенсировать реактивную ЭДС и коммутация сильно нарушается. При наличии компенсационной обмотки поток рассеяния добавочных по-

люсов значительно уменьшается. В результате эффективность действия добавочных полюсов сохраняется и при значительных перегрузках машины.

9.6. Экспериментальная проверка и наладка коммутации

Теоретический анализ коммутации из-за сложности процессов базируется на упрощенных математических моделях электромагнитных процессов в коммутируемых секциях. Поэтому и расчет коммутации при проектировании машин является приближенным. В таких условиях большое значение приобретают экспериментальные методы исследования и наладки коммутации. На практике окончательная настройка коммутации опытных образцов серийных машин и машин индивидуального производства осуществляется после их экспериментального исследования.

Рассмотрим наиболее широко распространенные экспериментальные методы проверки коммутации.

Метод подпитки добавочных полюсов. На рис. 9.12 показана схема электрических соединений для выполнения опыта. Здесь Я1 — якорь испытуемой машины; ОВ1 — ее обмотка возбуждения; ДП — обмотка добавочных полюсов; Я2 — якорь вспомогательного генератора, служащего для подпитки добавочных полюсов; ОВ2 — его обмотка возбуждения; Р — реостат для регулирования тока возбуждения; П — переключатель для изменения полярности вспомогательного генератора. При испытании машины ее якорь и обмотка добавочных полюсов нагружаются током I_a , а с помощью вспомогательного генератора через обмотку ДП пропускается добавочный ток (ток подпитки) $\pm \Delta I$, в результате чего через обмотку добавочных полюсов проходит ток $I_a \pm \Delta I$. При этом снимаются так называемые кривые подпитки, представляющие собой зависимости $+\Delta I = f(I_a)$ и $-\Delta I = f(I_a)$ при определенной степени искрения $\left(1\frac{1}{4}$ или $1\frac{1}{2}\right)$ на щетках.

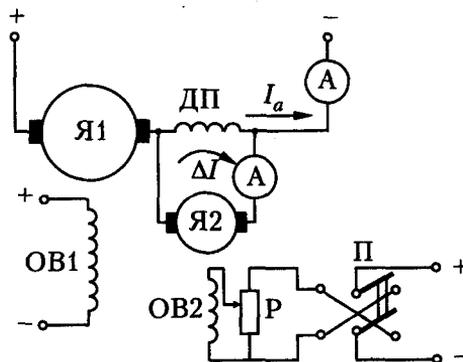


Рис. 9.12. Схема для снятия кривых подпитки добавочных полюсов

Снятие кривых можно начать с холостого хода ($I_a = 0$). В этом случае также $e_r = 0$. Подпитывая добавочные полюсы сначала в одном, а затем в другом направле-

нии, устанавливаем при $I_a = 0$ величины токов $+\Delta I$ и $-\Delta I$, вызывающие определенную степень искрения. Причиной искрения при этом является ток в короткозамкнутой секции, который вызывается неуравновешенной коммутирующей ЭДС e_k , индуцируемой в короткозамкнутых секциях добавочными полюсами. В правильно спроектированной и хорошо изготовленной машине при установке щеток на линии ГН токи $+\Delta I$ и $-\Delta I$ при $I_a = 0$ приблизительно равны. Затем в якоре $Я_1$ устанавливаем некоторый ток I_a и снова определяем токи $+\Delta I$ и $-\Delta I$, вызывающие искрение на щетках до заданной степени, и т. д.

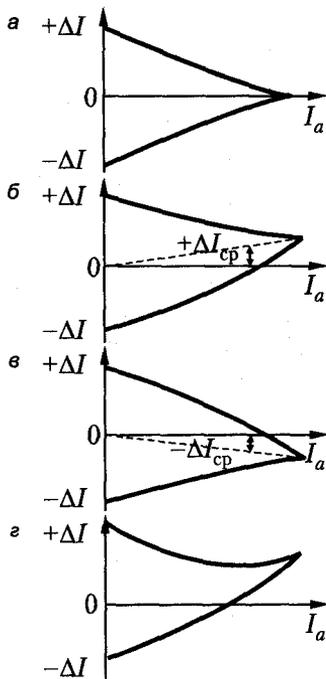


Рис. 9.13. Кривые подпитки добавочных полюсов

При увеличении I_a условия коммутации ухудшаются и соответствующие значения $+\Delta I$ уменьшаются. В правильно спроектированной машине при правильном действии добавочных полюсов кривые подпитки сходятся в некоторой точке оси абсцисс (рис. 9.13, а). Если действие добавочных полюсов слабое, то средняя линия кривых подпитки отклоняется вверх (пунктирная линия на рис. 9.13, б), так как наилучшие условия коммутации при этом достигаются при усилении действия добавочных полюсов, то есть при положительных токах подпитки. При слишком сильном действии добавочных полюсов средняя линия кривых подпитки отклоняется вниз (рис. 9.13, в).

Кривые подпитки позволяют установить необходимую степень усиления или ослабления действия добавочных полюсов. В машинах малой и средней мощности, когда число витков добавочных полюсов w_d довольно велико, действие последних можно регулировать изменением w_d на величину $\pm\Delta w_d$, которая определяется по ΔI_{cp} и I_a для определенной точки средней линии кривых подпитки (рис. 9.13, б и в):

$$\pm\Delta w_d = \frac{\pm\Delta I_{cp}}{I_a} w_d. \quad (9.34)$$

В крупных машинах w_d мало, и Δw_d может составить дробную величину, округление которой приводит к большой погрешности. Поэтому в данном случае изменяют воздушный зазор добавочного полюса.

Если добавочные полюсы в условиях опыта насыщаются, то кривые подпитки искривляются и загибаются вверх (рис. 9.13, г). Поэтому кривые подпитки позволяют также оценить правильность расчета насыщения добавочных полюсов.

Зону между кривыми подпитки называют *безыскровой зоной*, или *зоной темной коммутации*. В буквальном смысле слова это верно, когда кривые снимаются для степени искрения 1. Однако нередко машины при номинальном токе имеют большую степень искрения, и тогда снимать кривые подпитки при степени 1 не имеет смысла.

Кривые подпитки надо снимать при хорошем состоянии поверхности коллектора и зеркала щеток, после приработки щеток к коллектору в течение нескольких часов работы под нагрузкой. Во избежание разброса точек кривых необходимо наблюдать за искрением какой-нибудь одной щетки. Весь опыт в целом требует определенных навыков и сноровки.

Метод подпитки был предложен В. Т. Касьяновым.

Снятие потенциальных кривых выполняется путем измерения с помощью вольтметра падения напряжения $\Delta U_{\text{щ}}$ между щеткой и коллектором по дуге последнего, перекрываемой щеткой (рис. 9.14). Вольтметр присоединяется к коллектору с помощью узкой вспомогательной щетки, передвигаемой по коллектору. Вид потенциальных кривых зависит от характера коммутации и поэтому позволяет сделать заключения качественного характера — в частности, оценить действие добавочных полюсов. Однако получить прямые количественные оценки при реализации этого метода невозможно.

Снятие импульсных напряжений на сбегавшем краю щетки. Если коммутация замедлена и при размыкании короткозамкнутого контура коммутируемой секции сбегавшим краем щетки разрывается определенный ток, то у края щетки возникают искровые разряды и дуги, которые при слабом развитии во время внешнего осмотра могут быть не замечены. Однако при этом возникают импульсные напряжения до нескольких десятков вольт, которые могут быть измерены электронным вольтметром по схеме, приведенной на рис. 9.14. Показания вольтметра зависят от степени искрения, видимого или невидимого. В связи с этим в последние годы некоторые авторы рекомендуют производить настройку добавочных полюсов на минимум подобных импульсных напряжений у сбегавщего края щетки.

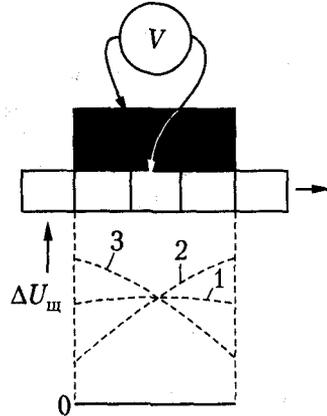


Рис. 9.14. Потенциальные кривые щетки: 1 — прямолинейная, 2 — замедленная, 3 — ускоренная коммутация

9.7. Коммутационная реакция якоря

При отклонении коммутации от прямолинейной токи в коммутируемых секциях создают дополнительную реакцию якоря. На рис. 9.15 схематически показан двухполюсный генератор со щетками, установленными на ГН. Щетки изображены достаточно широкими для того, чтобы показать под ними три коммутируемые секции. Рисунок 9.15, а соответствует прямолинейной коммутации, когда в средней коммутируемой секции ток равен нулю, а в крайних токи имеют противоположные знаки. Как видно из рис. 9.15, а, ось симметрии распределения токов совпадает с ГН. В этом случае коммутируемые секции не оказывают никакого дополнительного влияния на поле полюсов и коммутационная реакция якоря отсутствует.

Идеализированному случаю предельно замедленной коммутации, когда ток в коммутируемой секции сохраняется неизменным по величине и направлению до са-

мого конца периода коммутации и затем мгновенно изменяет свой знак, соответствует распределение токов, показанное на рис. 9.15, б. Из этого рисунка следует, что при замедленной коммутации в генераторе токи коммутируемых секций создают размагничивающую реакцию якоря, которая называется *коммутационной*. В случае ускоренной коммутации в генераторе возникает намагничивающая коммутационная реакция якоря (рис. 9.15, в). В двигателе же коммутационная реакция якоря при замедленной коммутации будет намагничивающей и при ускоренной — размагничивающей.

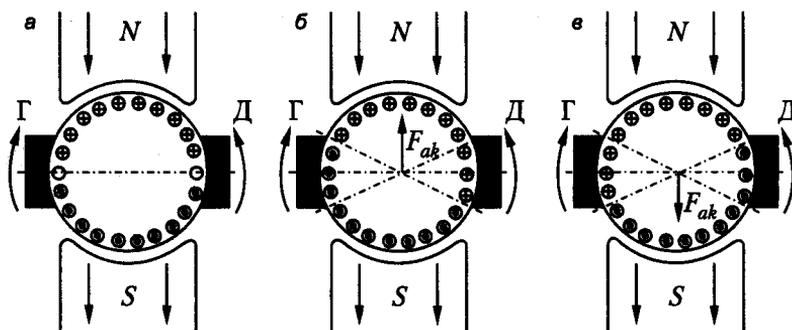


Рис. 9.15. Коммутационная реакция якоря

При предельно замедленной и предельно ускоренной коммутации МДС коммутационной реакции якоря максимальна и составляет

$$F_{ак \max} = \frac{1}{2} \frac{D_a}{D_k} b_{щ} A_a. \quad (9.35)$$

В действительности $F_{ак}$ находится в диапазоне $F_{ак} = 0 - F_{ак \max}$.

В обычных условиях МДС коммутационной реакции якоря мала по сравнению с МДС возбуждения и поэтому оказывает незначительное влияние на магнитный поток машины и режим ее работы. Однако в ряде случаев ее влияние значительно — например, при коротком замыкании машины, когда ток якоря возрастает во много раз, а коммутация вследствие насыщения сердечников добавочных полюсов нарушается и становится сильно замедленной. Это влияние велико также в электромагнитных усилителях, в которых основное или первичное магнитное поле является слабым.

Глава 10

Генераторы постоянного тока

10.1. Общие сведения о генераторах постоянного тока

Хотя в промышленности применяется главным образом переменный ток, генераторы постоянного тока широко используются в различных промышленных, транспортных и других установках (для питания электроприводов с широким регулированием частоты вращения, в электролизной промышленности, на судах, тепловозах и т. д.). В этих случаях генераторы постоянного тока обычно приводятся во вращение электродвигателями переменного тока, паровыми турбинами или двигателями внутреннего сгорания.

По способу возбуждения генераторов постоянного тока различают генераторы независимого возбуждения и генераторы с самовозбуждением.

Генераторы независимого возбуждения делятся на генераторы с электромагнитным возбуждением (рис. 10.1, а), в которых обмотка возбуждения питается постоянным током от постороннего источника (аккумуляторная батарея, вспомогательный генератор постоянного тока или возбудитель, сеть постоянного тока), и на магнитоэлектрические генераторы с индукторами в виде постоянных магнитов. Генераторы последнего типа изготавливаются только на малые мощности. В данной главе рассматриваются генераторы с электромагнитным возбуждением.

В генераторах с самовозбуждением обмотки возбуждения питаются электрической энергией, вырабатываемой в самом генераторе. Во всех генераторах с электромагнитным возбуждением на возбуждение расходуется 0,3–5 % от номинальной мощности машины. Первая цифра относится к самым мощным машинам, а вторая — к машинам мощностью около 1 кВт.

Генераторы с самовозбуждением в зависимости от способа включения обмоток возбуждения делятся:

- 1) на генераторы параллельного возбуждения, или шунтовые (рис. 10.1, б);
- 2) генераторы последовательно возбуждения, или серийные (рис. 10.1, в);
- 3) генераторы смешанного возбуждения, или компаундные (рис. 10.1, г).

Последние имеют две обмотки возбуждения, расположенные на общих главных полюсах: параллельную и последовательную. Если эти обмотки создают МДС одинаковых направлений, то их включение называется согласным, в противном случае соединение обмоток возбуждения называется встречным. Обычно применяется согласное включение обмоток возбуждения, причем основная часть МДС возбуждения (65–80 %) создается параллельной обмоткой возбуждения.

На рис. 10.1, г конец параллельной обмотки возбуждения (от реостата возбуждения) подключен к последовательной обмотке возбуждения («длинный шунт»), однако этот конец может быть присоединен и непосредственно к якорю («короткий шунт»). Существенной разницы в этих вариантах соединения нет, так как

падение напряжения в последовательной обмотке составляет только 0,2–1,0 % от U_n и ток i_f мал. Обычно применяется соединение, изображенное на рис. 10.1, з.

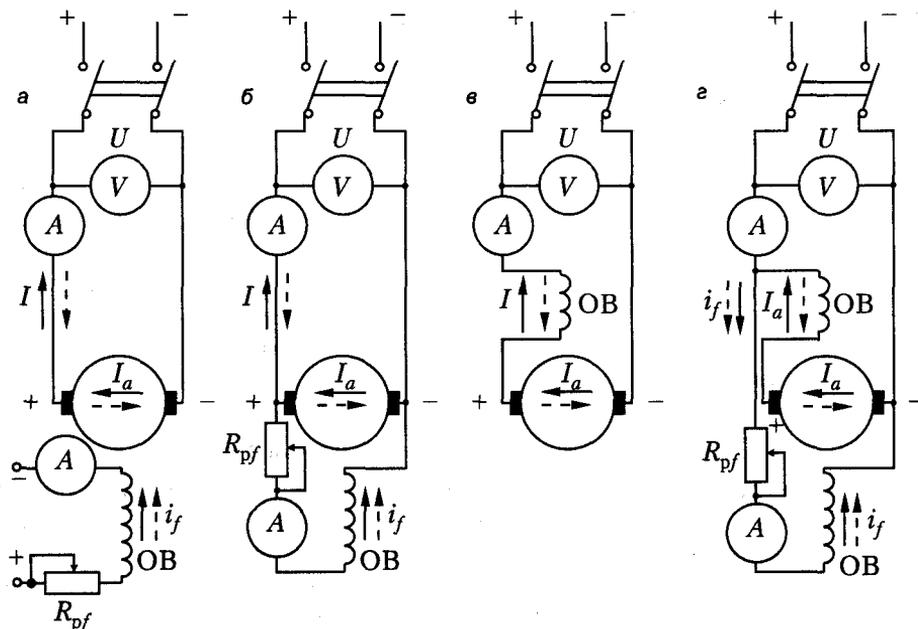


Рис. 10.1. Схемы генераторов и двигателей: а — независимого, б — параллельного, в — последовательного и г — смешанного возбуждения (сплошные стрелки — направления токов в режиме генератора, пунктирные стрелки — в режиме двигателя)

В генераторе параллельного возбуждения ток возбуждения составляет 0,3–5 % от номинального тока якоря $I_{ан}$ или тока нагрузки $I_n = I_{ан} - i_f$. В генераторах последовательного возбуждения эти токи равны друг другу: $i_f = I_{ан} = I_n$ и падение напряжения на обмотке возбуждения при номинальной нагрузке составляет 0,3–5 % от U_n . Обмотки возбуждения у генераторов параллельного возбуждения имеют большое число витков малого сечения, а у генераторов последовательного возбуждения — относительно малое количество витков большого сечения.

В цепи обмоток параллельного возбуждения, а часто также в цепи обмотки независимого возбуждения для регулирования тока возбуждения включают реостаты R_{pf} (рис. 10.1, а, б и г).

В крупных машинах постоянного тока используется независимое возбуждение. Машины малой и средней мощности большей частью имеют параллельное или смешанное возбуждение. Машины с последовательным возбуждением распространены меньше.

Энергетическая диаграмма генератора независимого возбуждения представлена на рис. 10.2. Получаемая от первичного двигателя механическая мощность P_1 , за вычетом потерь механических $p_{мх}$, магнитных $p_{мг}$ и добавочных p_d , преобразуется в якоре в электромагнитную мощность $P_{эм}$. В машинах постоянного тока механические потери $p_{мх}$ состоят из потерь в подшипниках, потерь на трение щеток

о коллектор и вентиляционных потерь, которые включают в себя потери на трение вращающихся частей машины о воздух и другие потери, связанные с работой системы вентиляции и охлаждения. Магнитные потери $p_{\text{мг}}$ включают в себя потери на гистерезис и вихревые токи, обусловленные перемагничиванием сердечника якоря. К магнитным потерям относят также потери, вызванные продольными и поперечными пульсациями потока полюсов из-за зубчатого строения сердечника якоря. При таких пульсациях в полюсных наконечниках индуцируются вихревые токи, протекающие в тонком поверхностном слое из-за резкого поверхностного эффекта при высокой частоте пульсаций. Заметим, что наличие пазов в полюсных наконечниках вызывает пульсационные магнитные потери в зубах якоря.

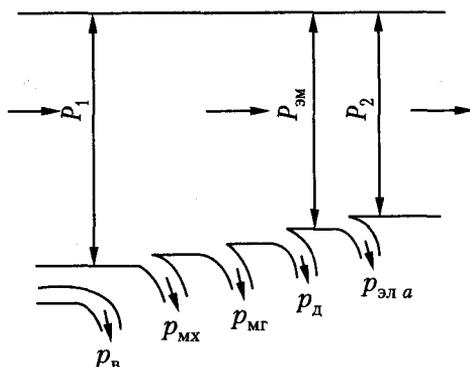


Рис. 10.2. Энергетическая диаграмма генератора независимого возбуждения

К добавочным потерям $p_{\text{д}}$ относят потери, вызванные различными вторичными явлениями при нагрузке. Поэтому эти потери, зависящие от нагрузки, часто называют добавочными потерями при нагрузке. В машинах постоянного тока часть этих потерь обусловлена искажением распределения магнитного поля в зазоре. Существуют и другие физические причины возникновения этих потерь, например коммутационные процессы.

Мощность $P_{\text{эм}}$ частично расходуется на электрические потери $p_{\text{эла}}$ в цепи якоря (в обмотках якоря, добавочных полюсов, в компенсационной обмотке и в переходном сопротивлении щеточного контакта), остальная часть этой мощности представляет собой полезную мощность P_2 , отдаваемую потребителям. Потери на возбуждение $p_{\text{в}}$ в генераторе независимого возбуждения покрываются за счет постороннего источника тока.

На основании изложенного для генератора независимого возбуждения баланс мощности можно представить уравнением

$$P_2 = P_1 - p_{\text{мх}} - p_{\text{м}} - p_{\text{д}} - p_{\text{эла}} = P_{\text{эм}} - p_{\text{эла}} \quad (10.1)$$

Аналогичные энергетические диаграммы можно построить и для других типов генераторов.

Для анализа механических процессов вращения якоря генератора преобразуем уравнение (10.1) в уравнение вращающих моментов, действующих на его вал.

Для этого запишем (10.1) в виде

$$P_1 = p_{\text{мх}} + p_{\text{мг}} + p_{\text{д}} + P_{\text{эм}}. \quad (10.2)$$

Если все члены уравнения (10.2) разделить на угловую частоту вращения

$$\Omega = 2\pi n,$$

то получим уравнение вращающих моментов для установившегося режима работы

$$M_{\text{в}} = M_0 + M_{\text{эм}}. \quad (10.3)$$

Здесь

$$M_{\text{в}} = \frac{P_1}{\Omega} \quad (10.4)$$

представляет собой приложенный к валу момент вращения первичного двигателя,

$$M_{\text{эм}} = \frac{P_{\text{эм}}}{\Omega} \quad (10.5)$$

— электромагнитный момент, развиваемый якорем, и

$$M_0 = M_{\text{тр}} + M_{\text{м.л}} = \frac{p_{\text{мх}}}{\Omega} + \frac{p_{\text{м}} + p_{\text{л}}}{\Omega} \quad (10.6)$$

— вращающий момент, соответствующий потерям на трение $\left(M_{\text{тр}} = \frac{p_{\text{мх}}}{\Omega}\right)$ и магнитным и добавочным потерям $M_{\text{м.л}} = \frac{p_{\text{м}} + p_{\text{л}}}{\Omega}$, которые покрываются за счет механической мощности.

В неустановившемся режиме, когда частота вращения изменяется, возникает также так называемый динамический момент вращения

$$M_{\text{дин}} = J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (10.7)$$

где J — момент инерции вращающихся частей генератора.

Динамический момент соответствует изменению кинетической энергии вращающихся масс. При увеличении частоты вращения момент $M_{\text{дин}} > 0$ и, как и момент $M_0 + M_{\text{эм}}$, является тормозящим. В данном случае кинетическая энергия вращающихся масс увеличивается за счет работы первичного двигателя. Если момент $M_{\text{дин}} < 0$, он действует в направлении вращения и является движущим, поддерживая вращение.

Таким образом, в общем случае при $n \neq \text{const}$

$$M_{\text{в}} = M_0 + M_{\text{эм}} + M_{\text{дин}}. \quad (10.8)$$

Момент

$$M_{\text{ст}} = M_0 + M_{\text{эм}}, \quad (10.9)$$

соответствующий статическим силам, называют статическим моментом. Поэтому можно также написать

$$M_B = M_{ст} + M_{дин}. \quad (10.10)$$

10.2. Математическая модель электромагнитных процессов в генераторах постоянного тока

В теории генераторов постоянного тока режимы работы обычно рассматриваются при условии, что частота вращения n постоянна, так как она определяется внешним первичным двигателем и, как правило, не зависит от характеристик и свойств генератора. В таких условиях саморегулирование электромеханического преобразования механической энергии P_1 в электрическую P_2 в соответствии с (10.1) обеспечивается самоустановкой только электромагнитных параметров режима U , I_a и E_a , то есть электромагнитными процессами в цепи якоря.

Связь между электрическими параметрами режима определяется из уравнения Кирхгофа для цепи якоря, которое для рассматриваемых установившихся режимов работы имеет вид

$$U = E_a - I_a r_{ан} - 2\Delta u_{щ}, \quad (10.11)$$

где

$$E_a = C_e \Phi_{\delta d} n; \quad (10.12)$$

$2\Delta u_{щ}$ — падение напряжения в контактном слое щеток обеих полярностей; $r_{ан}$ — полное активное сопротивление всех последовательно соединенных обмоток цепи якоря, а именно: собственно обмотки якоря (r_a); обмотки добавочных полюсов ($r_{д.п.}$); последовательной обмотки возбуждения ($r_{пс.}$); компенсационной обмотки ($r_{к.о.}$), так что

$$r_{ан} = r_a + r_{д.п.} + r_{пс.} + r_{к.о.}$$

$\Phi_{\delta d}$ — результирующий магнитный поток в воздушном зазоре, создаваемый результирующей продольной МДС $F_{d\text{рез}}$.

Анализируя вольт-амперную характеристику щеток, можно принять допущение о постоянстве сопротивления щеточного контакта

$$\frac{2\Delta u_{щ}}{I_a} = R_{щ} = \text{const}. \quad (10.13)$$

Окончательное выражение для уравнения напряжения якоря приобретает вид

$$U = E_a - I_a R_a, \quad (10.14)$$

где $R_a = r_{ан} + R_{щ}$ — полное сопротивление цепи якоря.

Связь между магнитными параметрами режима, определяющими значение E_a , устанавливается кривой намагничивания

$$\Phi_{\delta d} = f(F_{d\text{рез}}). \quad (10.15)$$

Компонентами результирующей продольной МДС $F_{d\text{рез}}$ являются:

- F_{df} — МДС обмоток возбуждения, расположенных на главных полюсах и включенных в соответствии с принятой схемой возбуждения;
- ΔF_{aqd} — размагничивающая МДС поперечной реакции якоря.

Так что

$$\begin{cases} F_{d\text{рез}} = F_{df} - \Delta F_{aqd}; \\ F_{df} = F_f - F_{\text{пс}}, \end{cases} \quad (10.16)$$

где F_f — МДС независимой или параллельной обмотки возбуждения; $F_{\text{пс}}$ — МДС последовательной обмотки возбуждения.

Уравнения (10.12) — (10.14) и (10.16) представляют собой математическую модель электромагнитных процессов в цепи якоря генератора для установившихся режимов его работы при условии, что щетки установлены по линии ГН. В противном случае значение $F_{d\text{рез}}$ следует определять с учетом МДС продольной реакции якоря F_{ad} , обусловленной сдвигом щеток. Практические методы установки щеток на нейтрали излагаются в специальных пособиях по испытанию и исследованию машин постоянного тока.

Для генераторов важнейшими параметрами режима принято считать U , I_a и i_f . Параметры U и I_a определяют количество и качество генерируемой энергии, а i_f — условия возбуждения генератора. Функциональные связи между этими тремя параметрами режима устанавливаются соответствующим семейством характеристик:

1. **Нагрузочные характеристики:** $U = f(i_f)$ при $I_a = \text{const}$. В частном случае, когда $I_a = 0$, зависимость $U_0 = f(i_f)$ называется характеристикой холостого хода.
2. **Внешние характеристики:** $U = f(I_a)$ при $i_f = \text{const}$ — для генераторов независимого возбуждения и при $R_f = \text{const}$ — для генераторов параллельного возбуждения.
3. **Регулировочные характеристики:** $I_a = f(i_f)$ при $U = \text{const}$. В частном случае, когда $U = 0$, зависимость $I_a = f(i_f)$ называется характеристикой короткого замыкания.

Отметим, что все перечисленные характеристики могут определяться при различных, но обязательно постоянных значениях частоты вращения n .

Иногда U , I_a и i_f определяются в относительных единицах, то есть в долях своих базисных количеств. В качестве базисных количеств в теории электрических машин обычно принимают номинальные значения соответствующих величин режима. При этом в относительных величинах могут быть представлены не только такие величины, как U , I , P , M , n , но и электромагнитные параметры электрических и магнитных цепей, как то: L , M , λ_μ , r_a и т. п. Представление характеристик и параметров машины в относительных единицах оказывается весьма удобным при сопоставлениях машин различной мощности, поскольку одноименные характеристики однотипных машин различной мощности, построенные в относительных единицах, мало отличаются друг от друга.

Рассмотрим указанные характеристики для генераторов с различными схемами возбуждения.

10.3. Генераторы независимого возбуждения

Нагрузочные характеристики. Рассмотрим характеристику холостого хода $U_0 = f(i_f)$ при $I_a = 0$ как частный случай семейства нагрузочных характеристик. Из математической модели электромагнитных процессов генератора независимого возбуждения следует, что в режиме холостого хода

$$U_0 = E_a = C_e \Phi_{\delta d} n,$$

где

$$\Phi_{\delta d} = \Phi_{\delta b} = f(F_f).$$

Учитывая, что

$$F_f = i_f w_f,$$

получаем:

$$U_0 = C f(i_f w_f). \quad (10.17)$$

Следовательно, зависимость $U_0(i_f)$ подобна кривой намагничивания машины $\Phi_{\delta b} = f(i_f)$ с коэффициентом подобия $C = C_e n$. Таким образом, характеристика холостого хода характеризует магнитную цепь машины, в частности, позволяя судить о степени ее насыщении. Заметим, что в исходной математической модели, используемой для определения теоретической характеристики холостого хода, не учитывается явление гистерезиса в магнитопроводе. Поэтому реальная характеристика имеет вид петли гистерезиса с нисходящими и восходящими ветвями. Вид этих характеристик представлен на рис. 10.3.

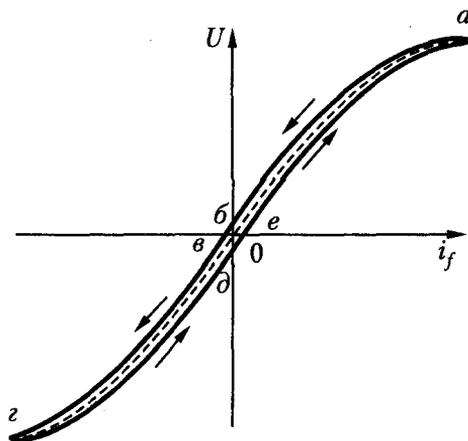


Рис. 10.3. Характеристика холостого хода генератора независимого возбуждения

Опытное определение характеристики холостого хода производится по схеме рис. 10.1, а при отключенном рубильнике.

Снятие характеристики целесообразно начать с максимального значения тока возбуждения и максимального напряжения $U = (1,15-1,25)U_n$ (точка a кривой на рис. 10.3). При уменьшении i_f напряжение уменьшается по нисходящей ветви ab характеристики сначала медленно из-за насыщения магнитной цепи, а затем быстрее. При $i_f = 0$ генератор имеет некоторое напряжение $U_{00} = 0$ (точка b на рис. 10.3), обычно равное 2–3 % от U_n , вследствие остаточной намагниченности полюсов и ярма индуктора. Если затем изменить полярность возбуждения и увеличить i_f в обратном направлении, начиная с $i_f = 0$, то при некотором $i_f < 0$ напряжение упадет до нуля (точка $в$, рис. 10.3), а затем U изменит знак и будет возрастать по абсолютному значению по ветви $вг$ характеристики холостого хода. Когда ток i_f и напряжение U достигнут в точке $г$ такого же абсолютного значения, как и в точке a , ток i_f уменьшают до нуля (точка d), меняют его полярность и снова увеличивают, начиная с $i_f = 0$. При этом U меняется по ветви $dеа$ характеристики холостого хода. В итоге вернемся в точку a характеристики. Характеристика холостого хода имеет вид неширокой гистерезисной петли вследствие проявления гистерезиса только в магнитной цепи индуктора.

При снятии характеристики холостого хода ток i_f необходимо менять только в направлении, указанном на рис. 10.3 стрелками, так как в противном случае точки не будут ложиться на данную гистерезисную петлю, а будут рассеиваться.

Средняя прерывистая линия на рис. 10.3 представляет собой расчетную характеристику холостого хода, которая в определенном масштабе повторяет магнитную характеристику генератора и по ней можно определить коэффициент насыщения машины k_μ (см. 5.5, рис. 5.11).

Характеристика холостого хода машины как характеристика ее магнитной цепи является основополагающей при оценках различных ее эксплуатационных свойств. Нагрузочная характеристика генератора при $I_a \neq 0$ определяется из математической модели электромагнитных процессов в цепи якоря генератора (10.13), (10.14) и (10.16), которая при независимом его возбуждении принимает вид

$$U = C_e n \Phi_{\delta d} - R_a I_a; \quad (10.18)$$

$$\Phi_{\delta d} = f(F_{d\text{pez}}); \quad (10.19)$$

$$F_{d\text{pez}} = F_f - \Delta F_{aqd}. \quad (10.20)$$

Из (10.18) – (10.20) видно, что изменение напряжения на зажимах генератора при нагрузке обусловлено действием двух физических факторов:

- падением напряжения в цепи якоря ($I_a R_a$);
- размагничивающим действием поперечной реакции якоря (ΔF_{aqd}), если щетки установлены по линии ГН.

Определим вид нагрузочной характеристики и алгоритм ее построения с использованием характеристики холостого хода. Такая характеристика представлена на рис. 10.4. Здесь же обозначены и все МДС, действующие по продольной оси машины. Предполагается, что все они определены в масштабе тока возбуждения.

Для того чтобы найти U при заданном токе i_f (или F_f), надо, как следует из (10.18), предварительно определить ЭДС $C_e n \Phi_{\delta d} = E_{\text{ант}}$, индуцируемую в обмотке якоря результирующим продольным магнитным потоком. Этот поток возбуждается резуль-

тирующей МДС $F_{d\text{рез}} = F_f - \Delta F_{aqd}$. Уменьшая F_f на величину ΔF_{aqd} (рис. 10.4), найдем сначала $F_{d\text{рез}}$, а затем по характеристике холостого хода и ЭДС $E_{\text{анг}}$ как ординату точки A . Найденное значение $E_{\text{анг}}$ при заданном токе i_f (или F_f) будет определяться ординатой точки B , которая отстоит от точки A в направлении, параллельном оси абсцисс, на расстояние $AB = \Delta F_{aqd}$. Вычитая далее из $E_{\text{анг}}$ падение напряжения $I_a R_a = BC$, найдем, в соответствии с (10.18), искомое напряжение U , то есть точку нагрузочной характеристики — C . Как видно из рис. 10.4, алгоритм определения U при заданном значении i_f связан с построением прямоугольного треугольника ABC , вершина A которого расположена на характеристике холостого хода, а катеты AB и BC , параллельные координатным осям, характеризуют ΔF_{aqd} и $I_a R_a$ соответственно. В связи с отмеченным свойством сторон этот треугольник называется характеристическим.

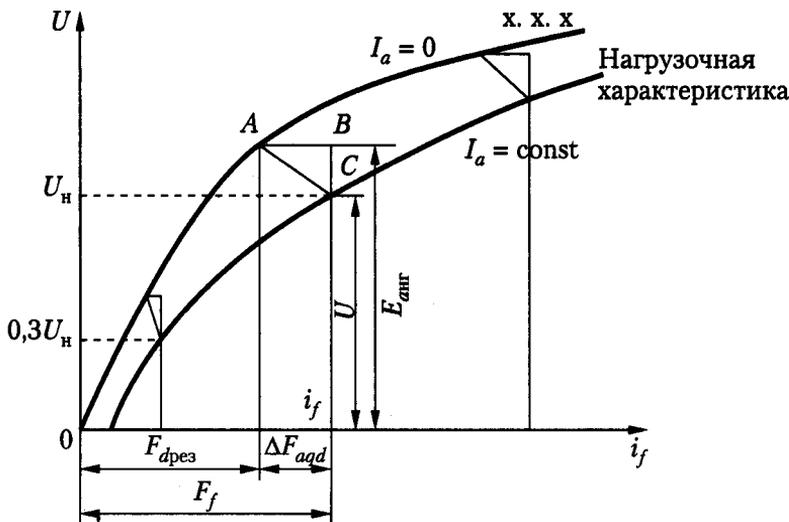


Рис. 10.4. К построению нагрузочной характеристики

Алгоритм нахождения U при других значениях i_f , то есть других точек нагрузочной характеристики, остается прежним. Однако при построении характеристического треугольника следует иметь в виду, что его катет $BC = I_a R_a$ в соответствии с условиями характеристики будет оставаться постоянным при разных значениях i_f , а катет $AB = \Delta F_{aqd}$ будет изменяться, так как размагничивающее действие поперечной реакции якоря в значительной степени зависит от условий насыщения магнитопровода, определяемых значением тока возбуждения. Значения ΔF_{aqd} (см. 8.2) пренебрежимо малы, когда магнитопровод ненасыщен или, напротив, сильно насыщен. Наибольших значений ΔF_{aqd} достигает при насыщениях, соответствующих колену кривой намагничивания.

Примерная конфигурация и расположение характеристических треугольников при разных значениях i_f показаны на рис. 10.4. Здесь же представлена нагрузочная характеристика генератора с независимым возбуждением, типичная для машин с нормальным насыщением магнитопровода.

В заключение укажем, что при теоретических расчетах лучше использовать экспериментальные значения ΔF_{aqd} , определенные для различных уровней насыщения магнитопровода. Покажем, как можно экспериментально определить размагничивающую МДС поперечной реакции якоря ΔF_{aqd} . Для этого необходимо предварительно снять две опытные характеристики: характеристику холостого хода и нагрузочную характеристику. Заметим, что для расчета ΔF_{aqd} обычно используется нагрузочная характеристика, определенная при $I_a = I_{ан} = \text{const}$. Построив эти две характеристики на одном графике, как показано на рис. 10.4, выбираем на нагрузочной характеристике точку C с требуемым напряжением, например $U = U_n$. Откладывая от нее вверх значение падения напряжения в якоре $\Delta U = I_{ан} R_a$, получаем точку B . Далее из B проводим прямую, параллельную оси абсцисс, до пересечения с характеристикой холостого хода и находим точку A . Соединив между собой точки A , B и C , находим характеристический треугольник, а следовательно, и МДС $\Delta F_{aqd} = AB$, выраженную в масштабе тока возбуждения. Заметим, что найденное значение ΔF_{aqd} будет соответствовать выбранному значению тока $I_a = I_{ан}$ и уровню насыщения при напряжении $U = U_n$. Это значение ΔF_{aqd} определяет, строго говоря, размагничивающую МДС продольного эффекта поперечной реакции якоря только в случае, если щетки установлены точно по линии геометрической нейтрали. В противном случае найденное значение МДС будет включать в себя продольную МДС якоря, размагничивающую или намагничивающую — в зависимости от направления сдвига щеток.

Внешние характеристики. Внешняя характеристика генератора независимого возбуждения (рис. 10.5) определяет зависимость напряжения генератора от его нагрузки в естественных условиях, когда ток возбуждения не регулируется: $U = f(I)$ при $i_f = \text{const}$, $n = \text{const}$.

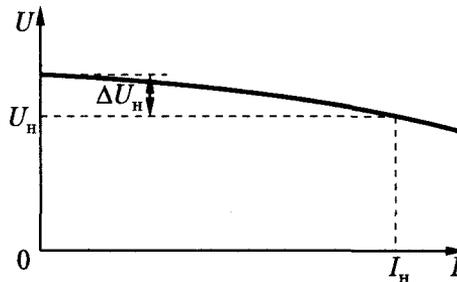


Рис. 10.5. Внешняя характеристика генератора независимого возбуждения

При увеличении тока I напряжение U , как следует из (10.18) — (10.20), несколько уменьшается по двум причинам: вследствие падения напряжения в цепи якоря IR_a и уменьшения ЭДС E_a ввиду уменьшения потока под полюсами из-за размагничивающего действия поперечной реакции якоря (щетки установлены на геометрической нейтрали). По мере увеличения тока I напряжение U начинает уменьшаться быстрее, так как под воздействием реакции якоря поток уменьшается и рабочая точка смещается на круче падающий участок кривой намагничивания.

Опытную внешнюю характеристику рекомендуется снимать при таком токе возбуждения ($i_f = i_{fn}$), когда при $I = I_n$ также $U = U_n$ (номинальный режим). В этом

случае при переходе к холостому ходу ($I = 0$) напряжение возрастает на вполне определенную величину ΔU_n (рис. 10.5), которая называется *номинальным изменением напряжения генератора*. В генераторах независимого возбуждения

$$\Delta U_{n\%} = \frac{\Delta U_n}{U_n} \cdot 100 = 5 - 15 \%. \quad (10.21)$$

Внешнюю характеристику (рис. 10.6, левый квадрант) можно построить также с помощью характеристики холостого хода (рис. 10.6, правый квадрант) и характеристического треугольника. Для этого проведем на рис. 10.6 вертикальную прямую ab , соответствующую заданному току $i_f = \text{const}$. Тогда $ab = 0v$ представляет собой U при $I = 0$ и определяет начальную точку внешней характеристики.

Разместим затем на рис. 10.6 характеристический треугольник ABC , построенный в соответствующих масштабах для $I = I_n$, таким образом, чтобы его вершина A лежала на характеристике холостого хода, а катет BC — на прямой ab . Тогда отрезок aC определит напряжение U при $I = I_n$. Действительно, отрезок aB равен внутренней ЭДС $E_{\text{внт}}$, так как $F_f - \Delta F_{\text{аод}}$ — суть результирующая МДС при нагрузке.

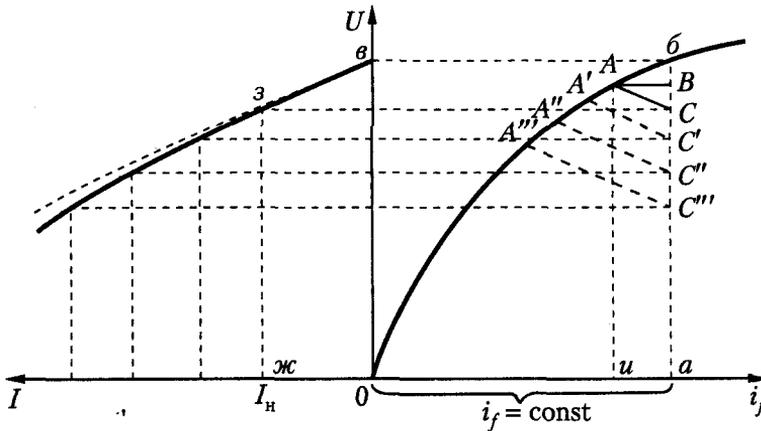


Рис. 10.6. Построение внешней характеристики генератора независимого возбуждения с помощью характеристики холостого хода и характеристического треугольника

Если принять, что катеты, а следовательно и гипотенуза, характеристического треугольника изменяются пропорционально I , то для получения других точек внешней характеристики достаточно провести на рис. 10.6 между характеристикой холостого хода и прямой ab наклонные отрезки прямых (гипотенузы новых характеристических треугольников), параллельные гипотенузе AC . Тогда нижние точки этих отрезков (лежащие на прямой ab) будут определять значения U при других токах, например при

$$I = \frac{A'C'}{AC} I_n.$$

Перенеся эти точки по горизонтали в левый квадрант рис. 10.6 для соответствующих значений I и соединив их плавной кривой, получим искомую внешнюю

характеристику $U = f(I)$. В действительности же горизонтальный катет характеристического треугольника при уменьшении U растет непропорционально I , поэтому реальная внешняя характеристика отклоняется от построенной здесь несколько в сторону, как показано в левом квадранте рис. 10.6 пунктирной линией.

Точка внешней характеристики с $U = 0$ определяет значение тока короткого замыкания машины при полном возбуждении. Так как R_a мало, то этот ток в 5–15 раз превышает I_n . Такое короткое замыкание весьма опасно, поскольку из-за него возникает круговой огонь, а также большие механические усилия и моменты вращения. Поэтому в условиях эксплуатации генераторы и двигатели средней и большой мощности защищают быстродействующими автоматическими выключателями в цепи якоря, которые ограничивают длительность короткого замыкания и отключают машину от сети в течение 0,01–0,05 с после начала внезапного короткого замыкания. Однако эти выключатели не защищают машину при коротком замыкании внутри машины.

Если имеются опытные характеристика холостого хода и внешняя характеристика и известно R_a , то, производя построения (см. рис. 10.6) в обратной последовательности, можно получить характеристические треугольники с учетом реальных условий насыщения для любых значений U и E_a .

Регулировочная характеристика. Эта характеристика $i_f = f(I)$ при $U = \text{const}$ и $n = \text{const}$ показывает, как нужно регулировать ток возбуждения, чтобы при изменении нагрузки напряжение генератора не менялось (рис. 10.7). С увеличением I ток i_f необходимо несколько увеличивать, чтобы компенсировать влияние падения напряжения $I_a R_a$ и реакции якоря. При переходе от холостого хода с $U = U_n$ к номинальной нагрузке $I = I_n$ увеличение тока возбуждения составляет 15–25 %.

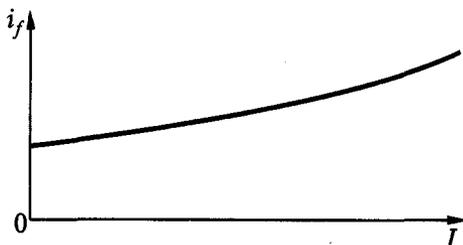


Рис. 10.7. Регулировочная характеристика генератора независимого возбуждения

Построение регулировочной характеристики (рис. 10.8, нижний квадрант) по характеристике холостого хода (рис. 10.8, верхний квадрант) и характеристическому треугольнику производится следующим образом. Для заданного $U = 0a = \text{const}$ значение i_f при $I = 0$ определяется точкой $в$. Характеристический треугольник ABC для номинального тока расположим так, чтобы его вершины A и C находились на характеристике холостого хода и прямой abc соответственно. Тогда отрезок $0ж = aC$ определяет значение i_f при $I = I_n$. Для получения других точек характеристики достаточно разместить между кривой характеристики холостого хода и прямой abc отрезки прямых, параллельные гипотенузе AC . Тогда нижние концы (точки) этих отрезков будут соответствовать значениям i_f для

значений I , определяемых, как и в предыдущем случае, отношениями длин этих отрезков к гипотенузе AC . Перенеся эти точки вертикально вниз, в нижний квадрант рис. 10.8 на уровень соответствующих значений I , получим точки регулировочной характеристики. С учетом изменяющихся условий насыщения реальная опытная регулировочная характеристика будет иметь вид, показанный в нижнем квадранте рис. 10.8 пунктирной линией.

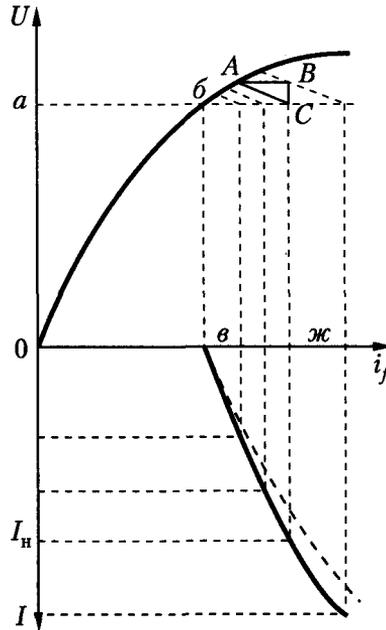


Рис. 10.8. Построение регулировочной характеристики генератора независимого возбуждения с помощью характеристики холостого хода и характеристического треугольника

Обратным построением, если даны характеристика холостого хода и регулировочная характеристика, можно получить характеристический треугольник.

Частным случаем регулировочной характеристики, как уже указывалось, является характеристика короткого замыкания, когда $U = 0$. В этом режиме ток якоря, называемый током короткого замыкания ($I_{к.з.}$), определяется выражением

$$I_{кз} = \frac{E_a}{R_a}, \tag{10.22}$$

где

$$\begin{cases} E_a = C_e n \Phi_{\delta d}; & \Phi_{\delta d} = f(F_{d\text{рез}}); \\ F_{d\text{рез}} = F_f - \Delta F_{aqd}. \end{cases}$$

Поскольку R_a мало, то E_a в этом режиме должна быть небольшой, чтобы ток не превосходил допустимых значений. Следовательно, и результирующий поток $\Phi_{\delta d}$ должен быть незначительным, и магнитная система будет ненасыщенной. Поэто-

му зависимость $I_k = f(i_f)$ в диапазоне допустимых значений тока I_k оказывается линейной, как показано на рис. 10.9.

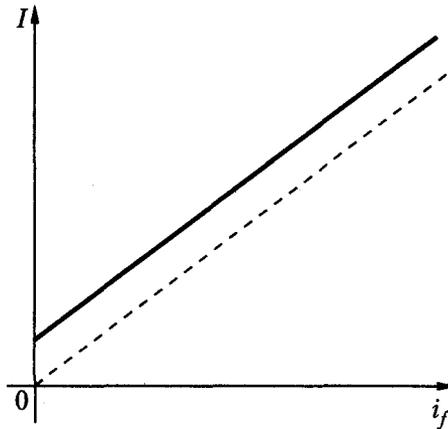


Рис. 10.9. Характеристика короткого замыкания генератора независимого возбуждения

Экспериментальное определение этой характеристики требует большой осторожности и внимания при проведении опыта, поскольку даже при малых значениях i_f ток I_k может оказаться значительным, поэтому снимать характеристику короткого замыкания надо с минимальных значений i_f , чтобы ток якоря не получился очень большим.

При $i_f = 0$ из-за наличия остаточного магнитного потока $I \neq 0$ и в крупных машинах близок к номинальному току или даже больше его. Поэтому перед снятием характеристики короткого замыкания такую машину целесообразно размагнитить, питая на холостом ходу обмотку возбуждения таким током возбуждения обратного направления, при котором $U = 0$. В размагниченной машине характеристика короткого замыкания начинается с нуля (пунктирная линия на рис. 10.9). Если характеристика короткого замыкания снята без предварительного размагничивания (сплошная линия на рис. 10.9), то ее также целесообразно перенести параллельно самой себе в начало координат.

Имея характеристики холостого хода и короткого замыкания, можно построить характеристический треугольник, из которого определить МДС продольной реакции якоря F_{ad} . Рассмотрим его построение, для чего обратимся к рис. 10.10, где изображены характеристика короткого замыкания $I = f(i_f)$ (прямая 1) и начальная прямолинейная часть характеристики холостого хода $U = f(i_f)$ (прямая 2), проходящие через начало координат.

Построим характеристический треугольник для номинального тока машины $I_a = I = I_n$, которому на характеристике короткого замыкания соответствует точка a и на оси абсцисс точка C (рис. 10.10, a). Построим на прямой ab отрезок CB , равный в масштабе прямой 2 падению напряжения в цепи якоря IR_a , и соединим точку B горизонтальной прямой с точкой A на характеристике холостого хода. Полученный треугольник ABC и будет характеристическим треугольником.

Горизонтальный катет AB этого треугольника представляет собой МДС реакции якоря в масштабе тока возбуждения.

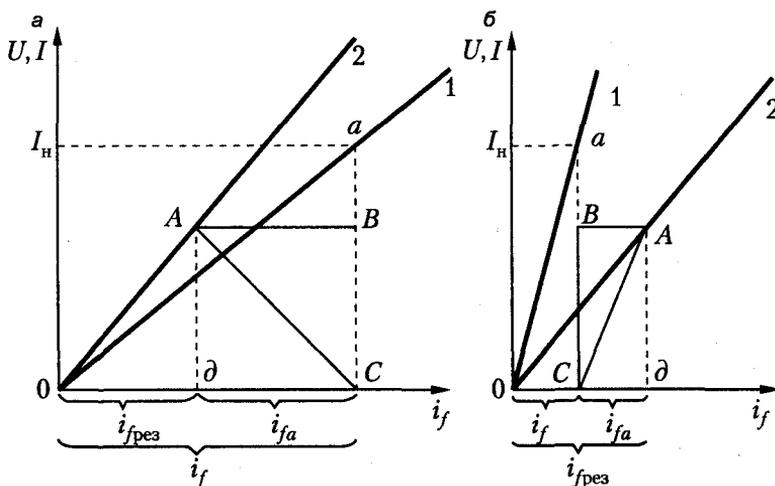


Рис. 10.10. Построение характеристического треугольника в случае: а — размагничивающей и б — намагничивающей реакции якоря

Рисунок 10.10, а соответствует случаю размагничивающей реакции якоря ($i_{fa} > 0$), а рис. 10.11, б — случаю намагничивающей реакции якоря ($i_{fa} < 0$). В последнем случае характеристика короткого замыкания, естественно, должна подниматься круче. Для других значений токов якоря ($I \neq I_n$) катеты треугольника ABC изменяются практически пропорционально изменению тока якоря, так как нелинейность сопротивления щеточного контакта оказывает незначительное влияние на изменение их величины.

Поскольку в условиях снятия характеристики короткого замыкания магнитная цепь машины не насыщена, то построенный таким образом характеристический треугольник учитывает только продольную реакцию якоря, вызванную случайным или сознательным сдвигом щеток с геометрической нейтрали и отклонением коммутации от прямолинейной.

При установке щеток на ГН катет треугольника $i_{fa} = AB$ будет определять МДС коммутационной реакции якоря в масштабе тока возбуждения и характеризовать, таким образом, характер коммутации (на рис. 10.10, а — замедление коммутации, на рис. 10.10, б — ускорение). Когда щетки стоят на нейтрали и коммутация прямолинейная, $i_{fa} = \delta_c = 0$ и треугольник ABC превращается в вертикальный отрезок.

10.4. Генераторы параллельного возбуждения

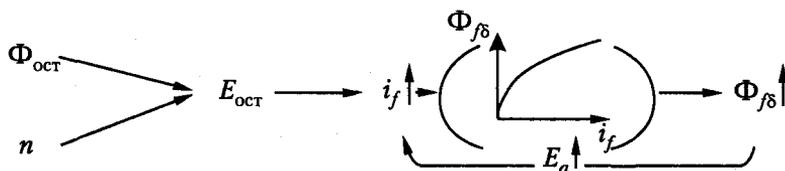
Генератор параллельного возбуждения самовозбуждаем. Для самовозбуждения необходимо соблюдение четырех условий:

1. Наличие в магнитопроводе остаточного магнитного потока $\Phi_{ост}$. Для самовозбуждения достаточно, чтобы остаточный поток составлял 2–3 % от номи-

нального. Такой остаточный поток практически всегда имеется в уже работавшей машине. Вновь изготовленную машину или машину, которая по каким-либо причинам размагнитилась, необходимо намагнитить, пропуская через обмотку возбуждения ток от постороннего источника.

2. Обеспечение согласной направленности потоков $\Phi_{\text{ост}}$ и $\Phi_{\text{я}}$, возбуждаемого током i_f . Выполнение этого условия достигается согласованным подключением концов обмотки возбуждения к зажимам цепи якоря.
3. Значение полного сопротивления в цепи обмотки возбуждения должно быть меньше некоторого критического значения $R_{f\text{кр}}$ с тем, чтобы начальное увеличение тока i_f от остаточной ЭДС $E_{\text{ост}}$ было значимым, то есть способным привести к дальнейшему увеличению тока i_f и потока $\Phi_{\text{я}}$.
4. При имеющемся полном сопротивлении в цепи возбуждения R_f частота вращения n должна превышать некоторое критическое значение $n_{\text{кр}}$ с тем, чтобы остаточный поток $\Phi_{\text{ост}}$ оказался значимым в указанном в п. 3 смысле.

При выполнении перечисленных условий процесс самовозбуждения протекает по следующему алгоритму.



Физическая суть этого процесса заключается в следующем. Небольшая ЭДС от остаточного потока $E_{\text{ост}}$, индуцируемая во вращающейся машине, вызывает малое увеличение тока возбуждения i_f . В результате происходит увеличение потока $\Phi_{\text{я}}$, следовательно, несколько увеличиваются также ЭДС якоря E_a и ток i_f при условии, что направления $\Phi_{\text{ост}}$ и $\Phi_{\text{я}}$ совпадают. Таким образом, возникает переходный физический процесс взаимосвязанного увеличения $i_f \uparrow$, $\Phi_{\text{я}} \uparrow$ и $E_a \uparrow$, который развивается лавинообразно до тех пор, пока магнитная цепь машины остается ненасыщенной.

По мере насыщения магнитной цепи уменьшается скорость нарастания $\Phi_{\text{я}}$ и E_a и наступает момент, когда последующее увеличение тока i_f уже не оказывается значимым для потока $\Phi_{\text{я}}$, то есть когда в результате насыщения магнитной цепи уже практически не увеличивается $\Phi_{\text{я}}$. Величины i_f , $\Phi_{\text{я}}$ и E_a достигают своих установившихся значений.

Рассмотрим более подробно процесс самовозбуждения с использованием его математической модели. В переходном процессе самовозбуждения закономерность изменения тока i_f определяется законом Кирхгофа

$$U_f = R_f i_f + \frac{d(L_f i_f)}{dt}, \quad (10.23)$$

где U_f — приложенное к обмотке возбуждения напряжение; L_f — индуктивность цепи возбуждения.

Из схемы параллельного включения обмотки возбуждения следует также, что при холостом ходе ($I_a = 0$)

$$U_f = E_a - i_f R_a = U_a. \quad (10.24)$$

Фактически, так как R_a и i_f малы, можно принять:

$$U_a = E_a = R_f i_f + \frac{d(L_f i_f)}{dt}. \quad (10.25)$$

Зависимость отдельных составляющих этого уравнения от тока возбуждения показана на рис. 10.11, а, где кривая 1 представляет собой характеристику холостого хода $E_a = f(i_f)$; прямая 2 — зависимость $R_f i_f = f(i_f)$. Разница соответствующих ординат этих характеристик определяет $\frac{d(L_f i_f)}{dt}$ — скорость изменения тока i_f .

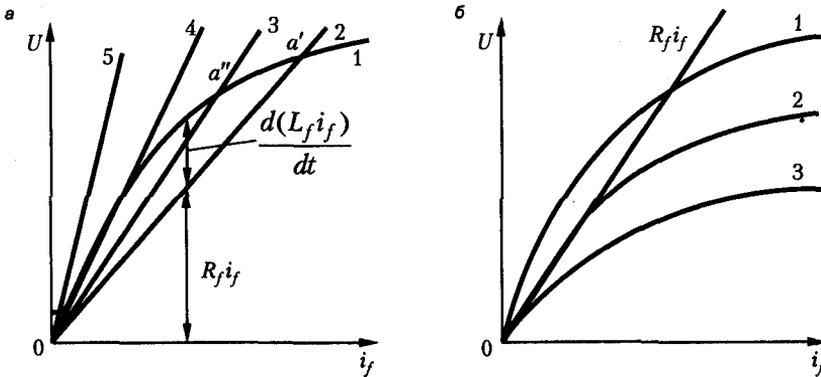


Рис. 10.11. Самовозбуждение генератора параллельного возбуждения: а — при различных сопротивлениях цепи возбуждения, б — при различных частотах вращения

Из рассмотрения рис. 10.11, а следует, что нарастание i_f , и следовательно U_a , сначала происходит медленно, затем ускоряется и к концу процесса вновь замедляется. Начавшийся процесс самовозбуждения прекращается или ограничивается в точке a' вследствие криволинейности характеристики холостого хода. При отсутствии насыщения U_a теоретически возросло бы до $U_a = \infty$. (Вообще, любые процессы самовозбуждения — электрические, механические и др., наблюдаемые в различных устройствах, ограничиваются только нелинейностью характеристик системы.)

Если R_f увеличить, то вместо прямой 2 получим прямую 3 (рис. 10.11, а). Процесс самовозбуждения при этом замедляется, и напряжение машины, определяемое точкой a'' , будет меньше. При дальнейшем увеличении R_f получим прямую 4, касательную к кривой 1. При этом машина будет находиться на грани самовозбуждения: при небольших изменениях n или R_f (например, вследствие нагревания) она может развивать небольшое напряжение или терять его. Значение R_f , соответствующее прямой 4, называется *критическим* ($R_{fкр}$). При $R_f > R_{fкр}$ (прямая 5) самовозбуждение невозможно и напряжение машины определяется остаточным током.

Из сказанного следует, что генератор параллельного возбуждения может работать только при наличии определенного насыщения магнитной цепи. Посредством изменения R_f можно регулировать U до значения $U = U_{\min}$, соответствующего началу колена кривой характеристики холостого хода. В машинах обычного исполнения $U_{\min} = (0,65 - 0,75)U_n$.

ЭДС $E_a \sim n$, и для различных значений $n_1 > n_2 > n_3$ получим характеристики холостого хода, изображенные на рис. 10.11, б в виде кривых 1, 2 и 3. Из этого рисунка видно, что при некотором значении R_f кривая 1 показывает, что имеется устойчивое самовозбуждение, кривая 2 — что машина находится на грани самовозбуждения, а кривая 3 — что самовозбуждение невозможно. Поэтому для каждого данного значения R_f существует такая частота вращения $n = n_{\text{кр}}$ (кривая 2), ниже которой самовозбуждение невозможно. Значение $n = n_{\text{кр}}$ называется *критической частотой вращения*.

В некоторых случаях требуется, чтобы U генератора параллельного возбуждения можно было регулировать в широких пределах, например $U_n - U_{\min} = 5 \dots 1$ или даже $U - U_{\min} = 10 \dots 1$. Тогда кривая характеристики холостого хода должна искривляться уже в своей начальной части. Для этого в нужных случаях в магнитной цепи выполняют участки с ослабленным сечением (так называемые магнитные мостики насыщения), представляющие собой прорезы в листах сердечников полюсов (рис. 10.12, а), выступы в верхней части этих листов (рис. 10.12, б) и т. п. В таких мостиках происходит концентрация магнитного потока, и их насыщение наступает уже при малых потоках.

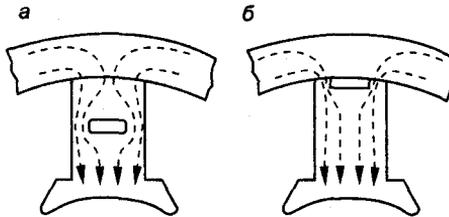


Рис. 10.12. Магнитные мостики насыщения в магнитной цепи

Характеристика холостого хода, то есть зависимость $U = f(i_f)$ и $I = 0$, при параллельном возбуждении может быть снята только в одном квадранте (рис. 10.13) путем регулирования i_f с помощью регулировочного реостата в цепи возбуждения (см. рис. 10.1, б). Так как ток i_f мал, то $U \sim E_a$, и характер кривой характеристики холостого хода генератора с параллельным возбуждением будет таким же, как и у генератора с независимым возбуждением.

Характеристика короткого замыкания, то есть зависимость $I = f(i_f)$ и $U = 0$, для генератора параллельного возбуждения может быть снята только при питании обмотки возбуждения от постороннего источника, как и в случае генератора независимого возбуждения, так как при самовозбуждении при $U = 0$ также $i_f = 0$.

Внешняя характеристика, то есть зависимость $U = f(I)$, для генератора параллельного возбуждения снимается при $R_f = \text{const}$ и $n = \text{const}$, то есть без регулирования в цепи возбуждения, в естественных условиях работы. Вследствие этого

к двум причинам падения напряжения, действующим в случае генератора независимого возбуждения (см. 10.3), прибавляется третья — уменьшение i_f при уменьшении U . В результате внешняя характеристика генератора параллельного возбуждения (рис. 10.14, кривая 1) падает круче, чем у генератора независимого возбуждения (кривая 2). Поэтому номинальное изменение напряжения у генератора параллельного возбуждения больше и составляет $\Delta U_n = 10\text{--}20\%$.

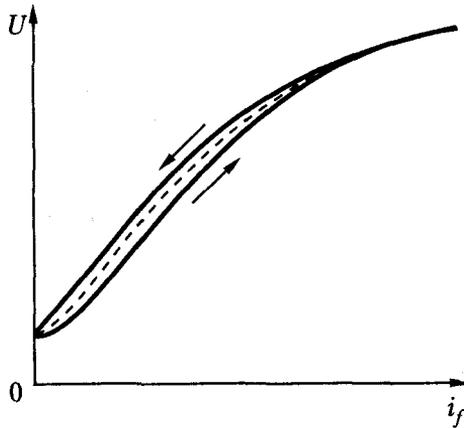


Рис. 10.13. Характеристика холостого хода генератора параллельного возбуждения

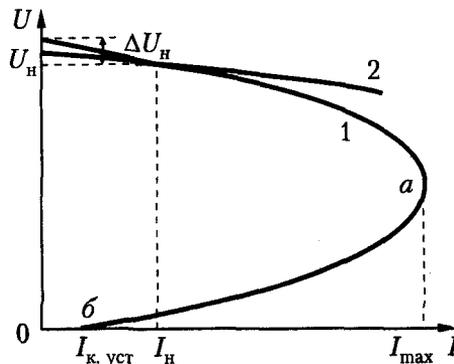


Рис. 10.14. Внешние характеристики генераторов параллельного и независимого возбуждения

Характерной особенностью внешней характеристики генератора параллельного возбуждения является то, что при некотором максимальном значении тока $I = I_{\max}$ (точка a на рис. 10.14) она делает петлю и приходит в точку b на оси абсцисс, которая соответствует установившемуся току короткого замыкания. Ток $I_{к.уст}$ обычно мал и определяется остаточным магнитным потоком, так как в данном случае $U = 0$, и поэтому $i_f = 0$. Такой ход характеристики объясняется следующими причинами. При увеличении тока I напряжение U падает сначала медленно, а затем быстрее, так как с уменьшением U и i_f уменьшается поток Φ_{δ} , магнитная

цепь становится менее насыщенной и малые уменьшения i_f будут вызывать все большие уменьшения Φ_{δ} и U (см. рис. 10.13). Точка a на рис. 10.14 соответствует переходу кривой характеристики холостого хода с нижней части колена на ее нижний прямолинейный (ненасыщенный) участок. При этом, начиная с точки a , дальнейшее уменьшение сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$, присоединенной к зажимам машины, не только не вызывает увеличения I , а, наоборот, вызывает уменьшение I , так как U падает быстрее $R_{\text{н}}$.

Работа на ветви ab характеристики несколько неустойчива, имеется тенденция к самопроизвольному изменению I .

Внешняя характеристика генератора параллельного возбуждения может быть построена с использованием характеристики холостого хода и характеристического треугольника, как показано на рис. 10.15, где представлены: 1 — характеристика холостого хода $E_a = f(i_f)$; 2 — характеристика цепи возбуждения $R_f i_f = f_1(i_f)$ при заданном $R_f = \text{const}$ и 3 — построенная внешняя характеристика.

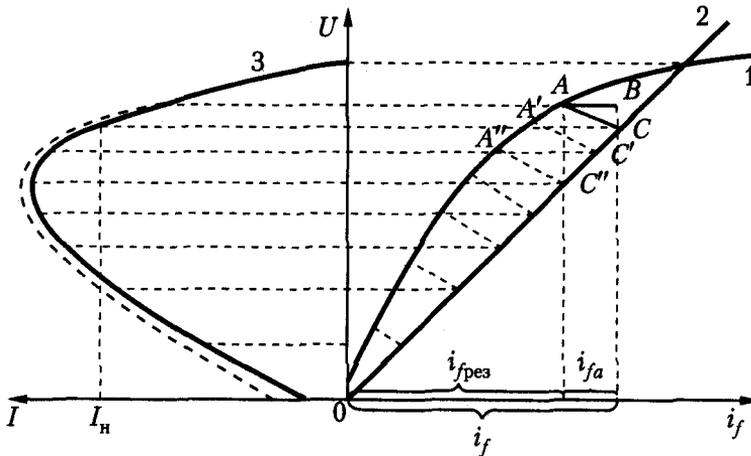


Рис. 10.15. Построение внешней характеристики генератора параллельного возбуждения с помощью характеристики холостого хода и характеристического треугольника

Построение выполняется следующим образом. При $I = 0$ значение U определяется пересечением кривой 1 и прямой 2. Для получения значения U при $I = I_n$ разместим характеристический треугольник для номинального тока так, чтобы его вершины A и C расположились на кривой 1 и прямой 2. Тогда точка C определит искомое значение U .

Для других значений тока между 1 и 2 можно провести наклонные отрезки прямых, параллельные AB , представляющие собой гипотенузы новых характеристических треугольников. Нижние точки этих отрезков, C' , C'' и т. д., определяют U при токах

$$I' = \frac{A'C'}{AC} I_n; \quad I'' = \frac{A''C''}{AC} I_n$$

и т. д.

Перенеся все эти точки в левый квадрант диаграммы (рис. 10.15) и соединив их плавной кривой, получим искомую характеристику 3. С учетом нелинейной зависимости катета AB треугольника от I опытная зависимость $U = f(i_f)$ имеет характер, показанный на рис. 10.15 слева пунктирной линией.

Хотя установившийся ток короткого замыкания генератора параллельного возбуждения невелик, внезапное короткое замыкание на зажимах этого генератора практически столь же опасно, как и в генераторе независимого возбуждения. Объясняется это тем, что вследствие большой индуктивности обмотки возбуждения и индуцирования вихревых токов в массивных частях магнитной цепи уменьшение магнитного потока полюсов происходит медленно. Поэтому быстро нарастающий ток якоря достигает мгновенных значений $I_k = (5 - 15)I_n$.

Регулировочная характеристика, то есть зависимость $i_f = f(I)$ при $U = \text{const}$ и $n = \text{const}$, и **нагрузочная характеристика**, $U = f(i_f)$ при $I = \text{const}$ и $n = \text{const}$, снимаются так же, как и у генератора независимого возбуждения. Так как i_f и $R_a i_f$ малы, то падение напряжения от i_f в цепи якоря практически не влияет на напряжение на зажимах генератора. Поэтому указанные характеристики получаются практически такими же, как и у генератора независимого возбуждения. Построение этих характеристик с помощью характеристики холостого хода и характеристического треугольника также производится аналогичным образом.

В заключение можно отметить, что характеристики и свойства генераторов независимого и параллельного возбуждения мало отличаются друг от друга. Единственное заметное различие заключается в некотором расхождении внешних характеристик в пределах от $I = 0$ до $I = I_n$. Более сильное расхождение этих характеристик при $I > I_n$ не имеет значения, поскольку в таких режимах машины в условиях обычной эксплуатации не работают.

10.5. Генераторы последовательного возбуждения

В генераторах последовательного возбуждения (см. рис. 10.1, θ) $i_f = I_a = I$, и поэтому при $n = \text{const}$ остаются только две взаимозависимые переменные: U и I . Вследствие этого такой генератор имеет только одну характеристику, а именно внешнюю: $U = f(I)$ при $n = \text{const}$ (рис. 10.16, кривая 1). При увеличении I растут поток Φ_{δ} и ЭДС E_a . Поэтому в соответствии с равенствами (10.11) и (10.14) с ростом I сначала U растет линейно, а по достижении насыщения рост U замедляется. При весьма больших I напряжение будет уменьшаться.

Характеристики холостого хода, короткого замыкания и другие могут быть сняты только при отсоединении обмотки возбуждения от якоря и питания ее от постороннего источника тока, как в генераторе независимого возбуждения, причем источник должен иметь низкое напряжение и быть рассчитанным на большой ток. По данным этих характеристик можно построить характеристический треугольник, и тогда внешнюю характеристику 1 можно построить по характеристике холостого хода (кривая 2) и характеристическому треугольнику. Для этого треугольник нужно передвигать параллельно самому себе так, чтобы его верши-

на скользила по характеристике холостого хода, и одновременно изменять его размеры пропорционально I . Тогда вершина C очертит внешнюю характеристику 1.

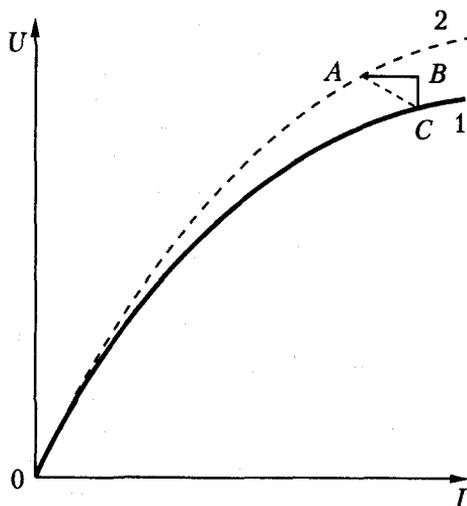


Рис. 10.16. Внешняя характеристика генератора последовательного возбуждения

При коротком замыкании генератора последовательного возбуждения возникает чрезвычайно большой ток.

Так как возбуждение генератора последовательного возбуждения сильно изменяется с изменением нагрузки, то он непригоден для питания большинства потребляющих устройств и применяется редко только в некоторых специальных установках.

10.6. Генераторы смешанного возбуждения

Генератор смешанного возбуждения самовозбуждается так же, как и генератор параллельного возбуждения, и их характеристики холостого хода аналогичны. Характеристику короткого замыкания генератора смешанного возбуждения можно снять только при питании параллельной обмотки возбуждения от постороннего источника, при этом действие последовательной обмотки должно быть встречным, так как при согласном действии обмоток возбуждения возникает недопустимо большой ток короткого замыкания.

Если снять характеристики короткого замыкания при встречном включении последовательной обмотки и при ее отключении, то можно определить МДС последовательной обмотки возбуждения в масштабе тока параллельной обмотки возбуждения. Тогда можно построить характеристический треугольник и для случая согласного включения последовательной обмотки возбуждения.

Снятие внешней, регулировочной и нагрузочной характеристик генератора смешанного возбуждения производится так же, как и у генератора параллельного возбуждения.

Рассмотрим подробнее нагрузочную характеристику генератора смешанного возбуждения. Вид нагрузочной характеристики генератора смешанного возбуждения в значительной степени зависит от того, как включена последовательная обмотка возбуждения — согласно или встречно с параллельной обмоткой.

Обращаясь к математической модели электромагнитных процессов в цепи якоря, запишем систему уравнений, определяющих нагрузочную характеристику генератора смешанного возбуждения. Из (10.13), (10.14), (10.16) и условий нагрузочной характеристики ($I_a = \text{const}$) следует:

$$U = C_e n \Phi_{\delta d} - I_a R_a; \quad (10.26, \text{ а})$$

$$\Phi_{\delta d} = f(F_{d\text{pez}}); \quad (10.26, \text{ б})$$

$$F_{d\text{pez}} = F_f \pm F_{nc} - \Delta F_{aqd}, \quad (10.26, \text{ в})$$

где $F_f = \omega_f i_f$, $F_{nc} = \omega_{nc} I_a = \text{const}$.

Принимая в порядке допущения ΔF_{aqd} величиной постоянной, получаем, что сумма $\pm F_{nc} - \Delta F_{aqd}$ остается постоянной, но может иметь различные знаки, то есть быть как намагничивающей МДС (+), так и размагничивающей МДС (-). Знак «+» соответствует согласному, а знак «-» — встречному включению обмоток возбуждения. Это означает, что характеристика, определяющая зависимость ЭДС $E_{\text{анг}}$, индуцированной результирующим магнитным потоком $\Phi_{\delta d}$, от тока возбуждения i_f , может быть сдвинута по отношению к характеристике холостого хода вправо на $F_{nc} + \Delta F_{aqd}$ (при встречном включении) и влево на $F_{nc} - \Delta F_{aqd}$ (при согласном включении). Вид этих характеристик при разных способах включения обмоток возбуждения показан на рис. 10.17, где кривые 1 и 2 представляют собой внутренние нагрузочные характеристики при согласном и встречном включении обмоток возбуждения соответственно. Внешние или просто нагрузочные характеристики генератора в соответствии с (10.26, а) будут смещены вниз по отношению к соответствующей внутренней нагрузочной характеристике на $I_a R_a = \text{const}$.

Вид расчетных нагрузочных характеристик при согласном (кривая 3) и встречном (кривая 4) включениях обмоток возбуждения также показан на рис. 10.17. Опытная кривая для нагрузочной характеристики 4 изображена пунктиром. Там же показано и положение соответствующих характеристических треугольников ABC и $AB'C'$, которые определяются по такому же алгоритму, как и для генератора с независимым возбуждением. Отметим, что в этом случае катет $AB = F_{nc} + \Delta F_{aqd}$, а катет $AB' = F_{nc} - \Delta F_{aqd}$. Так что если определены два треугольника, ABC и $AB'C'$, то можно найти МДС:

$$\Delta F_{aqd} = \frac{AB - AB'}{2}$$

и

$$F_{nc} = \frac{AB + AB'}{2},$$

выраженные в масштабе тока возбуждения.

На рис. 10.18, *a* и *б* сопоставляются внешние и регулировочные характеристики генераторов различных типов. Генератор смешанного согласного возбуждения имеет самую благоприятную внешнюю характеристику. Его напряжение при надлежащем выборе МДС последовательной обмотки мало изменяется с изменением нагрузки.

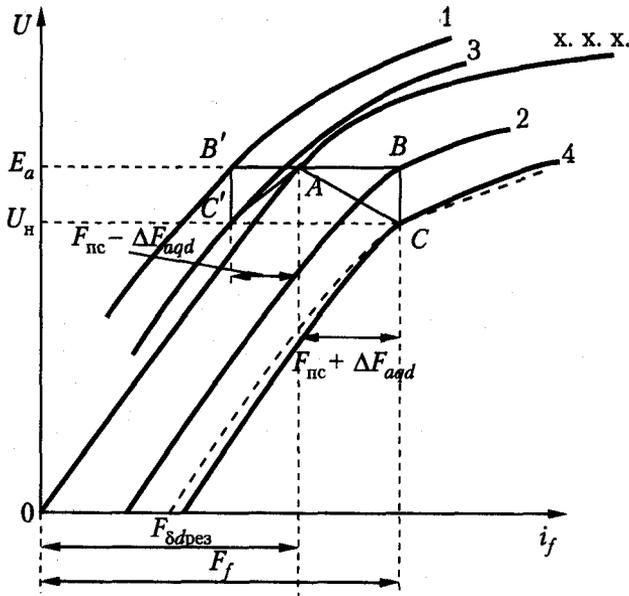


Рис. 10.17. Нагрузочные характеристики генератора смешанного возбуждения при разных схемах включения обмоток возбуждения

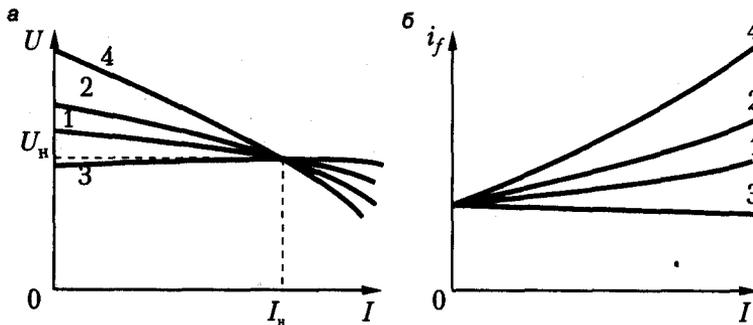


Рис. 10.18. Сравнение характеристик (*a* — внешних, *б* — регулировочных) генераторов различного возбуждения: 1 — независимого, 2 — параллельного, 3 — смешанного согласного, 4 — смешанного встречного

У генератора смешанного возбуждения с встречным включением обмотки возбуждения действие последней эквивалентно увеличению размагничивающего действия реакции якоря. Вследствие этого с увеличением нагрузки напряжение генератора сильно падает. Поэтому такие генераторы используются редко.

10.7. Параллельная работа генератора постоянного тока

Общие положения. В ряде случаев целесообразно питать определенную группу потребителей от двух или нескольких генераторов постоянного тока, которые при этом работают совместно на общую сеть. В этом случае в периоды малых нагрузок можно часть генераторов отключить, чем сэкономить эксплуатационные расходы.

Если должно быть обеспечено бесперебойное питание потребителей при всех условиях, то нужно иметь резервный генератор. Необходимая мощность резервного генератора при совместной работе нескольких генераторов будет меньше. В этом случае возможно выполнение планового или аварийного ремонта генераторов без какого-либо серьезного нарушения бесперебойного обеспечения потребителей электроэнергией.

Для совместной работы используются генераторы независимого, параллельного или смешанного возбуждения. При этом они подключаются к сети параллельно. Последовательное включение генераторов применяется редко.

При совместной работе генераторов необходимо соблюсти следующие условия:

- 1) при включении генератора параллельно с другими не должно возникать значительных бросков тока, способных вызвать нарушения в работе генераторов и потребителей;
- 2) генераторы должны нагружаться по возможности равномерно, пропорционально их номинальным мощностям.

В совместной работе генераторов независимого и параллельного возбуждения нет никаких существенных различий. Поэтому сначала рассмотрим параллельную работу генераторов параллельного возбуждения, а затем отметим особенности параллельной работы генераторов смешанного возбуждения.

Включение на параллельную работу. Схема параллельной работы двух генераторов параллельного возбуждения показана на рис. 10.19.

Пусть генератор 1 уже работает на сборные шины III и необходимо подключить к этим шинам генератор 2. При подключении надо выполнить следующие условия:

- 1) полярность генератора 2 должна быть такой же, как и генератора 1 или шин III, то есть положительный (+) и отрицательный (-) зажимы генератора 2 должны с помощью рубильника или другого выключателя P_2 соединяться с одноименными зажимами сборных шин;
- 2) ЭДС генератора 2 должна быть равна напряжению на шинах.

Если эти условия соблюдены, то при подключении генератора 2 к шинам с помощью рубильника P_2 никакого броска тока не возникает и генератор после включения будет работать без нагрузки, на холостом ходу.

Если полярность генератора 2 неправильна, то необходимо переключить два конца от его якоря. Нужное напряжение генератора достигается регулированием его тока возбуждения i_{f2} с помощью реостата.

При подключении генератора 2 с неправильной полярностью к замкнутой цепи, образованной якорями обоих генераторов (рис. 10.19) и шинами, ЭДС обоих генераторов будут складываться. Так как сопротивление этой цепи мало, то возникают условия, эквивалентные короткому замыканию, что приводит к аварии. При правильной полярности, но не равных напряжениях генераторов в указанной цепи возникнет уравнительный ток

$$I_{\text{уп}} = \frac{U_1 - E_{a2}}{R_{a2}} = \frac{E_{a1} - I_{a1}R_{a1} - E_{a2}}{R_{a2}},$$

значение которого также может оказаться большим.

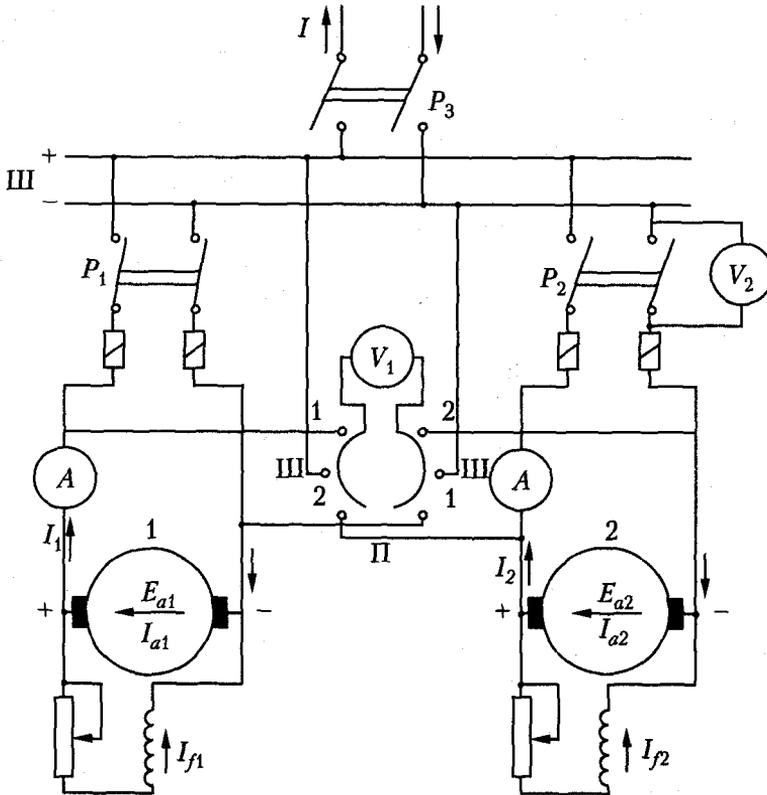


Рис. 10.19. Схема параллельной работы генераторов параллельного возбуждения

Параллельная работа генераторов параллельного возбуждения. При параллельной работе двух или более генераторов их напряжения U всегда равны, так как они включены на общие шины. Поэтому уравнения напряжения для двух генераторов можно написать в следующем виде:

$$U = E_{a1} - I_{a1}R_{a1} = E_{a2} - I_{a2}R_{a2}, \quad (10.27)$$

где $E_{a1} = C_{e1} \Phi_{\delta d1} n_1$; $E_{a2} = C_{e2} \Phi_{\delta d2} n_2$.

После подключения генератора 2 (рис. 10.19) к шинам его можно нагрузить током. Для этого нужно увеличить ЭДС генератора E_{a2} , которая станет больше U , в результате чего в якоре генератора 2 возникнет ток I_{a2} (см. уравнение (10.27)). Тогда при неизменном токе нагрузки ток I_{a1} уменьшится. Если ЭДС E_{a1} остается постоянной, то разность $E_{a1} - I_{a1}R_{a1}$ уже не будет равна напряжению на шинах и U увеличится. Поэтому для поддержания $U = \text{const}$ одновременно с увеличением E_{a2} нужно уменьшать E_{a1} . Изменить E_{a1} и E_{a2} возможно двумя путями: изменением тока возбуждения i_f или частоты вращения n . В обоих случаях генератор и его первичный двигатель изменят свою мощность.

В условиях эксплуатации обычно изменяют ток возбуждения. В этом случае первичный двигатель работает на своей естественной характеристике $n = f(P_2)$. При изменении нагрузки двигателя его частота вращения также изменится и регулятор (если двигатель тепловой или гидравлический) изменит подачу топлива, пара или воды.

Таким образом, если желательно, например, разгрузить генератор 1 и передать его нагрузку на генератор 2, то поступают следующим образом: уменьшают i_{f1} (или n_1) и одновременно увеличивают i_{f2} (или n_2) до тех пор, пока не будет достигнут $I_1 = 0$. После этого генератор 1 можно отключить от сети. Если бы ток i_{f1} был уменьшен слишком сильно, то возникло бы положение, при котором $E_{a1} < U$. При этом I_{a1} и I_1 изменили бы свой знак (см. уравнение (10.27)), то есть свое направление. При этом генератор 1 стал бы работать в режиме двигателя, потребляя энергию от генератора 2. В случае, если первичный двигатель тепловой или гидравлический, такой режим недопустим, так как может вызвать аварию двигателя.

Необходимо иметь в виду, что вследствие малости R_{a1} и R_{a2} даже малые изменения токов i_{f1} и i_{f2} способны вызвать большие изменения токов генераторов, так как изменения E_{a1} и E_{a2} при $U = \text{const}$ должны компенсироваться изменениями $I_{a1}R_{a1}$ и $I_{a2}R_{a2}$. Поэтому регулировать токи возбуждения генераторов необходимо осторожно и плавно. В условиях эксплуатации напряжение U часто регулируется автоматическими регуляторами токов возбуждения генераторов. При этом характеристики регуляторов подбираются таким образом, чтобы обеспечить правильное распределение нагрузок между генераторами.

Если генераторы работают параллельно без регулирования токов возбуждения, то распределение нагрузок между ними зависит от вида их внешних характеристик. Пусть, например, внешние характеристики двух генераторов одинаковой мощности 1 и 2 изображаются кривыми 1 и 2 соответственно (рис. 10.20).

Если генераторы включены на параллельную работу при холостом ходе, то эти характеристики исходят из одной точки $U = U_0$ на оси ординат. Если затем подключить к генераторам некоторую нагрузку, то напряжение упадет до некоторого значения U , общего для обоих генераторов. При этом генератор 1, имеющий более «мягкую» внешнюю характеристику, будет нагружаться меньшим током (I_1), чем генератор 2 (I_2), имеющий более «жесткую» характеристику. Зависимость U от общего тока нагрузки $I = I_1 + I_2$ изображена на рис. 10.20 в виде кривой 3.

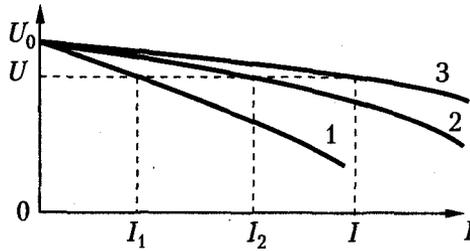


Рис. 10.20. Параллельная работа генераторов в режиме внешних характеристик

Если мощности генераторов 1 и 2 различны, то удобнее судить о распределении нагрузки между ними, если начертить характеристики 1 и 2 на (рис. 10.20) в относительных единицах:

$$\underline{U} = f(I_1) = f\left(\frac{I_1}{I_{1н}}\right);$$

$$\underline{U} = f(I_2) = f\left(\frac{I_2}{I_{2н}}\right).$$

При совпадении таких характеристик обоих генераторов нагрузки между ними распределяются пропорционально их номинальным мощностям, что является наиболее выгодным.

При трех или более параллельно работающих генераторах также наблюдаются описанные выше явления, и проанализировать их работу можно аналогичным образом.

Параллельная работа генераторов смешанного возбуждения. Упрощенная схема параллельной работы двух генераторов смешанного возбуждения с согласным включением последовательных обмоток изображена на рис. 10.21.

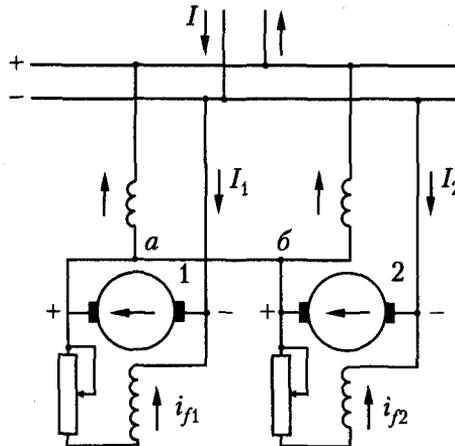


Рис. 10.21. Схема параллельной работы генераторов смешанного возбуждения с согласным включением

Если показанный на рис. 10.21 уравнильный провод *ab* отсутствует, то устойчивая параллельная работа генераторов невозможна. Действительно, пусть при отсутствии этого провода ток I_1 первого генератора по какой-либо случайной причине (например, вследствие увеличения его частоты вращения) несколько увеличился. Тогда действие последовательной обмотки возбуждения этого генератора усилится, его ЭДС E_{a1} возрастет, что вызовет дальнейшее увеличение I_1 , и т. д. Одновременно ток I_2 и ЭДС E_{a2} второго генератора будут непрерывно уменьшаться. В результате возможна значительная перегрузка генератора 1, а генератор 2 разгрузится и даже может перейти в режим двигателя.

При наличии уравнильного провода *ab* параллельная работа будет протекать нормально, так как случайное приращение тока якоря одного генератора распределится между последовательными обмотками возбуждения обоих генераторов и вызовет увеличение ЭДС обоих генераторов. Можно также перекрестить последовательные обмотки возбуждения обоих генераторов: обмотку генератора 1 включить последовательно в цепь якоря генератора 2, и наоборот.

Параллельная работа генераторов смешанного возбуждения со встречным включением происходит без подобных затруднений.

Глава 11

Двигатели постоянного тока

11.1. Общие сведения о двигателях постоянного тока

Двигатели постоянного тока находят широкое применение в промышленных, транспортных и других установках, где требуется плавное и в широких пределах регулирование частоты вращения (прокатные станы, мощные металлорежущие станки, электрическая тяга на транспорте и т. д.).

По способу возбуждения двигатели постоянного тока подразделяются аналогично генераторам на двигатели независимого, параллельного, последовательного и смешанного возбуждения. Схемы двигателей и генераторов с данным видом возбуждения одинаковы (см. рис. 10.1). В двигателях независимого возбуждения ток якоря I_a и нагрузки I равны: $I = I_a$, в двигателях параллельного и смешанного возбуждения $I = I_a + i_f$, а в двигателях последовательного возбуждения $I = I_a = i_f$.

С независимым возбуждением от отдельного источника тока обычно выполняются мощные двигатели, это делается для обеспечения более удобного и экономичного регулирования величины тока возбуждения и напряжения. По своим свойствам двигатели независимого и параллельного возбуждения одинаковы, и поэтому первые в дальнейшем отдельно не рассматриваются.

Энергетическая диаграмма двигателя параллельного возбуждения изображена на рис. 11.1. Первичная электрическая мощность P_1 потребляется из сети. За счет этой мощности покрываются потери на возбуждение p_f и электрические потери $p_{эла} = I_a^2 R_a$ в цепи якоря, а оставшаяся часть составляет электромагнитную мощность якоря $P_{эм} = E_a I_a$, которая преобразуется в механическую мощность $P_{мх}$. Потери магнитные $p_{мг}$, добавочные p_d и механические $p_{мх}$ покрываются за счет механической мощности, а оставшаяся часть этой мощности представляет собой полезную механическую мощность P_2 на валу.

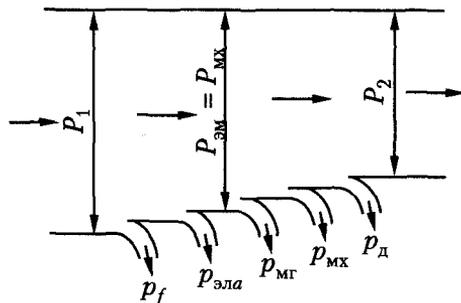


Рис. 11.1. Энергетическая диаграмма двигателя параллельного возбуждения

Аналогичные механические диаграммы, иллюстрирующие преобразование энергии в двигателе, можно построить и для других типов двигателей.

11.2. Математическая модель электромеханических процессов в двигателях постоянного тока

Математическая модель электромагнитных процессов, протекающих в цепи якоря, как для двигателя, так и для генератора строится одинаково на основе законов Кирхгофа. Их идентичность вытекает непосредственно из фундаментального принципа обратимости. Различие режимов — двигательный или генераторный — учитывается только изменением знака тока I_a , который в двигательном режиме течет под действием приложенного напряжения U в направлении, противоположном ЭДС E_a . Поэтому в установившихся режимах работы уравнение напряжений в цепи якоря для двигателя постоянного тока принимает вид

$$U = E_a + I_a R_a. \quad (11.1, а)$$

Остальные уравнения математической модели электромагнитных процессов в цепи якоря остаются такими же, как и для генератора, а именно:

$$E_a = C_e n \Phi_{\delta d}; \quad (11.1, б)$$

$$\Phi_{\delta d} = f(F_{d \text{ рез}}); \quad (11.1, в)$$

$$F_{d \text{ рез}} = F_f \pm F_{\text{пс}} - \Delta F_{\text{аод}}. \quad (11.1, г)$$

В случае, когда двигатель работает в неуставившемся режиме, уравнения напряжения для цепей якоря и возбуждения следует записывать в дифференциальной форме, то есть с учетом ЭДС самоиндукции, а именно:

$$U = E_a + I_a R_a + L_a \frac{dI_a}{dt}; \quad (11.2, а)$$

$$U_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}, \quad (11.2, б)$$

где L_a и L_f — самоиндуктивности обмоток якоря и возбуждения соответственно. Для двигателя, в отличие от генератора, частота вращения является одним из важнейших параметров режима. Поэтому математическая модель электромеханических процессов в двигателе обязательно включает в себя уравнение вращающих моментов.

Уравнение вращающих моментов. Электромагнитный момент двигателя

$$M_{\text{эм}} = \frac{P_{\text{эм}}}{\Omega} = C_M \Phi_{\delta d} I_a, \quad (11.2, в)$$

который является движущим и действует в сторону вращения, расходуется на уравновешивание тормозящих моментов:

- 1) момента M_0 , соответствующего потерям $p_{\text{мг}}$, p_d и $p_{\text{мх}}$, покрываемым за счет механической мощности;
- 2) M_b — момента нагрузки на валу, создаваемого рабочей машиной или механизмом;
- 3) $M_{\text{дин}}$ — динамического момента.

При этом

$$M_{\text{в}} = \frac{P_2}{\Omega}.$$

Таким образом,

$$M_{\text{эм}} = M_0 + M_{\text{в}} + M_{\text{дин}} \quad (11.2, \text{г})$$

или

$$M_{\text{эм}} = M_{\text{ст}} + M_{\text{дин}}, \quad (11.2, \text{д})$$

где $M_{\text{ст}} = M_0 + M_{\text{в}}$ — статический момент сопротивления.

При установившемся режиме работы, когда $n = \text{const}$ и поэтому $M_{\text{дин}} = 0$,

$$M_{\text{эм}} = M_{\text{ст}}. \quad (11.3)$$

Обычно M_0 мал по сравнению с $M_{\text{в}}$, и поэтому приблизительно можно считать, что при установившемся режиме работы $M_{\text{эм}} = M_{\text{в}}$ является полезным моментом на валу и уравнивается моментом $M_{\text{в}}$.

Уравнения (11.1) — (11.3) и составляют математическую модель электромеханических процессов двигателя постоянного тока, устанавливающую функциональные физические связи между электромагнитными (U , I_a , i_f) и механическими ($M_{\text{ст}}$, n) параметрами режима.

11.3. Управление двигателями постоянного тока

Среди разнообразных потребительских качеств электрических двигателей особую ценность представляют простота и удобство пуска, а также эффективность и широта диапазона регулирования частоты вращения. Оценим эти качества для различных двигателей постоянного тока.

11.3.1. Пуск двигателей постоянного тока

При пуске двигателя в ход необходимо обеспечить надлежащее значение пускового момента и условия для достижения необходимой частоты вращения и предотвратить возникновение чрезмерного пускового тока, опасного для двигателя.

Возможны три способа пуска двигателя в ход:

- 1) прямой пуск, когда цепь якоря подключается непосредственно к сети на полное напряжение;
- 2) пуск с помощью пускового реостата или пусковых сопротивлений, включаемых последовательно в цепь якоря;
- 3) пуск при пониженном напряжении цепи якоря.

В начальный момент пуска, когда $n = 0$, а следовательно и $E_a = 0$, факторами, ограничивающими пусковой ток якоря, являются, как следует из (11.2, а), значение R_a и ЭДС самоиндукции $L_a \frac{dI_a}{dt}$. В силу малости L_a , характерной для машин постоянного тока, можно считать, что в начальный момент пуска пусковой ток якоря

$$I_{\text{ап}} = \frac{U}{R_a}. \quad (11.4)$$

Для нормальных машин R_a также мало ($R_a = 0,002-0,1$), поэтому при прямом пуске с $U = U_n$ пусковой ток якоря оказывается недопустимо большим:

$$I_{ан} \approx (50-10)I_{ан}$$

Вследствие этого прямой пуск применяется только для двигателей мощностью до нескольких сотен ватт, у которых R_a относительно велико и поэтому при пуске $I_{ан} \leq (4-6)I_n$, а процесс разгона двигателя продолжается не более 1-2 с. В отдельных случаях прямой пуск применяется и для двигателей мощностью несколько киловатт.

Самым распространенным является пуск с помощью пускового реостата или пусковых сопротивлений (рис. 11.2), когда в цепь якоря включается R_n — сопротивление пускового реостата, или пусковое сопротивление. В этом случае пусковой ток

$$I_{ан} = \frac{U}{R_a + R_n}. \quad (11.5)$$

Значение R_n подбирается таким, чтобы в начальный момент пуска было $I_{ан} = 1,4-1,7I_n$ (в малых машинах до 2,0-2,5 I_n).

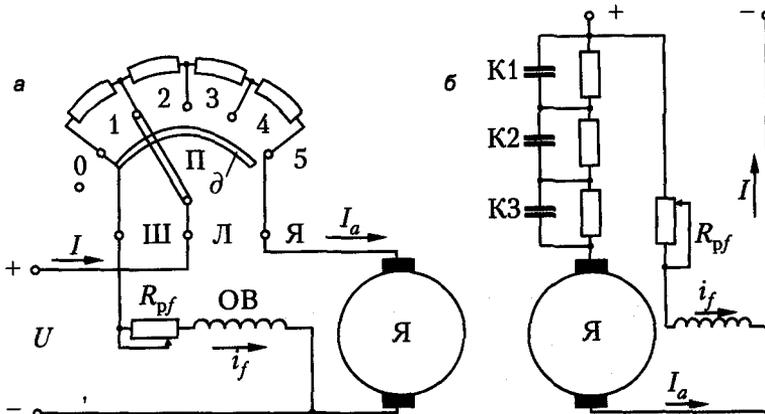


Рис. 11.2. Схема пуска двигателя параллельного возбуждения с помощью: а — пускового реостата, б — пусковых сопротивлений

Рассмотрим в качестве примера схему управления пуском двигателя параллельного возбуждения с помощью пускового реостата (рис. 11.2, а). Перед пуском ($t < 0$) подвижный контакт П пускового реостата стоит на холостом контакте 0, цепь двигателя разомкнута. В начальный момент пуска ($t = 0$) подвижный контакт П с помощью рукоятки переводится на контакт 1, и через якорь пойдет ток I_a , определяемый равенством (11.5). Цепь обмотки возбуждения ОВ подключается к неподвижной контактной дуге d , по которой скользит контакт П, чтобы во время пуска цепь возбуждения все время была под полным напряжением. Это необходимо для того, чтобы i_f и Φ_{δ} при пуске были максимальными и постоянными, так как при этом, согласно выражению (11.2, б), при данных значениях I_a развивается наибольший момент $M_{эм}$. С этой же целью регулировочный реостат возбуждения ставится при пуске в положение $R_{pf} = 0$.

При установке контакта П пускового реостата на контакт 1 ($t = 0$) возникают токи I_a и i_f , а также момент $M_{эм}$, и если $M_{эм} > M_{ст}$, то двигатель начнет вращаться и частота вращения n будет возрастать. При этом в якоре будет индуцироваться ЭДС $E_a \sim n$, которая будет ограничивать ток I_a и момент $M_{эм}$. В результате скорость нарастания n станет уменьшаться. Изменения этих значений при $M_{ст} = \text{const}$ происходит по экспоненциальному закону.

Когда I_a достигнет значения $I_{ап\ min} = (1,1-1,3)I_n$, контакт П пускового реостата переводится на контакт 2. Вследствие уменьшения R_n , а также из-за малой индуктивности цепи якоря ток I_a почти мгновенно возрастет, $M_{эм}$ также увеличится, n будет расти быстрее, и в результате увеличения E_a значения I_a и $M_{эм}$ снова начнут уменьшаться (рис. 11.3). Подобным образом развивается и процесс пуска при последовательном переключении реостата в положения 3, 4 и 5, после чего двигатель достигает установившегося режима работы.

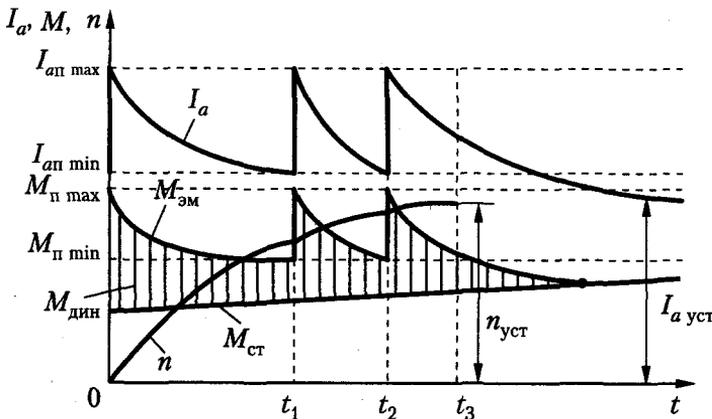


Рис. 11.3. Зависимость I_a , M и n от времени при пуске двигателя

Заметим, что в установившемся режиме ток будет равен

$$I_a = \frac{M_{ст}}{C_M \Phi_{\delta d}} = \frac{U - C_e n \Phi_{\delta d}}{R_a}, \quad (11.6)$$

а частота вращения

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi_{\delta d}}. \quad (11.7)$$

Отметим, что в (11.6) приводятся два выражения для тока I_a . Первое из них указывает, чем определяется величина тока ($M_{ст}$), а второе указывает на механизм достижения требуемой величины тока (через n). При пуске на холостом ходу $M_{ст} = M_0$. Ток $I_a = I_{a0}$ в этом случае мал и составляет обычно 3–5 % от I_n .

Заштрихованные на рис. 11.3 ординаты представляют собой, согласно выражению (11.2, в), значения избыточного, или динамического, момента

$$M_{дин} = M_{эм} - M_{ст},$$

под воздействием которого происходит увеличение n .

Количество ступеней пускового реостата и величины их сопротивлений рассчитываются таким образом, чтобы при надлежащих интервалах времени переключения ступеней максимальные и минимальные значения $I_{ап}$ на всех ступенях получились одинаковыми. По условиям нагрева ступени реостата рассчитываются на кратковременную работу под током.

Остановка двигателя производится либо его отключением от сети с помощью рубильника или другого выключателя, либо переводом пускового реостата в положение 0 (см. рис. 11.2, а). Схема, приведенная на этом рисунке, составлена так, чтобы при отключении двигателя цепь обмотки возбуждения не размыкалась, а оставалась замкнутой через якорь. При этом ток в обмотке возбуждения после отключения двигателя уменьшается до нуля не мгновенно, а с довольно большой постоянной времени. Благодаря этому предотвращается индуцирование в обмотке возбуждения большой ЭДС самоиндукции, которая могла бы повредить изоляцию этой обмотки.

Применяются также несколько видоизмененные по сравнению с рис. 11.2, а схемы пусковых реостатов — без контактной дуги δ . Конец цепи возбуждения при этом можно присоединить, например, к контакту 2, и в процессе работы двигателя последовательно с обмоткой возбуждения будут включены последние ступени пускового реостата. Поскольку их сопротивление по сравнению с $R_f = r_f + R_{pf}$ мало, это не оказывает большого влияния на работу двигателя.

Автоматизировать переключение пускового реостата неудобно. Поэтому в автоматизированных установках вместо пускового реостата пользуются пусковыми сопротивлениями (см. рис. 11.2, б), которые поочередно шунтируются контактами К1, К2, К3 автоматически работающих контакторов. Для упрощения схемы и уменьшения количества аппаратов число ступеней принимается минимальным (для двигателей малой мощности часто 1–2 ступени).

Во время работы двигателя ни в коем случае нельзя допускать разрыва цепи параллельного возбуждения, так как при этом Φ_{δ} будет быстро уменьшаться и при малой нагрузке на валу частота вращения n , согласно выражению (11.7), будет увеличиваться («разнос» двигателя). В результате ток якоря значительно возрастет и возникнет круговой огонь, вследствие чего возможно повреждение машины, и поэтому, в частности, в цепях возбуждения не ставят предохранителей и выключателей. При большой нагрузке на валу ток I_a велик, и при обрыве цепи возбуждения n растет в меньшей степени.

Ограничение пускового тока достигается также в случае питания цепи якоря двигателя при пуске от отдельного источника тока с регулируемым напряжением (отдельный генератор постоянного тока, управляемый выпрямитель). Параллельную обмотку возбуждения при этом необходимо питать от другого источника, с полным напряжением, чтобы иметь при пуске полный ток i_f . Этот способ пуска применяют чаще всего для мощных двигателей, притом в сочетании с регулированием скорости вращения.

Пуск двигателей последовательного и смешанного возбуждения выполняется аналогичным образом.

Схема пуска двигателя смешанного возбуждения ничем не отличается от схемы пуска двигателя параллельного возбуждения (см. рис. 11.2), а схема пуска двига-

теля последовательного возбуждения упрощается за счет исключения параллельной цепи возбуждения.

Для изменения направления вращения (реверсирования) двигателя необходимо изменить направление тока в якоре (вместе с добавочными полюсами и компенсационной обмоткой) или в обмотке (обмотках) возбуждения.

11.3.2. Регулирование частоты вращения и устойчивость работы двигателя

В установившемся режиме работы двигателя частота его вращения, как это следует из (11.6) и (11.7), равна:

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi_{\delta d}} = \frac{U}{C_e \Phi_{\delta d}} - \frac{R_a M_{\text{ст}}}{C_e C_m \Phi_{\delta d}^2}. \quad (11.8)$$

Учитывая, что во время работы двигателя в установившемся режиме $M_{\text{эм}} = M_{\text{ст}}$, условимся в дальнейшем индекс «эм» у $M_{\text{эм}}$ опускать.

Из (11.8) видно, что принципиально возможны три способа регулирования частоты вращения.

Наиболее удобным, распространенным и экономичным является способ регулирования частоты вращения изменением потока $\Phi_{\delta d}$, то есть тока возбуждения i_f . С уменьшением $\Phi_{\delta d}$, согласно выражению (11.8), частота вращения возрастает. Двигатели рассчитываются для работы при номинальном режиме с наибольшим значением $\Phi_{\delta d}$, то есть с наименьшей n . Поэтому практически можно только уменьшать $\Phi_{\delta d}$, и, следовательно, рассматриваемый способ позволяет регулировать частоту вращения вверх от номинальной. При таком регулировании КПД двигателя остается высоким, так как мощность возбуждения мала, в частности мала мощность реостатов для регулирования тока возбуждения. Кроме того, при уменьшении i_f мощность возбуждения $P_f = U i_f$ уменьшается.

Верхний предел регулирования частоты вращения ограничивается механической прочностью машины и условиями ее коммутации. При высоких скоростях коммутация ухудшается вследствие увеличения вибрации щеточного аппарата, неустойчивости щеточного контакта и возрастания реактивной ЭДС, а также вследствие увеличения максимального напряжения между коллекторными пластинами в результате ослабления основного поля и усиливающегося при этом искажающего влияния поперечной реакции якоря.

Для увеличения диапазона регулирования n посредством существенного ослабления поля в машинах малой и средней мощности с волновой обмоткой якоря иногда применяют раздельное питание катушек возбуждения отдельных полюсов. При этом в одной группе полюсов $i_f = \text{const}$, и большой поток со значительным насыщением участков магнитной цепи сохраняют, а в другой группе полюсов i_f и поток уменьшают. Искажающее влияние поперечной реакции якоря под первой группой полюсов в этом случае будет проявляться значительно слабее. Так как в волновой обмотке напряжение между соседними коллекторными пластинами складывается из ЭДС p секций, расположенных под всеми полюсами, то в результате такого регулирования потока полюсов распределение напряжения между пластинами будет более равномерным.

Другой способ регулирования частоты вращения заключается во включении последовательно в цепь якоря реостата или регулируемого сопротивления R_{pa} . Вместо выражения (11.8) при этом имеем

$$n = \frac{U - (R_a + R_{pa})I_a}{C_e \Phi_{\delta d}} \quad (11.9)$$

Этот способ дает возможность регулировать частоту вращения вниз от номинальной и связан со значительными потерями в сопротивлении R_{pa} и понижением КПД. По этой причине данный способ применяется в основном для двигателей небольшой мощности, а для более мощных двигателей используется редко и только кратковременно (например, во время пусконаладочных работ).

Частота вращения регулируется также изменением напряжения цепи якоря. Так как работа двигателя при $U > U_n$ недопустима, то данный способ, согласно выражениям (11.8), дает возможность регулировать частоту вращения также вниз от номинальной. КПД двигателя при этом остается высоким, так как никакие добавочные источники потерь в схему двигателя не вносятся. Однако в этом случае необходим отдельный источник тока с регулируемым напряжением, что удорожает установку. Практические способы регулирования n применительно к двигателям с различными способами возбуждения рассматриваются далее.

Условия устойчивости работы двигателя. В процессе работы двигателя всегда возникают различного рода возмущения режима работы (кратковременные колебания напряжения сети, случайные кратковременные изменения момента нагрузки на валу и т. д.). Такие возмущения чаще всего бывают небольшими и непродолжительными, однако при этом происходят (пусть также незначительные и кратковременные) нарушения равенства моментов установившегося режима работы, вследствие чего возникает момент $M_{дин}$ и изменяется частота вращения. В таких условиях важно знать, способен ли двигатель вновь вернуться к исходному установившемуся режиму работы после того, как действие этих малых и кратковременных возмущений режима прекратится. Из механики известно, что такая способность оценивается как устойчивость (или неустойчивость) работы двигателя. В соответствии с теорией устойчивости динамических систем и механизмов, работу двигателя будем называть устойчивой, если он, будучи подвержен малым и случайным возмущениям режима, вновь возвращается к исходному установившемуся режиму, как только эти возмущения исчезнут. Если возвращение к исходному режиму невозможно, работа двигателя называется неустойчивой. Такая работа недопустима при эксплуатации двигателя.

Устойчивость работы двигателя зависит от вида его механической характеристики $M_{эм} = f(n)$, а также от вида зависимости момента сопротивления на валу от частоты вращения $M_{ст} = f(n)$. Вид последней зависимости определяется свойствами рабочей машины, приводимой в движение двигателем. Например, у металлорежущих станков, если установки резца не изменяются, $M_{ст} \approx \text{const}$, то есть $M_{ст}$ не зависит от частоты вращения, а у вентиляторов и насосов $M_{ст} \sim n^2$.

На рис. 11.4, а и б изображены графики двух характерных случаев работы двигателя. Установившемуся режиму работы $M_{эм} = M_{ст}$ с частотой вращения n_0 соответствует точка пересечения этих характеристик.

Если зависимости $M_{эм} = f(n)$ и $M_{ст} = f(n)$ имеют вид, изображенный на рис. 11.4, а, то при случайном увеличении n на Δn тормозящий момент $M_{ст}$ станет больше движущего $M_{эм}$ ($M_{ст} > M_{эм}$), и поэтому двигатель будет затормаживаться, что заставит ротор вернуться к исходной частоте вращения n_0 . Если в результате возмущения частота вращения двигателя уменьшится на Δn , то будет $M_{ст} < M_{эм}$, поэтому ротор станет ускоряться и снова установится $n = n_0$.

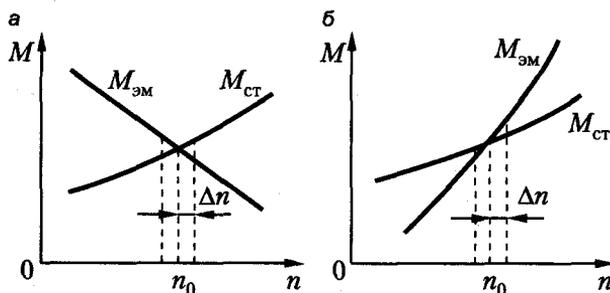


Рис. 11.4. Режимы работы двигателя: а — устойчивый, б — неустойчивый

Таким образом, в рассматриваемом случае работа устойчива. Как следует из рис. 11.4, а, в этом случае

$$\frac{dM_{эм}}{dn} < \frac{dM_{ст}}{dn}, \quad (11.10)$$

что и является признаком, или критерием, *устойчивости работы двигателя*.

При зависимостях $M_{эм} = f(n)$ и $M_{ст} = f(n)$ вида рис. 11.4, б работа неустойчива. Действительно, при увеличении n от $n = n_0$ до $n = n_0 + \Delta n$ будет $M_{эм} > M_{ст}$, возникнет избыток движущего момента, частота вращения n начнет нарастать, причем избыточный момент $M_{эм} - M_{ст}$ увеличится еще больше, n еще возрастет и т. д. Если в результате возмущения $n = n_0 - \Delta n$, то $M_{эм} < M_{ст}$ и n будет непрерывно уменьшаться. Поэтому работа в точке $M_{эм} = M_{ст}$ и $n = n_0$ невозможна. Как следует из рис. 11.4, б, в этом случае

$$\frac{dM_{эм}}{dn} > \frac{dM_{ст}}{dn}, \quad (11.11)$$

что является признаком неустойчивости работы двигателя.

Из рассмотренного следует, что двигатель с данной механической характеристикой $M_{эм} = f(n)$ может работать устойчиво или неустойчиво в зависимости от характеристики $M_{ст} = f(n)$ рабочей машины. Возникновение неустойчивости наиболее вероятно при такой механической характеристике двигателя $M_{эм} = f(n)$ или $n = f(M_{эм})$, когда $M_{эм}$ и n увеличиваются или уменьшаются одновременно (рис. 11.4, б). В частности, в этом случае работа неустойчива при $M_{ст} = f(n) = \text{const}$ (например, металлорежущие станки). Поэтому двигателей с такими механическими характеристиками не строят.

Изложенное здесь в равной мере относится к устойчивости двигателей как постоянного, так и переменного тока, а также к любым видам двигателей.

Изменение режима работы. Двигатели постоянного тока, как, впрочем, и все электромеханические преобразователи энергии, обладают свойством саморегулирования, то есть свойством автоматически, без внешнего регулирующего воздействия приспосабливаться к изменившимся условиям работы. Проиллюстрируем сказанное на примере двигателя параллельного возбуждения.

Допустим, что такой двигатель работает при $U = \text{const}$, $i_f = \text{const}$ и, следовательно, $\Phi_{\delta d} \approx \text{const}$, а нагрузочный момент $M_{\text{ст}}$, развиваемый рабочей машиной, увеличивается. Тогда $M_{\text{эм}} < M_{\text{ст}}$, возникает $M_{\text{дин}} < 0$, и n начинает уменьшаться. Но при этом будет уменьшаться также E_a , а ток I_a (см. выражение (11.6)) и момент M (см. выражение (11.2, в)) начнут увеличиваться, причем это будет происходить до тех пор, пока снова не наступит равновесие моментов $M_{\text{эм}} = M_{\text{ст}}$. Аналогичным образом режим изменится, если $M_{\text{ст}}$ уменьшится, причем в этом случае n и E_a начнут увеличиваться, а I_a и $M_{\text{эм}}$ — уменьшаться до тех пор, пока снова будет $M_{\text{эм}} = M_{\text{ст}}$ и $M_{\text{дин}} = 0$.

Допустим теперь, что с помощью реостата R_{pf} (см. рис. 11.2) произведено уменьшение i_f . При этом уменьшится и $\Phi_{\delta d}$, однако вследствие механической инерции ротора частота вращения n в первый момент не изменится. Тогда, согласно выражению (11.1, б), E_a уменьшится, а вследствие этого I_a и $M_{\text{эм}}$ возрастут (см. выражения (11.2, а) и (11.2, б)). При этом будет $M_{\text{эм}} > M_{\text{ст}}$, в соответствии с равенством (11.2, в) $M_{\text{дин}} > 0$, и n начнет увеличиваться. Это вызовет, согласно тем же соотношениям, увеличение E_a и уменьшение I_a и $M_{\text{эм}}$ до таких значений, пока снова не наступит равновесие моментов $M_{\text{эм}} = M_{\text{ст}}$ и $M_{\text{дин}} = 0$ (рис. 11.5).

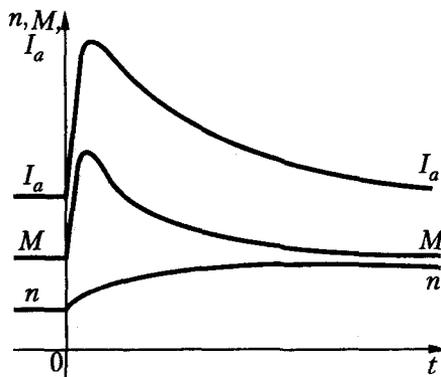


Рис. 11.5. Переход двигателя параллельного возбуждения к новому режиму работы при изменении потока

При увеличении i_f описанные явления развиваются в обратном направлении. Необходимо отметить, что резких изменений i_f при регулировании допускать нельзя, так как U и E_a являются близкими величинами и небольшое изменение $\Phi_{\delta d}$ и E_a ведет к большим изменениям I_a и $M_{\text{эм}}$. Аналогичным образом происходит переход к новому режиму при изменении других внешних условий (например, введение сопротивления в цепь якоря и т. д.), а также в двигателях с другими способами возбуждения.

Из изложенного следует, что поведение двигателя при установившемся режиме работы и переходах к новому режиму работы всецело определяется уравнениями равновесия моментов (11.2, г) и напряжения цепи якоря (11.1, а).

11.4. Характеристики двигателей постоянного тока

Характеристики двигателей устанавливают функциональные зависимости между механическими (n, M, P_2) и электромагнитными (U, I_a, i_f, P_1, η) параметрами режима. Основными из них являются:

1. Рабочие характеристики: n, I_a, M, P_1 и $\eta = f(P_2)$ при $U = U_n = \text{const}, i_f = i_{fn} = \text{const}, R_{pa} = 0$.
2. Механические $n = f(M)$ и скоростные $n = f(I_a)$ характеристики, определяемые при неизменных условиях питания ($U = \text{const}, R_{pa} = \text{const}$) и возбуждения ($i_f = \text{const}$). Часто в этих характеристиках определяется и КПД.
3. Регулировочные характеристики:
 - 1) $n = f(i_f)$ при $M_{ст} = \text{const}$ и $U = \text{const}$ при регулировании током возбуждения;
 - 2) $n = f(U)$ при $M_{ст} = \text{const}$ и $i_f = \text{const}$ при регулировании напряжением непосредственно на зажимах якорной цепи двигателя.

Указанные характеристики достаточно полно определяют потребительские качества двигателей в отношении эффективности их использования и удобства управления при эксплуатации.

Рассмотрим более подробно перечисленные характеристики для разных типов двигателей.

11.4.1 Двигатели параллельного возбуждения

Рабочие характеристики. Рабочие характеристики двигателя параллельного возбуждения малой мощности представлены на рис. 11.6. Вид этих кривых определяется общими свойствами двигателя.

Видно, что с увеличением мощности на валу P_2 растет и электромагнитный момент M . Поскольку с увеличением P_2 и M частота вращения n несколько уменьшается, то $M \sim P_2/p$ растет несколько быстрее P_2 . Увеличение P_2 и M , естественно, сопровождается увеличением тока двигателя I . Пропорционально I растет потребляемая из сети мощность P_1 . При холостом ходе КПД равен нулю, затем с увеличением P_2 сначала η растет быстро, но при больших нагрузках из-за большого роста потерь в цепи якоря КПД снова начинает уменьшаться.

Механические и скоростные характеристики. Скоростная и механические характеристики двигателя определяются равенствами (11.8). Если эти характеристики определяются при $U = U_n = \text{const}$ и $i_f = i_{fn} = \text{const}$ и $R_{pa} = 0$, то они называются *естественными характеристиками*. Если же принятые значения U и i_f отличаются от номинальных и $R_{pa} \neq 0$, тогда эти характеристики называются *искусственными*.

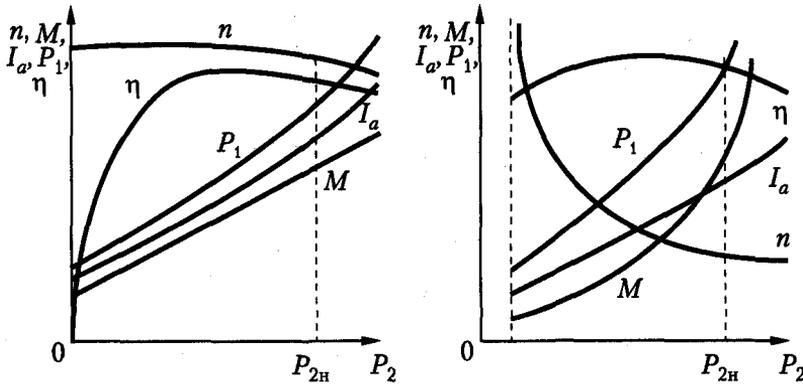


Рис. 11.6. Рабочие характеристики двигателя: а — параллельного, б — последовательного возбуждения

Естественные механические и скоростные характеристики. Определим их вид, полагая, что щетки находятся по линии геометрической нейтрали. Из (11.8) видно, что основными физическими факторами, определяющими изменение n при изменении $M_{ст}$ или I_a , будут:

- падение напряжения в цепи якоря $I_a R_a$. При увеличении I_a частота вращения уменьшается;
- размагничивающее действие поперечной реакции якоря, уменьшающее поток $\Phi_{\delta d}$ при увеличении тока I_a . При уменьшении $\Phi_{\delta d}$ частота вращения увеличивается.

В зависимости от того, какой из факторов будет преобладающим, возможны три вида механической и скоростной характеристик (рис. 11.7). Кривая 1 определяет характеристики при преобладании влияния $R_a I_a$. Кривая 2 строится при взаимной компенсации влияния $R_a I_a$ и уменьшения $\Phi_{\delta d}$, кривая 3 — при преобладании влияния уменьшения $\Phi_{\delta d}$.

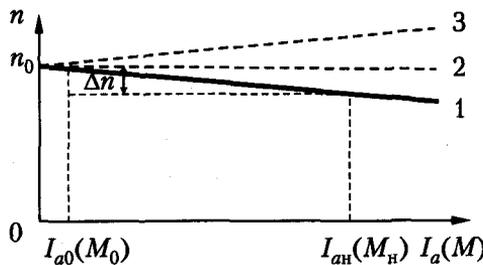


Рис. 11.7. Виды естественных и механических характеристик двигателя параллельного возбуждения

Из-за того что изменение $\Phi_{\delta d}$ относительно мало, механические характеристики $n = f(M)$ двигателя параллельного возбуждения, определяемые равенством (11.8), при $U = \text{const}$ и $i_f = \text{const}$ совпадают по виду со скоростными характеристиками $n = f(I_a)$ (рис. 11.7). Эти характеристики практически прямолинейны.

Характеристики вида 3 (см. рис. 11.7) неприемлемы по условиям устойчивости работы (см. 11.3.2), поэтому двигатели параллельного возбуждения изготавливаются со слегка падающими характеристиками вида 1.

В современных интенсивно используемых машинах из-за довольно сильного насыщения зубцов якоря влияние поперечной реакции якоря может быть настолько большим, что получить характеристику вида 1 (см. рис. 11.7) невозможно. Тогда для получения такой характеристики на полюсах помещают слабую последовательную обмотку возбуждения согласного включения, МДС которой составляет до 10 % от МДС параллельной обмотки возбуждения. Такую обмотку называют стабилизирующей.

Искусственные механические и скоростные характеристики. Изменение частоты вращения Δn (см. рис. 11.7) при переходе от холостого хода ($I_a = I_{a0}$) к номинальной нагрузке ($I_a = I_{ан}$) у двигателя параллельного возбуждения при работе на естественной характеристике мало и составляет 2–8 % от n_n . Такие слабо падающие характеристики называются жесткими.

Двигатели параллельного возбуждения с жесткими характеристиками применяются в установках, в которых требуется, чтобы частота вращения при изменении нагрузки сохранялась приблизительно постоянной.

Искусственные механические и скоростные характеристики, которые определяются при значениях регулируемых параметров U , i_f и R_{pa} , отличных от номинальных, позволяют наглядно судить об эффективности различных способов регулирования и достигаемых при этом диапазонах изменения двигателей.

Рассмотрим вид этих характеристик, позволяющих оценить регулировочные свойства как на повышение, так и на понижение частоты вращения двигателя.

Регулирование на повышение частоты вращения производится обычно посредством ослабления магнитного потока с помощью реостата в цепи возбуждения.

При отсутствии добавочного сопротивления в цепи якоря ($R_{pa} = 0$) и $U = \text{const}$ характеристики $n = f(M)$ и $n = f(I_a)$, определяемые равенствами (11.8) для разных значений i_f и $\Phi_{\delta d}$, имеют вид, показанный на рис. 11.8.

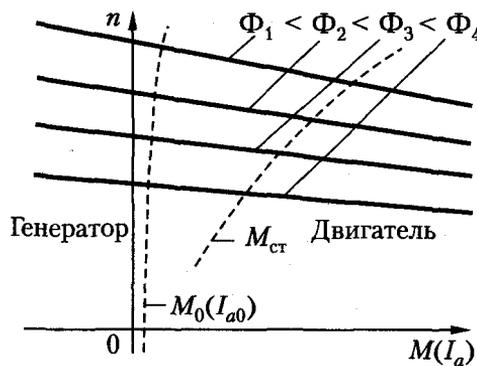


Рис. 11.8. Механические и скоростные характеристики двигателя параллельного возбуждения при разных потоках возбуждения

Все характеристики $n = f(I_a)$ сходятся на оси абсцисс ($n = 0$) в одной точке при весьма большом токе короткого замыкания I_{ak} , равном $I_{ak} = U/R_a$. Механические характеристики $n = f(M)$ пересекают ось абсцисс в разных точках. Нижняя характеристика на рис. 11.8 соответствует номинальному потоку Φ_n . Значения n при установившемся режиме работы соответствуют точкам пересечения рассматриваемых характеристик с кривой $M_{cr} = f(n)$ для присоединенного к валу механизма (пунктирная линия на рис. 11.8). Точка холостого хода ($M = M_0$; $I_a = I_{a0}$) лежит несколько правее оси ординат. С увеличением частоты вращения n вследствие увеличения механических потерь M_0 и I_{a0} также увеличиваются.

Регулирование на уменьшение частоты вращения можно производить посредством понижения напряжения, непосредственно подводимого к цепи обмотки якоря, с помощью реостата в цепи якоря.

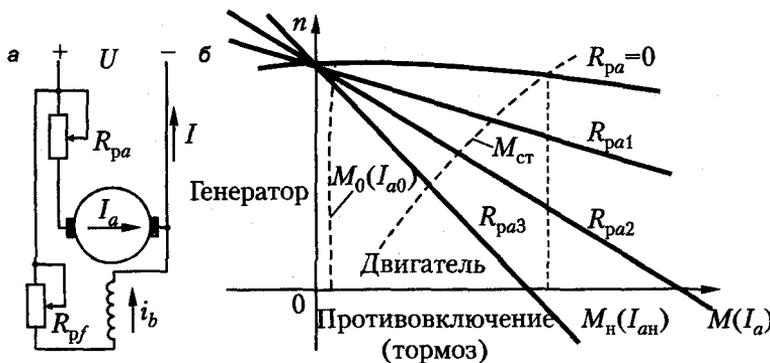


Рис. 11.9. Двигатель параллельного возбуждения: а — схема регулирования частоты вращения с помощью сопротивления в цепи якоря, б — соответствующие механические и скоростные характеристики

Если последовательно в цепь якоря включить регулировочное сопротивление R_{pa} (рис. 11.9, а), то n будет определяться выражениями

$$n = \frac{U - (R_a + R_{pa})I_a}{C_e \Phi_{\delta d}}; \tag{11.12}$$

$$n = \frac{U}{C_e \Phi_{\delta d}} - \frac{(R_a + R_{pa})M}{C_e C_m \Phi_{\delta d}^2}. \tag{11.13}$$

Сопротивление R_{pa} должно быть рассчитано на длительную работу. Цепь возбуждения должна быть включена на напряжение сети.

Характеристики $n = f(M)$ и $n = f(I_a)$ для различных значений $R_{pa} = \text{const}$ при $U = \text{const}$ и $i_f = \text{const}$ изображены на рис. 11.9, б ($R_{pa1} < R_{pa2} < R_{pa3}$). Верхняя характеристика R_{pa} является естественной. Каждая из характеристик пересекает ось абсцисс ($n = 0$) в точке, в которой

$$I_a = \frac{U}{R_a + R_{pa}}; \quad M = \frac{C_m \Phi_{\delta d} U}{R_a + R_{pa}}.$$

Продолжения этих характеристик под осью абсцисс соответствуют торможению двигателя противовключением.

В этом случае $n < 0$, ЭДС E_a имеет противоположный знак и складывается с напряжением сети U , вследствие чего

$$I_a = \frac{U + E_a}{R_a + R_{pa}},$$

а момент двигателя M действует против направления вращения и поэтому является тормозящим.

Если в режиме холостого хода ($I_a = I_{a0}$) с помощью приложенного извне момента вращения начать увеличивать частоту вращения, то сначала достигается режим $I_a = 0$, а затем I_a изменит направление и машина перейдет в режим генератора (см. рис. 11.9, б, участки характеристик слева от оси ординат).

Как видно на рисунке, при включении R_{pa} характеристики становятся менее жесткими, а при больших значениях R_{pa} — круто падающими, или мягкими.

Если кривая момента сопротивления $M_{ст} = f(n)$ имеет вид, изображенный на рис. 11.9, б пунктирной линией, то значения n при установившемся режиме работы для каждого значения R_{pa} определяются точками пересечения соответствующих кривых. Чем больше R_{pa} , тем меньше n и ниже КПД.

Регулировочные характеристики.

- Регулирование частоты вращения посредством изменения напряжения якоря. Этот способ может быть реализован только при питании двигателя от автономного источника напряжения, например от агрегата «двигатель — генератор», либо от регулируемых полупроводниковых выпрямителей. В последнем случае рассматриваемый агрегат называют вентильным приводом. Вид регулировочной характеристики $n = f(U)$ при $M_{ст} = \text{const}$, $i_f = \text{const}$ и $R_{pa} = 0$ определяется уравнением

$$n = \frac{U}{C_e \Phi_{\delta d}} - \frac{R_a M_{ст}}{C_e C_m \Phi_{\delta d}^2}. \quad (11.14)$$

Из-за того что $M_{ст} = \text{const}$ и $i_f = \text{const}$, поток $\Phi_{\delta d}$, ток якоря I_a и размагничивающий эффект поперечной реакции якоря ΔF_{aqd} остаются постоянными при любом напряжении. Поэтому при этом способе регулирования n изменяется пропорционально U по линейному закону. Вид регулировочных характеристик для различных значений $M_{ст}$ показан на рис. 11.10. Характеристики эти, оставаясь прямолинейными, сдвигаются вправо для больших значений $M_{ст}$ и пересекают ось абсцисс при

$$U = \frac{M_{ст} R_a}{C_m \Phi_{\delta d}} = I_a R_a.$$

- Регулирование частоты вращения посредством изменения тока возбуждения i_f . Вид этой регулировочной характеристики, то есть зависимость $n = f(i_f)$ при $U = \text{const}$, $M_{ст} = \text{const}$, $R_{pa} = 0$, также определяется уравнением (11.9).

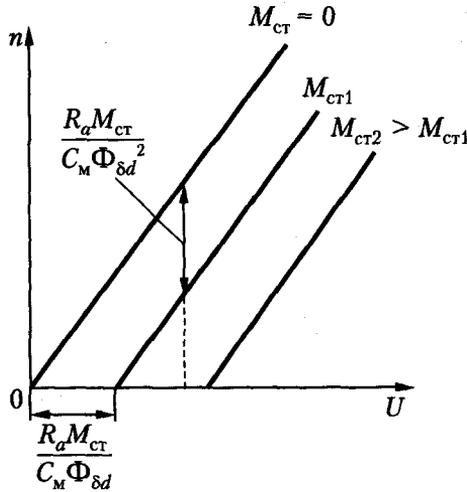


Рис. 11.10. Регулировочные характеристики при изменении напряжения якоря (при различных значениях M_{ct})

Учитывая постоянство параметров режима (U, M_{ct}), представим (11.4) в виде

$$n = \frac{K}{\Phi_{\delta d}} - \frac{K_1}{\Phi_{\delta d}^2}, \tag{11.15}$$

где

$$K = \frac{U}{C_e}; \quad K_1 = \frac{M_{ct} R_a}{C_e C_m}.$$

Первый член в этом выражении определяет частоту вращения двигателя n_0 при идеальном холостом ходе, тогда $M_0 + M_{ct} = 0$, следовательно, и $I_a = 0$. Видно, что n_0 изменяется при изменении $\Phi_{\delta d}$ по закону гиперболы, если магнитная система двигателя не насыщена.

На рис. 11.11 представлены зависимости $\Phi_{\delta d}(i_f)$ (кривая 1) и $n_0(i_f)$ (кривая 2' — пунктирная), определенные в предположении, что магнитопровод не насыщен. Однако в реальном магнитопроводе по мере увеличения i_f наступает насыщение, увеличение потока $\Phi_{\delta d}$ замедляется, а стало быть, медленнее станет изменяться и n_0 . При полном насыщении стабилизируются величина потока $\Phi_{\delta d}$ и скорость n_0 . Изменение $n_0(i_f)$ для реального магнитопровода представлено кривой 2 (сплошная линия). Кривые (2 и 2') иллюстрируют явление так называемого «разноса», то есть очень резкого увеличения n_0 при очень малых значениях i_f . Следовательно, во вращающемся двигателе параллельного возбуждения нельзя обесточивать цепь обмотки возбуждения.

Зависимости $n = f(i_f)$ при разных значениях M_{ct} для случая, когда не проявляется размагничивающее действие поперечной реакции якоря и щетки стоят по линии ГН, представлены на рис. 11.12, а. Частота вращения n при нагрузке меньше соответствующей частоты вращения идеального холостого хода на $\frac{R_a M_{ct}}{C_e C_m \Phi_{\delta d}^2}$.

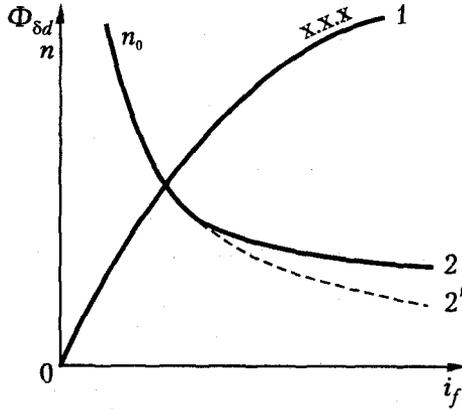


Рис. 11.11. Регулировочная характеристика при изменении тока возбуждения (идеальный холостой ход)

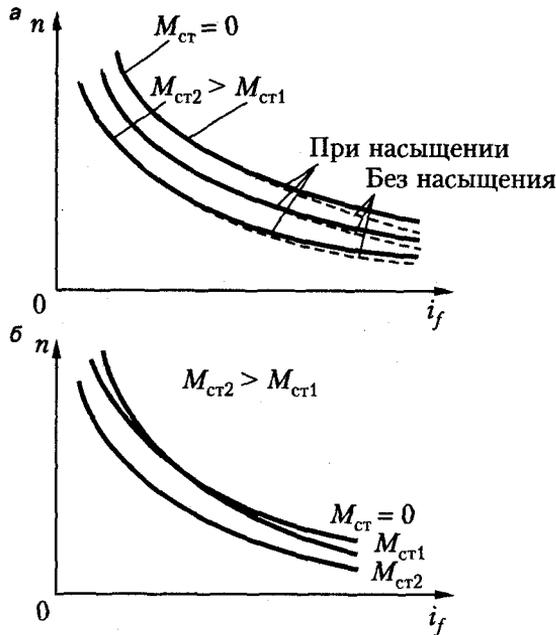


Рис. 11.12. Регулировочные характеристики при изменении тока возбуждения (при различных значениях $M_{ст}$)

В случае, если в двигателе проявляется размагничивающее действие поперечной реакции якоря, характер регулировочных характеристик несколько видоизменяется, так как изменяется соответствие между $\Phi_{\delta d}$ и i_f , то есть увеличению тока i_f будет соответствовать меньше увеличение потока $\Phi_{\delta d}$, чем при отсутствии размагничивающего действия ΔF_{aqd} . Характер получаемых в этом случае регулировочных характеристик представлен на рис. 11.12, б. Видно, что в области малых токов возбуждения n при нагрузке ($M_{ст} \neq 0$) может быть больше, чем при холостом ходе ($M_{ст} = 0$).

Двигатели общего применения допускают по условиям коммутации регулирование частоты вращения ослаблением поля в пределах 1 : 2. Изготавливаются также двигатели с регулированием частоты вращения таким способом в пределах до 1 : 5 или даже 1 : 8, но в этом случае для ограничения максимального напряжения между коллекторными пластинами необходимо увеличить воздушный зазор или применить компенсационную обмотку. Стоимость двигателя при этом увеличивается.

11.4.2. Двигатели последовательного возбуждения

Поскольку обмотка возбуждения такого двигателя включена последовательно с обмоткой якоря, значит, $i_f = I_a = I$. Из этого следует, что двигателю последовательного возбуждения не нужна отдельная стабилизирующая обмотка. Полагая далее, что щетки двигателя установлены строго по линии геометрической нейтрали, когда $F_{ad} = 0$, найдем, что результирующая МДС $F_{рез}$, возбуждающая результирующее продольное поле,

$$F_{d\text{рез}} = I_a \omega_{nc} - \Delta F_{aqd} = I_a \left(\omega_{nc} - \frac{\Delta F_{aqd}}{I_a} \right). \quad (11.16)$$

Очевидно, что эта МДС, а следовательно, и возбуждаемый поток $\Phi_{\delta d}$ будут изменяться в широких пределах при изменении тока I_a . С учетом сказанного математическую модель для магнитных процессов такого двигателя можно записать в следующем виде:

$$\Phi_{\delta d} = k_{\Phi} I_a. \quad (11.17)$$

Заметим, что коэффициент пропорциональности k_{Φ} в значительном диапазоне нагрузок при $I < I_n$ является практически постоянным, и лишь при $I > (0,8-0,9)I_n$ вследствие насыщения магнитной цепи k_{Φ} начинает несколько уменьшаться.

Обращаясь далее к полной математической модели двигателей постоянного тока, найдем с учетом (11.7):

$$M = C_m k_{\Phi} I_a^2 = \frac{C_m \Phi_{\delta d}^2}{k_{\Phi}}; \quad (11.18, \text{ а})$$

$$n = \frac{U - R_a I_a}{C_e k_{\Phi} I_a}; \quad (11.18, \text{ б})$$

$$n = \frac{\sqrt{C_m} U}{C_e \sqrt{k_{\Phi}} \sqrt{M}} - \frac{R_a}{C_e k_{\Phi}}. \quad (11.18, \text{ в})$$

Полученные выражения определяют характеристики двигателей последовательного возбуждения при отсутствии добавочного сопротивления R_{pa} , последовательно включенного в цепь якоря.

Рабочие характеристики. Функциональные зависимости P_1 , I_a и $\eta = f(P_2)$ рабочих характеристик двигателей последовательного возбуждения имеют такой же вид, как и соответствующие характеристики двигателей параллельного возбуждения (см. рис. 11.6, б). Идентичность закономерностей изменения указанных

параметров режима обусловлена единой физической сущностью процесса электромеханического преобразования энергии.

Характерной особенностью двигателей последовательного возбуждения являются зависимости $M = f(P_2)$ и $n = f(P_2)$ рабочих характеристик, которые существенно отличаются от таковых для двигателей параллельного возбуждения. У двигателей параллельного возбуждения увеличение P_2 сопровождается примерно линейным увеличением I_a и незначительным уменьшением потока полюсов $\Phi_{\delta d}$ от размагничивающего действия поперечной реакции якоря. Поэтому зависимость $M = f(P_2)$ оказывается примерно линейной, а частота вращения n с ростом P_2 уменьшается незначительно (см. рис. 11.6, а). У двигателей последовательного возбуждения примерно линейное увеличение тока I_a по мере возрастания P_2 сопровождается значительным увеличением потока $\Phi_{\delta d}$, что, естественно, отражается на закономерностях изменения $M = f(P_2)$ и $n = f(P_2)$. Изменения M и n при возрастании P_2 оказываются более значительными. Электромагнитный момент M увеличивается с ростом P_2 примерно по закону параболы, а n — уменьшается примерно по закону гиперболы. Характер изменения $n = f(P_2)$ (см. рис. 11.6, б) свидетельствует о том, что у двигателей последовательного возбуждения не могут быть реализованы режимы холостого хода и очень малых нагрузок из-за чрезмерного возрастания частоты вращения. Это является особенностью рабочих характеристик двигателей этого типа, которую необходимо учитывать при эксплуатации.

Механические и скоростные характеристики. При наличии в цепи якоря R_{pa} вместо (11.18, б) и (11.18, в) получим:

$$n = \frac{U - (R_a + R_{pa})I_a}{C_e k_{\Phi} I_a}; \quad (11.19, а)$$

$$n = \frac{\sqrt{C_m} U}{C_e \sqrt{k_{\Phi}} \sqrt{M}} - \frac{(R_a + R_{pa})}{C_e k_{\Phi}}. \quad (11.19, б)$$

Первое из этих выражений представляет собой скоростную, а второе — механическую характеристики двигателя.

Естественная скоростная характеристика двигателя представлена на рис. 11.13, она является мягкой и имеет гиперболический характер. При $k_{\Phi} = \text{const}$, то есть для ненасыщенной магнитной системы машины, вид кривой $n = f(I)$ показан пунктирной линией. При малых I_a частота вращения двигателя становится недопустимо большой. Поэтому работа двигателей последовательного возбуждения, за исключением самых маленьких, на холостом ходу не допускается, а использование ременной передачи неприемлемо. Обычно минимально допустимая нагрузка $P_2 = (0,2-0,25)P_n$.

Семейство механических характеристик — естественных ($R_{pa} = 0$) и искусственных ($R_{pa} \neq 0$) — показано на рис. 11.14.

Отметим, что двигатели последовательного возбуждения развивают значительно больший пусковой момент, чем двигатели параллельного возбуждения при тех же допустимых значениях пускового тока. Кроме того, у двигателей параллель-

ного возбуждения $n \approx \text{const}$, а у двигателей последовательного возбуждения, согласно выражениям (11.18, б) и (11.18, в), приблизительно (при $R_a = 0$)

$$n \sim \frac{U}{I} \sim \frac{U}{\sqrt{M}}$$

Поэтому у двигателей параллельного возбуждения

$$P_2 = \Omega M = 2\pi n M \sim M,$$

а у двигателей последовательного возбуждения

$$P_2 = 2\pi n M \sim \sqrt{M}.$$

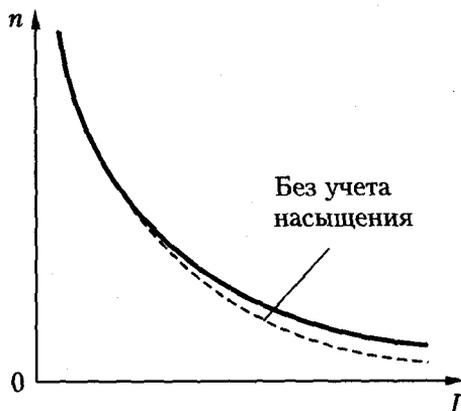


Рис. 11.13. Естественная скоростная характеристика двигателя последовательного возбуждения

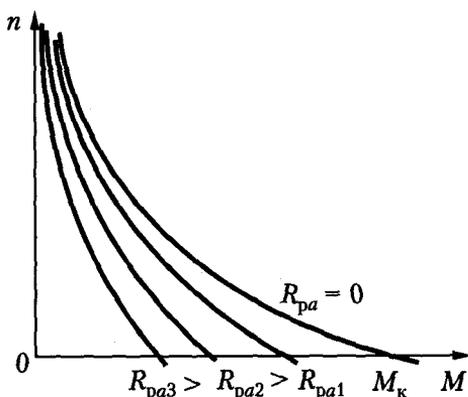


Рис. 11.14. Механические характеристики двигателя последовательного возбуждения: $R_{pa} = 0$ — естественная; $R_{pa} \neq 0$ — искусственные

Таким образом, у двигателей последовательного возбуждения при изменении момента нагрузки $M_{ст} = M_{эм}$ в широких пределах мощность изменяется в меньших пределах, чем у двигателей параллельного возбуждения. Поэтому для двигате-

лей последовательного возбуждения менее опасны перегрузки по моменту. В связи с этим двигатели последовательного возбуждения имеют существенные преимущества в случае тяжелых условий пуска и изменения момента нагрузки в широких пределах. Они широко применяются для электрической тяги (трамвай, метро, троллейбусы, электровозы и тепловозы на железных дорогах) и в подъемно-транспортных установках.

Отметим, что при повышении частоты вращения двигатель последовательного возбуждения в режим генератора не переходит. На рис. 11.13 это отражается в том, что характеристика $n = f(I_a)$ не пересекает ось ординат. Физически это объясняется тем, что при переходе в режим генератора при заданном направлении вращения и заданной полярности напряжения направление тока должно изменяться на обратное, а направление ЭДС E_a и полярность полюсов должны сохраняться неизменными, однако последнее при изменении направлении тока в обмотке возбуждения невозможно. Поэтому для перевода двигателя последовательного возбуждения в режим генератора необходимо переключить концы обмотки возбуждения.

Регулировочные характеристики двигателя. Возможности регулирования частоты вращения двигателей последовательного возбуждения остаются такими же, как и у двигателей параллельного возбуждения. Однако схемные реализации возможностей, связанных с изменением магнитного потока возбуждения, оказываются различными, что, естественно, предопределено различиями в схемах их возбуждения. На рис. 11.15 представлены различные схемы регулирования частоты вращения двигателя последовательного возбуждения, реализующие целенаправленное ослабление (*а*) и увеличение (*б*) потока возбуждения, а также уменьшение напряжения, непосредственно подводимого к обмотке якоря, посредством включения добавочного сопротивления R_{pa} (рис. 11.15, *в*).

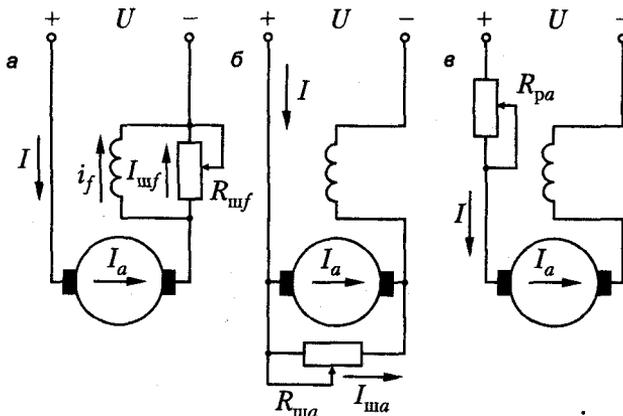


Рис. 11.15. Схемы регулирования частоты вращения двигателя последовательного возбуждения посредством: *а* — шунтирования обмотки возбуждения, *б* — шунтирования якоря, *в* — включения сопротивления в цепь якоря

Регулирование частоты вращения посредством ослабления потока. Регулирование посредством ослабления потока производится либо шунтированием обмотки

возбуждения некоторым сопротивлением $R_{\text{шф}}$ (рис. 11.15, *a*), либо уменьшением числа включенных в работу витков обмотки возбуждения. В последнем случае должны быть предусмотрены соответствующие выводы из обмотки возбуждения.

Так как сопротивление обмотки возбуждения r_f и падение напряжения на нем малы, то $R_{\text{шф}}$ должно быть мало. Поэтому потери в сопротивлении $R_{\text{шф}}$ тоже малы, а суммарные потери на возбуждение при шунтировании даже уменьшаются. Вследствие этого КПД двигателя остается высоким. Такой способ регулирования широко применяется на практике.

При шунтировании обмотки возбуждения ток в обмотке возбуждения i_f становится меньше, чем в обмотке якоря, и составляет

$$i_f = \frac{R_{\text{шф}}}{r_f + R_{\text{шф}}} I_a. \quad (11.20)$$

Отношение

$$\frac{R_{\text{шф}}}{r_f + R_{\text{шф}}} = k_{\text{о.в}} \quad (11.21)$$

представляет собой коэффициент ослабления тока возбуждения. Следовательно, и поток возбуждения $\Phi_{\delta d}$ теперь будет связан с током якоря отношением

$$\Phi_{\delta d} = k_{\text{о.в}} k_{\Phi} I_a.$$

Для того чтобы определить n по формулам (11.18), надо k_{Φ} заменить на $k_{\text{о.в}} k_{\Phi}$. При регулировании частоты вращения изменением числа витков обмотки возбуждения

$$k_{\text{о.в}} = \frac{\omega_{f \text{ раб}}}{\omega_{f \text{ полн}}}. \quad (11.22)$$

На рис. 11.16 показаны характеристики $n = f(M)$ для этого случая регулирования частоты вращения при нескольких значениях $k_{\text{о.в}}$ (значению $k_{\text{о.в}} = 1$ соответствует естественная характеристика 1, $k_{\text{о.в}} = 0,6$ — кривая 2 и $k_{\text{о.в}} = 0,3$ — кривая 3). Характеристики даны в относительных единицах и соответствуют случаю, когда $k_{\Phi} = \text{const}$ и $R_a = 0,1$.

Видно, что шунтирование обмотки возбуждения позволяет увеличить частоту вращения двигателя.

Регулирование частоты вращения шунтированием обмотки якоря. При шунтировании якоря (рис. 11.15, *б*) ток и поток возбуждения возрастают, а n уменьшается. Так как можно принять $R_f \approx 0$, то сопротивление $R_{\text{ша}}$ находится под практически полным напряжением сети, оно должно быть значительным, потери в нем будут велики, и КПД сильно уменьшится. Кроме того, шунтирование якоря эффективно только тогда, когда магнитная цепь не насыщена. В связи с этим шунтирование якоря на практике используется редко. На рис. 11.16 кривая 4 представляет собой характеристику $n = f(M)$ при

$$I_{\text{ша}} \approx \frac{U}{R_{\text{ша}}} = 0,5 I_n.$$

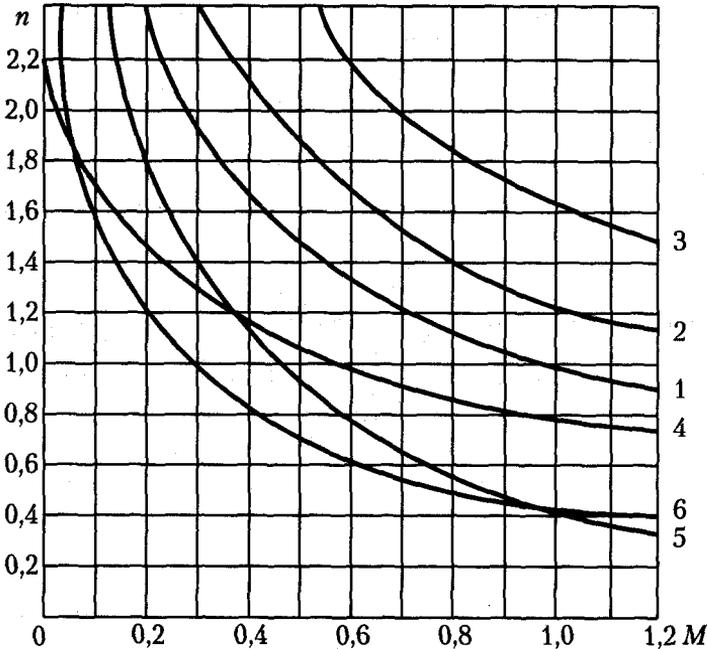


Рис. 11.16. Механические характеристики двигателя последовательного возбуждения при разных способах регулирования частоты вращения

Таким образом, при шунтировании обмотки якоря при малых нагрузках n не становится очень большой, а следовательно, в этом случае возможна работа двигателя при холостом ходе.

Регулирование частоты вращения сопротивлением в цепи якоря (см. рис. 11.15, в). Этот способ позволяет регулировать n вниз от номинального значения. Так как одновременно при этом значительно уменьшается КПД, то такой способ регулирования находит ограниченное применение.

Выражения для скоростной и механической характеристик в этом случае получим, если в равенствах (11.18, б) и (11.18, в) заменим R_a на $R_a + R_{pa}$.

Характеристика $n = f(M)$ для такого способа регулирования частоты вращения при $R_{pa} = 0,5$ изображена на рис. 11.16 в виде кривой 5.

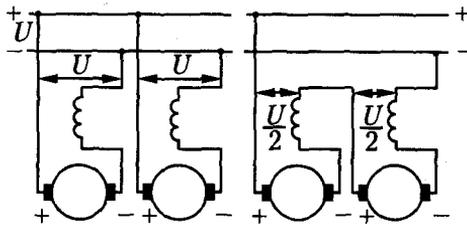


Рис. 11.17. Параллельное и последовательное включение двигателей последовательного возбуждения для изменения частоты вращения

Регулирование частоты вращения изменением напряжения. Этим способом можно регулировать n вниз от номинального значения с сохранением высокого КПД. Рассматриваемый способ регулирования широко применяется в транспортных установках, где на каждой ведущей оси устанавливается отдельный двигатель и регулирование осуществляется переключением двигателей с параллельного включения в сеть на последовательное (рис. 11.17).

На рис. 11.16 кривая 6 представляет собой характеристику $n = f(M)$ для этого случая при $U = 0,5U_n$.

11.5. Двигатели смешанного возбуждения

При встречном включении последовательной обмотки возбуждения двигателя смешанного возбуждения поток $\Phi_{\delta d}$ с увеличением нагрузки будет уменьшаться. Вследствие этого характеристики $n = f(I)$ и $n = f(M)$ будут иметь характер кривой 3 на рис. 11.7. Так как работа при этом обычно неустойчива, то двигатели со встречным включением последовательной обмотки возбуждения не применяются.

При согласном включении последовательной обмотки возбуждения поток $\Phi_{\delta d}$ с увеличением нагрузки возрастает. Поэтому такой двигатель смешанного возбуждения имеет более мягкую механическую характеристику по сравнению с двигателем параллельного возбуждения, но более жесткую по сравнению с двигателем последовательного возбуждения (рис. 11.18). В зависимости от назначения двигателя доля последовательной обмотки в создании полной МДС возбуждения может меняться в широких пределах.

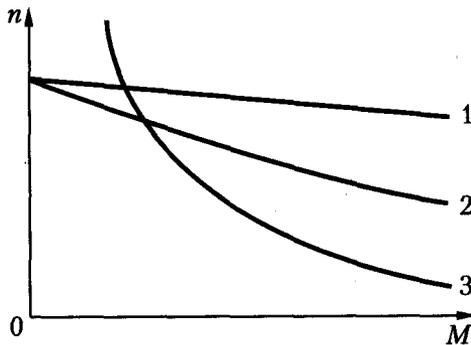


Рис. 11.18. Естественные механические характеристики двигателей: 1 — параллельного, 3 — последовательного и 2 — смешанного возбуждения с согласным включением

Частота вращения двигателей смешанного возбуждения обычно регулируется так же, как и в двигателях параллельного возбуждения, хотя, в принципе, можно использовать также способы, применяемые в двигателях последовательного возбуждения.

Двигатели смешанного возбуждения применяются в условиях, когда требуется значительный пусковой момент, быстрое ускорение при пуске и допустимы

большие изменения частоты вращения при изменении нагрузки. Эти двигатели используются также в случаях, когда момент нагрузки изменяется в широких пределах, так как при этом мощность двигателя снижается, как и у двигателя с последовательным возбуждением. В связи с этим двигатели смешанного возбуждения применяются для привода на постоянном токе компрессоров, строгальных станков, печатных машин, прокатных станов, подъемников и т. д. Двигатели смешанного возбуждения используются также для электрической тяги, так как при этом легче, чем в двигателях последовательного возбуждения, осуществляется торможение подвижных составов с возвращением энергии в контактную сеть постоянного тока путем перевода машины в генераторный режим работы.

Раздел III

Трансформаторы

Глава 12

Основные сведения о трансформаторах

12.1. Принцип действия и математическая модель электромагнитных процессов

Трансформатор представляет собой электромагнитный аппарат, содержащий несколько индуктивно связанных электрических контуров и служащий для электромагнитного преобразования электрической энергии переменного тока одного напряжения в электрическую энергию другого напряжения той же частоты.

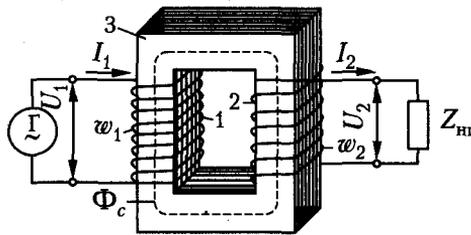


Рис. 12.1. Принцип устройства трансформатора: Г — генератор переменного тока, $Z_{нр}$ — сопротивление нагрузки

В простейшем случае (рис. 12.1) трансформатор имеет одну первичную обмотку 1, к которой подводится электрическая энергия, и одну вторичную обмотку 2, от которой энергия отводится к потребителю (нагрузке). Передача энергии из одной обмотки в другую производится посредством электромагнитной индукции. Для усиления электромагнитной связи между обмотками они обычно располагаются на замкнутом ферромагнитном сердечнике 3. При частоте $f < 150$ Гц сердечник изготавливается из листов электротехнической стали толщиной 0,35–0,50 мм. При более высоких частотах применяется более тонкая листовая сталь. При частоте порядка 100 000 Гц и выше потери на гистерезис и вихревые токи в подобном сердечнике становятся чрезвычайно большими, и в этом случае применяют трансформаторы без ферромагнитного сердечника (так называемые воздушные трансформаторы). Высококачественные трансформаторы весьма малой мощности для радиотехнических, счетно-решающих и других устройств изготавливаются с сердечниками из ферритов, которые представляют собой особый вид магнитодиэлектриков с малыми магнитными потерями.

Рассмотрим электромагнитные процессы, возникающие в простейшем трансформаторе (рис. 12.1) при подключении первичной обмотки к сети переменного тока $U_1(t)$.

Физико-логическая схема этих процессов представлена на рис. 12.2.

Поясним эту схему, предварительно указав, что все величины, относящиеся к первичной обмотке, здесь отмечены подстрочным индексом «1», а относящиеся ко вторичной — индексом «2».

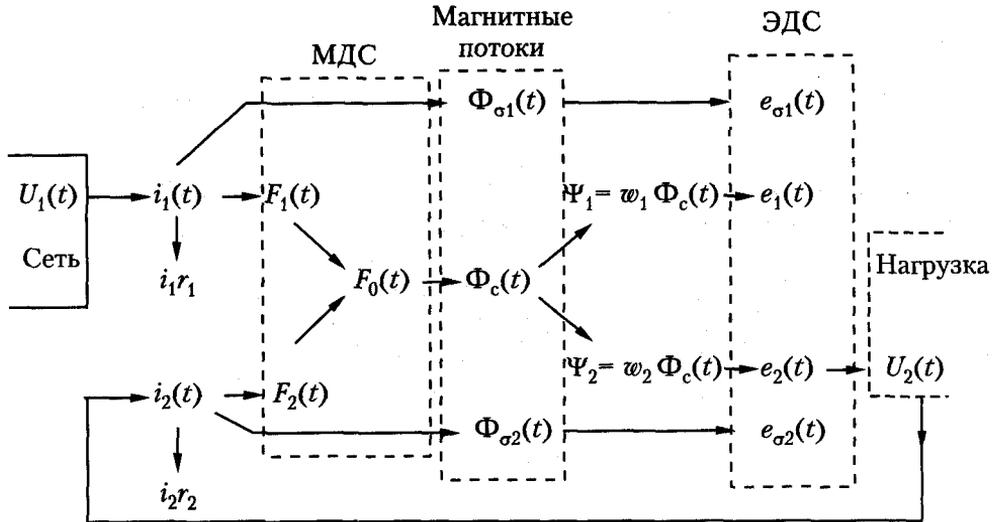


Рис. 12.2. Физико-логическая схема электромагнитных процессов в трансформаторе

Из схемы видно, что возникающий под действием $U_1(t)$ ток $i_1(t)$ создает МДС $F_1(t) = w_1 i_1(t)$, которая возбуждает в сердечнике магнитный поток взаимоиנדукции Φ_c , магнитно связывающий первичную и вторичную обмотки трансформатора. Этот периодически изменяющийся поток индуцирует в обеих обмотках трансформатора ЭДС $e_1(t)$ и $e_2(t)$. В результате на зажимах вторичной обмотки возникает напряжение U_2 , а если вторичная обмотка замкнута на сопротивление нагрузки, то и ток $i_2(t)$. Протекая по вторичной обмотке, этот ток создает МДС $F_2(t) = w_2 i_2(t)$. Следовательно, при включенной нагрузке ($i_2(t) \neq 0$) поток в сердечнике $\Phi_c(t)$ будет возбуждаться под действием двух МДС — $F_1(t)$ и $F_2(t)$. Результирующую этих МДС

$$F_0(t) = F_1(t) + F_2(t)$$

следует рассматривать как источник возбуждаемого в сердечнике магнитного потока $\Phi_c(t)$. Обратим внимание на то, что в изложенной концепции магнитной цепи, принятой в теории трансформаторов, предполагается, что все трубки потока взаимоиנדукции Φ_c сцепляются со всеми витками как первичной, так и вторичной обмотки. Оставшиеся же трубки магнитного потока, возбуждаемого токами I_1 и I_2 , представим в виде трубок, сцепляющихся только с одной из обмоток, следовательно, обусловленных только токами одной из обмоток. Магнитные потоки таких трубок принято называть потоками рассеяния, так как они не участвуют в передаче электромагнитной энергии из одной обмотки в другую. Эти переменные потоки $\Phi_{\sigma 1}(t)$ и $\Phi_{\sigma 2}(t)$ индуцируют ЭДС в своих обмотках, которые в соответствии с этим называются ЭДС рассеяния. Все выделенные указанным образом магнитные потоки — $\Phi_{\sigma 1}(t)$, $\Phi_c(t)$ и $\Phi_{\sigma 2}(t)$ — и индуцируемые ими ЭДС — $e_{\sigma 1}(t)$, $e_1(t)$, $e_2(t)$ и $e_{\sigma 2}(t)$ — обведены на схеме пунктирной линией. Таким образом, математическая модель электромагнитных процессов в трансформаторе должна включать в себя соответствующие уравнения для электрических цепей (обмоток) и магнитной цепи (сердечника).

Электрические процессы в обмотках описываются уравнениями Кирхгофа, которые для рассматриваемого трансформатора имеют вид

$$u_1 + e_1 + e_{\sigma 1} = r_1 i_1, \quad (12.1, а)$$

$$e_2 + e_{\sigma 1} = u_2 + r_2 i_2, \quad (12.1, б)$$

где r_1, r_2 — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток соответственно; u_2 — напряжение на зажимах вторичной обмотки, то есть падение напряжения на сопротивлении нагрузки.

Уравнения, определяющие магнитные процессы в магнитопроводе трансформатора, также составляются на основе известных законов Ома и Кирхгофа для магнитных цепей, которые для мгновенных значений МДС и потоков имеют

$$F_1(t) + F_2(t) = F_0(t); \quad (12.2, а)$$

$$\Phi_c(t) = \lambda_{\mu c} F_0(t), \quad (12.2, б)$$

где $\lambda_{\mu c}$ — магнитная проводимость магнитопровода трансформатора.

Выражения для ЭДС рассеяния — $e_{\sigma 1}$ и $e_{\sigma 2}$ — можно представить в виде

$$e_{\sigma 1} = -L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt}; \quad e_{\sigma 2} = -L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt},$$

где $L_{\sigma 1}$ и $L_{\sigma 2}$ — самоиндуктивности рассеяния первой и второй обмоток соответственно.

ЭДС $e_1(t)$ и $e_2(t)$ в соответствии со схемой, приведенной на рис. 12.2, определяются выражениями

$$e_1 = -\omega_1 \frac{d\Phi_c}{dt}; \quad e_2 = -\omega_2 \frac{d\Phi_c}{dt}.$$

Согласно схеме, приведенной на рис. 12.2, математическую модель двухобмоточного трансформатора можно представить системой уравнений для мгновенных значений напряжения и тока в дифференциальном виде:

$$\begin{cases} u_1 = -e_1 + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + r_1 i_1; \\ u_2 = e_2 - L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} - r_2 i_2; \\ e_1 = -\omega_1 \frac{d\Phi_c(t)}{dt}; \\ e_2 = -\omega_2 \frac{d\Phi_c(t)}{dt}; \\ \Phi_c(t) = \lambda_{\mu c} F_0(t); \\ F_0(t) = i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2. \end{cases} \quad (12.3)$$

Представленная модель может быть использована для анализа как установившихся, так и переходных режимов работы. Установившиеся режимы работы трансформаторов, как правило, наблюдаются при их питании от синусоидального на-

пряжения — $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$. В таких условиях, полагая, что все электромагнитные величины, характеризующие работу трансформатора, также будут гармоническими функциями времени, целесообразно пользоваться символическим методом и записать уравнения трансформатора (12.3) в комплексной форме:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + jx_{\sigma 1} \dot{I}_1 + r_1 \dot{I}_1; \\ \dot{U}_2 = \dot{E}_2 - jx_{\sigma 2} \dot{I}_2 - r_2 \dot{I}_2; \\ \dot{E}_1 = -j\omega w_1 \dot{\Phi}_c; \\ \dot{E}_2 = -j\omega w_2 \dot{\Phi}_c; \\ \dot{\Phi}_c = \dot{\lambda}_{\mu c} F_0; \\ \dot{F}_0 = w_1 \dot{I}_1 + w_2 \dot{I}_2, \end{cases} \quad (12.4)$$

где $\dot{\lambda}_{\mu c} = \lambda_{\mu c, в} - j\lambda_{\mu c, м}$ — комплексная магнитная проводимость сердечника (см. главу 2).

12.2. Виды трансформаторов и их основные конструктивные элементы

Трансформатор с одной первичной и с одной вторичной обмотками называется *двухобмоточным*. Во многих случаях применяются трансформаторы с одной первичной и несколькими вторичными обмотками. Такие трансформаторы называются *многообмоточными*. Далее в основном рассматриваются двухобмоточные трансформаторы.

Чаще всего применяются однофазные и трехфазные трансформаторы. Трансформаторы с другим числом фаз используются в специальных устройствах. В зависимости от назначения трансформаторы имеют некоторые особенности конструкции и режимов работы.

Трансформаторы, служащие для преобразования энергии переменного тока в электрических сетях энергетических систем (на электростанциях и подстанциях, промышленных предприятиях, в городских сетях, в сельском хозяйстве и т. д.), называются *силовыми*. Силовые трансформаторы представляют собой наиболее распространенный и наиболее важный класс трансформаторов. Кроме этого имеется целый ряд трансформаторов специального назначения: выпрямительные, сварочные, измерительные и др.

Силовые трансформаторы бывают масляные и сухие. В масляных трансформаторах сердечник с обмотками помещают в бак с трансформаторным маслом, которое выполняет одновременно роль электрической изоляции и охлаждающего агента. Однако трансформаторное масло является горючим, из-за чего при аварии таких трансформаторов существует опасность возникновения пожара. Поэтому в общественных и жилых зданиях, а также в ряде других случаев применяются сухие трансформаторы, которые охлаждаются воздухом.

Основные вопросы теории являются общими для всех видов трансформаторов. Однако в последующих главах вопросы конструкции, теории и эксплуатации

трансформаторов рассматриваются применительно прежде всего к силовым трансформаторам. Особенности других трансформаторов рассматриваются вкратце отдельно.

Магнитопроводы трансформаторов. Виды магнитопроводов. По конструкции магнитопровода трансформаторы подразделяются на стержневые и броневые. Магнитопровод, или сердечник, однофазного стержневого трансформатора (рис. 12.3, а) имеет два стержня С, на которых размещаются обмотки, и два яра Я, которые служат для создания замкнутого магнитопровода. Каждая из двух обмоток (1 и 2) состоит из двух частей, расположенных на двух стержнях, причем эти части соединяются либо последовательно, либо параллельно.

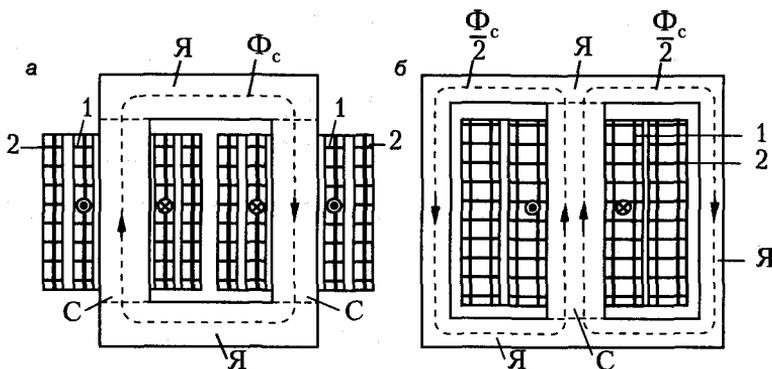


Рис. 12.3. Устройство однофазного трансформатора: а — стержневого, б — броневое

Однофазный трансформатор броневой конструкции (рис. 12.3, б) имеет один стержень с обмотками и развитое ярмо, которое частично закрывает обмотки подобно «броне».

Для преобразования, или трансформации, трехфазного тока можно использовать три однофазных трансформатора (рис. 12.4), которые включаются по отдельности в каждую фазу трехфазной сети.

Такое устройство называется трехфазной трансформаторной группой, или групповым трансформатором. Чаще, однако, применяются трехфазные трансформаторы с общим для всех фаз трехстержневым сердечником, так как такие трансформаторы компактнее и дешевле. Конструкция трехфазного трехстержневого трансформатора показана на рис. 12.5.

Эта конструкция была предложена М. О. Доливо-Добровольским в 1889 г. и получила широчайшее распространение. Такой магнитопровод не вполне симметричен, так как длина магнитопровода для средней фазы несколько короче, чем для крайних, однако влияние этой несимметрии весьма незначительно.

Трехфазный броневой трансформатор можно рассматривать как три однофазных броневых трансформатора, поставленных рядом или друг над другом.

Конструкция сердечников. По способу сочленения стержней с ярами различаются трансформаторы со стыковыми (рис. 12.6) и шихтованными (рис. 12.7) сердечниками.

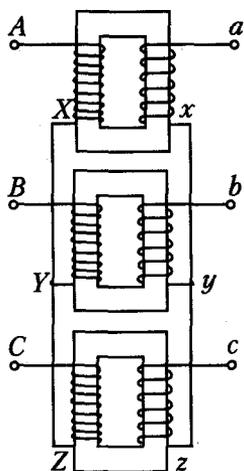


Рис. 12.4. Трехфазный групповой трансформатор

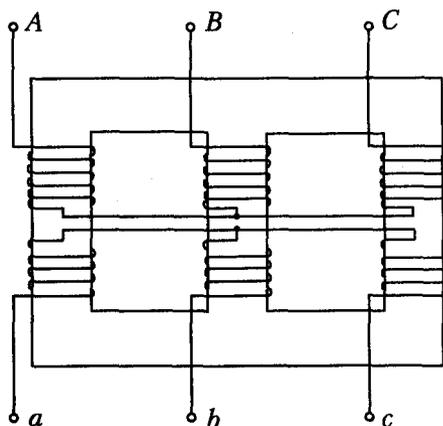


Рис. 12.5. Трехфазный трехстержневой трансформатор

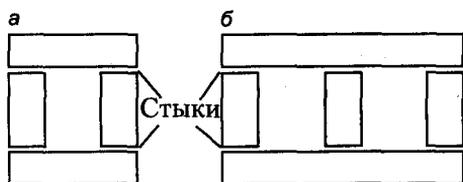


Рис. 12.6. Схемы стыковых сердечников

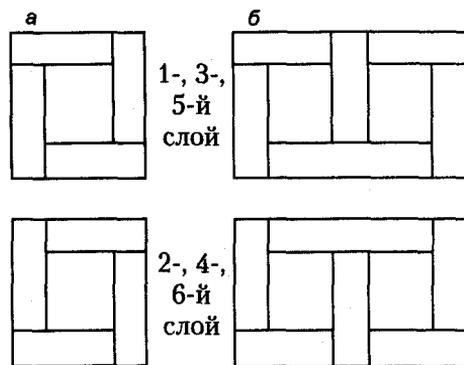


Рис. 12.7. Укладка листов стали в слоях шихтованных сердечников трансформаторов: а — однофазных, б — трехфазных

В первом случае стержни и ярма собираются отдельно и соединяются друг с другом с помощью стяжных шпилек, а в места стыков во избежание замыкания листов и возникновения значительных вихревых токов ставятся изоляционные прокладки.

Во втором случае стержни и ярма собираются вместе как цельная конструкция, причем листы стержней и ярем отдельных слоев собираются в переплет. При стыковой конструкции наличие немагнитных зазоров в местах стыков вызывает заметное увеличение магнитного сопротивления сердечника, поэтому стыковые сердечники применяются редко.

У броневых сердечников сечения стержней прямоугольные, а стержневые и бронестержневые сердечники имеют в сечении вид многоугольника, вписанного в окружность (рис. 12.8, а). Число ступеней сердечника увеличивается с увели-

чением мощности. В мощных трансформаторах в сечении сердечника предусматриваются каналы для его охлаждения циркулирующим трансформаторным маслом (рис. 12.8, б).

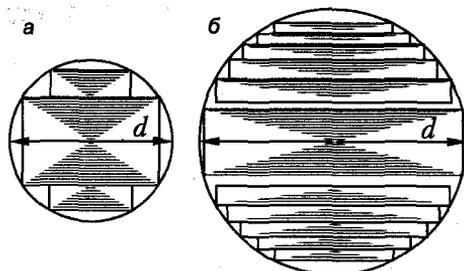


Рис. 12.8. Формы сечения стержней трансформаторов: а — малой мощности, б — большой мощности

Для упрощения технологии изготовления ярем их сечение делается прямоугольным или с небольшим числом ступеней (рис. 12.9).

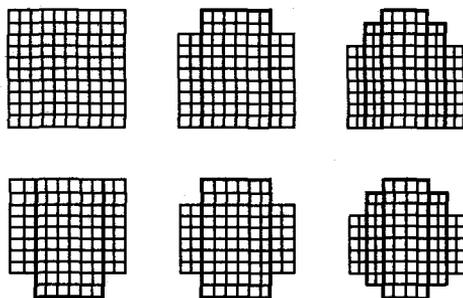


Рис. 12.9. Формы сечения ярем трансформаторов

Форма сечения ярма и его сочленение со стержнем выбираются с учетом обеспечения равномерного распределения магнитного потока в сечении сердечника. Площади сечения ярем выбираются так, чтобы индукция в них была на 10–15 % меньше, чем в стержнях.

Сердечники силовых трансформаторов собираются из листов электротехнической стали толщиной 0,35 или 0,5 мм марок 3404, 3405, 3406, 3407, 3408, реже 1511, 1512, 1513 или 3411, 3412, 3413. Холоднокатаная сталь для этих целей в последние годы применяется все чаще.

Для обеспечения изоляции листы стали с одной стороны оклеиваются изоляционной бумагой толщиной 0,03 мм или с обеих сторон покрываются изоляционным масляным лаком.

Индукция в стержнях трансформаторов мощностью 5 кВ·А и выше находится в пределах 1,2–1,45 Тл для горячекатаных сталей и 1,5–1,7 Тл для холоднокатаных сталей — в масляных трансформаторах и 1,0–1,2 Тл и 1,1–1,5 Тл соответственно — в сухих трансформаторах.

Обмотки трансформаторов. Конструкция обмоток трансформаторов должна удовлетворять условиям высокой электрической и механической прочности, а также нагревостойкости. Кроме того, технология изготовления обмоток должна быть по возможности простой и недорогой, а электрические потери в обмотках должны находиться в установленных пределах. Конструкции обмоток в зависимости от их номинального тока и номинального напряжения весьма разнообразны.

Обмотки изготавливаются из медного, а в последнее время часто также из алюминиевого провода. Плотность тока в медных обмотках масляных трансформаторов находится в пределах $1,2\text{--}3,0\text{ А/мм}^2$ (верхние пределы соответствуют более мощным трансформаторам). В алюминиевых обмотках плотность тока на 40–45 % меньше.

По способу расположения на стержнях и по взаимному расположению обмоток высшего напряжения (ВН) и низшего напряжения (НН) обмотки делятся на *концентрические* (рис. 12.10, а) и *чередующиеся* (рис. 12.10, б).

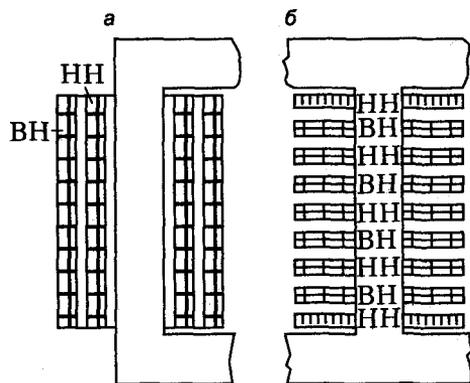


Рис. 12.10. Обмотки: а — концентрические, б — чередующиеся

В первом случае обмотки ВН и НН расположены друг относительно друга и вокруг стержня концентрически, причем ближе к стержню обычно находится обмотка НН, так как изоляция обмотки от стержня при этом облегчается. В чередующихся обмотках катушки ВН и НН чередуются вдоль стержня по высоте. Чередующиеся обмотки имеют более полную электромагнитную связь, однако они сложнее в изготовлении, и в случае высоких напряжений изоляция обмоток друг от друга усложняется, поэтому в силовых трансформаторах применяются концентрические обмотки. Конструктивное исполнение таких обмоток весьма разнообразно. Отметим только, что наружная и внутренняя обмотки крепятся относительно друг друга с помощью реек.

Изоляция между обмоткой и ярмом выполняется из колец, шайб и прокладок, изготавливаемых из электротехнического картона. При высоких напряжениях в случае необходимости между обмотками и баком трансформатора ставятся изоляционные барьеры из электротехнического картона.

Схемы и группы соединений обмоток трансформаторов. Общепринятые обозначения начал и концов обмоток трансформаторов приводятся в табл. 12.1.

Таблица 12.1. Обозначения начал и концов обмоток трансформатора

Названия обмоток	Однофазные трансформаторы	Трехфазные трансформаторы
Обмотки высшего напряжения: — начала; — концы	A X	A, B, C X, Y, Z
Обмотки низшего напряжения: — начала; — концы	a x	a, b, c x, y, z
Обмотки среднего напряжения: — начала; — концы	A_m X_m	A_m, B_m, C_m X_m, Y_m, Z_m

Зажимы нулевой точки при соединении в «звезду» обозначаются O, O_m, o .

Схемы соединения обмоток трехфазных трансформаторов. В большинстве случаев обмотки трехфазных трансформаторов соединяются либо в «звезду» (обозначается Y или, по новому стандарту, Y), либо в «треугольник» (обозначается Δ (D)).

В некоторых случаях применяется также соединение обмоток по схеме «зигзаг». В этом случае фаза обмотки разделяется на две части, которые располагаются на разных стержнях и соединяются последовательно. Выбор схемы соединения обмоток определяется конкретными условиями работы трансформатора.

Группы соединений обмоток. Для включения трансформатора на параллельную работу с другими трансформаторами имеет значение сдвиг фаз между ЭДС первичной и вторичной обмоток. Для определения этого сдвига вводится понятие *группы соединений обмоток*.

На рис. 12.11, *a* показаны обмотки однофазного трансформатора, намотанные по левой винтовой линии и называемые поэтому «левыми», причем у обеих обмоток начала (A, a) находятся сверху, а концы (X, x) — снизу. Будем считать ЭДС положительной, если она действует от конца обмотки к ее началу.

Обмотки, изображенные на рис. 12.11, *a*, сцепляются с одним и тем же потоком. Вследствие этого ЭДС этих обмоток E_A и E_a в каждый момент времени действуют в одинаковых направлениях и, значит, совпадают по фазе, как показано на рис. 12.11, *a*.

Если у одной из обмоток перемаркировать обозначения ее концов на противоположные, заменяя « a » на « x » и « x » на « a », это будет означать изменение принимаемого положительного направления действия ЭДС на обратное. Значит, теперь ЭДС E_A и E_a (рис. 12.11), индуцируемые одним и тем же магнитным потоком, будут противоположно направленными, и фазовый угол сдвига между ними будет равен 180° . Такой же результат получится, если на рис. 12.11, *a* одну из обмоток выполнить «правой». Фазовый угол сдвига между ЭДС первичной и вторичной обмотками трансформатора можно уподобить углу между минутной и часовой стрелками на циферблате часов.

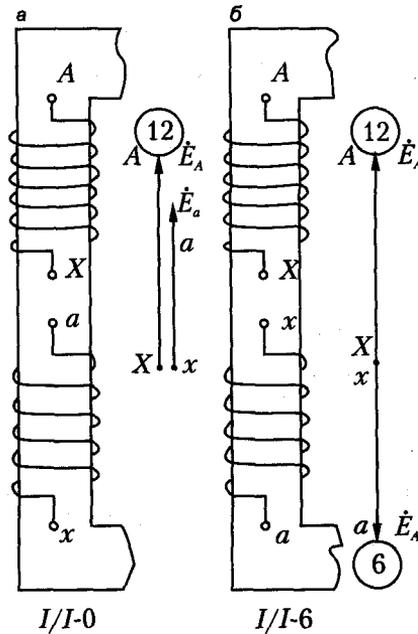


Рис. 12.11. Группы соединений однофазного трансформатора

Условимся вектор ЭДС обмотки ВН принять за минутную стрелку и всегда считать его направленным на цифру 12, а вектор ЭДС обмотки НН принять за часовую стрелку. Цифра, на которую будет показывать эта часовая стрелка, определяет так называемую группу соединения обмоток трансформатора. Так, в случае, изображенном на рис. 12.11, а, часовая стрелка указывает на 0 (или 12) часов. Такое соединение обмоток будет называться «группа 0 (или 12)». В случае, изображенном на рис. 12.11, б, часовая стрелка указывает на 6 часов. Следовательно, это группа соединений 6. Очевидно, что однофазные трансформаторы имеют только две группы соединения обмоток, $I/I-0$ и $I/I-6$.

Рассмотрим трехфазный трансформатор с соединением обмоток ВН и НН в «звезду», причем предположим следующее:

- 1) обмотки ВН и НН имеют одинаковую намотку (например, «правую»);
- 2) начала и концы обмоток расположены одинаково (например, концы снизу, а начала сверху);
- 3) одноименные обмотки (например, A и a , а также B и b , C и c) находятся на общих стержнях (рис. 12.12, а)

В этом случае «звезды» фазных ЭДС и «треугольники» линейных ЭДС будут иметь вид, показанный на рис. 12.12, б. При этом одноименные векторы линейных ЭДС (например, \dot{E}_{AB} и \dot{E}_{ab}) направлены одинаково, то есть совпадают по фазе, и при расположении их на циферблате часов согласно изложенному ранее правилу, часы будут показывать 0 часов (рис. 12.12, в). Поэтому схема и группа соединений такого трансформатора обозначается $Y/Y-0$ (или $Y/Y-0$).

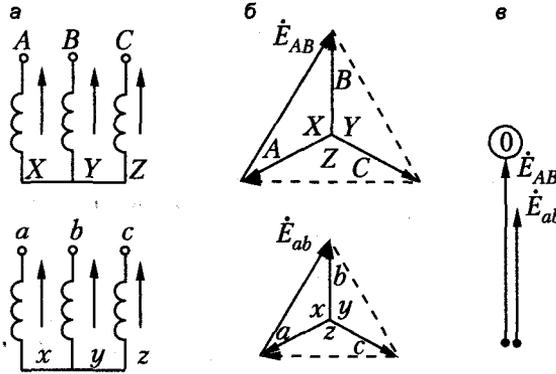


Рис. 12.12. Трехфазный трансформатор со схемой и группой соединений Y/Y-0

Если на рис. 12.12, *a* произвести круговую перемаркировку (или перестановку) фаз обмотки НН и разместить фазу *a* на среднем стержне, фазу *b* — на правом и *c* — на левом, то на векторной диаграмме НН (рис. 12.12, *б*) произойдет круговая перестановка букв *a*, *b*, *c* по часовой стрелке. При этом получится группа соединений 4, а при обратной круговой перестановке — группа соединений 8. Если поменять местами начала и концы обмоток, то дополнительно получатся группы соединений 6, 10 и 2. Значит, при соединении по схеме Y/Y возможны шесть групп соединений, причем все они четные. Такие же группы соединений можно получить при схеме соединений Д/Д.

Допустим теперь, что обмотки соединены по схеме Y/Д, как показано на рис. 12.13, *a*, и соблюдены те же условия, которые были оговорены для случая, изображенного на рис. 12.12, *a*. Тогда векторные диаграммы ЭДС обмоток ВН и НН будут иметь вид, показанный на рис. 12.13, *б*. При этом одноименные линейные ЭДС (например, \dot{E}_{AB} и \dot{E}_{ab}) будут сдвинуты на 30° и расположатся на циферблате часов, как показано на рис. 12.13, *в*.

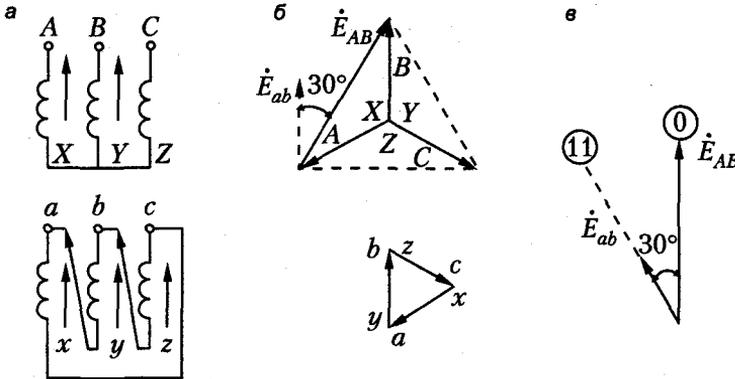


Рис. 12.13. Трехфазный трансформатор со схемой и группой соединений Y/Д-11

Соединение обмоток такого трансформатора обозначается Y/Д-11 (или Y/Δ-11). При круговых перестановках фаз и перемаркировке начал и концов одной из об-

моток (или при установке вместо перемычек ay , bz , cx в «треугольнике», изображенном на рис. 12.13, a , перемычек az , bx , cy) можно получить также другие нечетные группы: 1, 3, 5, 7 и 9.

Большой разницей в схемах и группах соединений изготавливаемых трансформаторов нежелателен, поэтому ГОСТ 12 965–85 предусматривает изготовление трехфазных силовых трансформаторов со следующими соединениями обмоток: Y/Y_0-0 (Y/Y_0-12); $Y/\Delta-11$ ($Y/\Delta-11$); $Y_N/\Delta-11$ ($Y_0/\Delta-11$). При этом первым символом обозначено соединение обмотки ВН, вторым — соединение обмотки НН, а индекс «0» или «н» указывает на то, что наружу выводится нулевая точка обмотки.

Элементы конструкции и способы охлаждения масляных трансформаторов.
Конструкция бака масляного трансформатора зависит от его мощности.

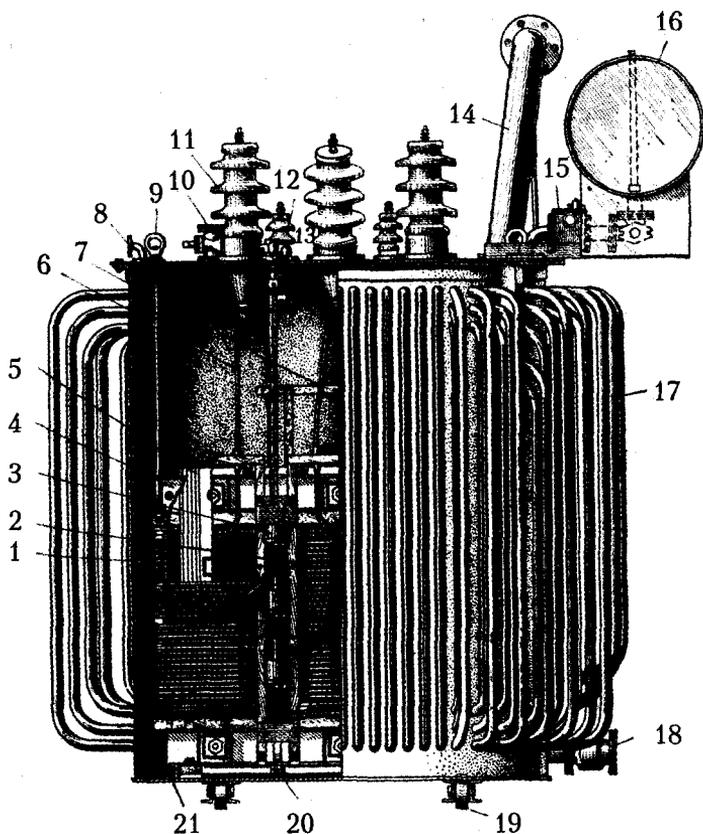


Рис. 12.14. Трансформатор с трубчатым баком: 1 — обмотка ВН; 2 — обмотка НН; 3 — переключатель регулировочных отводов обмотки ВН; 4 — балка, прессующая ярмо; 5 — шихтованный магнитопровод; 6 — отводы ВН; 7 — отводы НН; 8 — патрубок для присоединения вакуумного насоса; 9 — кольцо для подъема выемной части; 10 — кран для заливки масла; 11 — ввод (изолятор) ВН; 12 — ввод (изолятор) НН; 13 — привод переключателя; 14 — выхлопная труба; 15 — газовое реле; 16 — расширитель; 17 — трубчатый бак; 18 — кран для спуска масла; 19 — транспортный ролик; 20 — вертикальная шпилька для стягивания прессующих балок ярем; 21 — упорный угольник на дне бака

Трансформаторы мощностью до $S_n = 20$ кВ·А имеют гладкие баки. Внутри бака возникает естественная конвекция масла: масло возле обмоток и сердечника нагревается и поднимается вверх, а у стенок бака охлаждается и опускается вниз. Стенка бака отдает тепло в окружающую среду путем лучеиспускания и конвекции воздуха.

При $S_n > 20$ кВ·А поверхность гладкого бака недостаточна для отвода тепла с необходимой интенсивностью. Поэтому у трансформаторов мощностью $S_n = 20$ –1800 кВ·А к баку привариваются трубы (рис. 12.14), по которым вследствие естественной конвекции сверху вниз циркулирует масло. В некоторых странах вместо трубчатых применяются волнистые баки, однако они менее прочны и более трудоемки в изготовлении.

В трансформаторах мощностью выше 1800 кВ·А используются гладкие баки с подвешенными к ним трубчатыми охладителями (рис. 12.15), которые сообщаются с внутренней полостью бака в его верхней и нижней частях. Циркуляция масла в охладителе также совершается в результате естественной конвекции. При $S_n = 10\,000$ –60 000 кВ·А для более интенсивного отвода тепла от охладителей применяется их обдувание с помощью вентиляторов. При этом теплоотдача увеличивается на 50–60 %.

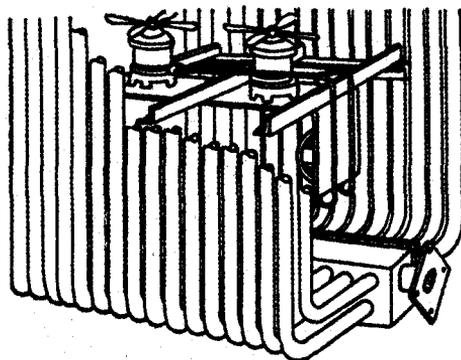


Рис. 12.15. Трубчатый охладитель с вентилятором

Еще более интенсивным является водяное охлаждение. При этом масло откачивается из верхней части бака насосом, проходит через водяные охладители (теплообменники) и поступает в нижнюю часть бака. Иногда водяные охладители помещают внутри бака трансформатора. Водяное охлаждение применяется для самых мощных трансформаторов. На крышке трансформатора устанавливаются вводы (рис. 12.14 и 12.16). Проходящий через ввод токоведущий медный стержень или медная труба служат для соединения трансформатора с внешней сетью.

Трансформаторы мощностью более 75 кВ·А снабжаются расширителями (рис. 12.14 и 12.17). Расширитель представляет собой цилиндрический стальной сосуд и при помощи патрубков соединяется с баком. Открытая поверхность масла при колебаниях температуры окружающей среды и нагрузки трансформатора всегда должна оставаться в пределах расширителя. Это уменьшает открытую поверхность

крышке трансформатора устанавливается также выхлопная труба (рис. 12.14 и 12.17).

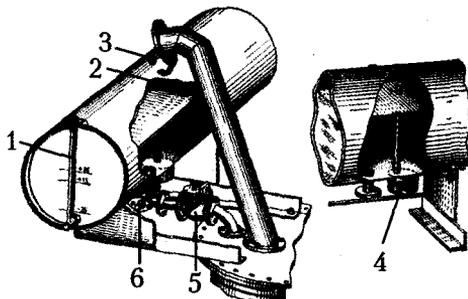


Рис. 12.17. Расширитель и выхлопная труба трансформатора: 1 — указатель уровня масла; 2 — труба для свободного обмена воздуха; 3 — пробка для заливки масла; 4 — грязеотстойник; 5 — кран для отсоединения расширителя; 6 — газовое реле

Труба закрыта стеклянной мембраной, которая при повышении давления внутри бака лопается.

Глава 13

Намагничивание сердечников трансформаторов

Рассмотрим особенности намагничивания сердечников трансформаторов, первичные обмотки которых подключаются к источнику с синусоидальным напряжением. Анализ процесса намагничивания выполним для режима холостого хода однофазного трансформатора.

Намагничивающим током в этом режиме оказывается ток первичной обмотки, величина которого в силу высокой магнитной проводимости сердечника незначительна. В таких условиях величины $e_{\sigma 1}$ и $i_1 r_1$ в (12.4) будут столь малы, что ими можно пренебречь. В этом случае приложенное напряжение u_1 будет в основном уравновешиваться e_1 . Если $u_1 = -e_1 = U_{1m} \sin \omega t$, тогда

$$\Phi_c = \Phi_{cm} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right),$$

то есть поток в сердечнике будет изменяться по гармоническому закону. Пренебрежем сначала магнитными потерями в стали. Тогда потребляемый из сети ток холостого хода $i_1 = i_{10}$ можно считать чисто реактивным, намагничивающим током $i_{10} = i_{0r}$. Закономерность изменения этого тока, возбуждающего гармонически изменяющийся во времени магнитный поток Φ_c , представлена построениями на рис. 13.1.

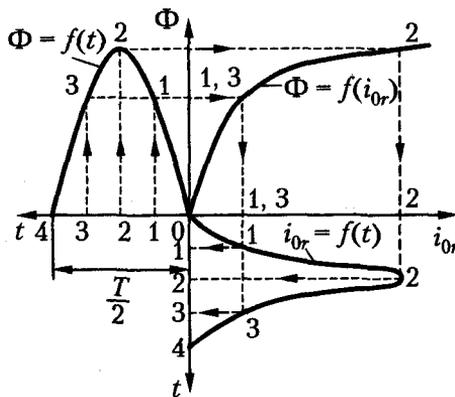


Рис. 13.1. Определение реактивной составляющей намагничивающего тока однофазного трансформатора

На рис. 13.1 в правом квадранте представлена кривая $\Phi_c = f(i_{0r})$ при наличии насыщения, а в левом квадранте — синусоидальная кривая $\Phi_c = f(t)$, где t — время. В нижнем квадранте этого рисунка изображена кривая $i_{0r} = f(t)$, которую можно получить, как показано на рисунке, если значения Φ_c на кривой $\Phi_c = f(t)$ для от-

дельных моментов времени 1, 2, 3 и т. д. перенести на кривую $\Phi_c = f(i_{0r})$, а получаемые при этом значения i_{0r} перенести вниз и отложить для этих же моментов времени. Отрицательная полуволна кривой $i_{0r} = f(t)$ будет иметь такую же форму, как и положительная. Видно, что из-за насыщения магнитопровода синусоидальный поток Φ_c возбуждается несинусоидальным током i_{10r} . Такая несинусоидальная кривая $i_{0r} = f(t)$ (рис. 13.2) содержит все нечетные гармоники ($v = 1, 3, 5, \dots$), из которых наряду с первой, или основной ($v = 1$), наиболее сильной будет третья гармоника. В случае использования для построения сердечника горячекатаной стали и максимальной индукции 1,4 Тл третья гармоника составляет около 30 %, а пятая — около 15 % от основной.

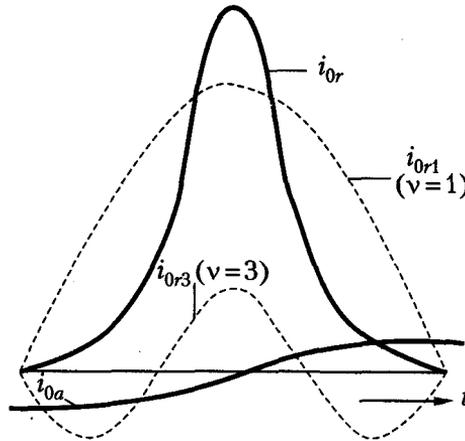


Рис. 13.2. Гармоники намагничивающего тока однофазного трансформатора

Кроме реактивной составляющей i_{0r} ток холостого хода i_0 содержит также относительно малую активную составляющую i_{0a} , которая синусоидальна и вызвана магнитными потерями в сердечнике (рис. 13.2). Полный намагничивающий ток $i_0 = i_{0a} + i_{0r}$ имеет несимметричную форму.

Рассмотрим теперь особенности намагничивания трехфазных трансформаторов.

Трехфазный трансформатор с соединением обмоток У/Д. Пусть на холостом ходу к трехфазной сети с симметричным синусоидальным напряжением подключена обмотка, соединенная «треугольником» (рис. 13.3, а).

Так как каждая фаза этой обмотки подключена к синусоидальному напряжению сети, следовательно, потоки каждой фазы также будут синусоидальными, а намагничивающие токи фаз i_{0ra} , i_{0rb} , i_{0rc} как и в случае однофазного трансформатора, будут содержать нечетные высшие гармоники. Основные гармоники намагничивающих токов отдельных фаз обмотки будут сдвинуты относительно друг друга на 120° , третьи гармоники будут сдвинуты на $3 \cdot 120^\circ = 360^\circ$, или 0° , пятые — на $5 \cdot 120^\circ = 600^\circ$, или 240° , седьмые — на $7 \cdot 120^\circ = 840^\circ$, или 120° , девятые — на $9 \cdot 120^\circ = 3 \cdot 360^\circ$, или 0° , и т. д.

Таким образом, гармоники, кратные трем ($v = 3, 9, 15, \dots$), в отдельных фазах обмотки будут совпадать по фазе. По этой причине в линейных токах, которые пред-

ставляют собой разность токов соответствующих фаз, гармоники, кратные трем, будут отсутствовать. Токи этих гармоник будут циркулировать внутри замкнутого треугольника (рис. 13.3, а), причем, будучи равными по значению и совпадая по фазе, они образуют общий замкнутый циркуляционный ток.

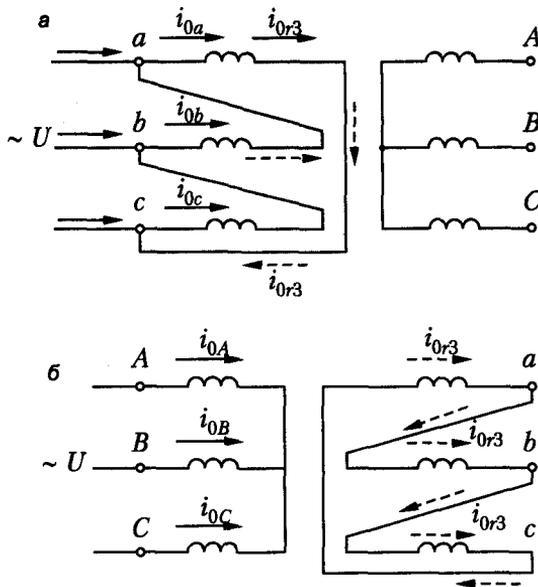


Рис. 13.3. Питание трансформатора с соединением обмоток У/Д на холостом ходу: а — со стороны обмотки, соединенной в «треугольник», б — со стороны обмотки, соединенной в «звезду»

Если трансформатор с соединением обмоток У/Д питать на холостом ходу со стороны обмотки, соединенной в «звезду» (рис. 13.3, б), то гармоники, кратные трем, в фазных токах существовать физически не смогут. Поскольку в рассматриваемом случае наличие гармоник тока, кратных трем, невозможно, то поток будет несинусоидальным. При отсутствии гармоник, кратных трем, ток i_{0r} будет близок к синусоидальному (рис. 13.4), так как гармоники $v = 5, 7...$ относительно малы. При такой форме тока i_{0r} кривая потока Φ_y вследствие насыщения будет иметь уплощенную сверху форму (рис. 13.4, а) и наряду с основной гармоникой Φ_{1y} будет содержать относительно сильную третью гармонику Φ_{3y} . Третьи гармоники потока Φ_{3y} всех трех фаз совпадают по фазе и будут индуцировать во вторичной обмотке, соединенной «треугольником», три равные по значению и совпадающие по фазе ЭДС $E_{3д}$ (рис. 13.4, б).

Складываясь в контуре «треугольника», эти ЭДС создают в нем ток $I_{3д}$, который вследствие преобладания индуктивного сопротивления будет почти чисто индуктивным. Создаваемые этими токами потоки $\Phi_{3д}$ будут почти полностью компенсировать потоки Φ_{3y} . Поэтому результирующие потоки фаз будут практически синусоидальными. Таким образом, по сравнению с питанием со стороны обмотки, соединенной «треугольником», в этом случае третья и кратные ей гармоники намагничивающего тока возникают на вторичной стороне (рис. 13.3, б).

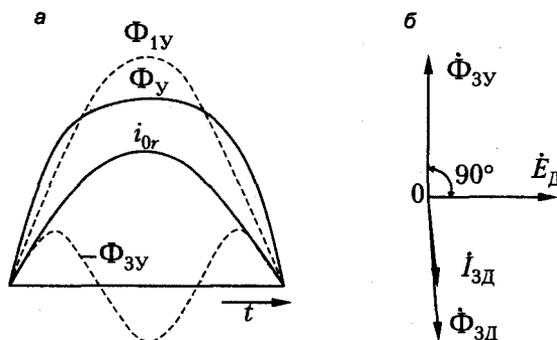


Рис. 13.4. Форма кривой потока при синусоидальном намагничивающем токе (а) и векторная диаграмма потоков и токов третьей гармоники (б)

Из изложенного следует, что в случае соединения одной из обмоток трансформатора в «треугольник» магнитные потоки, ЭДС и напряжения фаз остаются синусоидальными. Это обстоятельство является существенным преимуществом трехфазных трансформаторов, у которых одна из обмоток соединена в «треугольник». Сказанное в равной степени относится к групповым трехфазным трансформаторам, а также к трехфазным трансформаторам с общим сердечником.

Трехфазный трансформатор с соединением обмоток У/У. В трансформаторе с таким соединением обмоток кратные трем гармоники ($\nu = 3, 9, 15\dots$) в намагничивающих токах первичной и вторичной обмоток, как выяснилось ранее, существовать не могут. Потому магнитные потоки фаз наряду с основной гармоникой Φ_1 содержат еще третьи гармоники потока Φ_3 .

Следовательно, характерной особенностью намагничивания сердечников трехфазных трансформаторов с соединением обмоток У/У является наличие третьих гармоник потока Φ_3 , которые во всех трех фазах магнитопровода совпадают по фазе. Эти потоки индуцируют в фазных обмотках третьи гармоники ЭДС. В результате фазные ЭДС и напряжения оказываются несинусоидальными и содержат третьи гармоники ЭДС E_3 . Величина этих гармоник может быть значительной. Так, например, если Φ_3 составляет 10 % от Φ_1 , то ЭДС E_3 составляет уже 30 % от E_1 , поскольку поток Φ_3 изменяется с трехкратной частотой. Однако линейные ЭДС и напряжения синусоидальны, так как в разности ЭДС двух фаз ЭДС E_3 исчезают.

В трехфазной группе однофазных (рис. 13.5, а) и бронестержневых (рис. 13.5, б) трансформаторов потоки Φ_3 в каждой фазе замыкаются по замкнутому сердечнику, как и поток Φ_1 . Однако в трехстержневом трансформаторе потоки Φ_3 по замкнутому пути в сердечнике замыкаться не могут, так как в каждый момент времени во всех стержнях они имеют одинаковое направление (рис. 13.5, в). Поэтому потоки Φ_3 замыкаются от одного яра к другому через трансформаторное масло или воздух, а также через крепежные детали и стенки бака трансформатора, что приводит к уменьшению потоков Φ_3 по сравнению с такими потоками в трансформаторах других типов. Замыкание потока через крепежные детали и стенки бака трехстержневого трансформатора вызывает потери на вихревые токи.

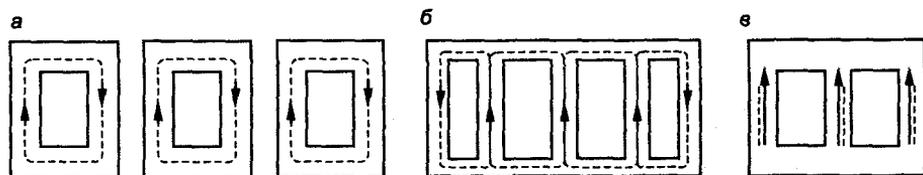


Рис. 13.5. Третьи гармоники потока в трехфазных трансформаторах

Таким образом, в трехфазных трансформаторах с соединением $У/У$ возникают неблагоприятные явления — искажения кривых фазных напряжений, а в трех-стержневых трансформаторах — также добавочные потери от вихревых токов. Наличие нулевого провода, в принципе, могло бы улучшить положение, так как при этом образуется замкнутый контур для третьих гармоник тока I_3 , причем в нулевом проводе возникает ток $3I_3$. Однако если этот контур создается через сопротивление нагрузки или другие сопротивления, то величина токов I_3 и их влияние будут малы.

Принимая во внимание изложенное, мощные высоковольтные трансформаторы с соединением обмоток по схеме $У/У$, как правило, не строят. Если же в отдельных случаях возникает потребность в таких трансформаторах (например, при необходимости заземления нулевых точек с обеих сторон), то в трансформаторе можно намотать дополнительную, третичную обмотку с соединением в «треугольник», сечение которой рассчитано только на токи I_3 .

Глава 14

Схемы замещения двухобмоточного трансформатора

14.1. Приведение вторичной обмотки трансформатора к первичной

Так как число витков в первичной (w_1) и вторичной (w_2) обмотках может значительно различаться, то и их одноименные электромагнитные величины также будут значительно различаться. Это создает определенные неудобства при анализе режимов работы трансформаторов, особенно если при этом приходится строить векторные диаграммы. Этого неудобства можно избежать, если формально произвести замену переменных для вторичной обмотки. Алгоритм такой замены, по сути, предопределен тем, что потокосцепления ψ_1 и ψ_2 , а следовательно, и индуцируемые ими ЭДС E_1 и E_2 различаются в целое число раз:

$$\frac{\psi_1}{\psi_2} = \frac{E_1}{E_2} = k,$$

называемое коэффициентом трансформации.

Если умножить четвертое уравнение в (12.4) на k , то ЭДС kE_2 станет точно равной E_1 . Так как значение этой ЭДС является определяющим, то и все остальные физические величины станут величинами одного порядка с одноименными величинами для первичной обмотки.

Умножим второе уравнение в (12.4) на k и получим:

$$k\dot{U}_2 = k\dot{E}_2 - jx_{\sigma 2}k^2\left(\frac{\dot{I}_2}{k}\right) - r_2k^2\left(\frac{\dot{I}_2}{k}\right). \quad (14.1, а)$$

Величины kU_2 и kE_2 называются, соответственно, приведенным напряжением и приведенной ЭДС и обозначаются

$$k\dot{U}_2 = \dot{U}'_2; \quad (14.1, б)$$

$$k\dot{E}_2 = \dot{E}'_2, \quad (14.1, в)$$

где k выступает в качестве коэффициента приведения.

Операция замены переменных называется приведением вторичной обмотки трансформатора к первичной и может быть физически представлена как замена реальной вторичной обмотки некой виртуальной обмоткой, имеющей такое же число витков, что и первичная. Такую обмотку называют приведенной, а соответственно трансформатор с такой виртуальной обмоткой — приведенным. При приведении вторичной обмотки к первичной необходимо, чтобы все электроэнергетические процессы в реальном и приведенном трансформаторах были сохранены. Другими словами, замена реальной вторичной обмотки приведенной

не должна изменить количественные и качественные характеристики электромагнитного процесса в первичной обмотке. Условимся все величины, относящиеся к приведенной обмотке, называть приведенными и установим связи между одноименными величинами в реальной и приведенной обмотках. Так, из условия равенства полной электромагнитной мощности в реальной и приведенной обмотках ($E_2 I_2$ и $E'_2 I'_2$ соответственно) следует, что приведенный ток вторичной обмотки

$$I'_2 = \frac{E_2}{E'_2} I_2 = \frac{I_2}{k}. \quad (14.1, г)$$

Приведенное активное сопротивление r'_2 должно быть таким, чтобы электрические потери в реальной и приведенной обмотках были одинаковыми, то есть чтобы

$$(I'_2)^2 r'_2 = I_2^2 r_2,$$

откуда находим:

$$r'_2 = \left(\frac{I_2}{I'_2} \right)^2 r_2 = k^2 r_2. \quad (14.2, а)$$

Аналогично, из равенства электромагнитных энергий полей рассеяния реальной и приведенной обмоток найдем:

$$x'_{\sigma 2} = x_{\sigma 2} k^2. \quad (14.2, б)$$

Следовательно, теперь преобразованное уравнение напряжений для приведенной вторичной обмотки (14.1) приобретает вид

$$\dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - (r'_2 + jx'_{\sigma 2}) \dot{I}'_2. \quad (14.3, а)$$

Результирующую МДС \dot{F}_0 для приведенного трансформатора представим в виде

$$\dot{F}_0 = w_1 \dot{I}_1 + w_1 \dot{I}'_2 = w_1 \dot{I}_0, \quad (14.3, б)$$

то есть как намагничивающую МДС, создаваемую некоторым током \dot{I}_0 , условно протекающим в первичной обмотке. Этот ток

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 \quad (14.3, в)$$

называется намагничивающим и физическую определенность приобретает только в режиме холостого хода трансформатора.

Введение в математическую модель трансформатора намагничивающего тока \dot{I}_0 позволяет определить ЭДС $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$ следующим образом (см. главу 2):

$$\dot{E}_1 = -j\omega w_1^2 \lambda_{\text{м.с. в}} \dot{I}_0 = -Z_m \dot{I}_0 = \dot{E}'_2, \quad (14.4)$$

где $Z_m = r_m + jx_m$; $x_m = \omega w_1^2 \lambda_{\text{м.с. в}}$ — индуктивное сопротивление первичной обмотки, обусловленное потоком Φ_c ; $r_m = \omega w_1^2 \lambda_{\text{м.с. м}}$ — вносимое активное сопротивление первичной обмотки, обусловленное магнитными потерями в сердечнике.

Таким образом, математическая модель для исследования установившихся режимов работы приведенного трансформатора принимает вид

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + Z_{\sigma 1} \dot{I}_1; \\ \dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - Z'_{\sigma 2} \dot{I}'_2; \\ \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_0; \\ \dot{E}_1 = -Z_m \dot{I}_0. \end{cases} \quad (14.5)$$

где

$$Z_{\sigma 1} = r_1 + jx_{\sigma 1}; \quad Z'_{\sigma 2} = r'_2 + jx'_{\sigma 2}.$$

В этой модели отсутствуют в явном виде магнитные связи обмоток, и сами уравнения по своей структуре соответствуют уравнениям Кирхгофа — для контуров и узла — некой электрической схемы. Таким образом, возникает возможность представить трансформатор в виде электрической схемы, что, естественно, упрощает анализ режимов его работы.

14.2. Схема замещения трансформатора

Определим структуру электрической схемы математической модели приведенного трансформатора. Для этого предварительно представим U'_2 как падение приведенного вторичного напряжения на приведенном сопротивлении нагрузки $Z'_{нр}$:

$$\dot{U}'_2 = Z'_{нр} \dot{I}'_2. \quad (14.6)$$

Тогда на основе уравнений (14.5) с учетом равенства $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$ получаем:

$$\dot{E}_1 = (Z'_{\sigma 2} + Z'_{нр}) \dot{I}'_2 = \dot{E}'_2. \quad (14.7)$$

Из (14.7) и (14.5) найдем:

$$\dot{I}'_2 = \frac{\dot{E}_1}{Z'_{\sigma 2} + Z'_{нр}}; \quad (14.8)$$

$$\dot{I}_0 = -\frac{\dot{E}_1}{Z_m}. \quad (14.9)$$

Далее из (14.5) находим:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2 = -\dot{E}_1 \frac{(Z'_{\sigma 2} + Z'_{нр} + Z_m)}{Z_m (Z'_{\sigma 2} + Z'_{нр})},$$

следовательно,

$$-\dot{E}_1 = \dot{I}_1 \frac{Z_m (Z'_{\sigma 2} + Z'_{нр})}{(Z'_{\sigma 2} + Z'_{нр} + Z_m)}. \quad (14.10)$$

Подставляя найденное значение $-\dot{E}_1$ в первое уравнение (14.5), получим:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 \frac{Z_m (Z'_{\sigma 2} + Z'_{нр})}{(Z'_{\sigma 2} + Z'_{нр} + Z_m)} + \dot{I}_1 Z_{\sigma 1}, \quad (14.11)$$

откуда найдем эквивалентное входное сопротивление $Z_{вх}$ искомой электрической схемы:

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = Z_{\text{экр}} = Z_{\sigma 1} + \frac{Z_m(Z'_{\sigma 2} + Z'_{\text{нр}})}{Z'_{\sigma 2} + Z'_{\text{нр}} + Z_m} \tag{14.12}$$

Структура выражения для $Z_{\text{экр}}$ позволяет синтезировать искомую электрическую схему замещения трансформатора в виде, представленном на рис. 14.1. Она называется Т-образной схемой замещения трансформатора.

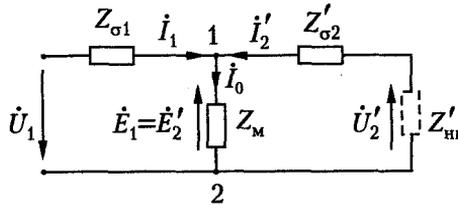


Рис. 14.1. Т-образная схема замещения трансформатора

Все элементы этой схемы имеют только электрические связи. Магнитные связи первичной и вторичной обмоток реального трансформатора здесь отражаются введением ветви схемы 1–2, которая называется намагничивающей ветвью. Протекающий по этой ветви намагничивающий ток \dot{I}_0 возбуждает в сердечнике магнитный поток взаимной индукции $\dot{\Phi}_c$, который индуцирует в обмотках ЭДС \dot{E}_1 и \dot{E}_2 . Индуктивное сопротивление этой ветви x_m определяется вещественной составляющей комплексной магнитной проводимости сердечника $\lambda_{\text{мс.в}}$. Мнимая часть этой проводимости $\lambda_{\text{мс.м}}$ определяет активное сопротивление этой ветви r_m , обусловленное магнитными потерями в сердечнике (см. главу 2). Магнитные потоки рассеяния учитываются в этой схеме индуктивными сопротивлениями $x_{\sigma 1}$ и $x'_{\sigma 2}$. Отметим также, что активные сопротивления r_1 и r'_2 в схеме замещения определяют электрические потери в обмотках в полном соответствии с физической природой этих потерь. Потери же магнитные в сердечнике здесь определяются так же, как электрические от тока \dot{I}_0 .

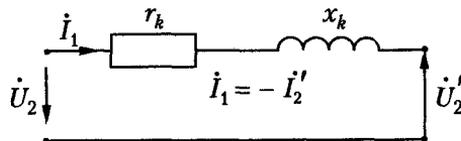


Рис. 14.2. Упрощенная схема замещения трансформатора

В силу большой магнитной проводимости сердечника в трансформаторах соблюдается соотношение параметров схемы замещения $Z_m \gg Z_{\sigma 1} \approx Z'_{\sigma 2}$, которое в ряде случаев позволяет считать, что $Z_m = \infty$. Такое допущение означает разрыв намагничивающей ветви Т-образной схемы замещения. При этом схема замещения упрощается и принимает вид, показанный на рис. 14.2, где

$$r_k = r_1 + r'_2; \tag{14.13, а}$$

$$x_k = x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2}. \tag{14.13, б}$$

14.3. Определение параметров схемы замещения трансформатора

Параметры схемы замещения трансформатора могут быть определены как расчетным, так и опытным путем. Наиболее просто, по обмоточным данным, рассчитываются активные сопротивления обмоток. Эти сопротивления необходимо рассчитывать с учетом неравномерности (из-за поверхностного эффекта) распределения тока по сечению проводника. Увеличение активного сопротивления в этом случае может составить от 0,5 до 5 %.

Параметры намагничивающей ветви определяются по данным расчета магнитной цепи трансформатора, где рассчитывается комплексная магнитная проводимость сердечника $\lambda_{\text{ис}} = \lambda_{\text{ис. в}} - j\lambda_{\text{ис. м}}$ (см. 2.3.4).

Наибольшую сложность представляют расчеты индуктивных сопротивлений рассеяния, поскольку они основываются на результатах расчетов магнитных полей рассеяния. В практике трансформаторостроения широко используются методы опытного определения параметров схемы замещения. Т-образная схема замещения трансформатора представляет собой пассивный четырехполюсник, параметры которого, как известно из теоретической электротехники, могут быть определены из опытов холостого хода и короткого замыкания.

Опыт холостого хода. Схемы опытов холостого хода однофазного ($m = 1$) и трехфазного ($m = 3$) двухобмоточных трансформаторов приведены на рис. 14.3.

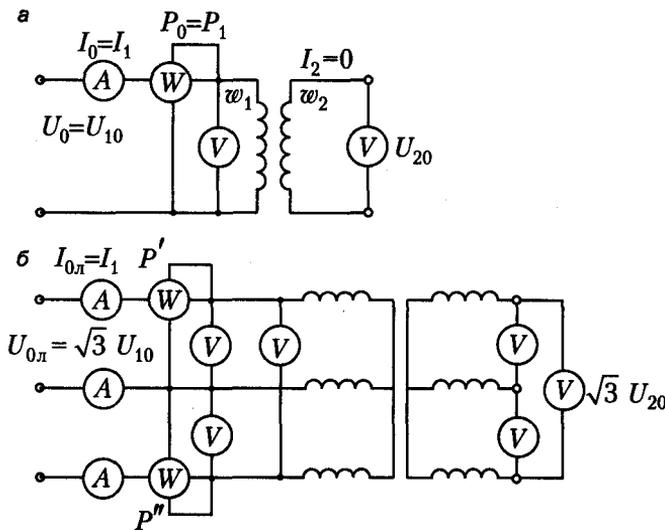


Рис. 14.3. Схемы опытов холостого хода двухобмоточных трансформаторов: а — однофазного, б — трехфазного

Первичная обмотка трансформатора подключается к синусоидальному напряжению, а вторичная обмотка разомкнута. Измеряются первичные напряжения $U_0 = U_{10}$, ток $I_0 = I_1$ и мощность $P_0 = P_1$, а также вторичное напряжение U_{20} .

На основе данных опыта для однофазного трансформатора определяются полное, активное и индуктивное сопротивления холостого хода:

$$z_0 = \frac{U_0}{I_0}; \quad r_0 = \frac{P_0}{I_0^2}; \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}, \quad (14.14)$$

а также коэффициент трансформации

$$k = \frac{w_1}{w_2} \approx \frac{U_{10}}{U_{20}} \quad (14.15)$$

и коэффициент мощности при холостом ходе

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{U_0 I_0}. \quad (14.16)$$

Для трехфазного трансформатора по показаниям трех амперметров и вольтметров определяются средние значения линейного тока $I_{0л}$ и линейного напряжения $U_{0л}$, а по показаниям ваттметров — мощность холостого хода трех фаз, $P_0 = P' + P''$. Физический смысл имеют только значения сопротивлений, рассчитанные для фазы обмотки, поэтому необходимо принимать во внимание схему соединения обмотки. В случае соединения первичной обмотки в «звезду»

$$z_0 = \frac{U_{0л}}{\sqrt{3} I_{0л}}; \quad r_0 = \frac{P_0}{3 I_{0л}^2}; \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}, \quad (14.17)$$

а при соединении ее в «треугольник»

$$z_0 = \frac{\sqrt{3} U_{0л}}{I_{0л}}; \quad r_0 = \frac{P_0}{I_{0л}^2}; \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}. \quad (14.18)$$

Коэффициент мощности при холостом ходе

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3} U_{0л} I_{0л}}. \quad (14.19)$$

Коэффициент трансформации трехфазного трансформатора может рассчитываться по фазным напряжениям (k) или линейным напряжениям ($k_{л}$). Для теории трансформатора имеет значение первое из указанных значений коэффициента трансформации.

Из рассмотрения схемы замещения трансформатора (см. рис. 14.2) при $I_2'' = 0$ следует, что параметры холостого хода z_0 , r_0 , x_0 представляют собой суммы следующих сопротивлений:

$$z_0 = |Z_{ст} + Z_{м}|; \quad r_0 = r_1 + r_m; \quad x_0 = x_{ст} + x_m. \quad (14.20)$$

В силовых трансформаторах сопротивления r_1 и $x_{ст}$ значительно меньше сопротивлений r_m и x_m соответственно. Поэтому можно считать, что параметры холостого хода с большой точностью соответствуют параметрам намагничивающей цепи:

$$z_0 \approx Z_m; \quad r_0 \approx r_m; \quad x_0 \approx x_m. \quad (14.21)$$

Этой же причиной можно объяснить то, что мощность холостого хода P_0 с весьма большей точностью соответствует магнитным потерям p_m в сердечнике трансформатора.

При холостом ходе, согласно схеме замещения, приведенной на рис. 14.1,

$$\dot{U}_0 = Z_{\sigma 1} \dot{I}_0 + Z_m \dot{I}_0 = Z_{\sigma 1} \dot{I}_0 + (-\dot{E}_1), \quad (14.22)$$

или, так как $Z_1 \ll Z_m$, с большой точностью

$$\dot{U}_0 \approx -\dot{E}_1; \quad U_0 \approx E_1. \quad (14.23)$$

Уравнению напряжения холостого хода (14.22) соответствует векторная диаграмма холостого хода (рис. 14.4).

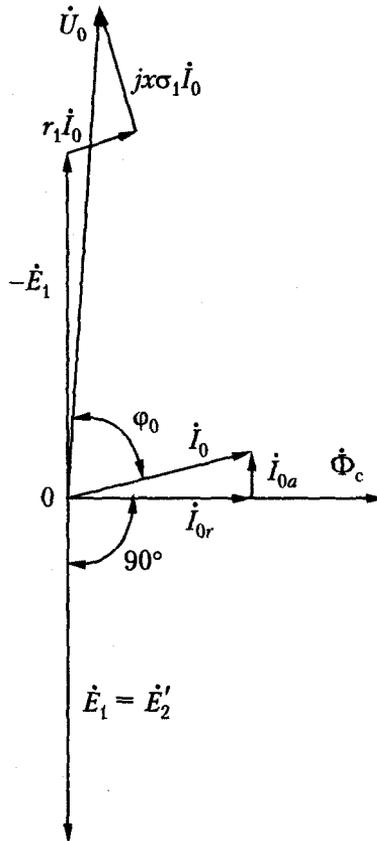


Рис. 14.4. Векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе

Построение этой диаграммы обычно начинается с построения вектора $\dot{\Phi}_c$, затем строится вектор тока \dot{I}_0 по его реактивной (I_{0r}) и активной (I_{0a}) составляющим. Остальные векторы строятся в соответствии с выражением (14.22).

Вследствие преобладания индуктивного сопротивления при $U_0 = U_n$ коэффициент мощности $\cos \varphi \leq 0,1$.

Так как $r_1 \ll r_m$, то потери холостого хода практически равны магнитным потерям в сердечнике, включая потери от вихревых токов в стенках бака. Опыт холостого хода производят обычно для ряда значений U_0 : от $U_0 \approx 0,3U_n$ до $U_0 \approx 1,1U_n$ — и по полученным данным строят характеристики холостого хода, представляющие собой зависимости $I_0, P_0, z_0, r_0, \cos \varphi_0$ в функции U_0 (рис. 14.5).

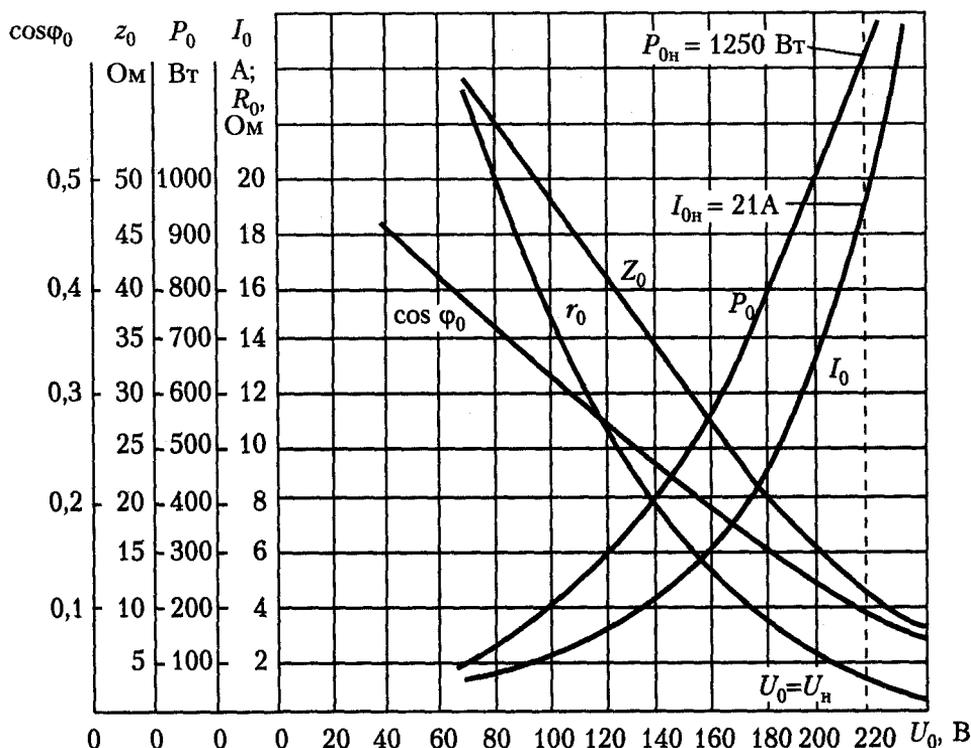


Рис. 14.5. Характеристики холостого хода трансформатора $У/U_0$, 240 кВ·А, 3150/380 В, измеренные со стороны НН

При увеличении U_0 насыщение сердечника увеличивается, вследствие чего I_0 растет быстрее U_0 . Поэтому z_0 и x_0 с ростом U_0 также уменьшаются. Так как $P_0 \sim E^2 \sim U^2$, а I_0^2 растет быстрее U_0^2 , то r_0 с ростом U_0 также уменьшается. По характеристикам холостого хода устанавливаются значения соответствующих величин для $U_0 = U_n$.

Опыт короткого замыкания. Производится по схемам, приведенным на рис. 14.6. Вторичные обмотки замыкаются накоротко, а к первичным обмоткам во избежание перегрева и повреждения трансформатора подводится пониженное напряжение с таким расчетом, чтобы ток находился в пределах номинального.

Полное z_k , активное r_k и реактивное x_k сопротивления короткого замыкания рассчитываются по формулам, аналогичным для случая холостого хода.

Для однофазного трансформатора

$$z_k = \frac{U_k}{I_k}; \quad r_k = \frac{P_k}{I_k^2}; \quad x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}. \quad (14.24)$$

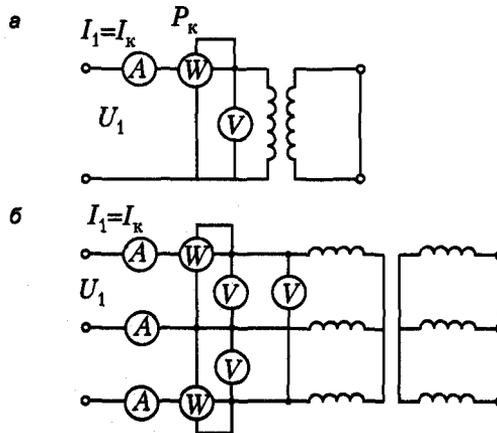


Рис. 14.6. Схема опытов короткого замыкания двухобмоточных трансформаторов: а — однофазного, б — трехфазного

В случае трехфазного трансформатора по показаниям приборов определяются средние значения линейного напряжения $U_{к.л}$, линейного тока $I_{к.л}$ и мощности короткого замыкания трех фаз P_k . При соединении первичной обмотки в «звезду» параметры короткого замыкания на фазу будут следующими:

$$z_k = \frac{U_{к.л}}{\sqrt{3}I_{к.л}}; r_k = \frac{P_k}{3I_{к.л}^2}; x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}, \quad (14.25)$$

а при соединении первичной обмотки «треугольником»:

$$z_k = \frac{\sqrt{3}U_{к.л}}{I_{к.л}}; r_k = \frac{P_k}{I_k^2}; x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}. \quad (14.26)$$

Коэффициент мощности при коротком замыкании определяется по формулам, аналогичным (14.16) и (14.19).

Согласно схеме замещения, приведенной на рис. 14.1, сопротивление короткого замыкания

$$Z_k = Z_{\sigma 1} + \frac{Z_M Z'_{\sigma 2}}{Z_M + Z'_{\sigma 2}}. \quad (14.27)$$

Так как Z_M в сотни раз больше $Z'_{\sigma 2}$, то в знаменателе (14.27) можно пренебречь $Z'_{\sigma 2}$ по сравнению с Z_M . Поэтому большую точность обеспечивают отношения

$$Z_k = Z_{\sigma 1} + Z'_{\sigma 2}; r_k = r_1 + r'_2; x_k = x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2}. \quad (14.28)$$

Эти отношения соответствуют упрощенной схеме замещения (см. рис. 14.2) при замкнутых накоротко вторичных зажимах ($U'_2 = 0$).

Так как $x_{\sigma 1}$ и $x'_{\sigma 2}$ определяются потоками, замыкающимися по воздуху, то их значения, а также значение z_k не зависят от U_k и I_k . Характеристики короткого замыкания трансформатора приведены на рис. 14.7.

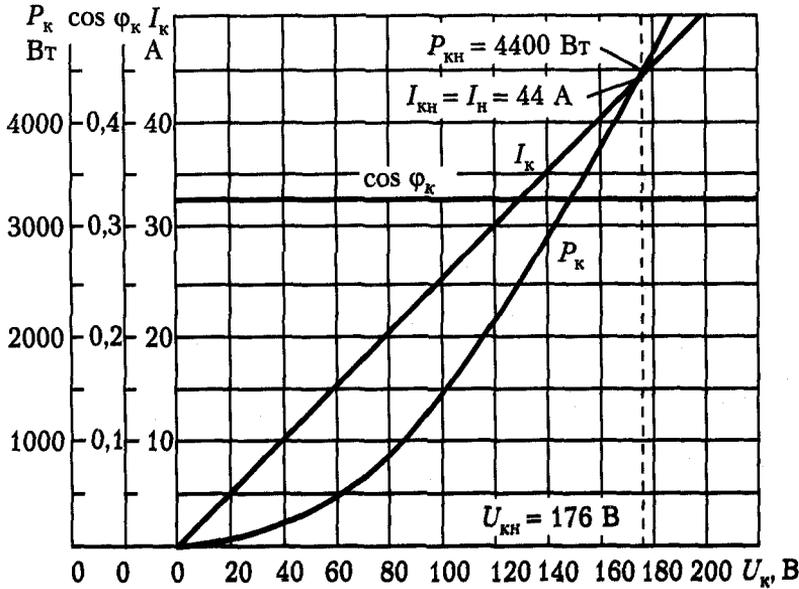


Рис. 14.7. Характеристики короткого замыкания трансформатора У/У₀, 240 кВ·А, 3150/380 В, определенные со стороны ВН

Напряжение $U_k = U_{кн}$, при котором ток короткого замыкания равен номинальному, $I_k = I_n$, носит название *напряжения короткого замыкания* и обозначается u_k . Значение u_k в относительных единицах равно сопротивлению короткого замыкания в относительных единицах:

$$u_k = \frac{U_{кн}}{U_n} = \frac{z_k I_n}{U_n} = \frac{z_k}{z_n} = z_k. \quad (14.29)$$

Величина u_k на практике выражается также в процентах:

$$u_{к\%} = \frac{U_{кн}}{U_n} \cdot 100 = 100 u_k = 100 z_k. \quad (14.30)$$

Векторная диаграмма трансформатора при коротком замыкании изображена в двух видах на рис. 14.8, а, б.

Треугольник, изображенный на рис. 14.8, б, называется треугольником короткого замыкания. Его катеты представляют собой активную и реактивную составляющие напряжения короткого замыкания:

$$u_{ка} = u_k \cos \varphi_k; \quad u_{кр} = u_k \sin \varphi_k. \quad (14.31)$$

Согласно изложенному, напряжение короткого замыкания является важной характеристикой трансформатора. Значение $u_{к\%}$ указывается в паспортной таблице трансформатора. Для силовых трансформаторов $u_{к\%} = 4,5-15$ %. Первая цифра относится к трансформаторам с номинальным линейным напряжением $U_{лн} \leq 10$ кВ, а вторая — к трансформаторам с $U_{лн} \geq 500$ кВ, которые обладают большим рассеянием вследствие большого расстояния между обмотками.

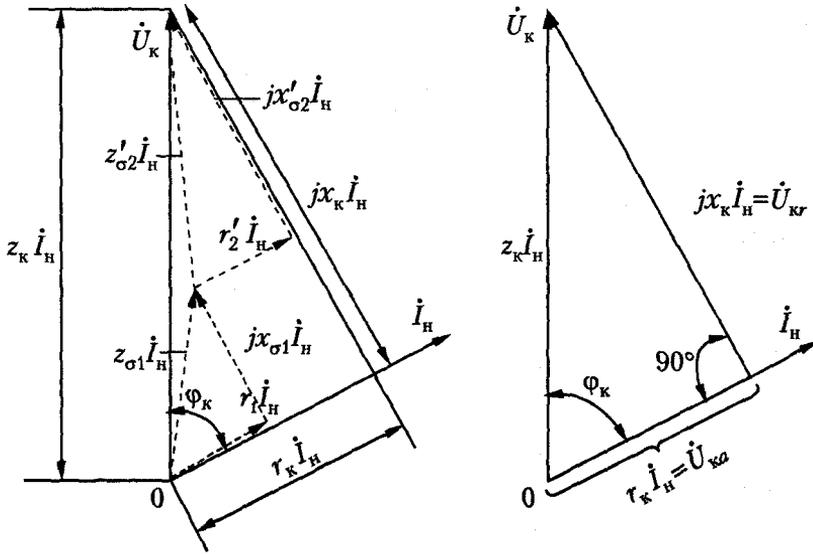


Рис. 14.8. Векторные диаграммы трансформатора при коротком замыкании с $i_k = i_H$

Если короткое замыкание происходит при номинальном первичном напряжении, то

$$I_k = \frac{U_H}{z_k},$$

или в относительных единицах

$$\underline{I}_k = \frac{1}{z_k} = \frac{100}{u_k \%}.$$

Например, при $u_k \% = 10\%$ ток короткого замыкания $I_k = 10I_H$.

Глава 15

Работа трансформатора под нагрузкой

15.1. Физические условия работы, векторные и энергетические диаграммы трансформатора

Рассматривая работу трансформатора под нагрузкой, будем иметь в виду однофазный трансформатор или трехфазный трансформатор с симметричной нагрузкой (в этом случае можно рассматривать одну фазу трансформатора). Работа трехфазного трансформатора при несимметричной нагрузке будет рассматриваться отдельно. Будем полагать, что первичное напряжение $U_1 = \text{const}$ и частота $f = \text{const}$.

Физические условия работы трансформатора. Особенностью работы трансформатора является то, что из-за относительной малости r_1 и $x_{\sigma 1}$ падение напряжения $(r_1 + jx_{\sigma 1})I_1$ в диапазоне нормальных нагрузок относительно мало, вследствие чего $E_1 \approx U_1$. В свою очередь, ЭДС E_1 пропорциональна потоку сердечника Φ_c . Поэтому величина потока определяется в основном первичным напряжением:

$$\Phi_c \approx \frac{U_1}{4,44fw_1}, \quad (15.1)$$

следовательно, при $U_1 = \text{const}$ должно быть $\Phi_c \approx \text{const}$.

При холостом ходе трансформатор потребляет из сети такой ток I_0 , который нужен для создания потока Φ_c необходимого при данном U_1 значения.

Когда ко вторичной обмотке подключается нагрузка, в этой обмотке возникает ток I_2 . Вторичная МДС $w_2 I_2 = w_1 I_2'$ стремится создать в сердечнике свой поток и изменить поток, существовавший в режиме холостого хода. Однако, как было указано ранее, при $U_1 = \text{const}$ этот поток существенным образом измениться не может. Поэтому первичная обмотка будет потреблять из сети наряду с намагничивающим током I_0 такой дополнительный ток, что создаваемая им МДС уравновесит МДС $w_2 I_2$. В результате полный первичный ток в соответствии с выражением (14.3, в) представляется двумя составляющими — намагничивающей (I_0) и нагрузочной (I_2'):

$$I_1 = I_0 + (-I_2'). \quad (15.2)$$

Представление тока I_1 такими составляющими удобно при построении векторных диаграмм трансформатора.

Векторные диаграммы трансформатора. Диаграммы можно построить на основе схемы замещения (см. рис. 14.1) и уравнений (14.5), которые отражают физические процессы, протекающие во время работы трансформатора при соответствующей нагрузке. Такие диаграммы обладают большой информативностью.

Построение диаграмм обычно начинается с построения вектора $\dot{\Phi}_c$, величина которого для упомянутых условий работы определяется по (15.1), а положение на комплексной плоскости может быть произвольным. Чаще принято направлять

его горизонтально, то есть по вещественной оси. Остальные векторы, характеризующие работу трансформатора, ориентируются относительно Φ_c в строгом соответствии с уравнениями математической модели (14.5).

После построения вектора Φ_c строится вектор намагничивающего тока \dot{I}_0 , реактивная составляющая которого I_{0r} совпадает по фазе с вектором Φ_c , а активная составляющая I_{0a} опережает Φ_c на 90° . Получающийся угол сдвига между Φ_c и \dot{I}_0 (угол магнитного запаздывания) обусловлен, как уже отмечалось, магнитными потерями в сердечнике на вихревые токи и гистерезис.

На рис. 15.1, а изображена векторная диаграмма трансформатора для случая смешанной активно-индуктивной нагрузки. ЭДС $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$ отстают от потока сердечника Φ_c на 90° . Ток \dot{I}'_2 отстает от \dot{E}'_2 на некоторый угол ψ_2 , величина которого определяется характером нагрузки. Вычитая из \dot{E}'_2 падения напряжения $jx'_{\sigma 2}\dot{I}'_2$ (перпендикулярно \dot{I}'_2) и $r'_2\dot{I}'_2$ (параллельно \dot{I}'_2), получим вектор вторичного напряжения \dot{U}'_2 .

Далее, прибавив к \dot{I}_0 вектор $-\dot{I}'_2$, находим вектор первичного тока \dot{I}_1 . Для получения вектора первичного напряжения \dot{U}_1 необходимо построить вектор $-\dot{E}_1$, равный по величине и обратный по направлению вектору \dot{E}'_2 , и прибавить к нему падения напряжения $r_1\dot{I}_1$ и $jx_{\sigma 1}\dot{I}_1$. При активно-индуктивной нагрузке $\varphi_1 > \varphi_2$.

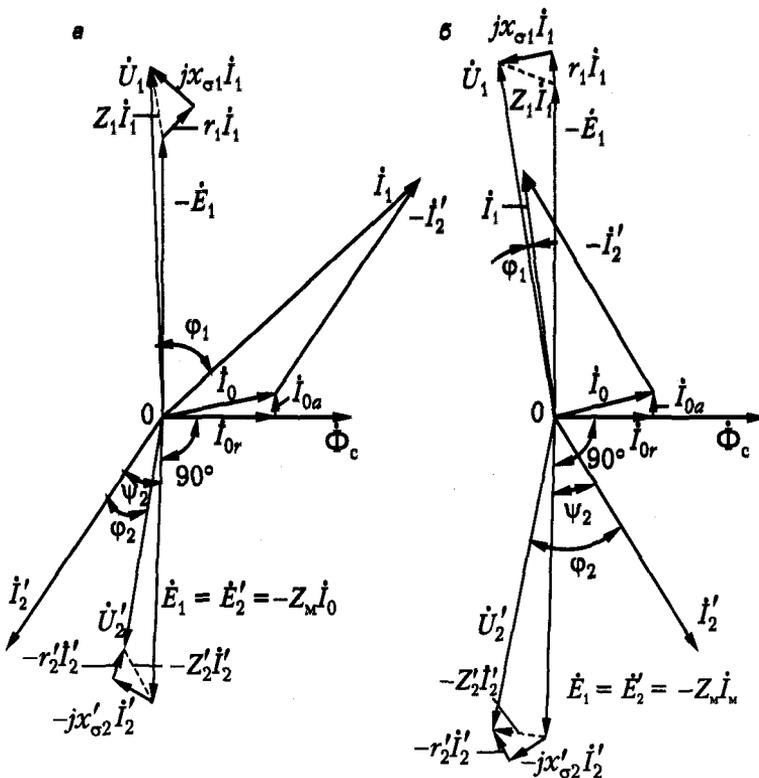


Рис. 15.1. Векторные диаграммы трансформатора: а — при смешанной активно-индуктивной и б — активно-емкостной нагрузках

На рис. 15.1, б аналогичным образом построена векторная диаграмма для случая смешанной активно-емкостной нагрузки, когда вектор тока \dot{I}'_2 опережает векторы \dot{E}'_2 и \dot{U}'_2 на углы ψ_2 и ϕ_2 соответственно. Отметим, что для ясности диаграмм размеры \dot{I}_{0a} , \dot{I}_{0r} и падений напряжений даны непропорционально большими.

Из диаграммы, приведенной на рис. 15.1, а, можно заключить, что в случае активно-индуктивной нагрузки при $U_1 = \text{const}$ и $\psi_2 = \text{const}$ или $\phi_2 = \text{const}$ увеличение тока \dot{I}'_2 вызывает некоторое уменьшение $\dot{\Phi}_c$ и \dot{I}_0 . Из диаграммы, приведенной на 15.1, б, при тех же условиях следует, что в случае увеличения активно-емкостной нагрузки значения $\dot{E}'_1 = \dot{E}'_2$, \dot{U}'_2 , $\dot{\Phi}_c$ и \dot{I}_0 при довольно большом значении $|\psi_2|$ или $|\phi_2|$ могут даже возрасти.

Упрощенная векторная диаграмма соответствует упрощенной схеме замещения трансформатора (см. рис. 14.2), в которой намагничивающий ток принят равным нулю. Если в ней изменить положительные направления \dot{U}'_2 и \dot{I}'_2 на обратные, повернув их векторы на 180° , то получится диаграмма, изображенная на рис. 15.2. Если $U_1 = \text{const}$ и $\dot{I}'_2 = \text{const}$, а угол сдвига фаз ϕ_2 изменяется, то конец вектора \dot{U}'_2 будет перемещаться по окружности радиусом $z_k \dot{I}'_2$ и центром в конце вектора \dot{U}'_1 , как изображено на рис. 15.2 пунктирной линией. Из такой диаграммы можно легко вывести заключение о влиянии характера нагрузки или величины ϕ_2 на напряжение \dot{U}'_2 .

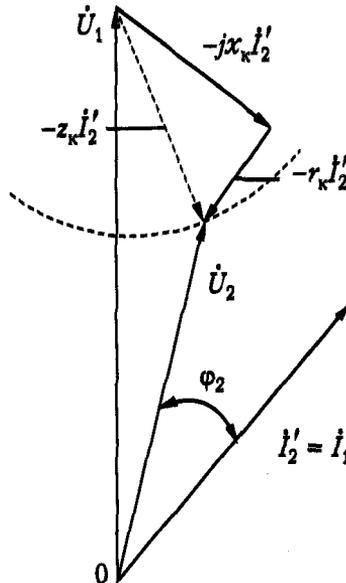


Рис. 15.2. Упрощенная векторная диаграмма трансформатора при смешанной активно-индуктивной нагрузке

Энергетические диаграммы трансформатора. Преобразование активной мощности трансформатора происходит согласно диаграмме, изображенной на рис. 15.3, а, соответствующей схемам замещения (см. рис. 14.1) и векторным диаграммам (см. рис. 15.1).

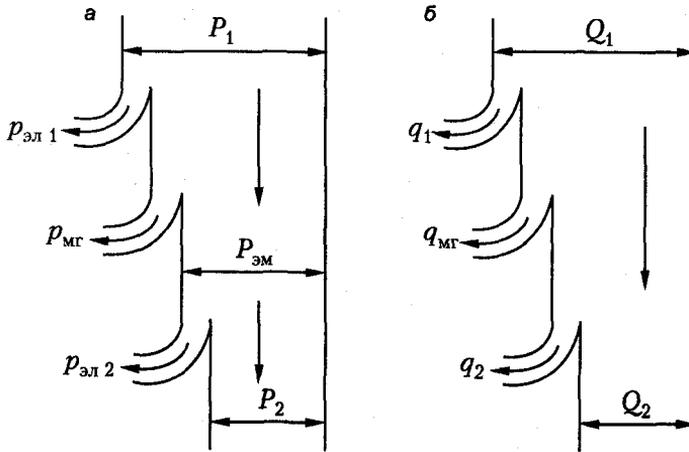


Рис. 15.3. Преобразование мощностей в трансформаторе: а — активной, б — реактивной

Первичная обмотка потребляет из питающей сети мощность

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1.$$

Часть этой мощности теряется на электрические потери в первичной обмотке:

$$p_{эл1} = m_1 I_1^2 r_1.$$

Часть мощности расходуется на магнитные потери в сердечнике:

$$p_m = m_1 E_1 I_{0a} = m_1 I_{0a}^2 r_m.$$

Электромагнитная мощность

$$P_{эм} = P_1 - p_{эл1} - p_m = m_1 E_1 I_2' \cos \psi_2.$$

передается магнитным полем во вторичную обмотку. В этой обмотке теряется мощность

$$p_{эл2} = m_2 I_2'^2 r_2 = m I_2'^2 r_2'.$$

Остаток мощности P_2 представляет собой полезную мощность, передаваемую потребителям:

$$P_2 = P_{эм} - p_{эл2} = m_2 U_2 I_2 \cos \varphi_2 = m_2 U_2' I_2' \cos \varphi_2.$$

Преобразование реактивной мощности происходит согласно диаграмме, приведенной на рис. 15.3, б. Из первичной реактивной мощности

$$Q_1 = m_1 U_1 I_1 \sin \varphi_1$$

часть расходуется на создание первичного магнитного поля рассеяния:

$$q_1 = m_1 I_1^2 x_{c1},$$

на создание магнитного поля сердечника расходуется

$$q_m = m_1 E_1 I_{0r} = m I_0^2 x_m.$$

Во вторичной обмотке теряется реактивная мощность

$$q_2 = m_2 I_2^2 x_{\sigma 2} = m I_2'^2 x'_{\sigma 2},$$

и оставшаяся реактивная мощность

$$Q_2 = Q_1 - q_1 - q_m - q_2 = m_2 U_2 I_2 \sin \varphi_2 = m_2 U_2' I_2' \sin \varphi_2$$

передается потребителю.

При активно-емкостной нагрузке $\varphi_2 < 0$, а следовательно, $Q_2 < 0$. Изменение знака означает изменение направление передачи реактивной мощности или энергии. Если при этом также

$$Q_1 = Q_2 + q_2 + q_m + q_1 < 0,$$

то реактивная мощность передается из вторичной обмотки в первичную. Если же $Q_2 < 0$ и $Q_1 > 0$, то реактивная мощность потребляется как из первичной, так и из вторичной обмотки и расходуется на намагничивание трансформатора.

15.2. Изменение напряжения трансформатора

Изменением напряжения трансформатора называется арифметическая разность между вторичными напряжениями трансформатора при холостом ходе и при номинальном токе нагрузки, когда первичное напряжение постоянно и равно номинальному, а частота также постоянна и равна номинальной. Изменение напряжения представляет собой важную эксплуатационную характеристику трансформатора. Определять изменение напряжения построением векторных диаграмм неудобно по причине относительно небольшой его величины и неточности графических построений. Поэтому для этого пользуются аналитической формулой, которая выводится далее.

Используем для вывода этой формулы упрощенную векторную диаграмму (см. рис. 15.2), построенную в относительных единицах для $U_1 = U_{1н}$ и $I_2 = I_{2н}$ или $I_2' = I_{2н}' = I_{1н}$ (рис. 15.4).

Падение напряжения и его составляющие на этой диаграмме будут равны напряжению короткого замыкания и его составляющим в относительных единицах:

$$\begin{aligned} z_k I_{2н}' &= z_k = u_k; & r_k I_{2н}' &= r_k = u_{kr}; \\ x_k I_{2н}' &= x_k = u_{kr}, \end{aligned}$$

как это и показано на рис. 15.4. На этом рисунке, кроме того, линия CD является продолжением OC , $AE \perp OD$ и $KB \perp OD$, а $\angle BAE = \varphi_2$.

Согласно определению, изменение напряжения ΔU в относительных единицах

$$\Delta U = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} = \frac{U_{20}' - U_2'}{U_{20}} = \frac{U_{1н} - U_2'}{U_{1н}} = 1 - U_2'. \quad (15.3)$$

На основании рис. 15.4

$$U_2' = OD - CD = \sqrt{OA^2 - AD^2} - CD = \sqrt{1 - AD^2} - CD.$$

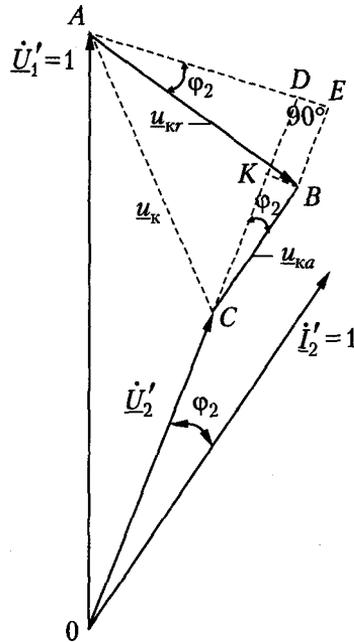


Рис. 15.4. К выводу формулы изменения напряжения трансформатора

При реальных для трансформатора соотношениях $AD \ll 1$, и поэтому можно взять приближенное значение корня, используя формулу бинома Ньютона и учитывая два его первых члена:

$$\sqrt{1 - AD^2} \approx 1 - \frac{AD^2}{2}.$$

Тогда

$$U_2' = 1 - CD - \frac{AD^2}{2}.$$

и на основании выражения (15.3)

$$\Delta U = CD + \frac{AD^2}{2}. \quad (15.4)$$

Согласно рис. 15.4,

$$CD = CK + KD = CK + BE = u_{ka} \cos \varphi_2 + u_{kr} \sin \varphi_2;$$

$$AD = AE - DE = AE - KB = u_{kr} \cos \varphi_2 - u_{ka} \sin \varphi_2.$$

Подставив эти величины значения длины отрезков в выражение (15.4), получим искомую расчетную формулу:

$$\Delta U = u_{ka} \cos \varphi_2 + u_{kr} \sin \varphi_2 + \frac{(u_{kr} \cos \varphi_2 - u_{ka} \sin \varphi_2)^2}{2}. \quad (15.5)$$

Обычно ΔU вычисляют в процентах и выражают через $u_{ка\%}$ и $u_{кр\%}$. Подставив в выражение (15.5)

$$\underline{u}_{ка} = \frac{u_{ка\%}}{100}; \quad \underline{u}_{кр} = \frac{u_{кр\%}}{100}$$

и умножив обе части этого выражения на 100, получим:

$$\Delta U_{\%} = u_{ка\%} \cos \varphi_2 + u_{кр\%} \sin \varphi_2 + \frac{(u_{кр\%} \cos \varphi_2 - u_{ка\%} \sin \varphi_2)^2}{200}. \quad (15.6)$$

Последний член этого выражения обычно довольно мал, и поэтому можно принять

$$\Delta U_{\%} \approx u_{ка\%} \cos \varphi_2 + u_{кр\%} \sin \varphi_2. \quad (15.7)$$

Если необходимо определить изменение напряжения при токе $I_2 \neq I_{2н}$, то достаточно умножить первые два члена соотношений (15.6) и (15.7) на коэффициент нагрузки трансформатора $k_{нр} = I_2/I_{2н}$, а последний член — на $k_{нр}^2$.

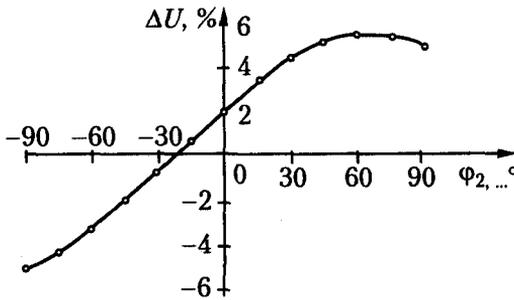


Рис. 15.5. Зависимость изменения напряжения от характера нагрузки

Для того чтобы проиллюстрировать зависимость ΔU от характера нагрузки трансформатора, на рис. 15.5 построен график зависимости $\Delta U_{\%} = f(\varphi_2)$ при $I = I_{н}$ применительно к данным рассмотренного примера. Правый квадрант соответствует смешанной активно-индуктивной нагрузке, а левый квадрант — активно-емкостной нагрузке. Видно, что при активно-индуктивной нагрузке вторичное напряжение трансформатора падает ($\Delta U > 0$), а при активно-емкостной нагрузке и больших углах φ_2 оно повышается ($\Delta U < 0$).

Заметим, что чем выше номинальное напряжение трансформатора, тем больше рассеяние трансформатора и напряжение короткого замыкания, и поэтому тем больше изменение напряжения трансформатора.

15.3. Регулирование напряжения трансформатора

Колебания нагрузок потребителей вследствие падения напряжений в трансформаторе и питающей сети вызывают колебания вторичного напряжения трансфор-

матора. Поэтому возникает необходимость регулирования напряжения трансформаторов, что можно осуществить изменением коэффициента трансформации

$$k = \frac{\omega_1}{\omega_2}$$

или числа включенных в работу витков первичной или вторичной обмоток трансформатора. Для этой цели обмотка выполняется с рядом ответвлений, и для регулирования напряжения эти ответвления переключаются с помощью переключающего устройства.

Переключать ответвления обмотки можно как при отключенном от сети трансформаторе, так и без отключения, под нагрузкой. При первом способе переключающее устройство получается более простым и дешевым, однако переключение связано с перерывом энергоснабжения потребителей и не может выполняться часто. Поэтому этот способ применяется главным образом для коррекции вторичного напряжения сетевых понижающих трансформаторов в зависимости от уровня первичного напряжения на данном участке сети, а также при сезонных изменениях напряжения сети в связи с сезонным изменением нагрузки. Переключение под нагрузкой требует более сложного и дорогого переключающего устройства и используется в мощных трансформаторах при необходимости частого или непрерывного регулирования напряжения. Применение трансформаторов с регулированием напряжения под нагрузкой все более расширяется.

Трансформаторы с переключением числа витков в отключенном состоянии.

Такие трансформаторы изготавливаются с регулированием напряжения относительно номинального на $\pm 5\%$ или $\pm 2,5$ и $\pm 5\%$. В первом случае трансформатор имеет три, а во втором — пять ступеней напряжения. Заметим, что магнитный поток трансформатора $\Phi \sim \frac{U}{\omega}$ в процессе работы на разных ступенях регулирова-

ния (ответвлениях) меняется мало. Ответвления целесообразно выполнять на той стороне, напряжение на которой в процессе эксплуатации подвергается изменениям. Обычно это сторона высшего напряжения. Выполнение ответвлений на стороне высшего напряжения имеет также то преимущество, что при этом из-за большого количества витков отбор $\pm 2,5$ и $\pm 5\%$ количества витков может быть произведен с большой точностью. Кроме того, ток на стороне высшего напряжения меньше, и переключатель получается более компактным.

Переключаемые участки обмотки между ответвлениями целесообразно располагать в окне трансформатора в средней части по высоте обмотки, чтобы распределение частей обмотки, нагруженных током, по отношению к ярмам при работе на разных ответвлениях было по возможности симметричным. В противном случае магнитное поле рассеяния сильно искажается, что приводит к увеличению индуктивных сопротивлений рассеяния и к резкому увеличению усилий, действующих на обмотки при коротких замыканиях (см. 17.2). Ответвления предпочтительно выполнять со стороны заземленной нейтрали (нулевой точки) обмотки, так как изоляция переключателя при этом облегчается.

На рис. 15.6 показаны наиболее характерные схемы выполнения обмоток с ответвлениями.

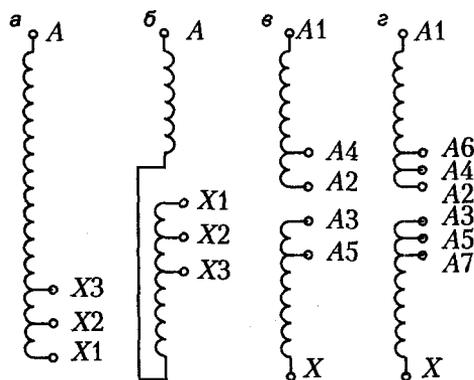


Рис. 15.6. Схемы обмоток с ответвлениями для регулирования напряжения

Схема, приведенная на рис. 15.6, а, применяется в случае многослойной цилиндрической обмотки, и ответвления располагаются в крайнем цилиндрическом слое. В схеме на рис. 15.6, б обмотки выполняются из двух частей, намотанных в разные стороны, чтобы ЭДС и МДС двух частей обмоток складывались, а не вычитались. В этих двух схемах применяется общий переключатель для трех фаз (рис. 15.7, а), а в схемах, изображенных на рис. 15.6, в и г, каждая фаза имеет свой переключатель (рис. 15.7, б).

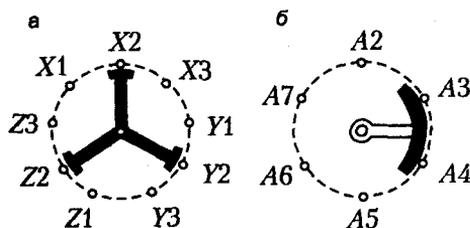


Рис. 15.7. Схемы переключателей для регулирования напряжения

Трансформаторы с регулированием напряжения под нагрузкой. Такие трансформаторы обычно рассчитаны для регулирования напряжения в пределах $\pm(6-10)\%$ через $(1,25-1,67)\%$. В этих трансформаторах переход с одной ступени на другую должен происходить без разрыва цепи тока, поэтому в промежуточном положении переключателя оказываются включенными два соседних ответвления обмотки, а значит, часть обмотки между ними будет замкнута накоротко. Для ограничения возникающего тока короткого замыкания применяются токоограничивающие реактивные или активные сопротивления.

На рис. 15.8 приведена схема переключения с токоограничивающим реактором Р и показаны пять последовательных позиций при переходе с ответвления X1 (фрагмент а) на ответвление X2 (фрагмент д). В каждой из двух ветвей схемы переключения имеются контактор (К1 и К2) для выключения тока из данной ветви перед ее переключением и подвижные контакты переключателя (П1, П2), которые рассчитаны на переключение ветвей без тока.

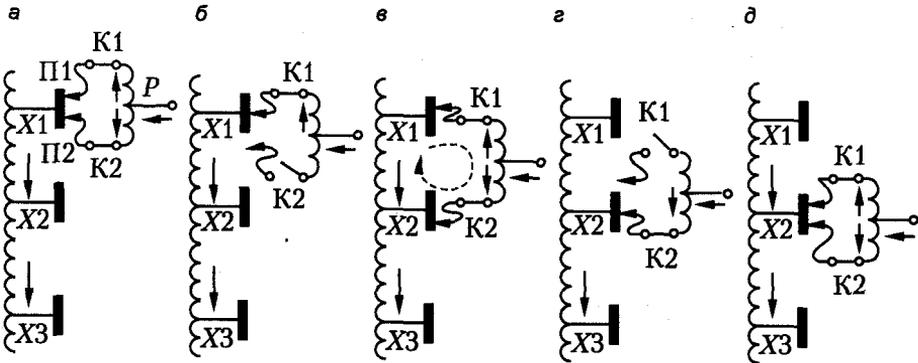


Рис. 15.8. Переключение ответвлений обмотки при регулировании напряжения под нагрузкой с использованием токоограничивающего реактора

В нормальном рабочем положении (фрагменты *a* и *d*) токи двух ветвей схемы обтекают две половины обмотки реактора в разных направлениях. Поэтому поток в сердечнике реактора практически отсутствует и индуктивное сопротивление реактора мало. Наоборот, ток короткого замыкания ступени, возникающий

при промежуточном положении переключателя и показанный на рис. 15.8, *в* пунктирной линией, обтекает всю обмотку реактора в одном направлении, при этом сердечник реактора намагничивается и сопротивление реактора по отношению к этому току велико.

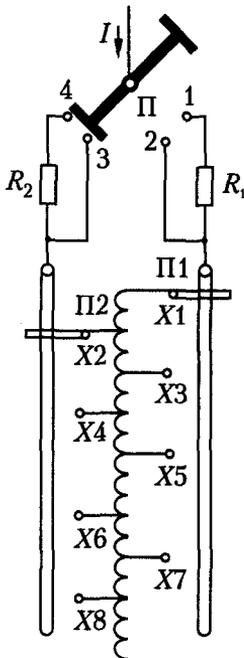


Рис. 15.9. Схема регулирования напряжения под нагрузкой с использованием активных токоограничивающих сопротивлений

Реактор *P* и переключатели *П* размещаются внутри бака трансформатора, а контакторы *K* — в специальном дополнительном баке, который монтируется на боковой стенке бака трансформатора. При таком устройстве масло в баке трансформатора защищено от загрязнения, вызываемого работой контакторов при разрыве ими цепи тока.

На рис. 15.9 показана принципиальная схема переключения под нагрузкой с применением активных токоограничивающих сопротивлений R_1 и R_2 .

При положении переключателей, показанном на рис. 15.9, трансформатор работает на ответвлении *X2*. При переходе на ответвление *X1* сначала переключатель *П1* переводится в положение работы на ответвлении *X1*, а затем переключатель *П* под воздействием соответствующего механизма быстро перебрасывается в положение, в котором он присоединяется к контактам *1* и *2*. Последовательность размыкания контактов *3* и *4* и замыкания контактов *1* и *2* при этом рассчитана так, что цепь рабочего тока *I* не разрывается. Быстрое, в течение сотых долей секунды, переключение необходимо во избежание перегрева сопротивлений R_1 и R_2 .

15.4. Коэффициент полезного действия трансформатора

Потери активной мощности в трансформаторе подразделяются на электрические потери в обмотках и магнитные потери в сердечнике. Добавочные потери на вихревые токи в обмотках включаются в электрические потери. Кроме того, возникают потери на вихревые токи от полей рассеяния также в стенках бака и в крепежных деталях. Так как эти потери пропорциональны квадрату тока, то они тоже относятся к электрическим потерям. Опытное значение активного сопротивления короткого замыкания r_k учитывает и эти добавочные потери. Величина потерь определяется расчетным путем при проектировании трансформатора или опытным путем в готовом трансформаторе. Магнитные потери p_m определяются из опыта холостого хода (см. 14.3).

Как было установлено в 15.1, поток трансформатора при $U_1 = \text{const}$ с изменением нагрузки несколько изменяется, в соответствии с чем изменяются также магнитные потери. Однако это изменение относительно невелико, и поэтому при $U_{1н} = U_1 = \text{const}$ магнитные потери при всех нагрузках принимаются равными мощности холостого хода $P_{0н}$. Электрические потери $p_{эл}$, включая добавочные, при номинальном токе принимаются равными мощности короткого замыкания $P_{кн}$ при этом же токе (см. 14.3), приведенной к температуре обмоток $\theta = 75^\circ\text{C}$.

Электрические потери при нагрузке $I \neq I_n$ принимаются равными $k_{нг}^2 P_{кн}$. Таким образом, суммарные потери трансформатора при $U = U_n$ принимаются равными

$$p_{\Sigma} = p_m + p_{эл} = P_{0н} + k_{нг}^2 P_{кн}. \quad (15.8)$$

Коэффициент полезного действия трансформатора вычисляется в предположении, что полезная мощность трансформатора выражается соотношением

$$P_2 = m U_{2н} k_{нг} I_{2н} \cos \varphi_2 = k_{нг} S_n \cos \varphi_2, \quad (15.9)$$

которое не учитывает того, что при изменениях нагрузки напряжение U_2 меняется и не равно $U_{2н}$. В соответствии с изложенным формула для вычисления КПД принимает вид

$$\eta = 1 - \frac{P_{0н} + k_{нг}^2 P_{кн}}{k_{нг} S_n \cos \varphi_2 + P_{0н} + k_{нг}^2 P_{кн}}. \quad (15.10)$$

Отмеченные ранее допущения слабо сказываются на точности вычисления КПД. КПД трансформатора имеет максимальное значение при такой нагрузке, при которой переменные потери $p_{эл}$ равны постоянным потерям p_m , то есть при $k_{нг}^2 P_{кн} = P_{0н}$. Таким образом, $\eta = \eta_{\max}$ при

$$k_{нг} = \sqrt{\frac{P_{0н}}{P_{кн}}}.$$

Для оценки экономичности работы трансформатора с учетом изменений его нагрузки во времени пользуются понятием *годового КПД*, под которым понимается отношение энергии, отданной трансформатором в течение года во вторичную сеть, к энергии, потребляемой за это же время из первичной сети.

Глава 16

Работа трансформаторов при несимметричной нагрузке

16.1. Применение метода симметричных составляющих

На практике встречаются случаи, когда отдельные фазы трансформатора нагружены несимметрично (неравномерное распределение осветительной нагрузки по фазам, подключение мощных однофазных приемников и т. д.). Кроме того, в электрических сетях, питающихся от трансформаторов, случаются несимметричные короткие замыкания (однофазные на землю или на нулевой провод и двухфазные).

При анализе несимметричных режимов работы трансформатора будем предполагать, что сам трансформатор имеет симметричное устройство, то есть все три фазы одинаковы в магнитном и электрическом отношениях.

Общим методом анализа несимметричных режимов является метод симметричных составляющих.

Согласно этому методу, трехфазная несимметричная система токов $\dot{I}_a, \dot{I}_b, \dot{I}_c$ разлагается на три системы токов прямой ($\dot{I}_{a1}, \dot{I}_{b1}, \dot{I}_{c1}$), обратной ($\dot{I}_{a2}, \dot{I}_{b2}, \dot{I}_{c2}$) и нулевой ($\dot{I}_{a0}, \dot{I}_{b0}, \dot{I}_{c0}$) последовательности (рис. 16.1), связанные соотношениями

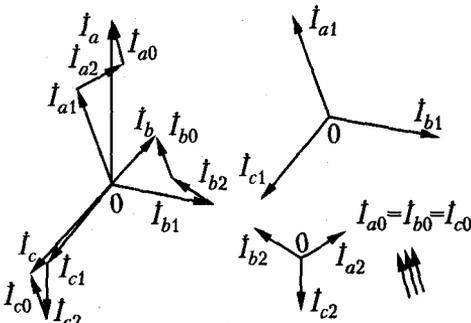


Рис. 16.1. Симметричные составляющие трехфазных токов

Согласно этому методу, трехфазная несимметричная система токов $\dot{I}_a, \dot{I}_b, \dot{I}_c$ разлагается на три системы токов прямой ($\dot{I}_{a1}, \dot{I}_{b1}, \dot{I}_{c1}$), обратной ($\dot{I}_{a2}, \dot{I}_{b2}, \dot{I}_{c2}$) и нулевой ($\dot{I}_{a0}, \dot{I}_{b0}, \dot{I}_{c0}$) последовательности (рис. 16.1), связанные соотношениями

$$\begin{cases} \dot{I}_a = \dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2} + \dot{I}_{a0}; \\ \dot{I}_b = \dot{I}_{b1} + \dot{I}_{b2} + \dot{I}_{b0}; \\ \dot{I}_c = \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2} + \dot{I}_{c0}, \end{cases} \quad (16.1)$$

где

$$\begin{cases} \dot{I}_{b1} = a^2 \dot{I}_{a1}; \\ \dot{I}_{b2} = a \dot{I}_{a2}; \\ \dot{I}_{a0} = \dot{I}_{b0} = \dot{I}_{c0}; \\ \dot{I}_{c1} = a \dot{I}_{a1}; \\ \dot{I}_{c2} = a^2 \dot{I}_{a2} \end{cases} \quad (16.2)$$

и

$$a = e^{j(2\pi/3)}; \quad a^2 = e^{j(4\pi/3)}; \quad 1 + a + a^2 = 0.$$

Симметричные составляющие фазы a , которые обычно принимаются за основные, определяются выражениями

$$\begin{cases} \dot{I}_{a1} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a\dot{I}_b + a^2\dot{I}_c); \\ \dot{I}_{a2} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a^2\dot{I}_b + a\dot{I}_c); \\ \dot{I}_{a0} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c) \end{cases} \quad (16.3)$$

Заметим, что аналогичные соотношения действительны также для несимметричной системы напряжений фаз $\dot{U}_a, \dot{U}_b, \dot{U}_c$ и их симметричных составляющих.

Применение метода симметричных составляющих, как известно, основано на принципе наложения. Тем самым предполагается, что для всех участков магнитной цепи трансформатора $\mu = \text{const}$, чем и обусловлена возможность его применения.

В целях упрощения записей далее будем предполагать, что число витков в первичной и вторичной обмотках равно ($\omega_1 = \omega_2$) и поэтому нет надобности различать приведенные и не приведенные вторичные величины и обозначать последние штрихами. Общность получаемых при этом результатов не нарушается, так как всегда можно выполнить соответствующие пересчеты. Первичные фазные величины будем обозначать индексами A, B, C , а вторичные — индексами a, b, c .

Схемы замещения и сопротивления трансформатора для токов прямой и обратной последовательности. В предыдущих главах рассматривалась работа трансформатора при симметричной нагрузке, когда токи фаз трансформатора составляли симметричную систему прямой последовательности:

$$\dot{I}_b = a^2 \dot{I}_a; \quad \dot{I}_c = a \dot{I}_a.$$

Поэтому все изложенное в предыдущих главах относилось к токам и напряжениям прямой последовательности.

Если у трансформатора, работающего с симметричной нагрузкой, поменять местами два зажима со стороны высшего напряжения (например, B и C) и со стороны низшего напряжения (например, b и c), то режим работы потребителей и самого трансформатора не изменится. Однако чередование векторов токов фаз трансформатора при этом изменится на обратное, то есть будет соответствовать токам обратной последовательности. Следовательно, токи обратной последовательности трансформируются из одной обмотки в другую так же, как и токи прямой последовательности.

Таким образом, поведение трансформатора по отношению к токам прямой и обратной последовательности одинаково. Поэтому схемы замещения (см. рис. 14.1 и 14.2) действительны для токов как прямой, так и обратной последовательности. Сопротивление трансформатора по отношению к токам этих последовательностей также одинаково и равно сопротивлению короткого замыкания Z_k . Можно отметить, что любое симметричное статическое (не имеющее вращающихся частей) трехфазное устройство (трансформатор, линия передачи, электрическая

печь и т. д.) имеет равные сопротивления токам прямой и обратной последовательности.

Токи и потоки нулевой последовательности в трансформаторах. В обмотках, соединенных «звездой», токи нулевой последовательности могут возникать только при наличии нулевого провода (рис. 16.2, а), так как \dot{I}_{a0} , \dot{I}_{b0} , \dot{I}_{c0} равны по значению и по фазе и в каждый момент времени во всех фазах направлены одинаково, поэтому цепь этих токов может замыкаться только через нулевой провод. В нулевом проводе протекает ток

$$\dot{I}_z = \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = 3\dot{I}_{a0}. \quad (16.4)$$

Роль нулевого провода может играть также «земля», если нулевая точка трансформатора заземлена.

В обмотках, соединенных «треугольником» (рис. 16.2, б), токи $\dot{I}_{a0} = \dot{I}_{b0} = \dot{I}_{c0}$ составляют ток, циркулирующий по замкнутому контуру. Линейные токи, которые представляют собой разности токов смежных фаз, в данном случае не содержат токов нулевой последовательности. Это означает, что токи нулевой последовательности возникают в фазных обмотках, соединенных «треугольником», только вследствие электромагнитной индукции с другими обмотками трансформатора.

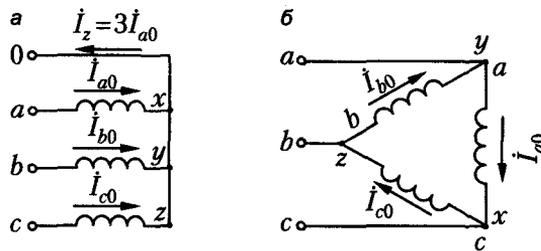


Рис. 16.2. Токи нулевой последовательности в обмотках, соединенных: а — в «звезду» с нулевым проводом, б — в «треугольник»

Токи нулевой последовательности создают во всех фазах потоки нулевой последовательности $\Phi_{0п}$, которые во времени совпадают по фазе. В этом отношении они аналогичны третьим гармоникам потока трехфазных трансформаторов, возникающим вследствие насыщения магнитной цепи (см. главу 13), и проходят в сердечниках таким же образом (см. рис. 13.6). В трансформаторах броневой и бронестержневой конструкции, а также в трехфазной группе однофазных трансформаторов $\Phi_{0п}$ замыкаются по замкнутым стальным сердечникам (см. рис. 13.6, а и б). Поэтому в последнем случае магнитное сопротивление для потоков $\Phi_{0п}$ мало, и уже небольшие токи $\dot{I}_{a0} = \dot{I}_{b0} = \dot{I}_{c0}$ способны создавать большие потоки $\Phi_{0п}$. Действительно, если ток \dot{I}_{a0} равен току холостого хода трансформатора, то поток $\Phi_{0п}$ равен нормальному рабочему потоку трансформатора. В трехстержневом трансформаторе потоки нулевой последовательности в каждый момент времени во всех стержнях направлены одинаково, и поэтому они замыкаются от одного ярма к другому через масло и бак трансформатора (см. рис. 13.6, в). В этом случае магнитное сопротивление для $\Phi_{0п}$ довольно велико, а в стенках бака индукцируются вихревые токи и возникают потери.

Из сказанного следует, что токи и потоки нулевой последовательности в трансформаторах различной конструкции и с различными соединениями обмоток проявляются и действуют аналогично третьим гармоникам намагничивающего тока и потока. Разница заключается лишь в том, что первые изменяются с основной, а вторые — с трехкратной частотой.

Схемы замещения и сопротивления трансформатора для токов нулевой последовательности. Потоки, создаваемые токами нулевой последовательности, индуцируют в первичной и вторичной обмотках ЭДС само- и взаимной индукции, как и потоки прямой последовательности. Если привести обмотки к одинаковому числу витков, то для токов нулевой последовательности можно составить Т-образную схему замещения (рис. 16.3), как и для токов прямой последовательности. Параметры отдельных элементов схемы замещения при этом зависят от устройства магнитной цепи и обмоток трансформатора, но не зависят от схемы соединения обмоток. От нее зависит лишь вид схем замещения относительно выходных зажимов.

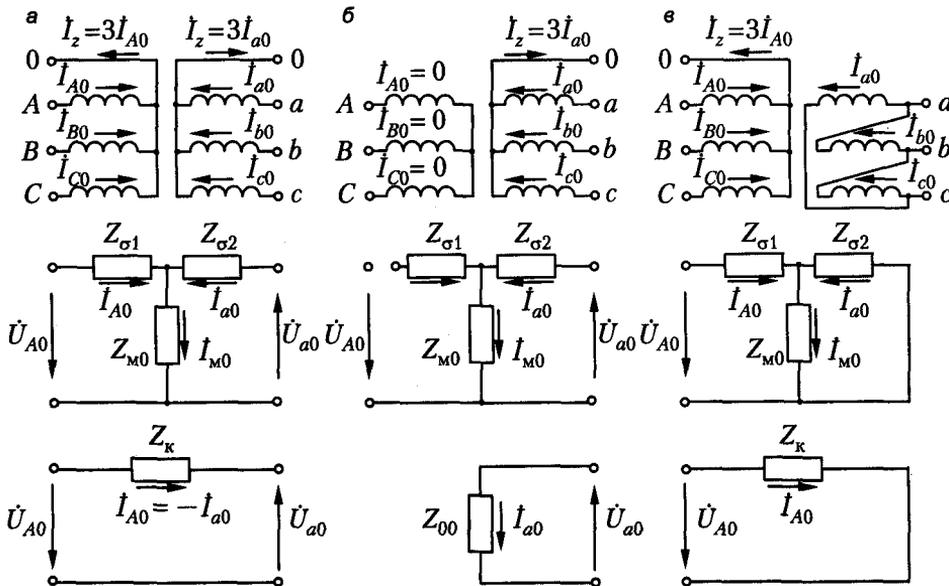


Рис. 16.3. Схемы замещения трансформатора для токов нулевой последовательности

В трансформаторе с соединением обмоток Y_0/Y_0 токи нулевой последовательности могут существовать как в самих первичной и вторичной обмотках, так и во внешних первичной и вторичной цепях трансформатора. Поэтому в этом случае схемы замещения для токов нулевой последовательности (рис. 16.3, а) по своему виду ничем не отличаются от схем замещения для токов прямой последовательности.

В трансформаторе с соединением обмоток Y/Y_0 токи нулевой последовательности в обмотке без нулевого провода существовать не могут, и поэтому схема замещения нулевой последовательности со стороны этой обмотки разомкнута

(рис. 16.3, б). Однако на зажимах обмотки без нулевого провода существует фазное напряжение нулевой последовательности U_{A0} , индуцируемое потоком нулевой последовательности обмотки $\Phi_{0н}$.

У трансформатора с соединением обмоток D/Y_0 токи нулевой последовательности также могут существовать в обеих обмотках, но обмотка, соединенная треугольником, замкнута относительно этих токов накоротко, и токи нулевой последовательности в ее внешней цепи существовать не могут. Поэтому в данном случае зажимы схемы замещения нулевой последовательности (рис. 16.3, в) со стороны обмотки треугольника замкнуты накоротко.

Сопротивления

$$Z_{\sigma 1} = r_1 + jx_{\sigma 1}; \quad Z_{\sigma 2} = r_2 + jx_{\sigma 2}$$

для схем замещения (см. рис. 16.3) содержат активные сопротивления r_1, r_2 и индуктивные сопротивления рассеяния $x_{\sigma 1}, x_{\sigma 2}$, которые практически не отличаются от значений этих сопротивлений для токов прямой и обратной последовательности.

Сопротивления намагничивающей цепи Z_{m0} для броневых, бронестержневых и групповых трансформаторов также практически не отличаются от сопротивления намагничивающей цепи Z_m для токов прямой последовательности, так как в этих случаях потоки нулевой последовательности также замыкаются по замкнутым стальным сердечникам. Если токи нулевой последовательности протекают в обеих обмотках, то в этом случае намагничивающий ток составляет небольшую долю полного тока нулевой последовательности. Поэтому им можно пренебречь, и тогда получим упрощенные схемы замещения, изображенные в нижней части рис. 16.3, а и в. При этом $Z_k = Z_{\sigma 1} + Z_{\sigma 2}$.

У трехстержневого трансформатора Z_{m0} в десятки и сотни раз меньше Z_m , так как поток нулевой последовательности замыкается по воздуху. В этом случае обычно $Z_{m0} \approx (7-15) Z_k$, и без большой погрешности также можно пользоваться упрощенными схемами замещения (рис. 16.3, а и в).

ЭДС E_{a0} , индуцируемая основным потоком нулевой последовательности, равна с обратным знаком напряжению на зажимах намагничивающей цепи схемы замещения:

$$\dot{E}_{a0} = -Z_{m0} \dot{I}_{00}. \quad (16.5)$$

Входное сопротивление нулевой последовательности $Z_{0н}$ трехфазного трансформатора в целом представляет собой сопротивление трансформатора токам нулевой последовательности, измеренное со стороны одной обмотки, когда все выводные зажимы второй обмотки замкнуты накоротко. Для схемы, приведенной на рис. 16.3, а, это сопротивление зависит от устройства магнитопровода.

Для броневых и бронестержневых и групповых трансформаторов $Z_{m0} \gg Z_{\sigma 1} \approx Z_{\sigma 2}$, и поэтому

$$Z_{0н} \approx Z_{\sigma 1} + Z_{\sigma 2} = Z_k. \quad (16.6)$$

Однако и для стержневых трансформаторов соотношение (16.6) справедливо с достаточной для практических расчетов точностью. Таким образом, в этих случаях $Z_{0н}$ мало.

Для схемы, изображенной на рис. 16.3, б, определение $Z_{0п}$ со стороны обмотки У не имеет смысла, так как $I_{A0} = 0$, а со стороны обмотки Y_0

$$Z_{0п} = Z_{\sigma 2} + Z_{m0} = Z_{00}. \quad (16.7)$$

При этом для броневых, бронестержневых и групповых трансформаторов $Z_{m0} = Z_m$, поэтому $Z_{0п}$ велико и равно сопротивлению холостого хода для токов прямой последовательности:

$$Z_{0п} = Z_0. \quad (16.8)$$

Для трехстержневого трансформатора (см. рис. 16.3, б) $Z_k < Z_{0п} < Z_0$.

Для случая, проиллюстрированного рис. 16.3, в, определение $Z_{0п}$ со стороны обмотки Д также не имеет смысла, так как в линейных токах составляющая нулевой последовательности не содержится, а со стороны обмотки Y_0

$$Z_{0п} = Z_{\sigma 1} + \frac{Z_{\sigma 2} Z_{m0}}{Z_{\sigma 2} + Z_{m0}} \quad (16.9)$$

или

$$Z_{0п} \approx Z_{\sigma 1} + Z_{\sigma 2} = Z_k. \quad (16.10)$$

Таким образом, в различных трансформаторах $Z_{0п}$ изменяется в пределах от сопротивления короткого замыкания Z_k до сопротивления холостого хода Z_0 .

При экспериментальном определении $Z_{0п}$ в обмотках необходимо создать токи

$$\dot{I}_a = \dot{I}_b = \dot{I}_c = \dot{I}_{0п}. \quad (16.11)$$

Для этого три фазы обмотки можно соединить последовательно (рис. 16.4, а) или параллельно (рис. 16.4, б). Первый случай соответствует включению источника напряжения в рассечку «треугольника», а второй — его включению в нулевой провод, когда обмотка соединена в «звезду».

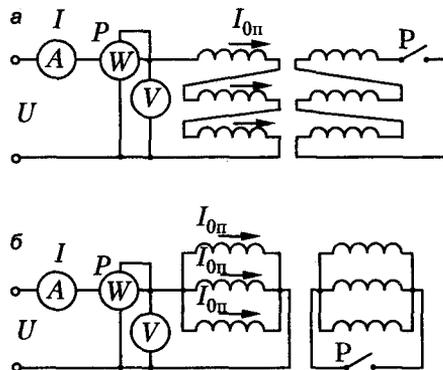


Рис. 16.4. Схемы опытного определения сопротивлений нулевой последовательности

Схема соединений вторичной обмотки может также иметь два варианта. Первый вариант (рис. 16.4, а) предпочтителен, так как соблюдение равенства (16.11) при этом обеспечено при всех условиях. Рубильник Р на схемах, изображенных на

рис. 16.4, должен быть замкнут в случае, когда во вторичной обмотке возможно существование токов нулевой последовательности (соединение Д или Y_0 с незначительным сопротивлением нулевого провода), и разомкнут при соединении У.

В схеме, приведенной на рис. 16.4, а,

$$z_{0п} = \frac{U}{3I}; \quad r_{0п} = \frac{P}{3I^2}; \quad x_{0п} = \sqrt{z_{0п}^2 - r_{0п}^2}, \quad (16.12)$$

а в схеме, приведенной на рис. 16.4, б,

$$z_{0п} = \frac{3U}{I}; \quad r_{0п} = \frac{3P}{I^2}; \quad x_{0п} = \sqrt{z_{0п}^2 - r_{0п}^2}. \quad (16.13)$$

В мощных трансформаторах обычно $r_{0п} \ll x_{0п}$ и $z_{0п} \approx x_{0п}$.

16.2. Физические условия работы трансформаторов при несимметричной нагрузке

Несимметричная нагрузка при отсутствии токов нулевой последовательности.

Токи нулевой последовательности отсутствуют в случае, когда сеть не имеет нулевого провода или когда этот провод не нагружен током. Так как токи прямой и обратной последовательности во всех случаях одинаковым образом трансформируются из одной обмотки в другую и сопротивления трансформатора для этих токов одинаковы, то их действие можно учитывать совместно. Поэтому при отсутствии токов нулевой последовательности необходимость разложения токов и напряжений на симметричные составляющие отпадает.

В случае, если $\omega_1 = \omega_2$ и намагничивающий ток можно принять равным нулю, первичные и вторичные токи прямой последовательности в каждой фазе равны по значению и противоположны по знаку. Это же справедливо и для токов обратной последовательности, а значит, и для суммы токов прямой и обратной последовательности. Поэтому при принятых предположениях в рассматриваемом случае полные токи фаз

$$\dot{I}_A = -\dot{I}_a; \quad \dot{I}_B = -\dot{I}_b; \quad \dot{I}_C = -\dot{I}_c. \quad (16.14)$$

Если учитывать также намагничивающие токи, то равенства (16.14) действительны для нагрузочных составляющих токов.

Из сказанного следует, что МДС и токи первичных и вторичных обмоток уравновешиваются в каждой фазе по отдельности. Поэтому влияние одних фаз на другие отсутствует, и каждую фазу можно рассматривать по отдельности, причем для каждой фазы действительны схемы замещения (см. рис. 14.1 и 14.2) с одинаковыми параметрами, которые можно использовать для расчета соотношений между напряжениями, токами и другими величинами каждой фазы. Связи же между отдельными фазами трансформатора необходимо рассматривать только для установления соотношений между линейными и фазными величинами в зависимости от вида схем соединений обмоток.

При несимметричной нагрузке падения напряжения ΔU в отдельных фазах трансформатора различны. Но если токи отдельных фаз не превышают номинальных

значений, то при $I_{0п} = 0$ величины ΔU довольно малы, так как сопротивление Z_k трансформатора также довольно мало. Отсюда можно сделать вывод, что несимметричная нагрузка трансформатора при $I_{0п} = 0$ не вызывает значительного искажения симметрии фазных и линейных напряжений. Поэтому при $I_{0п} = 0$ больших осложнений в работе трансформатора не возникает.

Отметим, что трехфазная система напряжений или токов считается практически симметричной, если составляющая обратной последовательности равна не более 5 % от составляющей прямой последовательности.

На рис. 16.5, а-г показаны распределения токов в фазах трансформатора и линейных проводах в случае коротких замыканий между вторичными линейными зажимами трансформатора.

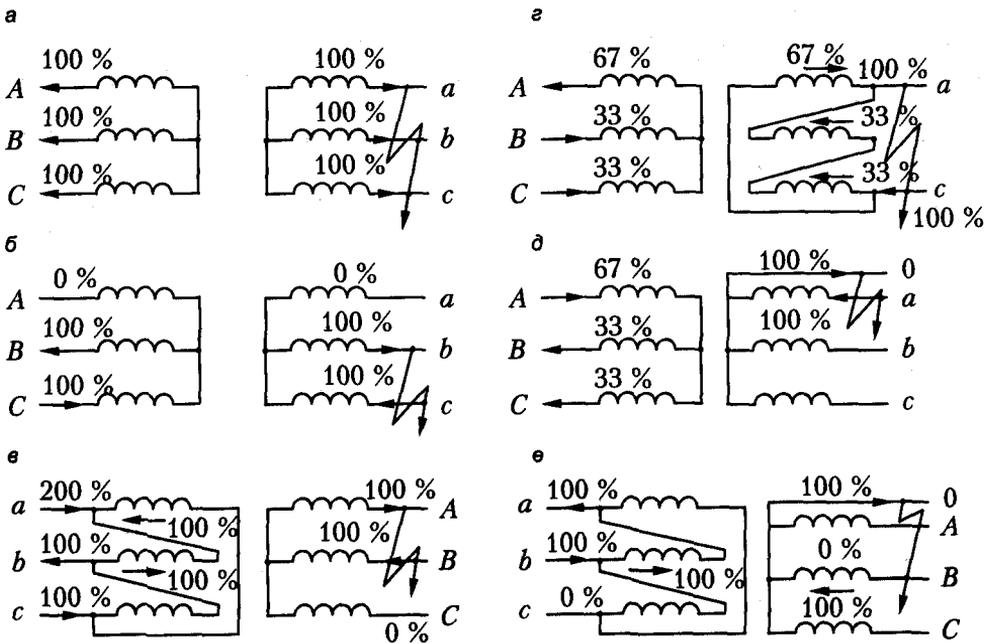


Рис. 16.5. Токораспределение в обмотках трансформаторов с различными схемами соединений обмоток при различных видах коротких замыканий

Указанные распределения токов действительны также при различных характерах нагрузки, когда $I_{0п} = 0$. Рисунок 16.5, а соответствует симметричной нагрузке.

Несимметричная нагрузка при наличии токов нулевой последовательности. Токи нулевой последовательности возникают обычно тогда, когда вторичная обмотка соединена в «звезду» с нулевым проводом и между нулевым и линейными проводами включаются однофазные потребители, а также при однофазном коротком замыкании на вторичной стороне такого трансформатора. При анализе таких режимов будем предполагать, что система первичных напряжений трансформатора остается симметричной. При этом необходимо различать два случая:

- 1) токи нулевой последовательности возникают в обеих обмотках трансформатора;
- 2) токи возникают только в одной обмотке.

В первом случае (трансформаторы с соединением обмоток Y_0/Y_0 и D/Y_0) намагничивающим током нулевой последовательности можно пренебречь, так как он будет составлять небольшую долю полного тока нулевой последовательности, и считать при указанных предположениях, что

$$\dot{I}_{A0} = \dot{I}_{B0} = \dot{I}_{C0} = -\dot{I}_{a0} = -\dot{I}_{b0} = -\dot{I}_{c0}. \quad (16.15)$$

В таких условиях МДС токов нулевой последовательности взаимно уравновешиваются в каждой фазе трансформатора, сопротивление для токов нулевой последовательности $Z_{0п} = Z_k$, и для этого случая применима упрощенная схема замещения (см. рис. 16.3, *a* и *в*, снизу). Поскольку в рассматриваемых случаях токи всех последовательностей трансформируются одинаковым образом из одной обмотки в другую и для них существуют одинаковые схемы замещения с одинаковыми параметрами, то в данном случае также, вообще говоря, нет надобности раскладывать полные токи и напряжения фаз на симметричные составляющие. Нулевые составляющие вторичного напряжения U_{a0} в данном случае возникают только за счет относительно небольших падений напряжения $Z_k \dot{I}_{A0}$. Поэтому в трансформаторах с соединением обмоток D/Y_0 при несимметричной нагрузке система трехфазных напряжений искажается довольно слабо.

Во втором случае (трансформаторы с соединением обмоток Y_0/Y_0) токи нулевой последовательности \dot{I}_{a0} протекают только во вторичной обмотке и являются чисто намагничивающими, так как они не уравновешены токами \dot{I}_{A0} в первичной обмотке. Поэтому ЭДС нулевой последовательности

$$\dot{E}_{0п} = -Z_{m0} \dot{I}_{a0}$$

могут достичь больших значений. Например, для группового трансформатора, у которого $Z_{m0} = Z_m$, уже при $I_{a0} = I_0 \approx (0,02-0,05)I_n$ ЭДС $E_0 \approx U_n$. В результате система фазных ЭДС и напряжений сильно искажается, в чем можно убедиться, рассматривая следующий пример.

Пусть первичная обмотка (Y) трансформатора с соединением обмоток Y/Y_0 подключена к сети, линейные напряжения которой U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} симметричны и являются поэтому напряжениями прямой последовательности. Векторная диаграмма первичных линейных и фазных напряжений на холостом ходу при этом имеет вид, показанный на рис. 16.6, *a*. Фазные ЭДС $\dot{E}_{A1} \approx -\dot{U}_{A1}$, $\dot{E}_{B1} \approx -\dot{U}_{B1}$ и $\dot{E}_{C1} \approx -\dot{U}_{C1}$ также представляют собой симметричную систему прямой последовательности. Векторная диаграмма системы вторичных напряжений на холостом ходу будет иметь совершенно такой же вид.

Пусть теперь вторичная обмотка (Y_0) нагружена несимметрично и содержит токи всех последовательностей. Вторичные токи прямой и обратной последовательности трансформируются на первичную обмотку, магнитно уравновешены и вызывают только довольно малые падения напряжения. Однако не уравновешенные со стороны первичной обмотки вторичные токи нулевой последовательности индуцируют в обеих обмотках ЭДС $E_{0п}$, которые складываются с ЭДС

прямой последовательности, в результате чего полные фазные ЭДС будут такими:

$$\dot{E}_A = \dot{E}_{A1} + \dot{E}_{0п}; \dot{E}_B = \dot{E}_{B1} + \dot{E}_{0п}; \dot{E}_C = \dot{E}_{C1} + \dot{E}_{0п}.$$

Если пренебречь падениями напряжений от токов, тогда система первичных фазных напряжений определяется векторами

$$\dot{U}_A \approx -\dot{E}_A; \dot{U}_B \approx -\dot{E}_B; \dot{U}_C \approx -\dot{E}_C$$

и будет при этом сильно искажена, а нулевая точка на диаграмме сместится на величину $\dot{E}_{0п}$ и не будет совпадать с центром тяжести треугольника линейных напряжений (рис. 16.6, б). Диаграмма вторичных напряжений будет иметь аналогичный вид. Направление векторов $\dot{E}_{0п}$ зависит от фазы токов I_{a0} и определяется условиями нагрузки. На величину линейных напряжений напряжения нулевой последовательности не влияют, так как в разностях $\dot{U}_{ab} = \dot{U}_a - \dot{U}_b$ и т. д. нулевые составляющие исчезают.

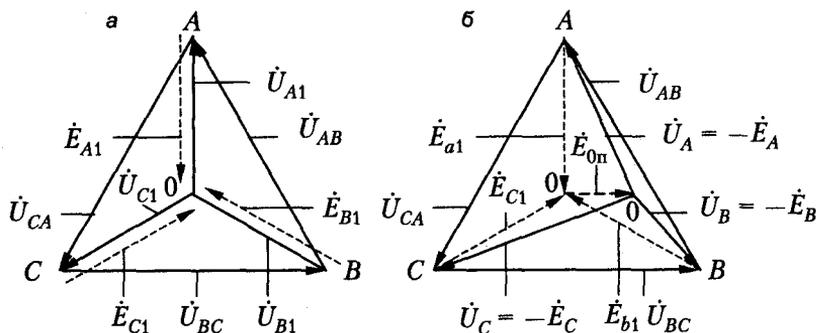


Рис. 16.6. Искажение системы фазных напряжений в трансформаторе с соединением обмоток Y/Y_0 при наличии токов нулевой последовательности

Таким образом, в трансформаторе с соединением обмоток Y/Y_0 токи нулевой последовательности могут вызвать сильные искажения фазных напряжений, что неприемлемо и опасно для однофазных потребителей. В групповых, броневых и бронестержневых трансформаторах с соединением обмоток Y/Y_0 сильное искажение системы фазных напряжений возникает уже при незначительных токах нулевой последовательности. Поэтому соединение Y/Y_0 в этих трансформаторах обычно не применяется, а если все же в отдельных случаях по каким-либо причинам обе обмотки желательно соединить в «звезду», то на каждой фазе выполняется еще третья, или так называемая третичная, обмотка, которая соединяется в «треугольник». Если эта обмотка предназначена только для уравнивания токов нулевой последовательности, то концы ее наружу не выводятся. Если же она рассчитана также для нагрузки и ее концы выводятся наружу, то получается трехобмоточный трансформатор (см. 18.1). Отметим, что наличие нулевого провода или заземления с обеих сторон трансформатора с соединением обмоток Y_0/Y_0 не дает гарантии уравнивания токов нулевой последовательности, так как сопротивление первичного контура для этих токов может оказаться большим.

В трехстерневых трансформаторах с соединением обмоток Y/Y_0 искажение системы фазных напряжений при наличии токов нулевой последовательности будет меньше, так как $Z_{m0} < Z_m$.

Отметим, что трансформаторы с соединением обмоток Y/Z_0 хорошо переносят нагрузки с содержанием токов нулевой последовательности, так как эти токи уравновешиваются во вторичных обмотках на каждом сердечнике (см. рис. 12.22).

Распределение токов по фазам первичной и вторичной обмоток трансформаторов с соединением Y/Y_0 и D/Y_0 при однофазных коротких замыканиях и однофазных нагрузках представлено на рис. 16.5, *д* и *е*.

Глава 17

Параллельная работа двухобмоточных трансформаторов

17.1. Условия параллельной работы трансформаторов

Параллельная работа трансформаторов необходима по тем же причинам, что и параллельная работа генераторов:

- 1) обеспечение резервирования при энергоснабжении потребителей в случае аварии и необходимости ремонта трансформаторов;
- 2) уменьшение потерь энергии в периоды малых нагрузок подстанции путем отключения части параллельно работающих трансформаторов.

При эксплуатации параллельно включенных трансформаторов важно, чтобы нагрузка между ними распределялась пропорционально их номинальным мощностям. Сформулируем требования к трансформаторам, при выполнении которых эти условия выполняются.

Пусть параллельно включены n трехфазных трансформаторов, имеющих разные номинальные мощности $S_{нI}; S_{нII}; S_{нI,n}$. На рис. 17.1, а представлена однолинейная схема включения трехфазных трансформаторов, в равной степени относящаяся к любой из фаз трехфазной схемы.

Параллельную работу трансформаторов принято считать идеальной, если возможно осуществить режим максимальной нагрузки так, чтобы ее полная мощность S_{\max} была равна сумме номинальных мощностей всех трансформаторов:

$$S_{\max} = S_{нI} + S_{нII} + \dots + S_{нI,n}. \quad (17.1)$$

Идеальные условия, как видно из рис. 17.1, соответствуют полному использованию каждого из параллельно включенных трансформаторов. Условие (17.1) может быть выполнено, если дополнительно соблюдены условия:

1. Ток нагрузки \dot{I} (рис. 17.1) равен арифметической сумме вторичных токов трансформаторов $\dot{I}_{2I}, \dot{I}_{2II}, \dots, \dot{I}_{2n}$ или, другими словами, если все вторичные токи совпадают по фазе.
2. При увеличении нагрузки каждый трансформатор нагружается пропорционально его номинальной мощности.
3. При отсутствии нагрузки ($\dot{I} = 0$) вторичные токи трансформаторов также равны нулю.

Для выполнения условия 3, очевидно, необходимо, чтобы вторичные линейные напряжения всех трансформаторов имели одинаковое значение и совпадали по фазе, то есть чтобы трансформаторы принадлежали к одной группе и имели одинаковые коэффициенты трансформации. Выполнимость условий 1 и 2 легко установить из схемы замещения параллельно работающих трансформаторов,

представленной на рис. 17.1, б. Видно, что вторичные токи трансформаторов I'_{2I} , I'_{2II} , ..., I'_{2n} будут совпадать по фазе, если аргументы сопротивлений короткого замыкания $Z_{кI}$, $Z_{кII}$, ..., $Z_{кn}$ будут одинаковыми.

При нагрузке каждый трансформатор будет нагружаться пропорционально своей номинальной мощности, если относительные значения их сопротивлений короткого замыкания $Z_{кI}$, $Z_{кII}$, ..., $Z_{кn}$ (или напряжения короткого замыкания) будут равны.

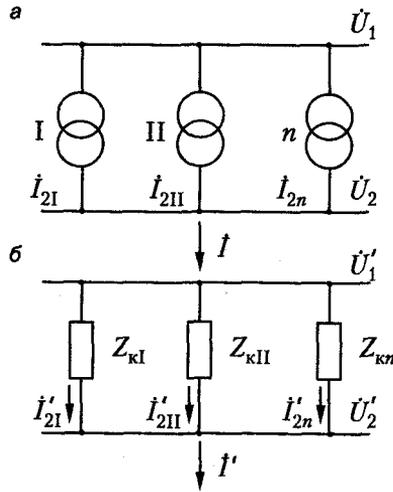


Рис. 17.1. К расчету распределения нагрузок между n параллельно включенными трансформаторами: а — схема включения трансформаторов, б — схема замещения

Итак, идеальные условия параллельной работы трансформаторов можно сформулировать следующим образом:

- 1) трансформаторы должны иметь обмотки одной и той же группы соединения;
- 2) трансформаторы должны обладать одинаковыми коэффициентами трансформации;
- 3) напряжения короткого замыкания и их составляющие должны быть одинаковыми у всех трансформаторов.

Однако в практике эксплуатации трансформаторов выполнить эти идеальные условия удается не всегда. Выясним, в какой мере ухудшается использование трансформаторов при несоблюдении условий идеальной работы.

17.2. Параллельное включение трансформаторов неодинаковых групп соединения обмоток

Допустим, что на параллельную работу включены два трансформатора — с соединениями обмоток У/Д-11 и У/У-0, имеющие одинаковые первичные и вторичные номинальные напряжения. Тогда вторичные ЭДС E_2 соответствующих

фаз этих трансформаторов будут равны по значению, но сдвинуты по фазе на 30° (рис. 17.2). В замкнутом контуре вторичных обмоток разность этих ЭДС

$$\Delta \dot{E} = \dot{E}_{2I} - \dot{E}_{2II}$$

не будет равна нулю. Действующее значение этой разности, как следует из диаграммы (рис. 17.2),

$$\Delta E = 2E_2 \sin 15^\circ = 0,518E_2.$$

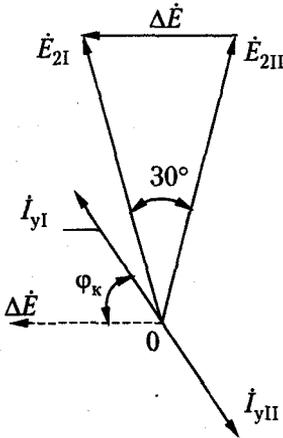


Рис. 17.2. Уравнительные токи при параллельной работе трансформаторов У/Д-11 и У/У-0

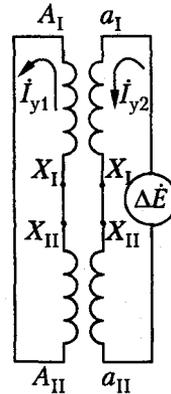


Рис. 17.3. Схема протекания уравнительных токов

Под действием ΔE в обмотках трансформатора будут протекать уравнительные токи I_{y1} и I_{y2} , как показано на рис. 17.3.

Из представленной схемы видно, что эти токи следует определить как токи короткого замыкания: ΔE приложено ко вторичной обмотке $a_1 a_{II}$, а первичная обмотка $A_I A_{II}$ замкнута накоротко. Следовательно,

$$\dot{I}_{y2} = \frac{\Delta \dot{E}}{Z_{кI} + Z_{кII}}. \tag{17.2}$$

Сопротивления $Z_{кI}$ и $Z_{кII}$ в (17.2) должны определяться со вторичной стороны. Если же величины $\underline{Z}_{кI}$, $\underline{Z}_{кII}$ и $\Delta \underline{E}$ определены в относительных единицах, тогда относительное значение уравнительного тока будет равно

$$\underline{\dot{I}}_y = \underline{\dot{I}}_{y1} = \underline{\dot{I}}_{y2} = \frac{\Delta \underline{E}}{\underline{Z}_{кI} + \underline{Z}_{кII}} = \frac{\Delta \underline{E}}{\underline{u}_{кI} + \underline{u}_{кII}}. \tag{17.3}$$

Значение этого тока оказывается весьма значительным. Так, в рассматриваемом случае, если принять $\underline{u}_{кI} = \underline{u}_{кII} = 0,05$, уравнительный ток $\underline{I}_y = \frac{0,518}{20,05} = 5,18$, то есть в 5,18 раза больше номинального. Таким образом, параллельное включение трансформаторов с обмотками различных групп соединения недопустимо. В заключе-

ние укажем, что этот вывод касается, строго говоря, таких трансформаторов, один из которых принадлежит к четным группам, а другой — к нечетным. Если же оба трансформатора принадлежат к четной или нечетной группе, то практически всегда перемаркировкой концов фазных обмоток их можно привести к одной группе и выполнить, таким образом, первое из условий параллельной работы трансформаторов.

17.3. Параллельная работа трансформаторов с неодинаковыми коэффициентами трансформации

Предположим, что у двух параллельно включенных однофазных трансформаторов $k_I < k_{II}$ и, следовательно, $E_{2I} > E_{2II}$. В этом случае в замкнутом контуре вторичных обмоток разность этих ЭДС $\Delta \dot{E} = \dot{E}_{2I} - \dot{E}_{2II}$ (см. рис. 17.3) также будет отлична от нуля. Под действием $\Delta \dot{E}$ в обмотках трансформатора будут протекать уравнивающие токи, определяемые равенством (17.3). Уравнивающий ток во вторичных обмотках трансформаторов \dot{I}_y будет иметь различные направления (см. рис. 17.3). Так, если в трансформаторе I он протекает от начала обмотки к концу, то в трансформаторе II — от конца к началу. Этим и обусловлено их изображение на диаграмме рис. 17.4, а в виде диаметрально противоположных векторов \dot{I}_{yI} и \dot{I}_{yII} . Ток \dot{I}_y для трансформатора I является индуктивным, а для трансформатора II — емкостным.

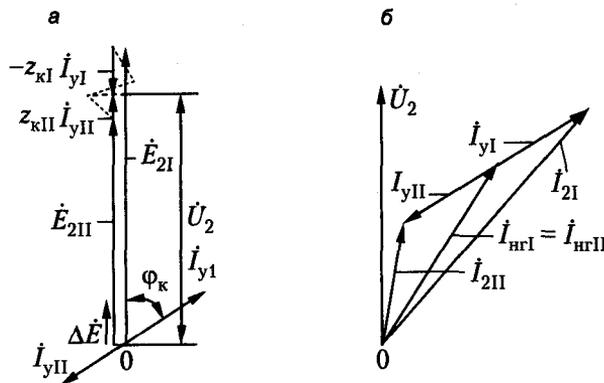


Рис. 17.4. Уравнивающие токи при неравенстве коэффициентов трансформации

Уравнивающие токи изменяют напряжения на вторичных обмотках (за счет падений напряжения), понижая его на первом и повышая на втором трансформаторе. В результате установится некоторое напряжение $E_1 > U_2 > E_2$.

При включении нагрузки в трансформаторах возникают токи нагрузки \dot{I}_{nrI} и \dot{I}_{nrII} . Складываясь с ними, уравнивающие токи вызывают неравенство результирующих токов и неравномерную нагрузку трансформаторов (рис. 17.4, б).

Значение уравнивающего тока существенно зависит от того, насколько различаются коэффициенты трансформации трансформаторов в соответствии с ГОСТом.

При параллельной работе трансформаторов в общем случае допускается различие коэффициентов трансформации на 0,5 %, а для трансформаторов с $k < 3$ и трансформаторов, используемых для собственных нужд электростанции, — на 1,0 %.

17.4. Параллельная работа трансформаторов с неодинаковыми напряжениями короткого замыкания

Рассмотрим параллельную работу трех трансформаторов с одинаковыми группами соединений обмоток и равными коэффициентами трансформации. Пренебрегая намагничивающими токами и используя упрощенную схему замещения трансформатора, схему параллельной работы трех трансформаторов можно представить в виде, изображенном на рис. 17.5.

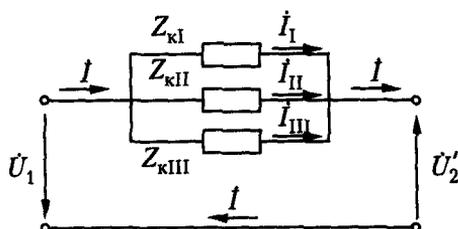


Рис. 17.5. Упрощенная схема параллельной работы трансформаторов с одинаковыми группами соединений и коэффициентами трансформации

Из схемы следует, что падения напряжения

$$\Delta \dot{U} = \dot{U}_1 - \dot{U}_2' = \dot{U}'_{20} - \dot{U}'_2$$

у всех трех трансформаторов одинаковы и равны

$$\Delta \dot{U} = Z \dot{I}, \quad (17.4)$$

где \dot{I} — общий ток нагрузки и

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{Z_{кI}} + \frac{1}{Z_{кII}} + \frac{1}{Z_{кIII}}} = \frac{1}{\sum_n \frac{1}{Z_{кn}}}. \quad (17.5)$$

Токи отдельных трансформаторов

$$\dot{I}_I = \frac{\Delta \dot{U}}{Z_{кI}} = \frac{\dot{I}}{Z_{кI} \sum_n \frac{1}{Z_{кn}}}; \quad \dot{I}_{II} = \frac{\dot{I}}{Z_{кII} \sum_n \frac{1}{Z_{кn}}}; \quad \dot{I}_{III} = \frac{\dot{I}}{Z_{кIII} \sum_n \frac{1}{Z_{кn}}}. \quad (17.6)$$

В общем случае эти токи не совпадают по фазе, так как аргументы $\varphi_{кI}$, $\varphi_{кII}$, $\varphi_{кIII}$ комплексных сопротивлений короткого замыкания

$$Z_{кI} = z_{кI} e^{j\varphi_{кI}}; \quad Z_{кII} = z_{кII} e^{j\varphi_{кII}}; \quad Z_{кIII} = z_{кIII} e^{j\varphi_{кIII}}$$

могут быть неравными.

При этом, например,

$$\frac{\dot{I}_I}{\dot{I}_{II}} = \frac{z_{кII}}{z_{кI}} e^{j(\varphi_{кII} - \varphi_{кI})},$$

то есть \dot{I}_I и \dot{I}_{II} сдвинуты по фазе на угол $\varphi_{кII} - \varphi_{кI}$. Однако в обычных условиях эти сдвиги по фазе незначительны, и с большой точностью можно принять

$$I_I + I_{II} + I_{III} = I, \quad (17.7)$$

поэтому и арифметическая сумма полных мощностей трансформаторов с большой точностью равна полной мощности нагрузки:

$$S_I + S_{II} + S_{III} = S. \quad (17.8)$$

Вследствие изложенного комплексные величины в выражениях (17.5) и (17.6) можно заменить их модулями. Напомним, что, по определению,

$$z_{кI} = \frac{z_{кI} I_{нI}}{U_n},$$

откуда получим:

$$z_{кI} = z_{кI} \frac{U_n}{I_{нI}} = \frac{u_{кI\%}}{100} = \frac{U_n}{I_{нI}}$$

и аналогичные выражения для $z_{кII}$ и $z_{кIII}$.

Подставим эти выражения для $z_{кI}$ в (17.6) и заменим токи на пропорциональные им полные мощности, умножив (17.6) на величину mU_n . Тогда получим:

$$mU_n I_I = \frac{mU_n I}{\frac{u_{кI\%}}{100} \frac{U_n}{I_{нI}} \frac{m}{m} \sum_n \frac{100I_{нn}}{u_{кn\%} U_n}}$$

или

$$S_I = \frac{S}{\frac{u_{кI\%}}{S_{нI}} \sum_n \frac{S_{нn}}{u_{кn\%}}}$$

В относительных единицах

$$\left\{ \begin{aligned} \underline{S}_I &= \frac{S_I}{S_{нI}} = \frac{S}{u_{кI\%} \sum_n \frac{S_{нn}}{u_{кn\%}}}; \\ \underline{S}_{II} &= \frac{S_{II}}{S_{нII}} = \frac{S}{u_{кII\%} \sum_n \frac{S_{нn}}{u_{кn\%}}}; \\ \underline{S}_{III} &= \frac{S_{III}}{S_{нIII}} = \frac{S}{u_{кIII\%} \sum_n \frac{S_{нn}}{u_{кn\%}}}; \end{aligned} \right. \quad (17.9)$$

На основании равенств (17.9) имеем:

$$\underline{S}_I : \underline{S}_{II} : \underline{S}_{III} = \frac{1}{u_{кI\%}} : \frac{1}{u_{кII\%}} : \frac{1}{u_{кIII\%}}, \quad (17.10)$$

то есть относительные нагрузки трансформаторов обратно пропорциональны их напряжениям короткого замыкания. Если $u_{кI\%} = u_{кII\%} = u_{кIII\%}$, то $\underline{S}_I = \underline{S}_{II} = \underline{S}_{III}$, то есть трансформаторы нагружаются равномерно и при увеличении нагрузки достигают номинальной мощности одновременно. Очевидно, что при этом условия параллельной работы являются наилучшими. Если же $u_{к\%}$ не равны, то при повышении нагрузки номинальной мощности прежде всего достигнет трансформатор с наименьшим $u_{к\%}$. Другие трансформаторы при этом будут недогружены, но в то же время дальнейшее увеличение общей нагрузки недопустимо, так как первый трансформатор будет перегружаться. Установленная мощность трансформаторов останется, таким образом, недоиспользованной.

Рекомендуется включать на параллельную работу такие трансформаторы, значение $u_{к\%}$ каждого из которых отличается от среднеарифметического значения $u_{к\%}$ всех трансформаторов не более чем на $\pm 10\%$ и отношение номинальных мощностей которых находится в пределах 3 : 1. Допустимые перегрузки трансформаторов нормируются ГОСТами.

Глава 18

Разновидности трансформаторов

18.1. Многообмоточные трансформаторы

Кроме двухобмоточных силовых трансформаторов промышленность выпускает большое количество трансформаторов, имеющих три обмотки.

Такие трансформаторы используются, например, на электрических станциях и подстанциях для питания распределительных сетей с различными номинальными напряжениями с целью экономии капитальных затрат за счет меньшего количества трансформаторов. Кроме того, выпускается много маломощных трансформаторов, имеющих несколько обмоток, рассчитанных на разные напряжения. В таких трансформаторах все обмотки располагаются на одном магнитопроводе, за счет чего и достигается экономия затрат. Понятно, что в таких трансформаторах электромагнитные процессы могут протекать несколько иначе, чем в двух обмоточных трансформаторах, из-за магнитной связи всех обмоток. Рассмотрим эти отличия и методику анализа электромагнитных процессов на примере трехобмоточного трансформатора. Конструктивная структура такого трансформатора показана на рис. 18.1. На каждом стержне трансформатора располагаются три обмотки, причем ближе к стержню располагается обмотка низшего напряжения. Трехобмоточные трансформаторы, как и двухобмоточные, в большинстве случаев выполняются как трехфазные.

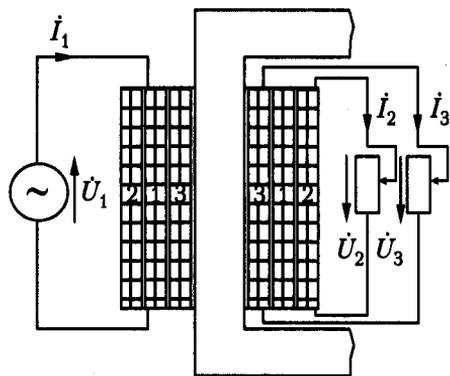


Рис. 18.1. Трехобмоточный трансформатор

Составим математическую модель электромагнитных процессов в трехфазном трансформаторе, полагая режим его работы симметричным и установившимся. Приведем вторую и третью обмотки в первичной подобно тому, как это было сделано для двухобмоточного трансформатора, то есть через коэффициенты трансформации. Соответственно,

$$k_{12} = \frac{\omega_1}{\omega_2} \quad \text{и} \quad k_{13} = \frac{\omega_1}{\omega_3}. \quad (18.1)$$

В силу отмеченных особенностей рассматриваемого режима уравнения математической модели электромагнитных процессов запишем для одноименных фазных обмоток. Уравнения напряжений для каждой из трех обмоток запишем в виде

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_{\sigma 1}; \\ \dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 Z'_{\sigma 2}; \\ \dot{U}'_3 = \dot{E}'_3 - \dot{I}'_3 Z'_{\sigma 3}. \end{cases} \quad (18.2)$$

Здесь индексы 1, 2 и 3 определяют номер обмотки, а параметры

$$\begin{cases} Z_{\sigma 1} = r_1 + jx_{\sigma 1}; \\ Z'_{\sigma 2} = r'_2 + jx'_{\sigma 2}; \\ Z'_{\sigma 3} = r'_3 + jx'_{\sigma 3} \end{cases} \quad (18.3)$$

определяются для каждой из обмоток так же, как и для двухобмоточного трансформатора (см. 14.2).

ЭДС, индуцируемые единым магнитным потоком в сердечнике $\dot{\Phi}_c$, во всех приведенных обмотках одинаковы и равны

$$\dot{E}_1 = \dot{E}'_2 = \dot{E}'_3 = -Z_m \dot{I}_0, \quad (18.4)$$

где

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 + \dot{I}'_3 \quad (18.5)$$

— намагничивающий ток, определяемый как результат взаимодействия МДС всех трех обмоток трансформатора, а Z_m определяется так же, как и для двухобмоточного трансформатора.

Полученная математическая модель электромагнитных процессов (18.2) — (18.5) позволяет построить для трехобмоточного трансформатора схему замещения подобно тому, как это было сделано для двухобмоточного трансформатора. Вид такой схемы показан на рис. 18.2, а. Если принять $\dot{I}_0 = 0$, как это делалось для двухобмоточных трансформаторов, то получим упрощенную трехлучевую схему замещения (рис. 18.2, б).

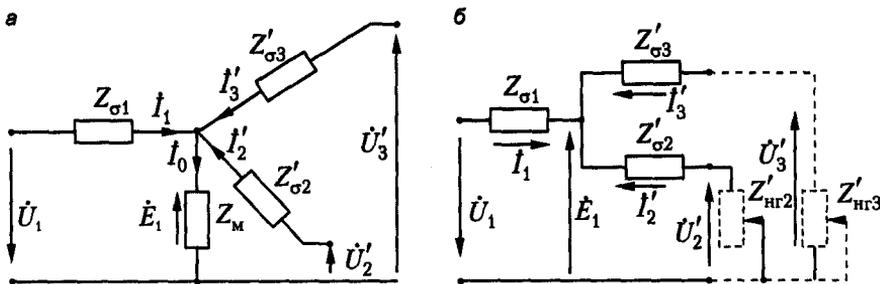


Рис. 18.2. Схемы замещения трехобмоточного трансформатора: а — точная, б — упрощенная

Представленные схемы, в отличие от схем замещения двухобмоточного трансформатора (см. рис. 14.1), имеют две параллельно включенные вторичные цепи.

Поэтому изменение нагрузки одной вторичной обмотки влияет на напряжение другой вторичной обмотки, так как при этом изменяется падение напряжения первичной обмотки $Z_{\sigma 1} I_1$. Векторные диаграммы трехобмоточного трансформатора можно составить на основе схемы замещения, приведенной на рис. 18.2, б, они имеют вид, показанный на рис. 18.3.

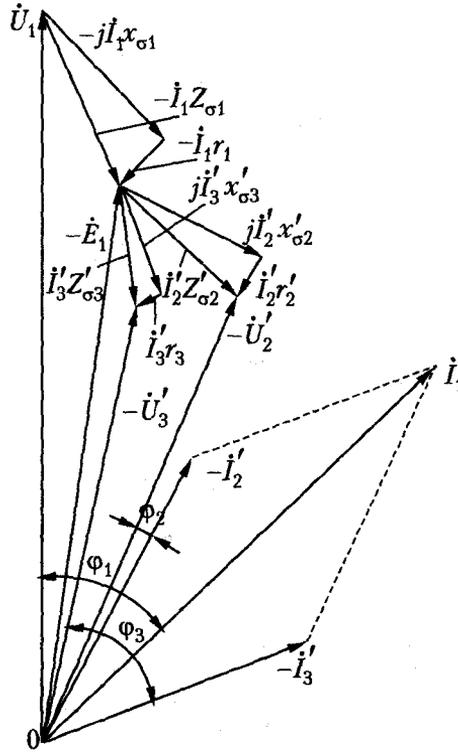


Рис. 18.3. Векторная диаграмма трехобмоточного трансформатора

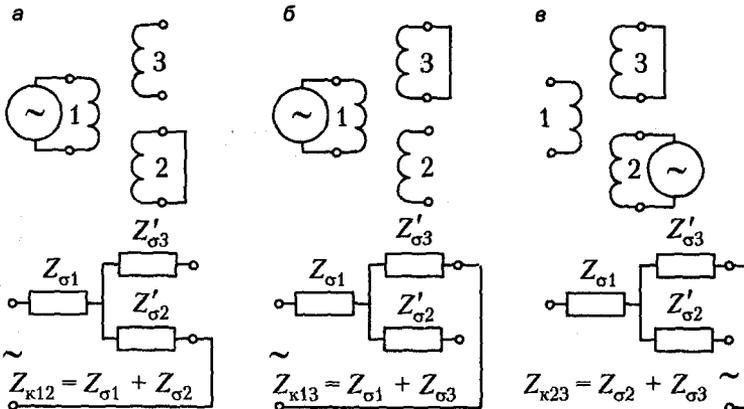


Рис. 18.4. Схемы опытов короткого замыкания трехобмоточного трансформатора

Параметры схемы замещения (см. рис. 18.2, б) можно определить расчетным путем или из данных трех опытов короткого замыкания для трехобмоточного трансформатора (рис. 18.4).

По опытным значениям сопротивлений короткого замыкания

$$\begin{cases} Z_{к12} = Z_{\sigma 1} + Z'_{\sigma 2} = r_{к12} + jx_{к12} = (r_1 + r'_2) + j(x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2}); \\ Z_{к13} = Z_{\sigma 1} + Z'_{\sigma 3} = r_{к13} + jx_{к13} = (r_1 + r'_3) + j(x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 3}); \\ Z_{к23} = Z'_{\sigma 2} + Z'_{\sigma 3} = r_{к23} + jx_{к23} = (r'_2 + r'_3) + j(x'_{\sigma 2} + x'_{\sigma 3}) \end{cases} \quad (18.6)$$

можно найти

$$\begin{cases} Z_{\sigma 1} = \frac{Z_{к12} + Z_{к13} - Z_{к23}}{2}; \\ Z'_{\sigma 2} = \frac{Z_{к12} + Z_{к23} - Z_{к13}}{2}; \\ Z'_{\sigma 3} = \frac{Z_{к13} + Z_{к23} - Z_{к12}}{2}. \end{cases} \quad (18.7)$$

По аналогичным формулам через активные и индуктивные составляющие $Z_{к12}$, $Z_{к13}$, $Z_{к23}$ выражаются также r_1 , r'_2 , r'_3 и $x_{\sigma 1}$, $x'_{\sigma 2}$, $x'_{\sigma 3}$.

Данные опыта короткого замыкания между обмотками 2 и 3 должны быть приведены к первичной обмотке с коэффициентом приведения

$$k_{12} = \frac{\omega_1}{\omega_2} \approx \frac{U_{1н}}{U_{2н}}. \quad (18.8)$$

В опытах короткого замыкания определяются также напряжения короткого замыкания $u_{к12}$, $u_{к13}$ и $u_{к23}$, значения которых в относительных единицах равны соответствующим сопротивлениям короткого замыкания.

Следует отметить, что индуктивное сопротивление рассеяния обмотки, расположенной между двумя другими, близко к нулю или имеет небольшое отрицательное значение, что формально эквивалентно емкостному сопротивлению, а физически обусловлено особенностями распределения магнитных полей рассеяния.

Мощности обмоток трехобмоточного трансформатора

$$S_1 = mU_1I_1; S_2 = mU_2I_2; S_3 = mU_2I_3 \quad (18.9)$$

в случае, если обмотка 1 является первичной, находятся в соотношении

$$S_1 \leq S_2 + S_3,$$

так как коэффициенты мощности $\cos \varphi_2$ и $\cos \varphi_3$ обычно различны, токи I_2 и I_3 сдвинуты по фазе, и поэтому $I_1 < I_2 + I_3$.

Практикуется изготовление силовых трехобмоточных трансформаторов со следующими вариантами соотношений номинальных мощностей трех обмоток:

- 1) 100 %, 100 %, 100 %;
- 2) 100 %, 100 %, 67 %;
- 3) 100 %, 67 %, 100 %;
- 4) 100 %, 67 %, 67 %.

Напряжения короткого замыкания $u_{к12}$, $u_{к13}$, $u_{к23}$ определяются при токах, соответствующих номинальной мощности наиболее мощной (первичной) обмотки.

Трехфазные трансформаторы выполняются с группами соединений $Y_0/Y_0/D-0-11$ или $Y_0/D/D-11-11$, а однофазные — с группой соединений $I/I/I-0-0$.

Трехобмоточные трансформаторы с двумя первичными и одной вторичной обмотками (рис. 18.5) изготавливаются для установки на мощных электростанциях. При этом первичные обмотки имеют одинаковое номинальное напряжение, и к ним присоединяется по одному мощному генератору, а вторичная обмотка, имеющая две параллельные ветви, соединяется через подстанцию с линиями передачи. Трансформаторы выполняются однофазными и соединяются в трехфазную группу.

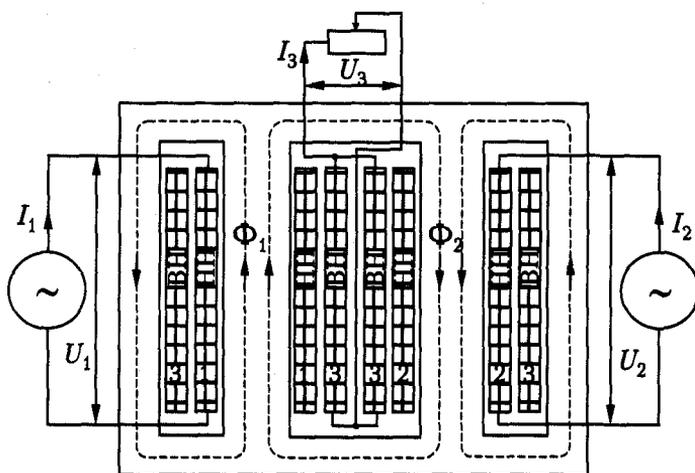


Рис. 18.5. Однофазный трехобмоточный трансформатор с двумя первичными обмотками

При таком устройстве трансформатора облегчается изготовление первичных обмоток, имеющих большие токи, и в случае короткого замыкания на зажимах одного генератора между двумя генераторами действуют активные и индуктивные сопротивления двух первичных обмоток трансформатора, что приводит к уменьшению тока короткого замыкания.

18.2. Автотрансформаторы

Автотрансформатором называют такой трансформатор, в котором первичные и вторичные обмотки помимо электромагнитной связи имеют также электрическую связь.

В конструктивном отношении силовые автотрансформаторы практически не отличаются от трансформаторов. Обмотки автотрансформатора располагаются на стержнях магнитопровода. Большинство деталей автотрансформатора структурно похожи на аналогичные детали трансформатора. Активная часть силового автотрансформатора обычно также помещается в наполненном маслом баке.

На рис. 18.6 представлены две из возможных схем соединения обмоток автотрансформатора. Обратите внимание на то, что при электрическом соединении двух обмоток в автотрансформаторе понятия первичной и вторичной обмоток становятся условными. Поэтому обмотку, на зажимах которой действует входное ($\dot{U}_{\text{вх}}$) или выходное ($\dot{U}_{\text{вых}}$) напряжение, часто называют общей, или параллельной, обмоткой. Обмотку, включенную последовательно с источником или приемником, называют последовательной. Следуя уже принятой для трансформаторов терминологии, будем впредь параллельную обмотку называть первичной (w_1), а последовательную — вторичной (w_2).

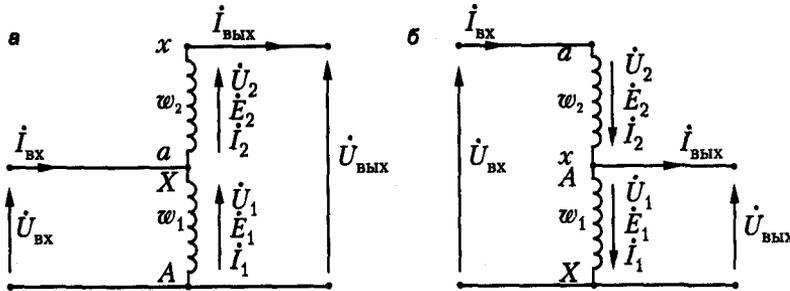


Рис. 18.6. Схемы однофазных автотрансформаторов: а — повышающего, б — понижающего

ЭДС и токи в обмотках автотрансформатора преобразуются так же, как и в обычных трансформаторах, и связаны соотношениями

$$\frac{U_1}{U_2} \approx \frac{E_1}{E_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{w_1}{w_2} = k_{\text{ат}}. \quad (18.10)$$

Коэффициент $k_{\text{ат}}$ иногда называют коэффициентом автотрансформации.

Наличие последовательной (вторичной) обмотки с индуцированной в ней ЭДС позволяет получить различные соотношения между $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$. Так, для схемы, приведенной на рис. 18.6, а,

$$\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{E_1}{E_1 + E_2} < 1.$$

Автотрансформатор, для которого характерно такое соотношение, называется повышающим.

Для схемы, приведенной на рис. 18.6, б,

$$\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{E_1 + E_2}{E_1} > 1.$$

Такое соотношение характерно для понижающего автотрансформатора.

Таким образом, характер преобразования напряжения — понижение или повышение — в автотрансформаторе зависит только от схемы электрического соединения обмоток. Разумеется, что на величину самого отношения влияет и соотношение чисел витков обмоток. Поэтому в автотрансформаторе различают два коэффициента трансформации, определяемые отношениями:

1) чисел витков обмоток

$$k_{ат} = \frac{\omega_1}{\omega_2};$$

2) входного и выходного напряжений

$$k_{тп} = \frac{U_{вх}}{U_{вых}}.$$

Нетрудно установить и связь между $k_{ат}$ и $k_{тп}$ для рассмотренных схем автотрансформатора. Так, для автотрансформатора, изображенного на рис. 18.6, а,

$$k_{тп} = \frac{E_1}{E_1 + E_2} = \frac{k_{ат}}{1 + k_{ат}},$$

а для автотрансформатора, изображенного на рис. 18.6, б,

$$k_{тп} = \frac{E_1 + E_2}{E_1} = \frac{1 + k_{ат}}{k_{ат}}.$$

Из представленных схем автотрансформатора видно, что способ передачи электрической энергии в нем имеет особенность. Так, если в трансформаторе энергия передается электромагнитным путем, через магнитное поле в сердечнике, то в автотрансформаторе таким путем передается лишь ее часть. Другая часть энергии поступает к приемнику непосредственно, через электрическое соединение первичной и вторичной обмоток автотрансформатора. В связи с этим различают:

1) внешнюю, или проходную, мощность автотрансформатора на первичной (S_1) и вторичной (S_2) сторонах автотрансформатора, передаваемую из одной сети ($U_{вх}$) в другую ($U_{вых}$) и равную

$$S = S_1 = mU_{вх} I_{вх} \approx S_2 = mU_{вых} I_{вых}, \quad (18.11, а)$$

2) внутреннюю, или расчетную, электромагнитную мощность автотрансформатора, представляющую собой полную электромагнитную мощность его обмоток и равную

$$S_p = E_1 I_1 = E_2 I_2. \quad (18.11, б)$$

Соотношение между S и S_p зависит от коэффициентов трансформации.

Например, для схемы, представленной на рис. 18.6, а,

$$\frac{S_p}{S} = \frac{E_2 I_2}{U_{вых} I_{вых}} = \frac{E_2}{E_1 + E_2} = \frac{1}{1 + k_{ат}} = (1 - k_{тп}), \quad (18.12, а)$$

а для схемы, представленной на рис. 18.6, б,

$$\frac{S_p}{S} = \frac{E_2 I_2}{U_{вх} I_{вх}} = \frac{E_2}{E_1 + E_2} = \frac{1}{1 + k_{ат}} = \frac{k_{тп} - 1}{k_{тп}}. \quad (18.12, б)$$

Как видно из выражений (18.12), расчетная электромагнитная мощность автотрансформатора при небольших $k_{тп}$ может быть заметно меньше, чем в трансформаторе. Автотрансформатор в этом случае будет иметь меньшие габарит-

ные размеры. Вследствие этого и потери в автотрансформаторе будут меньше, чем в трансформаторе, рассчитанном на такую же мощность. Таким образом, преобразование электрической энергии с напряжения $U_{\text{вх}}$ на напряжение $U_{\text{вых}}$, мало отличающееся от $U_{\text{вх}}$, наиболее экономично решается с помощью автотрансформатора. При $1,0 \ll k_{\text{тр}} \ll 1,0$ автотрансформатор не имеет никаких преимуществ по сравнению с трансформатором. Более того, в этих случаях ощутимым становится недостаток автотрансформатора, обусловленный необходимостью выполнения изоляции обеих обмоток на высшее напряжение, так как обмотки имеют электрическую связь.

Рабочие процессы в автотрансформаторах анализируются на основе общей теории трансформаторов. Наличие электрической связи между обмотками не вносит принципиальных различий в уравнения трансформатора. Уравнения напряжений последовательной (w_2) и параллельной (w_1) обмоток имеют обычный вид

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + Z_{\sigma 1} \dot{I}_1; \quad (18.13, \text{ а})$$

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - Z_{\sigma 1} \dot{I}_2, \quad (18.13, \text{ б})$$

где

$$Z_{\sigma 1} = r_1 + jx_{\sigma 1}; \quad (18.13, \text{ в})$$

$$Z_{\sigma 2} = r_2 + jx_{\sigma 2}; \quad (18.13, \text{ г})$$

r_1, r_2 — активные сопротивления обмоток; $x_{\sigma 1}, x_{\sigma 2}$ — индуктивные сопротивления рассеяния обмоток. Действующие в обмотках и на их зажимах ЭДС (\dot{E}_1, \dot{E}_2) напряжения (\dot{U}_1, \dot{U}_2) и токи (\dot{I}_1, \dot{I}_2) указаны на схемах автотрансформатора (см. рис. 18.6).

Уравнения МДС автотрансформатора, если пренебречь намагничивающим током, имеет вид

$$\dot{I}_2 + k_{\text{ат}} \dot{I}_1 = 0. \quad (18.13, \text{ д})$$

Кроме того, для любого автотрансформатора можно написать уравнение напряжений для замкнутого контура «первичная (вход) сторона — последовательная обмотка — вторичная (выход) сторона»:

$$\dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_2 - \dot{U}_{\text{вых}} = 0. \quad (18.14)$$

Приведем вторичную обмотку к первичной. Для этого умножим (18.13, б) на $k_{\text{ат}}$ и учтем при этом, что $\dot{E}_2 k_{\text{ат}} = \dot{E}_1$ (см. (18.10)) и $\frac{\dot{I}_2}{k_{\text{ат}}} = -\dot{I}_1$ (см. (18.13, д)). Складывая полученный результат с (18.13, а), получим:

$$\dot{U}_1 = \dot{U}'_2 + Z_{\text{к}} \dot{I}_1, \quad (18.15)$$

где сопротивление — $Z_{\text{к}} = Z_{\sigma 1} + Z_{\sigma 2} k_{\text{ат}}^2$ — представляет собой сопротивление короткого замыкания двухобмоточного трансформатора.

К уравнениям (18.13) — (18.15) необходимо добавить дополнительные уравнения напряжения и токов для контуров, определяемых конкретной схемой соединения обмоток трансформатора.

Так, для понижающего автотрансформатора (см. рис. 18.6, б) они имеют вид

$$\dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_2 + \dot{U}_1 = 0; \quad (18.16)$$

$$\dot{I}_{\text{вых}} = \dot{I}_2 - \dot{I}_1; \quad (18.17)$$

$$\dot{I}_{\text{вх}} = \dot{I}_2. \quad (18.18)$$

Аналогичные уравнения для повышающего автотрансформатора (см. рис. 18.6, а) будут иметь вид

$$\dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_1 = 0; \quad (18.19)$$

$$\dot{I}_{\text{вх}} = \dot{I}_2 - \dot{I}_1; \quad (18.20)$$

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_{\text{вых}}. \quad (18.21)$$

Система уравнений (18.13) – (18.21) представляет собой математическую модель электромагнитных процессов автотрансформатора при установившихся режимах его работы. Эта модель позволяет построить схему замещения автотрансформатора, используя алгоритмы, принятые для трансформатора. Получаемая упрощенная схема замещения автотрансформатора имеет вид, представленный на рис. 18.7. Сопротивление Z_3 в этой схеме составляет

$$Z_3 = \frac{Z_{\text{к}}}{k_{\text{ат}}^2} \quad (18.22, \text{ а})$$

для понижающего автотрансформатора и

$$Z_3 = Z_{\text{к}} \frac{1}{(1 + k_{\text{ат}})^2} \quad (18.22, \text{ б})$$

для повышающего автотрансформатора.

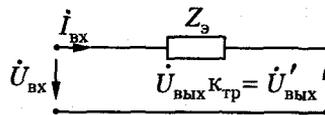


Рис. 18.7. Упрощенная схема замещения автотрансформатора

Видно, что упрощенная схема замещения автотрансформатора практически аналогична схеме замещения обычного трансформатора. Отличие заключается в том, что при приведении сопротивления $Z_{\text{к}}$ используется коэффициент $k_{\text{ат}}$, а при приведении величин вторичной обмотки к первичной – коэффициент $k_{\text{тр}}$. Заметим, что сопротивление $Z_{\text{к}}$ автотрансформатора меньше, чем у трансформатора, что приводит к увеличению тока короткого замыкания, однако в этом случае уменьшается падение напряжения на обмотках автотрансформатора и увеличивается КПД передачи энергии.

Наряду с однородными двухобмоточными автотрансформаторами часто применяются трехфазные двухобмоточные и трехфазные трехобмоточные автотрансформаторы.

18.3. Трансформаторы последовательного включения

В 15.3 был рассмотрен способ регулирования вторичного напряжения трансформатора путем выполнения ответвлений от его обмотки. В некоторых случаях (например, трансформаторы предельной мощности и напряжения) реализовать такой способ регулирования напряжения затруднительно.

Иногда требуется дополнительное регулирование напряжения отдельных ветвей замкнутых высоковольтных сетей с целью перераспределения потоков мощности между отдельными ветвями сети. В этих случаях применяются трансформаторы последовательного включения (ТПВ) (рис. 18.8), у которых вторичная обмотка включается в сеть последовательно, а первичная питается от специального трансформатора РТ, регулируемого под нагрузкой.

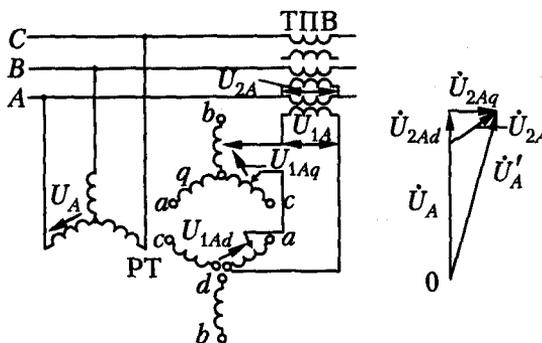


Рис. 18.8. Трансформатор последовательного включения

Такой трансформатор в общем случае имеет две вторичные обмотки, d и q . Одна из них (обмотка d) создает продольную составляющую напряжения U_{1Ad} , совпадающую по фазе с напряжением рассматриваемой фазы сети или сдвинутую относительно него на 180° , а другая (обмотка q) — поперечную составляющую напряжения U_{1Aq} , сдвинутую относительно напряжения рассматриваемой фазы сети на 90° . Напряжения U_{1Ad} и U_{1Aq} можно регулировать независимо друг от друга. В результате первичное напряжение трансформатора ТПВ

$$\dot{U}_{1A} = \dot{U}_{1Ad} + \dot{U}_{1Aq},$$

а также его вторичное напряжение \dot{U}_{2A} , складывающееся с напряжением сети \dot{U}_A , можно изменять по значению и по фазе. Напряжение сети за ТПВ

$$\dot{U}'_A = \dot{U}_A + \dot{U}_{2A}.$$

Напряжения всех фаз регулируются одновременно.

Трансформаторы с двумя обмотками d и q вследствие их сложности и дороговизны применяются довольно редко. Чаще используются трансформаторы только с обмоткой d , позволяющие выполнять продольное регулирование напряжения.

18.4. Трансформаторы специального назначения

Сварочные и печные трансформаторы. Для электрической дуговой сварки применяют трансформаторы со вторичным напряжением, обеспечивающим надежное зажигание и устойчивое горение дуги. Для ручной сварки используются трансформаторы с напряжением при холостом ходе 60–75 В и при номинальной нагрузке — 30 В. Для ограничения сварочного тока при коротком замыкании, а также для устойчивого горения дуги трансформатор должен иметь круто падающую внешнюю характеристику $U_2 = f(I_2)$, а сварочная цепь — значительную индуктивность $\cos \varphi = 0,4–0,5$. Для регулирования величины сварочного тока эта индуктивность должна быть регулируемой.

Широко используются сварочные трансформаторы с дополнительной регулируемой реактивной катушкой (рис. 18.9).

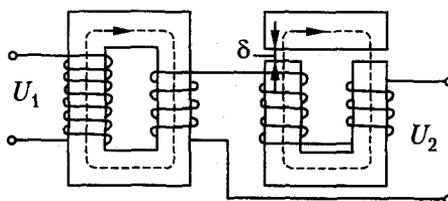


Рис. 18.9. Сварочный трансформатор с реактивной катушкой

При уменьшении зазора δ в магнитной цепи катушки (с помощью соответствующего механизма) ее индуктивность возрастает.

Однопостовые трансформаторы для ручной дуговой сварки изготавливаются мощностью до 20 кВ·А, а для автоматической сварки — до 100 кВ·А и более. Для контактной электросварки выпускаются трансформаторы мощностью до 1000 кВ·А при напряжении холостого хода до 36 В.

Для дуговых сталеплавильных печей применяются трехфазные трансформаторы мощностью до 25 000 кВ·А со ступенчатым регулированием вторичного напряжения в пределах 110–420 В. Напряжение регулируется комбинированием следующих приемов:

- 1) переключением первичной обмотки со «звезды» на «треугольник»;
- 2) устройством отводов в первичной обмотке;
- 3) переключением отдельных групп вторичных витков с параллельного соединения на последовательное.

Выпрямительные трансформаторы. Условия работы трансформаторов, питающих ионные и полупроводниковые выпрямители, имеют ряд существенных особенностей, которые должны быть приняты во внимание при их проектировании и эксплуатации.

В выпрямительных установках отдельные вентили и фазы вторичной обмотки трансформатора работают поочередно. Поэтому в каждый момент времени трансформатор нагружен несимметрично, и необходимо выбрать такую схему соединения обмоток, которая обеспечивает нормальные условия намагничивания сер-

дечника трансформатора и равновесие МДС на каждом стержне. Из-за того что отдельные фазы работают поочередно, вторичные и первичные токи трансформатора несинусоидальны и содержат ряд высших гармоник. В общем случае гармонический состав первичных и вторичных токов различается, и поэтому полные мощности mUI обмоток также различны.

Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения и тока, а также для уменьшения гармоник тока в первичной обмотке целесообразно увеличивать число фаз вторичной обмотки трансформатора.

В ионных многоанодных вентилях возможны так называемые обратные зажигания, когда дуги возникают между отдельными анодами, что эквивалентно короткому замыканию. При этом возможны нарушения равновесия МДС первичных и вторичных обмоток, что приводит к возникновению весьма значительных электромагнитных сил, действующих на обмотки. Поэтому крепление обмоток выпрямительных трансформаторов должно быть особенно надежным.

Для мощных промышленных установок чаще всего применяются трансформаторы с шестифазной вторичной обмоткой (рис. 18.10) и с уравнивающей реактивной катушкой между нейтральми «прямой» и «обратной» трехфазных групп вторичной обмотки. Назначение этой катушки заключается в том, что она в каждый момент времени обеспечивает параллельную работу двух вентиляей и двух «соседних» фаз вторичной обмотки, имеющих сдвиг ЭДС 60° .

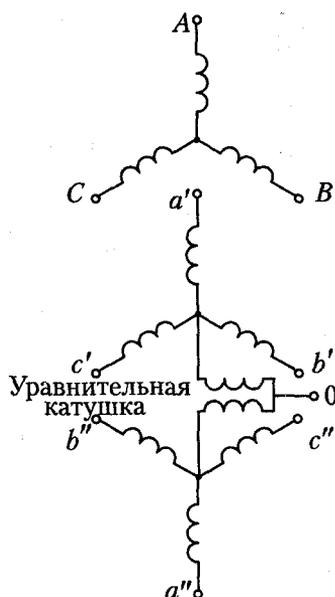


Рис. 18.10. Схема шестифазного выпрямительного трансформатора с уравнивающей катушкой

Этим достигается лучшее использование трансформатора. Такой режим работы обеспечивается тем, что ЭДС, индуцируемые в двух половинках катушки, выравнивают напряжения в цепях одновременно работающих двух фаз.

Реакторы и реактивные катушки со стальным сердечником, в сущности, не являются трансформаторами, однако по своему устройству аналогичны им. Они имеют только одну обмотку и применяются в электрических цепях в качестве токоограничивающих индуктивных сопротивлений и потребителей реактивной мощности. Реактивные катушки большой мощности называют *реакторами*.

Можно представить, что реактивная катушка получается в результате удаления из трансформатора вторичной обмотки. При этом она работает как трансформатор на холостом ходу. Однако такая катушка будет иметь относительно малую мощность $S = mUI$, так как ток холостого хода трансформатора мал. При этом материалы катушки будут в значительной степени недоиспользованы, а кроме того, индуктивность катушки будет не постоянной и при синусоидальном напряжении ток не будет синусоидальным. Лучшие результаты получаются, если в магнитной цепи выполнить немагнитные зазоры в виде прокладок из изоляционного материала (рис. 18.11).

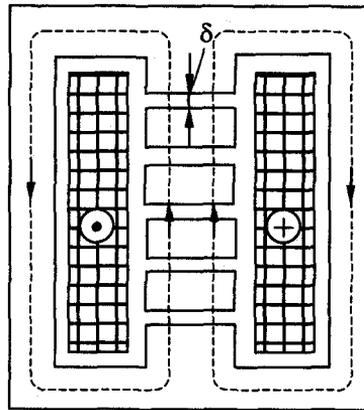


Рис. 18.11. Устройство реактора со стальным сердечником и воздушным зазором δ

При данных условиях ток и мощность катушки увеличатся, а нелинейность магнитной характеристики сердечника утратит свое значение, так как магнитное сопротивление такого сердечника определяется главным образом сопротивлением зазоров. Вместо одного зазора обычно выполняют ряд зазоров меньшего размера, чтобы не допустить сильного «выпучивания» магнитного поля из области сердечника в окружающее пространство.

Реакторы и реактивные катушки выполняются как однофазными, так и трехфазными. В некоторых случаях они изготавливаются с регулируемым индуктивным сопротивлением. Это достигается изменением числа витков и размера воздушных зазоров путем осевого перемещения частей сердечников. Применяются также реактивные катушки с подмагничиванием сердечника постоянным током. В этом случае сердечники выполняются без зазоров.

В различных сферах хозяйственной деятельности находят применение и многие другие разновидности трансформаторов специального назначения.

Список литературы

1. *Александров Г. Н.* Режимы работы трансформаторов: РАО «ЕЭС России». Центр подготовки кадров (СЗФ АО «ГВЦ Энергетики»). СПб., 2003.
2. *Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С.* Электрические машины. М.: Высшая школа, 1990.
3. *Важнов А. И.* Электрические машины. Л.: Энергия, 1969.
4. *Васютинский С. Б., Малиновский С. С.* Расчет и проектирование трансформаторов: Расчет обмоток и магнитопровода. ЛГТУ. Л., 1992.
5. *Вольдек А. И.* Электрические машины. Л.: Энергия, 1978.
6. *Гольдберг О. Д.* Испытания электрических машин. М.: Высшая школа, 1990.
7. ГОСТ 4.330–85. Машины электрические вращающиеся малой мощности. Номенклатура показателей. Введ. 01. 01. 87 до 01. 01. 89. М.: Изд-во стандартов, 1986.
8. ГОСТ 4.154–85. Машины электрические вращающиеся средние свыше 56 до 355 габарита включительно. Номенклатура показателей. Введ. 01. 01. 87. М.: Изд-во стандартов, 1986.
9. ГОСТ 4.316–85. Трансформаторы силовые, нулевого габарита, измерительные. Подстанции комплектные трансформаторные. Вводы высоковольтные. Номенклатура показателей. 01. 07. 86. М.: Изд-во стандартов, 1986.
10. ГОСТ 30830–2002 (МЭК 60076–1–93). Трансформаторы силовые. Ч. 1. Общие положения: Межгосударственный стандарт / Межгос. совет по стандартизации, метрологии и сертификации. Введ. 01. 01. 04. Минск: Изд-во стандартов, 2003.
11. *Жерве Г. К.* Промышленные испытания электрических машин. Л.: Энергоатомиздат, 1984.
12. *Иванов-Смоленский А. В.* Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
13. *Иванов-Смоленский А. В.* Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. М.: Высшая школа, 1989.
14. *Кацман М. М.* Электрические машины. М.: Высшая школа, 2000.
15. *Костенко М. П., Пиотровский Л. Н.* Электрические машины. Ч. I. Машины постоянного тока. Трансформаторы. Л.: Энергоатомиздат, 1972.
16. *Копылов И. П.* Электрические машины. М.: Энергоатомиздат, 1986.
17. *Копылов И. П.* Электрические машины: М.: Логос, 2000.
18. *Копылов И. П.* Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 2001.
19. *Косыкин Ю. П.* Введение в электромеханотронику. СПб.: Энергоатомиздат, 1991.
20. *Котеленец Н. Ф.* Испытания, эксплуатация и ремонт электрических машин: Учебник для студентов вузов, обучающихся по специальности «Электромеханика» направления «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» / Н. Ф. Котеленец, Н. А. Акимова, М. В. Антонов; Под ред. Н. Ф. Котеленца. М.: Академия, 2003.

21. Машины электрические большой мощности: Справочник / Всесоюзный научно-исследовательский институт стандартизации в электротехнической промышленности. М.: ВНИИстандартэлектро, 1990. (Машины электрические; Т. 3). Ч. 3. Электрические машины постоянного тока, преобразователи, электромагнитные тормозы, электромашинные агрегаты, погружные электродвигатели, электробуры. 1990.
22. Попов В. В., Чернышев Н. Н. Теплопередача и охлаждение в электрических машинах. Л.: ЛПИ, 1985.
23. Попов В. В. Введение в электромеханику. СПб.: Изд-во СПбГТУ, 2000.
24. Сергеевков Б. Н., Киселев В. М., Акимова Н. А. Электрические машины: Трансформаторы. М.: Высшая школа, 1989.
25. Сипайлов Г. А., Кононенко Е. В., Хорьков К. А. Электрические машины: Спец. курс. М.: Высшая школа, 1987.
26. Справочник по электрическим машинам: В 2 т. / Под общ. ред. И. П. Копылова, Б. К. Клокова. М.: Энергоатомиздат, 1988.
27. Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов. М.: Энергоатомиздат, 1986.
28. Трансформаторы силовые общего назначения напряжением до 35 кВ включительно: Технический справочник: В 2 ч. / ВНИИстандартэлектро. М., 1990.
29. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах / А. В. Иванов-Смоленский, Ю. В. Абрамкин, А. И. Власов, В. А. Кузнецов; Под ред. А. В. Иванова-Смоленского. М.: Энергоатомиздат, 1986.
30. Филиппов И. Ф. Теплообмен в электрических машинах. Л.: Энергоатомиздат: Ленингр. отделение, 1986.
31. Хвостов В. С. Электрические машины. Машины постоянного тока / В. С. Хвостов; Под ред. И. П. Копылова. М.: Высшая школа, 1988.

Алфавитный указатель

А

автотрансформатор, 306
 повышающий, 307
 понижающий, 307

Б

бандажные канавки, 102
безыскровая зона, 184

В

вектор Пойнтинга, 58
ветреницы, 92
вихревые токи, 64
воздушный зазор, 99
 эквивалентный, 103
воздушный трансформатор, 242
волновые обмотки простые, 130
вольт-амперные характеристики щеток, 164

Г

генератор, 10
генераторы
 независимого возбуждения, 193
 параллельного возбуждения, 201
 последовательного возбуждения, 207
 постоянного тока, 187
 независимого возбуждения, 187
 с самовозбуждением, 187
 смешанного возбуждения, 208
гистерезис, 64
главный полюс ЭМПТ, 91
группа соединений обмоток, 250
групповой трансформатор, 246

Д

двигатель, 10
 постоянного тока, 216
 способы пуска, 218
 частота вращения, 217

З

закон
 сохранения энергии, 19
 электромагнитного взаимодействия, 12
 электромагнитной индукции, 12
замедленная коммутация, 171
знакопостоянный электромагнитный момент, 58
зона коммутации, 176
зона темной коммутации, 184
зубцовая зона, 103

И

изменение напряжения трансформатора, 277
изображающий вектор, 53
 комплекс, 54
изоляция, 22
инвертор, 41
индуктивные ЭМП, 12
индуктор, 84
искрение, 37
 механические причины, 165
 на коллекторе, 161
 электромагнитные причины, 165

К

катушка, 37, 113
коллектор, 37, 94
коллекторная пластина, 37
коллекторный узел, 161
комбинированные обмотки, 139
коммутация, 36, 87, 167
 замедленная, 171
 сопротивлением, 169
 ускоренная, 172
коммутирующая ЭДС, 174
компенсационная обмотка, 159
конвекция, 28
коэффициент насыщения, 108
коэффициент полезного действия трансформатора, 283
коэффициент полезного действия ЭМП, 24
коэффициент рассеяния полюсов, 106
кривые намагничивания, 107
критическая частота вращения, 204
круговой огонь, 165

Л

линейная токовая нагрузка, 149
линия физической нейтрали, 152
лобовые соединения, 23

М

магнитная индукция в воздушном зазоре, 149
магнитная инерция, 57
магнитная проводимость, 61
магнитная цепь, 60, 97
магнитное поле
 индуктора, 47, 56
 якоря, 49, 56

магнитные характеристики машины, 107
 магнитный мостик насыщения, 204
 магнитный поток возбуждения, 20
 магнитный поток полюсов, 84
 магнитодвижущая сила
 воздушного зазора, 100
 зубцовой зоны, 103
 полная, 107
 полюса, 106
 сердечника якоря, 106
 ярма, 106
 магнитопровод, 14, 20, 91
 трансформаторов, 246
 механический момент, 17
 многообмоточные трансформаторы, 302
 момент
 движущий, 17
 тормозной, 17
 холостого хода, 88
 электромагнитный, 148
 мощность
 намагничивающая, 17
 полная электрическая, 16
 преобразуемая из механической, 17
 электрических потерь, 16
 электромагнитная, 17

Н
 нагревостойкость изоляции, 22
 намагничивание сердечников трансформаторов, 257
 намагничивающая мощность, 17
 номинальное изменение напряжения генератора, 197

О
 обмотки, 21
 обмотки трансформаторов, 249
 концентрические, 249
 чередующиеся, 249
 обмотки якоря, 37, 93
 барабанные, 37, 111
 волновые, 40, 112
 простые, 130
 выбор типа, 143
 двухслойные, 111
 комбинированные, 139
 конструкция, 111
 петлевые, 40, 111
 простые, 115
 сложные, 124
 условия симметрии, 142
 обратное зажигание, 313
 опрокидывание поля, 156

П
 перемагничивание, 23
 петлевые обмотки
 простые, 115
 сложные, 124
 поле
 поперечной реакции якоря, 152
 продольной реакции якоря, 152
 политура, 164
 полная электрическая мощность, 16
 полюсное деление, 15
 полюсный наконечник, 91
 потенциальное искрение, 161
 потенциальный шаг, 121
 потери энергии
 добавочные, 24
 магнитные, 23
 механические, 23
 полные, 24
 электрические, 24
 потоки рассеяния, 243
 принцип дуальности схем, 62
 принцип обратимости, 89
 принципы преобразования энергии, 19
 проверка коммутации подпиткой добавочных полюсов, 183
 пульсации магнитного потока
 продольные, 147
 пульсирующие ЭДС, 87

Р
 «разнос» двигателя, 221
 распределенные обмотки, 21
 расчетная полюсная дуга, 100
 реактивная ЭДС, 173
 реакторы, 314
 реакция якоря
 поперечная, 152
 продольная, 152
 регулирование напряжения трансформатора, 280
 режимы работы ЭМП
 анормальный, 31
 длительный, 30
 кратковременный, 30
 номинальный, 31
 переходный, 31
 повторно-кратковременный, 30
 установившийся, 31

С
 сварочные трансформаторы, 312
 сердечник трансформатора
 конструкция, 246

сердечник якоря, 92
силовые трансформаторы, 245
синхронные электрические машины, 45
скольжение, 56
сосредоточенные обмотки, 21
стационарный тепловой режим, 27
степень искрения, 165
структура ЭМП
 активные элементы, 20
 конструктивные элементы, 20
 торцевые зоны, 23
схемы замещения, 62

Т

ток подпитки, 183
токопровод, 21
трансформатор, 242
 векторные диаграммы, 273
 воздушный, 242
 групповой, 246
 двухобмоточный, 245
 изменение напряжения, 277
 конструкция сердечника, 246
 КПД, 283
 магнитопроводы, 246
 многообмоточный, 245, 302
 намагничивание сердечников, 257
 несимметричная нагрузка, 284
 обмотки, 249
 параллельная работа, 295
 последовательного включения, 311
 приведенный, 262
 регулирование напряжения, 280
 силовой, 245
 специального назначения, 312
 схема замещения, 264
трансформаторная ЭДС, 175

У

угол магнитного запаздывания, 274
уравнители
 второго рода, 126
 первого рода, 123
 третьего рода, 128
ускоренная коммутация, 172
устойчивость работы двигателя, 224

Ч

частичный шаг, 114
частота вращения двигателя, 217
регулирование, 222

Ш

шаг обмотки, 39

Щ

щетки, 164
щеткодержатель, 94
щеточный контакт
 электропроводимость, 163

Э**ЭДС**

взаимной индукции, 173
вращения, 16
коммутирующая, 174
от внешнего поля, 174
от поля поперечной реакции
 якоря, 174
пульсирующая, 36
рассеяния, 243
реактивная, 173
самоиндукции, 173
трансформаторная, 16, 175
якоря, 144
эквивалентный воздушный зазор, 103
электрическая прочность изоляции, 22
электрическая цепь, 60
электрические машины, 10
 индуктивные, 12
 классификация, 71
 переменного тока, 42, 78
 асинхронные, 46
 синхронные, 45
 постоянного тока, 76
 бесколлекторные, 41
 генератор, 85
 главный полюс, 91
 двигатель, 88
 коллектор, 94
 коллекторные, 33
 магнитопровод, 91
 обмотка якоря, 93, 110
 сердечник якоря, 92
 устройство, 90
электрические микромашины, 81
электрический радиан, 55
электромагнитная мощность, 17
электромагнитные нагрузки, 149
электромагнитный момент, 17, 148
электромеханика, 10
электромеханический преобразователь, 10
 КПД, 24
 режимы работы, 30
 структура, 20
электромеханотроника, 82

Я
яро магнитопровода, 91

*Александр Иванович Вольдек,
Виктор Васильевич Попов*

**Электрические машины. Введение в электромеханику.
Машины постоянного тока и трансформаторы**

Учебник для вузов

Заведующий редакцией
Ведущий редактор
Редактор
Художник
Корректор
Верстка

*А. Сандрыкин
В. Шачин
Н. Рощина
К. Радзевич
Н. Викторова
И. Смаришева*

Подписано в печать 25.06.08. Формат 70×100/16. Усл. п. л. 25,8. Доп. тираж 3000. Заказ 10154
ООО «Питер Пресс», 198206, Санкт-Петербург, Петергофское шоссе, д. 73, лит. А29.
Налоговая льгота — общероссийский классификатор продукции ОК 005-93, том 2; 95 3005 — литература учебная.
Отпечатано по технологии СІР в ОАО «Печатный двор» им. А. М. Горького.
197110, Санкт-Петербург, Чкаловский пр., д. 15.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

ВВЕДЕНИЕ В ЭЛЕКТРОМЕХАНИКУ. МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА И ТРАНСФОРМАТОРЫ

В книге рассматриваются физические и теоретические основы электромеханического преобразования энергии в электрических машинах, описываются конструктивные схемы различных типов электрических машин и методологические основы их исследования, анализируются их потребительские и эксплуатационные характеристики и качества, а также принципы управления электрическими машинами.

На примере упрощенной модели индуктивного электромеханического преобразователя (ЭМП) поясняется механизм преобразования энергии с использованием магнитного поля как универсального энергоносителя, описываются структура ЭМП и основные физические процессы в его конструктивных элементах, определяются функциональные особенности различных типов электрических машин.

С позиций физических процессов электромеханического преобразования энергии исследуются магнитные поля якоря и индуктора и их взаимодействие, рассматриваются взаимосвязь и взаимообусловленность магнитных и электрических цепей ЭМП, магнитные связи и электромагнитные параметры обмоток электрических машин.

Дается общая классификация электрических машин и кратко излагаются исторические этапы и современное состояние отечественного и мирового электромашиностроения.

Основные вопросы устройства, принципа действия и теории машин постоянного тока и трансформаторов подробно рассмотрены для их нормальных модификаций при работе в различных установившихся режимах.

Допущено Министерством образования и науки Российской Федерации в качестве учебника для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» и «Электроэнергетика».

 ПИТЕР®

Заказ книг:

197198, Санкт-Петербург,
тел.: (812) 703-73-74, post@piter.com
61093, Харьков-93, а/я 9130
тел.: (057) 758-41-45, 751-10-02, piter@kharkov.piter.com



www.piter.com — вся информация о книгах и веб-магазин