

с е р и я

УЧЕБНИК / ДЛ Я ВУЗОВ



THESE DOCUMENTS SONT
DEPOSES A LA BIBLIOTHEQUE

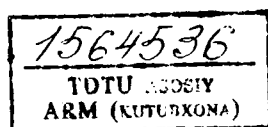
COPIES

А. И. Вольгек, В. В. Попов

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

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»



**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;

Я. Б. 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. Машины переменного тока: Учебник для вузов. — СПб.: Питер, 2008. — 350 с.: ил.

ISBN 978-5-469-01381-5

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 бакалавров и магистров по направлению 551300 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии».

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.

ISBN 978-5-469-01381-5

© ООО «Питер Пресс», 2008

Краткое содержание

Предисловие	11

Раздел I. Общие вопросы теории машин переменного тока

Глава 1. Основные виды машин переменного тока и их устройство. .	14
Глава 2. Обмотки якоря машин переменного тока	32
Глава 3. Электродвижущие силы обмоток якоря машин переменного тока	46
Глава 4. Магнитодвижущие силы обмоток якоря машин переменного тока	62
Глава 5. Магнитные поля и индуктивные сопротивления обмоток машин переменного тока.	77

Раздел II. Асинхронные машины

Глава 6. Основы теории асинхронных машин	92
Глава 7. Вращающие моменты и механические характеристики асинхронной машины	117
Глава 8. Пуск трехфазных асинхронных двигателей и регулирование их частоты вращения	134
Глава 9. Асинхронные короткозамкнутые двигатели с улучшенными пусковыми характеристиками	148
Глава 10. Специфические режимы работы асинхронных двигателей	156
Глава 11. Особые виды и режимы работы многофазных асинхронных машин.	170
Глава 12. Однофазные асинхронные двигатели	179
Глава 13. Асинхронные машины автоматических устройств.	189

Раздел III. Синхронные машины

Глава 14. Магнитные поля и основные электромагнитные параметры обмоток синхронных машин.	196
Глава 15. Синхронные генераторы. Симметричные установившиеся режимы работы	230
Глава 16. Параллельная работа синхронных машин.	245
Глава 17. Синхронные двигатели и компенсаторы	262

Глава 18. Несимметричные режимы работы синхронных генераторов	268
Глава 19. Асинхронные режимы работы синхронных машин	279
Глава 20. Некоторые особенности работы синхронных машин в составе энергосистем	286
Глава 21. Специальные типы синхронных машин	291

Раздел IV. Коллекторные машины переменного тока

Глава 22. Однофазные двигатели с последовательным возбуждением	304
Глава 23. Репульсионные двигатели.	308
Глава 24. Многофазные коллекторные двигатели	311

Раздел V. Переходные процессы в трансформаторах и электрических машинах

Глава 25. Переходные электромагнитные процессы в трансформаторах	319
Глава 26. Переходные электромагнитные процессы в электрических машинах	333
Список литературы	341
Алфавитный указатель	344

Содержание

Предисловие	11
От издательства	12

Раздел I. Общие вопросы теории машин переменного тока

Глава 1. Основные виды машин переменного тока и их устройство . . .	14
1.1. Асинхронные машины. Устройство и принцип действия	14
1.2. Синхронные машины. Устройство и принцип действия.	19
1.3. Особенности устройства многофазных коллекторных машин переменного тока	29
Глава 2. Обмотки якоря машин переменного тока	32
2.1. Некоторые особенности структуры обмоток якоря	32
2.2. Обмотки якоря с целым числом пазов на полюс и фазу.	34
2.3. Обмотки якоря с дробным числом пазов на полюс и фазу	38
2.4. Конструктивное исполнение обмоток якоря в машинах переменного тока	42
Глава 3. Электродвижущие силы обмоток якоря машин переменного тока	46
3.1. ЭДС обмотки якоря от основной гармоник магнитного поля	46
3.2. ЭДС обмотки якоря от высших гармоник магнитного поля.	55
3.3. Улучшение формы кривой ЭДС	56
Глава 4. Магнитодвижущие силы обмоток якоря машин переменного тока	62
4.1. МДС фазы обмотки.	62
4.2. Магнитодвижущие силы многофазных обмоток.	69
Глава 5. Магнитные поля и индуктивные сопротивления обмоток машин переменного тока	77
5.1. Магнитные поля обмоток якоря машины переменного тока	77
5.2. Главные индуктивные сопротивления обмоток переменного тока	81
5.3. Индуктивные сопротивления рассеяния обмотки переменного тока . . .	83
5.4. Относительные величины индуктивных сопротивлений обмоток переменного тока	89

Раздел II. Асинхронные машины

Глава 6. Основы теории асинхронных машин	92
6.1. Электромагнитные процессы в асинхронной машине с заторможенным ротором	92
6.2. Приведение рабочего процесса асинхронной машины при вращающемся роторе к рабочему процессу при неподвижном роторе	97
6.3. Математическая модель и схемы замещения асинхронной машины как обобщенного трансформатора.	100

6.4. Режимы работы, энергетические и векторные диаграммы асинхронной машины	103
6.5. Круговые диаграммы асинхронной машины	110
Глава 7. Вращающие моменты и механические характеристики асинхронной машины	117
7.1. Основной электромагнитный момент	117
7.2. Дополнительные электромагнитные моменты и силы, действующие на вал ротора асинхронной машины	120
7.3. Механическая характеристика асинхронного двигателя и эксплуатационные требования к ней	129
7.4. Рабочие характеристики асинхронного двигателя	133
Глава 8. Пуск трехфазных асинхронных двигателей и регулирование их частоты вращения	134
8.1. Способы пуска асинхронных двигателей	134
8.2. Регулирование частоты вращения короткозамкнутых асинхронных двигателей	140
8.3. Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей с фазным ротором	144
Глава 9. Асинхронные короткозамкнутые двигатели с улучшенными пусковыми характеристиками	148
9.1. Глубокопазные двигатели	148
9.2. Двухклеточные двигатели	151
9.3. Другие разновидности асинхронных двигателей с вытеснением тока	154
Глава 10. Специфические режимы работы асинхронных двигателей	156
10.1. Работа трехфазных асинхронных двигателей при аномальных условиях	156
10.2. Несимметричные режимы работы асинхронных двигателей	158
10.3. Режимы холостого хода и короткого замыкания асинхронного двигателя	163
Глава 11. Особые виды и режимы работы многофазных асинхронных машин	170
11.1. Асинхронные машины с неподвижным ротором	170
11.2. Асинхронные машины с массивным ротором	173
11.3. Линейные и дуговые асинхронные машины	174
11.4. Магнетогидродинамические машины переменного тока	175
11.5. Асинхронный преобразователь частоты	177
Глава 12. Однофазные асинхронные двигатели	179
12.1. Особенности конструкции и основы теории однофазных асинхронных двигателей	179
12.2. Разновидности однофазных асинхронных двигателей	183
Глава 13. Асинхронные машины автоматических устройств	189
13.1. Асинхронные исполнительные двигатели и тахогенераторы	189
13.2. Однофазные сельсины	192

Раздел III. Синхронные машины195

Глава 14. Магнитные поля и основные электромагнитные параметры обмоток синхронных машин.	196
14.1. Магнитное поле и электромагнитные параметры обмотки возбуждения	196
14.2. Магнитное поле и электромагнитные параметры обмотки якоря.	204
14.3. Приведение электромагнитных величин и параметров обмоток синхронной машины	213
14.4. Электромагнитные параметры успокоительной обмотки	218
14.5. О современных методах расчета и анализа электромагнитных полей в электрических машинах	221
14.6. Особенности магнитных связей обмоток синхронных машин в статических и динамических режимах. Динамические индуктивные параметры	225
Глава 15. Синхронные генераторы. Симметричные установившиеся режимы работы	230
15.1. Математическая модель электромагнитных процессов в синхронном генераторе.	230
15.2. Векторные диаграммы синхронных генераторов	232
15.3. Характеристики синхронных генераторов	234
15.4. Векторные диаграммы синхронных генераторов при насыщении магнитопровода.	242
Глава 16. Параллельная работа синхронных машин.	245
16.1. Включение синхронных генераторов на параллельную работу	245
16.2. Синхронные режимы параллельной работы синхронных машин	248
16.3. Угловые характеристики мощности синхронных машин	251
16.4. Статическая устойчивость работы синхронной машины в составе энергосистемы. Синхронизирующая мощность и момент. Статическая перегружаемость синхронных машин	256
16.5. Работа синхронной машины при постоянной мощности и переменном возбуждении	260
Глава 17. Синхронные двигатели и компенсаторы	262
17.1. Синхронные двигатели.	262
17.2. Анализ режимов работы синхронных двигателей. Векторные диаграммы	264
17.3. Синхронные компенсаторы	266
Глава 18. Несимметричные режимы работы синхронных генераторов	268
18.1. Физические особенности несимметричных режимов	268
18.2. Методы исследования несимметричных режимов.	270
18.3. Несимметричные короткие замыкания	273
Глава 19. Асинхронные режимы работы синхронных машин	279
19.1. Асинхронный режим невозбужденной синхронной машины	279
19.2. Асинхронный режим возбужденной синхронной машины	284

Глава 20. Некоторые особенности работы синхронных машин в составе энергосистем	286
20.1. Механическая модель синхронной машины, включенной в состав энергосистемы	286
20.2. Колебания и динамическая устойчивость синхронных машин	288
Глава 21. Специальные типы синхронных машин	291
21.1. Вентильные двигатели	291
21.2. Машины двойного питания	295
21.3. Индукторные синхронные машины	296
21.4. Некоторые другие разновидности синхронных машин	299
 Раздел IV. Коллекторные машины переменного тока	
Глава 22. Однофазные двигатели с последовательным возбуждением	304
Глава 23. Репульсионные двигатели.	308
Глава 24. Многофазные коллекторные двигатели	311
 Раздел V. Переходные процессы в трансформаторах и электрических машинах	
Глава 25. Переходные электромагнитные процессы в трансформаторах	319
25.1. Включение трансформатора под напряжение на холостом ходу	319
25.2. Внезапное короткое замыкание трансформатора	323
25.3. Перенапряжения в трансформаторах	326
Глава 26. Переходные электромагнитные процессы в электрических машинах	333
Список литературы	341
Алфавитный указатель	344

Предисловие

В учебнике излагаются основные методологические вопросы теории и практики электрических машин переменного тока — асинхронных, синхронных и коллекторных — в той же последовательности, что и в предыдущих изданиях (*Вольдек А. И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1966; 1974*). Однако объем и содержание некоторых разделов, посвященных устройству, принципам действия и теории машин переменного тока, несколько изменены, потому что некоторые вопросы подробно рассмотрены в первой части данного учебника «Введение в электромеханику. Машины постоянного тока и трансформаторы», а другие, в основном методические, — устарели.

При описании математических моделей взаимосвязанных физических процессов электромеханического преобразования энергии в настоящей книге широко используются системные подходы. Наряду с апробированными аналитическими методами реализации таких моделей приводятся примеры их реализации с использованием компьютерных технологий, иллюстрирующие их высокую эффективность.

В связи с успешным развитием и использованием компактных полупроводниковых преобразователей частоты и напряжения для управления машинами переменного тока в книге расширен круг вопросов, освещающих работу регулируемых машин.

Наиболее подробно в данном издании анализируются физические процессы и характеристики работы машин при различных установившихся режимах. Переходные электромагнитные процессы в обмотках электрических машин и трансформаторов рассматриваются отдельно, с использованием обобщенной схемы замещения для реальных и виртуальных электрических контуров обмоток, то есть на базе единой методологической основы для всех электромеханических и электромагнитных преобразователей.

Сложные электромеханические переходные процессы, которые в настоящее время анализируются, как правило, с использованием компьютерных технологий, здесь не рассматриваются.

В. В. Попов взял на себя подготовку третьего, дополненного и переработанного издания книги, полагая, что это будет достойным выражением доброй памяти о многолетней работе под руководством профессора А. И. Вольдека. Сердечно благодарю своих коллег — сотрудников кафедры электрических машин СПбГПУ профессора Б. В. Сидельникова и доцентов В. В. Суханова и И. П. Фиясь — за активную поддержку и помощь при написании отдельных фрагментов книги. Благодарю также надежных спонсоров кафедры — филиал ОАО «Силовые машины» — «Электросила», ФГУП «НИИ Электромаш», выпускника кафедры В. Е. Брумана, — за финансовую поддержку, обеспечившую выход этой книги в свет.

Выражаю огромную благодарность рецензентам — академику РАН Я. Б. Данилевичу, члену-корреспонденту РАН Л. И. Чубраевой и профессору Ю. П. Коськину — за сделанные ими ценные замечания по содержанию книги.

Особо хочется поблагодарить доцента кафедры Л. Ф. Боронину за большую работу по редактированию рукописи.

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

Общие вопросы теории машин переменного тока

Глава 1

Основные виды машин переменного тока и их устройство

Основные виды машин переменного тока и их принципы действия как электромеханических преобразователей энергии кратко были рассмотрены в первом томе настоящего учебника. Здесь же подробнее рассмотрим особенности конструктивной структуры трех основных видов машин — синхронных, асинхронных и коллекторных. Предварительно напомним, что на практике применяются преимущественно трехфазные ($m = 3$) машины, принцип действия которых основан на использовании в качестве энергоносителя вращающегося магнитного поля якоря. Однофазные машины переменного тока имеют ограниченное применение. Все виды машин переменного тока в большинстве случаев рассчитываются на работу при синусоидальном переменном токе.

1.1. Асинхронные машины.

Устройство и принцип действия

Устройство асинхронной машины. Сердечники статора и ротора асинхронных машин (АМ) собираются из листов электрической стали (рис. 1.1), которые до сборки обычно покрываются с обеих сторон масляно-канифольным изоляционным лаком. Сердечники машин малой мощности иногда собираются из листов без лакового покрытия, так как в этом случае достаточной изоляцией является естественный или искусственно созданный слой оксидов на поверхности листов стали.

На рис. 1.2 дан чертеж асинхронного двигателя средней мощности.

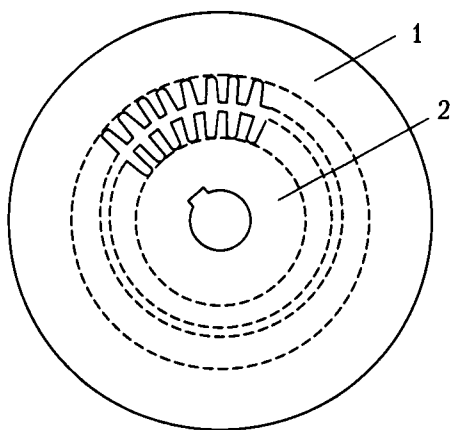


Рис. 1.1. Асинхронные машины малой и средней мощности.
Листы сердечников: 1 — статора; 2 — ротора

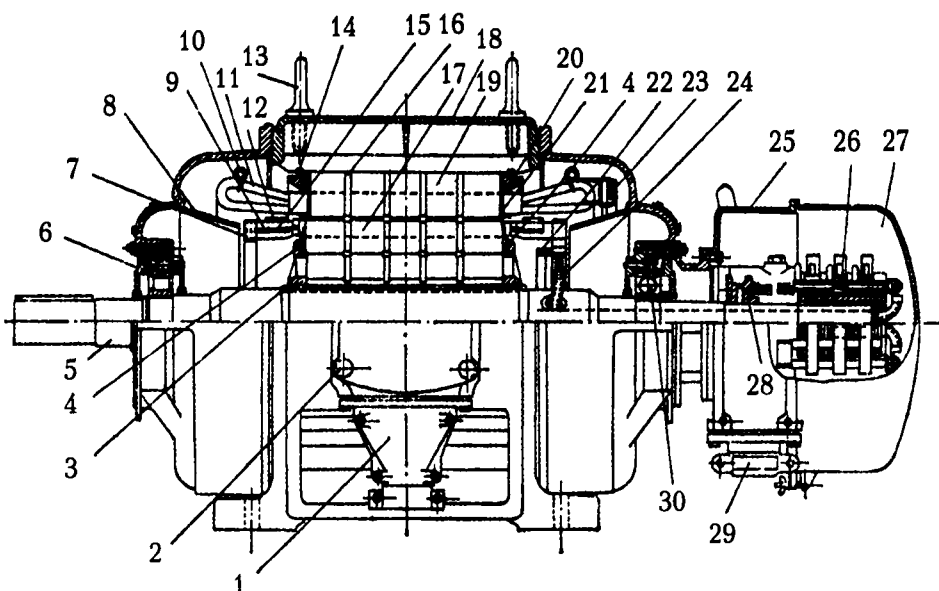


Рис. 1.2. Трехфазный асинхронный двигатель с фазным ротором 180 кВт и 975 об./мин: 1 — кабельная муфта; 2 — выводная коробка концов обмотки статора; 3 — кольцевые шпонки крепления сердечника ротора; 4 — нажимные шайбы сердечника ротора; 5 — вал ротора; 6 и 30 — шариковый и роликовый подшипники; 7 — медные соединительные хомутики стержней обмотки ротора; 8 — диффузоры для направления поступающего через подшипниковые щиты охлаждающего воздуха; 9 — стержни обмотки ротора; 10 — бандажные кольца; 11 — обмотка статора; 12 — провололочные бандаж обмотки ротора; 13 — подъемные кольца; 14 — дуговые шпонки; 15 — кольцевые изоляционные прокладки; 16 — радиальные вентиляционные каналы; 17 — сердечник ротора; 18 — литой корпус статора; 19 — сердечник статора; 20 и 21 — нажимные пальцы и кольца сердечника статора; 22 — кольцо для соединения концов обмотки ротора в «звезду»; 23 — междукатушечные и междугрупповые соединения обмотки статора; 24 — выводы концов обмотки ротора к контактным кольцам; 25 и 27 — коробка и колпак контактных колец; 26 — контактные кольца; 28 — подвижная втулка с контактами для замыкания выводов и обмотки ротора накоротко; 29 — муфта для вывода концов обмотки ротора к внешней цепи

Сердечник статора закрепляется в корпусе, а сердечник ротора — на валу (машины малой и средней мощности) или на ободе с крестовиной и втулкой, надетой на вал (машины большой мощности). Вал ротора вращается в подшипниках, которые помещаются в подшипниковых щитах, прикрепляемых к корпусу статора (машины малой и средней мощности), или на отдельно стоящих подшипниковых стояках.

На внутренней цилиндрической поверхности статора и на внешней цилиндрической же поверхности ротора имеются пазы, в которых размещаются проводники обмоток статора и ротора. Обмотка статора выполняется обычно трехфазной, присоединяется к сети трехфазного тока и называется поэтому также первичной обмоткой. Обмотка ротора тоже может быть выполнена трехфазной аналогично обмотке статора. Концы фаз такой обмотки ротора соединяются обычно в «звезду», а начала с помощью колец и металлографитных щеток выводятся наружу (рис. 1.2). Такая асинхронная машина называется машиной с фазным ротором, машиной с контактными кольцами или фазной асинхронной машиной. К кон-

тактным кольцам обычно присоединяется трехфазный пусковой или регулируемый реостат. Фазная обмотка ротора выполняется с тем же числом полюсов магнитного поля, что и статор.

Другой разновидностью обмотки ротора является обмотка в виде «беличьей клетки» (рис. 1.3). В каждом пазу такой обмотки находится медный или алюминиевый стержень, и концы всех стержней с обоих торцов ротора соединены с медными или алюминиевыми же кольцами, которые замыкают стержни коротко. Стержни от сердечника обычно не изолируются. В машинах мощностью до 100 кВт стержни и кольца вместе с крылышками для вентиляции обычно изготавливаются путем заливки ротора алюминием. Такая асинхронная машина называется машиной с короткозамкнутым ротором, или короткозамкнутой. Большинство асинхронных машин, в особенности машины малой и средней мощности, выпускаются с короткозамкнутым ротором.

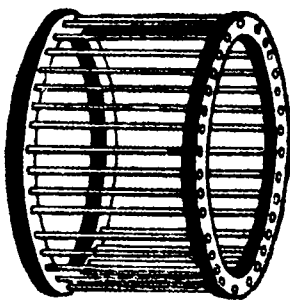


Рис. 1.3. Короткозамкнутая обмотка ротора в виде «беличьей клетки»

Воздушный зазор между статором и ротором в асинхронных машинах выполняется минимально возможным по условиям производства и надежности работы, и тем больше, чем крупнее машины. В машинах мощностью несколько киловатт величина зазора составляет 0,4...0,5 мм, а в машинах большой мощности — несколько миллиметров.

Асинхронные машины, как правило, охлаждаются воздухом. Системы вентиляции, в принципе, являются такими же, как и у машин постоянного тока.

Принцип действия асинхронной машины. Если симметричная трехфазная обмотка якоря подключена к симметричной системе трехфазного напряжения, то система фазных токов, также симметричная, возбудит в воздушном зазоре вращающееся магнитное поле. Пространственное распределение этого поля вдоль воздушного зазора современных машин переменного тока вследствие специально принимаемых мер в отношении обмотки якоря близко к гармоническому. Таким образом, возбуждаемое токами статора магнитное поле в воздушном зазоре АМ можно представить в виде симметричной системы вращающихся магнитных полюсов, число которых равно $2p$, а частота вращения [об./с]

$$n_1 = \frac{f_1}{p}. \quad (1.1)$$

Магнитный поток каждого такого полюса Φ_1 при вращении пересекает проводники обмотки ротора и тем самым индуцирует в них ЭДС e_2 . Если обмотка ротора замкнута, то в ней возникают токи i_2 , частота которых f_2 при неподвижном роторе ($n = 0$) равна первичной частоте f_1 .

Если обмотка ротора является трехфазной, то в ней индуцируется трехфазный ток. Этот ток создает вращающийся поток ротора Φ_2 (число полюсов $2p$), направление и частота вращения которого при $n = 0$

$$n_2 = \frac{f_2}{p} = \frac{f_1}{p} = n_1$$

такие же, как и у потока статора. Поэтому потоки Φ_1 и Φ_2 вращаются синхронно и образуют общий вращающийся поток двигателя Φ_δ . При короткозамкнутом роторе в его стержнях индуцируется многофазная система токов i_2 со сдвигом в соседних стержнях по фазе на угол

$$\gamma = \frac{2\pi p}{Z_2}, \quad (1.2)$$

где Z_2 — число стержней ротора. Эти токи также создают вращающийся поток Φ_2 , число полюсов, направление и скорость вращения которого являются такими же, как и у потока фазного ротора. Поэтому и в данном случае в двигателе образуется общий магнитный поток Φ_δ . Этот общий поток взаимной индукции индуцирует ЭДС в обеих обмотках машины.

В результате взаимодействия токов ротора с потоком возникают действующие на проводники ротора электромагнитные силы F и вращающий электромагнитный момент M .

В верхней части рис. 1.4 показаны вращающаяся с частотой n_1 синусоидальная волна общего магнитного поля машины и направления ЭДС e_2 , индуцируемых этим полем в стержнях неподвижного короткозамкнутого ротора. В нижней части рис. 1.4 показаны направления токов стержней i_2 и действующих на них сил F

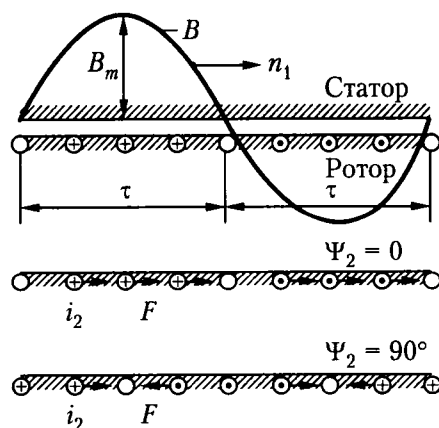


Рис. 1.4. Токи в стержнях обмотки ротора и действующие на них силы

для двух случаев: когда угол сдвига фаз ψ_2 между e_2 и i_2 равен нулю и когда $\psi_2 = 90^\circ$. При $\psi = 0$ все силы действуют в сторону вращения поля.

Поэтому вращающий электромагнитный момент

$$M = \sum \frac{FD}{2}$$

отличен от нуля и также действует в сторону вращения поля. При $\psi_2 = 90^\circ$ силы действуют в разные стороны и $M = 0$. Отсюда следует, что вращающийся момент создается только активной составляющей тока ротора

$$I_{2a} = I_2 \cos \psi_2.$$

Этот вывод имеет общий характер и справедлив также для других видов машин переменного тока.

Цепь ротора асинхронного двигателя всегда обладает определенным активным сопротивлением, и поэтому при пуске двигателя ($n = 0$) всегда $0 < \psi_2 < 90^\circ$. В результате $M > 0$, и если он больше статического тормозного момента на валу, то ротор двигателя начнет вращаться в направлении вращения поля с некоторой частотой вращения $n < n_1$, то есть будет вращаться с некоторым отставанием, или скольжением, относительно поля статора. Относительная разность скоростей вращения поля и ротора

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (1.3a)$$

называется *скольжением*. Скольжение выражается также в процентах:

$$s\% = 100s\% = \frac{n_1 - n}{n_1} \cdot 100\%. \quad (1.36)$$

Частота вращения ротора n , выраженная через скольжение s , согласно (1.3a), равна

$$n = (1 - s)n_1. \quad (1.4)$$

При пуске двигателя ($n = 0$) имеем $s = 1$, а при вращении ротора синхронно с полем статора, или, как говорят, с синхронной частотой вращения ($n = n_1$), то есть $s = 0$. При $n = n_1$ магнитное поле статора относительно ротора неподвижно и токи в роторе индуцироваться не будут, поэтому $M = 0$ и такой частоты вращения двигатель самостоятельно достичь не может. Вследствие этого в режиме двигателя всегда $0 < n < n_1$ и $1 > s > 0$.

При вращении ротора в сторону поля частота пересечения полем проводников ротора пропорциональна разности $n_1 - n$, следовательно, частота тока в обмотке ротора

$$f_2 = p(n_1 - n). \quad (1.5)$$

Подставив сюда значение n из выражения (1.4), а затем значение n_1 из (1.1), получим:

$$f_2 = spn_1 = sf_1, \quad (1.6)$$

то есть вторичная частота пропорциональна скольжению.

При частоте тока $f_2 < f_1$ частота вращения поля ротора относительно самого ротора n_{2p} также меньше n_1 :

$$n_{2p} = \frac{f_2}{p} = sn_1. \quad (1.7)$$

Частота вращения поля ротора относительно статора в соответствии с выражениями (1.4) и (1.7)

$$n_{2c} = n + n_{2p} = (1 - s)n_1 + sn_1 = n_1, \quad (1.8)$$

то есть частота вращения поля ротора относительно статора равна частоте вращения поля статора n_1 . Поэтому поля статора и ротора при вращающемся роторе также вращаются всегда синхронно и образуют общее вращающееся поле. Отметим, что представленная на рис. 1.4 картина направлений токов и механических сил действительна и при вращении ротора, когда $0 < n < n_1$ (двигательный режим).

Если ротор асинхронной машины с помощью внешней силы (вращающегося момента) привести во вращение в направлении вращения поля статора с частотой вращения выше синхронной ($n > n_1$), то ротор будет обгонять поле и направления токов в обмотке ротора по сравнению с изображенными на рис. 1.4 изменятся на обратные. При этом изменятся на обратные также направления электромагнитных сил F и электромагнитного момента M . Момент M при этом будет тормозящим, а машина станет работать в режиме генератора и отдавать активную мощность в сеть. Согласно выражениям (1.3), в режиме генератора $s < 0$.

Если ротор вращать в направлении, обратном направлению вращения поля статора ($n < 0$), то указанные на рис. 1.4 направления e_2 , i_2 и F сохранятся. Электромагнитный момент M будет действовать в направлении вращения поля статора и тормозить вращение ротора. Этот режим работы асинхронной машины называется *режимом противовключения*, или *режимом электромагнитного тормоза*. В этом режиме в соответствии с выражением (1.4) $s > 1$.

Зависимость режима работы асинхронной машины от скольжения показана на рис. 1.5.



Рис. 1.5. Режимы работы асинхронной машины

1.2. Синхронные машины. Устройство и принцип действия

Устройство синхронной машины. Статор синхронной машины (рис. 1.6) имеет такое же устройство, как и статор асинхронной машины. Трехфазная или в общем случае m -фазная обмотка статора синхронной машины выполняется с таким же числом полюсов, как и ротор, и называется *якорем*. На рис. 1.6 условно показаны только вводные концы A, B, C обмотки статора.

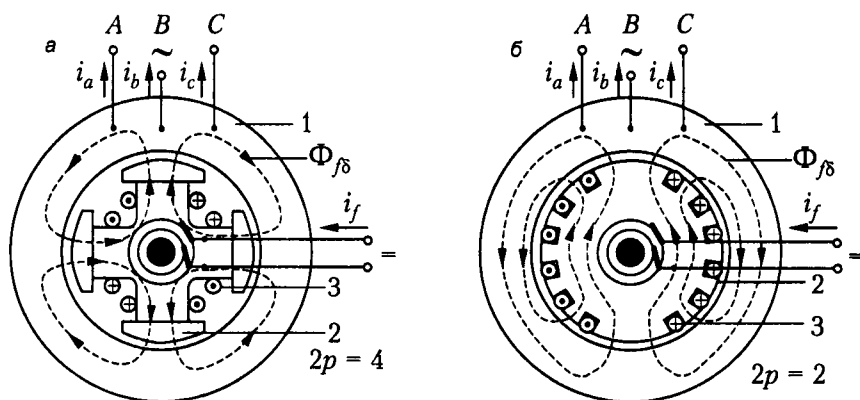


Рис. 1.6. Принцип устройства синхронной машины: а — явнополюсной; б — неявнополюсной; 1 — статор (якорь); 2 — ротор (индуктор); 3 — обмотка возбуждения

Ротор синхронной машины имеет обмотку возбуждения, питаемую через два контактных кольца и щетки постоянным током от постороннего источника. В качестве источника чаще всего используется генератор постоянного тока относительно небольшой мощности (0,3...3,0 % от мощности синхронной машины), который называется *возбудителем* и обычно устанавливается на одном валу с синхронной машиной. Назначение обмотки возбуждения — создание в машине первичного магнитного поля. Ротор вместе со своей обмоткой возбуждения называется также *индуктором*. При изготовлении синхронных машин принимаются меры к тому, чтобы распределение индукции поля возбуждения вдоль окружности статора было как можно ближе к синусоидальному.

Если ротор синхронной машины (см. рис. 1.6) привести во вращение с некоторой частотой вращения n_1 и возбудить его, то поток возбуждения $\Phi_{f\delta}$ будет пересекать проводники обмотки статора и в фазах последней будут индуцироваться ЭДС с частотой

$$f_1 = p n_1. \quad (1.9)$$

ЭДС, индуцируемые в обмотках статора, составляют симметричную трехфазную систему ЭДС, и при подключении к обмотке статора симметричной нагрузки эта обмотка нагрузится симметричной системой токов. Машина при этом будет работать в режиме генератора.

При нагрузке обмотка статора создает вращающееся магнитное поле, такое же по характеру, как и поле, создаваемое обмоткой статора асинхронной машины. Это поле статора вращается в направлении ротора с частотой вращения

$$n_1 = \frac{f_1}{p}, \quad (1.10)$$

то есть поля статора и ротора вращаются с одинаковой частотой и образуют, таким образом, общее вращающееся поле, как и в асинхронной машине. Поле статора (якоря) оказывает воздействие на поле ротора (индуктора) и называется поэтому также *полем реакции якоря*.

Синхронная машина может работать и в качестве двигателя, если подвести к обмотке ее статора трехфазный ток из сети. В этом случае в результате взаимодействия магнитных полей статора и ротора поле статора увлекает за собой ротор. При этом ротор вращается в ту же сторону и с такой же частотой вращения, как и поле статора. Из формулы (1.10) следует, что чем больше число пар полюсов синхронной машины p , тем меньше должна быть ее частота вращения для получения заданной частоты f_1 .

По своей конструкции синхронные машины подразделяются на явнополюсные и неявнополюсные.

Явнополюсные синхронные машины (см. рис. 1.6, *а*) имеют выступающие полюсы и изготавливаются с числом полюсов $2p \geq 4$. На рис. 1.7 представлены фотографии ротора (*а*) и статора (*б*) явнополюсного синхронного двигателя.

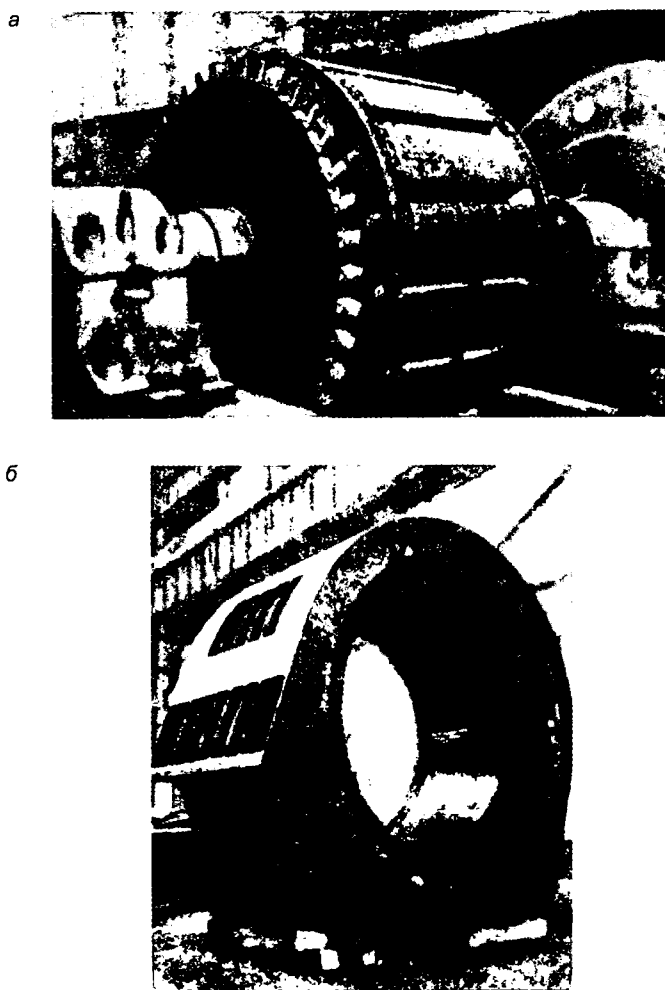


Рис. 1.7. Ротор (*а*) и статор (*б*) синхронного двигателя типа ДЭС-21-21-16 на 17 000 кВт, 10 000 В, 375 об./мин

Сердечники полюсов явнополюсных машин (рис. 1.8) набираются обычно из листов конструкционной стали толщиной 1...2 мм и стягиваются с помощью шпилек.

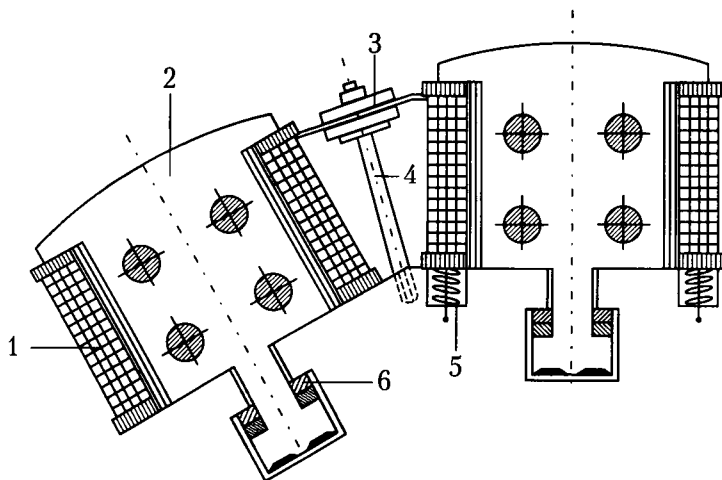


Рис. 1.8. Полюсы явнополюсной синхронной машины: 1 — обмотка возбуждения; 2 — сердечник полюса с полюсным наконечником; 3 — междукатушечные соединения; 4 — шпилька для крепления междукатушечного соединения; 5 — пружина для сжатия обмотки; 6 — клинья

В средних и крупных машинах полюсы крепятся к выступам вала, к втулке вала или ободу крестовины с помощью Т-образных хвостов. В малых машинах полюсы крепятся также с помощью болтов. Обмотка возбуждения крупных машин наматывается из голей полосовой меди на ребро, и проводники обмотки изолируются друг от друга изоляционными прокладками.

В полюсных наконечниках синхронных двигателей в соответствующих пазах помещаются стержни пусковой обмотки, выполненные из материала с повышенным удельным сопротивлением (латунь и др.), они привариваются по торцам к короткозамыкающим сегментам, а последние соединяются в общие короткозамыкающие кольца. Такая обмотка напоминает «беличью клетку» короткозамкнутого асинхронного двигателя и служит для асинхронного пуска синхронного двигателя. Такие же по конструкции обмотки, но из медных стержней, нередко используются в синхронных генераторах и называются в этом случае *успокоительными*, или *демпферными*, обмотками. В последнее время полюсы синхронных двигателей часто делают массивными, из стальных поковок, и в этом случае роль пусковой обмотки выполняют сами массивные полюсы. Торцы наконечников соседних полюсов при этом соединяются проводниками в виде планок.

Явнополюсные синхронные машины с горизонтальным валом обычно имеют аксиально-радиальную вентиляцию. У двигателя, изображенного на рис. 1.7, воздух засасывается по обоим торцам машины с помощью вентиляционных лопаток, установленных на ободу ротора, затем проходит между полюсами и по воздушному зазору, далее через окна на боковых поверхностях корпуса статора.

Явнополюсные синхронные машины мощностью до 10...12 кВт имеют иногда также так называемую обращенную конструкцию, когда индуктор (полюсы) является неподвижным, а якорь вращается. Такие машины напоминают по устройству машины постоянного тока, у которых коллектор заменен тремя контактными кольцами для отвода тока из обмотки якоря. Использовать обращенную конструкцию в крупных машинах невыгодно, так как отвод из обмотки якоря больших токов при высоком напряжении с помощью колец и щеток чрезвычайно затруднителен, к тому же сложно создать надежную изоляцию вращающейся якорной обмотки высокого напряжения.

Явнополюсные синхронные машины с горизонтальным валом широко используются в качестве двигателей и генераторов, в частности, в качестве так называемых *дизель-генераторов*, соединяемых с дизельными двигателями внутреннего сгорания. Дизель-генераторы обычно имеют один подшипник, вал генератора жестко соединяется с валом дизеля, а в качестве второй опоры ротора генератора используется подшипник самого дизеля. Во избежание затруднений, которые могут возникнуть при работе дизель-генератора вследствие неравномерности вращающего момента дизеля как поршневой машины, дизель-генератор снабжается маховиком или его ротор выполняется с повышенным маховым моментом (моментом инерции). Аналогичную конструкцию имеют также синхронные двигатели, предназначенные для привода поршневых компрессоров.

Синхронные генераторы, сочленяемые с гидравлическими турбинами, работающими на гидроэлектростанциях, называются *гидрогенераторами*. Они имеют явнополюсную конструкцию и при мощностях до нескольких тысяч киловатт чаще всего выполняются с горизонтальным валом. В последние годы все большее применение находят так называемые капсульные гидрогенераторы (рис. 1.9), также имеющие горизонтальный вал.

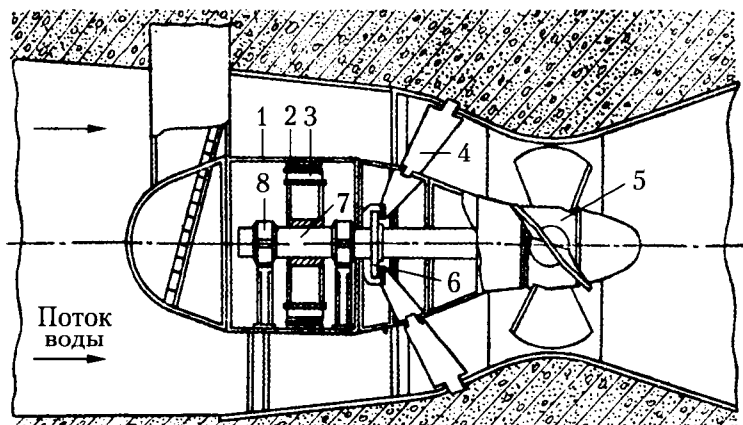


Рис. 1.9. Капсульный генератор: 1 — капсула; 2 — статор генератора; 3 — ротор генератора; 4 — направляющий аппарат турбины; 5 — ротор гидравлической турбины; 6 и 8 — подшипники; 7 — вал

Такие генераторы заключаются в водонепроницаемую оболочку, или капсулу, с внешней стороны ее обтекает поток воды, проходящий через турбину. Такая

Весьма ответственной частью вертикального гидрогенератора является упорный подшипник, или подпятник, который воспринимает массу вращающихся частей генератора и турбины, а также давление воды на лопасти турбины. Поэтому на подпятник действуют огромные усилия. Особенно трудны условия работы подпятника при пуске и тем более остановке агрегата, так как при малой частоте вращения масляный клин (пленка) между скользящими поверхностями подпятника не образуется и генератор с турбиной не «всплывают». Вследствие большой инерции гидроагрегата время его выбега (остановки) при закрытии воды и отключении от сети велико. Для уменьшения продолжительности вращения агрегата с низкой частотой вращения при его остановке применяются тормоза. Кроме подпятников гидрогенераторы имеют также направляющие подшипники, которые воспринимают радиальные усилия.

На одном валу с гидрогенератором, в верхней его части (см. рис. 1.10), в большинстве случаев устанавливаются также вспомогательные машины: возбудитель генератора (иногда с подвозбудителем) и регуляторный генератор, который представляет собой небольшой синхронный генератор с полюсами в виде постоянных магнитов и предназначен для питания двигателей масляного автоматического регулятора турбины. Подвозбудитель представляет собой небольшой генератор постоянного тока, который служит для возбуждения основного возбудителя, питающего постоянным током обмотку возбуждения гидрогенератора. В крупных машинах возбудитель нередко заменяют вспомогательным синхронным генератором, который служит как для возбуждения (вместе с ртутными выпрямителями или возбудительными агрегатами, состоящими из двигателя переменного и генератора постоянного тока), так и для питания различных двигателей, обслуживающих гидроагрегат, состоящий из турбины и гидрогенератора.

По своей конструкции вертикальные гидрогенераторы подразделяются на подвесные и зонтичные (рис. 1.11).

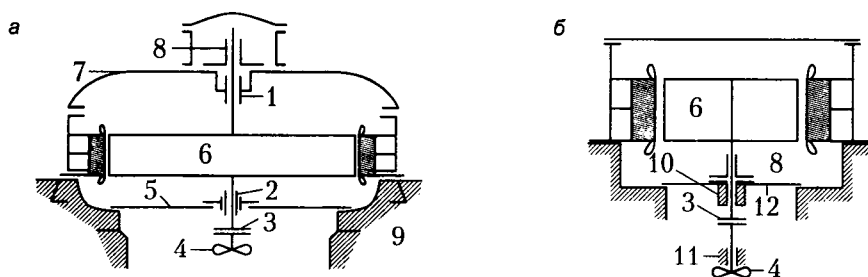


Рис. 1.11. Конструктивные схемы вертикальных гидрогенераторов: а — подвесного; б — зонтичного исполнения: 1 — верхний направляющий подшипник; 2 — нижний направляющий подшипник; 3 — фланец вала; 4 — турбина; 5 — нижняя крестовина; 6 — ротор; 7 — верхняя крестовина; 8 — подпятник; 9 — фундамент; 10 — направляющий подшипник; 11 — направляющий подшипник турбины; 12 — нижняя крестовина

В первом случае подпятник расположен в верхней части агрегата, на верхней крестовине, и весь агрегат «подвешен» к этой крестовине и к подпятнику. Во втором случае подпятник находится на нижней крестовине генератора или на крышке турбины, и генератор в виде «зонты» расположен над подпятником. При

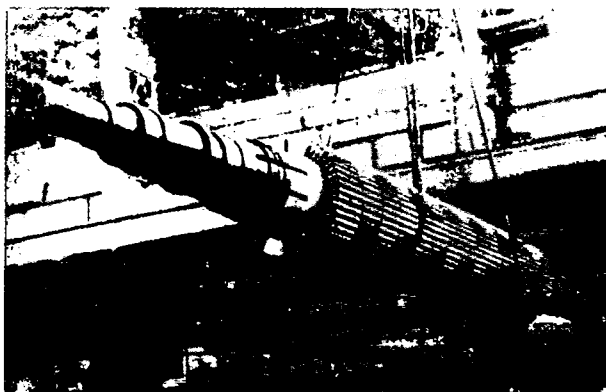


Рис. 1.13. Необмотанный ротор турбогенератора мощностью 320 000 кВт

Предельный диаметр активной части ротора по условиям механической прочности не может превышать 1,10...1,25 м. Поэтому роторы мощных машин приходится делать длинными. В то же время увеличение длины ротора ограничено пределом увеличения гибкости и прогиба ротора и пределом связанного с этим увеличения его вибрации. Наибольшая возможная активная длина ротора составляет $l \approx 8,5$ м.

Таким образом, предельные размеры турбогенераторов ограничены возможностями современной металлургии. Поэтому увеличение предельных мощностей турбогенераторов связано с увеличением электромагнитных нагрузок (линейные нагрузки и плотности тока обмоток) и интенсификацией способов охлаждения.

Обмотка ротора турбогенератора выполняется в виде концентрических катушек (рис. 1.14) и закрепляется в пазах (рис. 1.15) немагнитными металлическими клиньями (дюралюминий и т. п.), которые обладают требуемой механической прочностью и воспринимают весьма большие центробежные силы обмотки возбуждения.

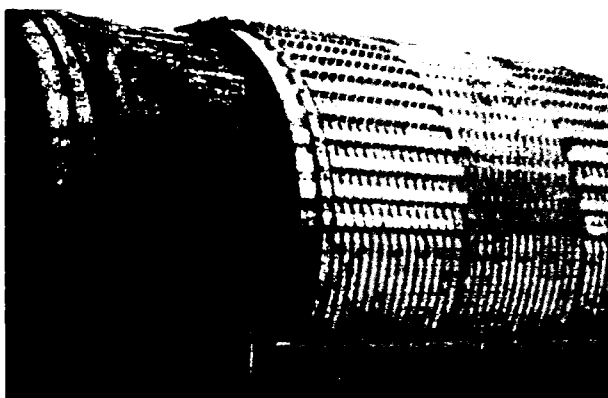


Рис. 1.14. Концевая часть обмотанного ротора турбогенератора мощностью 320 000 кВт (с лобовыми частями обмотки возбуждения и без бандажа)

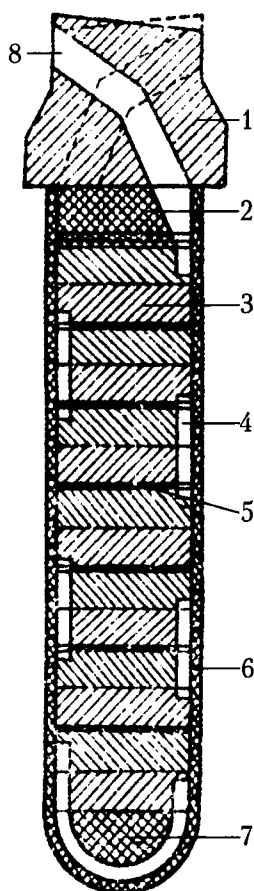


Рис. 1.15. Паз ротора турбогенератора, выпущенного заводом «Электросила», с внутренним охлаждением проводников водородом: 1 — клин; 3 — медный проводник; 4 — вентиляционный канал; 5 — витковая изоляция (стеклотекстолит); 6 — пазовая изоляционная гильза (стеклотекстолит); 2 и 7 — стеклотекстолитовые прокладки; 8 — отверстие для забора (выброса) водорода из зазора между статором и ротором

Обмотки ротора имеют миканитовую или другую изоляцию класса В или F. Лобовые части обмотки ротора закрываются прочным кольцеобразным стальным бандажом (рис. 1.16), рассчитанным на действие центробежных сил лобовых частей обмотки и самого бандажа.

Габаритные ограничения роторов, обусловленные высокой частотой их вращения, определяют высокую интенсивность электромагнитных и тепловых процессов во всех активных элементах турбогенератора. В связи с этим становится серьезной проблема охлаждения турбогенератора, особенно по мере увеличения их единичной мощности.

Повышение эффективности охлаждения основных активных элементов современных турбогенераторов достигается, как правило, посредством разнообразных систем непосредственного охлаждения. В качестве хладагента используются воз-

дух (на мощности до 150 МВт), водород и дистиллированная вода (на мощности до 1200 МВт).

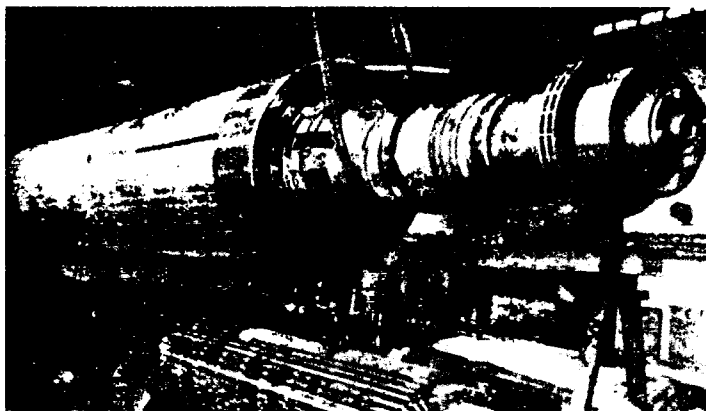


Рис. 1.16. Собранный ротор турбогенератора мощностью 320 000 кВт

Непосредственное охлаждение хладагентом основных активных элементов турбогенератора (обмотки статора и ротора, сердечник статора) организуется по замкнутому циклу посредством специальной системы охлаждающих каналов и внешних охладителей. Циркуляция хладагента по охлаждающим трактам происходит под действием напора, создаваемого специальными нагнетательными элементами (вентиляторами, компрессорами и т. п.). Заметим, что использование водорода в качестве хладагента требует принятия специальных мер по герметизации всего тракта охлаждения, чтобы гарантировать взрывобезопасность турбогенератора при эксплуатации. Поэтому в новых сериях отечественных турбогенераторов — ТЗФ и ТЗВ — в качестве хладагента все чаще используются воздух и дистиллированная вода.

1.3. Особенности устройства многофазных коллекторных машин переменного тока

Включение коллектора в структуру машин переменного тока в качестве преобразователя частоты, осуществляющего электрическую связь разночастотных электрических цепей обмоток статора и ротора, позволяет придать машине дополнительные свойства, улучшающие ее потребительские качества, например, в отношении регулирования частоты вращения и т. п.

Трехфазная коллекторная машина типичной конструкции включает в себя:

- 1) статор с трехфазной обмоткой, аналогичный статору асинхронной или синхронной машины;
- 2) ротор, аналогичный якорю машины постоянного тока и с такой же обмоткой, соединенной с коллектором.

На коллекторе на каждом двойном полюсном делении вместо двух щеточных пальцев, как у машины постоянного тока, устанавливаются три щеточных паль-

ца, причем щетки щеточных пальцев каждой фазы соединяются с помощью перемычек параллельно, как в машине постоянного тока. Кроме того, на статоре могут быть и некоторые дополнительные обмотки.

Соединенная с коллектором замкнутая якорная обмотка при установке на коллекторе трехфазного комплекта щеток, сдвинутых друг относительно друга на 120° эл. (рис. 1.17) представляет собой трехфазную обмотку, соединенную в «треугольник». Токи через щетки A, B, C равны разностям токов фаз i_a, i_b, i_c .

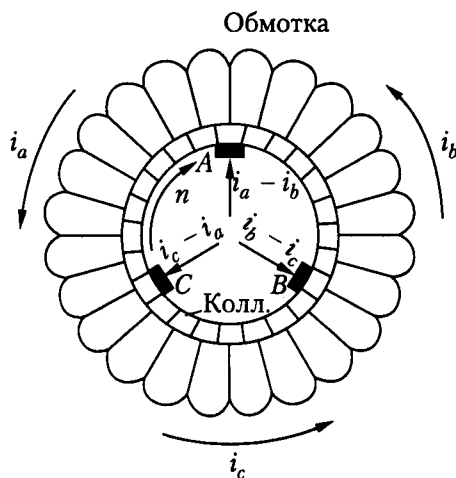


Рис. 1.17. Обмотка якоря (ротора) трехфазной коллекторной машины

При вращении якоря положение каждой фазы обмотки неизменно и секции обмотки переходят поочередно из одних фаз в другие. При установке шестифазного комплекта щеток, сдвинутых друг относительно друга на 60° эл., получается шестифазная обмотка, соединенная в «многоугольник».

Поясним работу коллектора как преобразователя частоты на более простом примере. На рис. 1.18 схематически изображена машина постоянного тока.

Когда щетки и полюсы машины постоянного тока неподвижны ($n_{щ} = n_{\Phi} = 0$), а якорь вращается с частотой n , то в обмотке якоря индуцируются ЭДС частотой

$$f_{я} = pn, \quad (1.11)$$

в то время как во внешней цепи якоря и щеток частота $f_{щ} = 0$. Таким образом, в данном случае коллектор преобразует ток частотой $f_{я}$ внутри якоря в ток частотой $f_{щ} = 0$ во внешней цепи или наоборот.

Если теперь с помощью внешнего механизма привести щетки во вращение с частотой вращения $n_{щ}$, то полярность щеток будет меняться с частотой

$$f_{щ} = pn_{щ}, \quad (1.12)$$

и во внешней цепи получим ток частотой $f_{щ}$. Таким образом, теперь коллектор преобразует ток частотой $f_{я}$ внутри якоря в ток частотой $f_{щ} \neq 0$ во внешней цепи или наоборот.

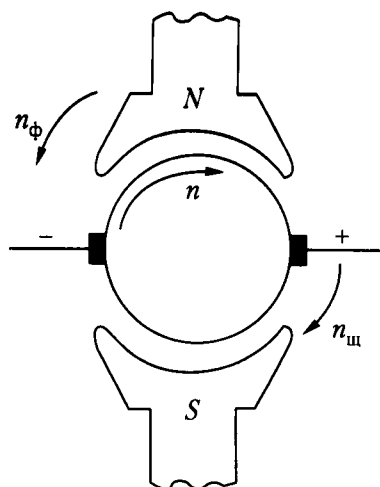


Рис. 1.18. К пояснению работы коллектора как преобразователя частоты

Очевидно, что частота $f_{\text{щ}}$ во внешней цепи не изменится, если вместо щеток вращать полюсы с частотой $n_{\Phi} = n_{\text{щ}}$. При этом изменятся лишь частота в самой обмотке якоря

$$f_{\text{я}} = p(n \pm n_{\Phi}) \quad (1.13)$$

и величина индуцируемой в ней ЭДС. Такое преобразование частот будет происходить и в том случае, если вращающиеся полюсы индуктора (рис. 1.18) заменить неподвижным статором многофазной машины переменного тока и питать его обмотку симметричной системой токов частотой f_1 . Возбуждаемое этими токами магнитное поле будет вращаться с частотой

$$n_{\Phi} = \frac{f_1}{p}. \quad (1.14)$$

Полагая по-прежнему $n_{\Phi} = n_{\text{щ}}$, найдем из формулы (1.12), что $f_{\text{щ}} = f_1$, то есть частоты тока в обмотке статора и тока во внешней цепи обмотки якоря равны. Частота тока внутри обмотки якоря $f_{\text{я}}$ будет определяться частотой вращения якоря (1.13).

Таким образом, частота тока на щетках многофазной коллекторной машины определяется частотой вращения магнитного потока относительно неподвижных щеток. Знак «плюс» в выражении (1.13) относится к случаю встречных направлений вращения ротора и поля, а знак «минус» — к случаю согласных направлений их вращения.

Особенности работы различных видов коллекторных машин переменного тока весьма индивидуальны и здесь не рассматриваются.

Глава 2

Обмотки якоря машин переменного тока

2.1. Некоторые особенности структуры обмоток якоря

Обмотки якоря машин переменного тока принципиально выполняются так же, как и в машинах постоянного тока. Структурную их основу составляют секции или катушки, причем ввиду отсутствия коллектора обмотка выполняется с одним элементарным пазом в реальном пазу ($u_n = 1$), и поэтому понятия «секция» и «катушка» отождествляются. Более употребительным в практике электромашиностроения является термин «катушка». Обмотки якоря машин переменного тока могут быть как двухслойными, так и однослойными.

В современных машинах применяются преимущественно двухслойные обмотки. Все катушки таких обмоток имеют одинаковые размеры и форму, а число активных проводников в пазу

$$s_n = 2w_k, \quad (2.1)$$

где w_k — число витков катушки. Шаги обмотки якоря машин переменного тока — y_1 , y_2 и y — определяются и измеряются так же, как в машинах постоянного тока.

Поскольку в обмотках якоря машины переменного тока структурно выделяются три или m изолированных фазных обмоток, для них вводятся иные понятия и обозначения, отличные от обозначений, применяемых для машин постоянного тока. Если вся обмотка укладывается в Z пазов, то, по условиям ее симметрии, под каждым полюсом должны располагаться пазы, в которых находятся проводники каждой из m фаз обмотки. В связи с этим вводится понятие *число пазов на полюс и фазу*

$$q = \frac{Z}{2pm}. \quad (2.2)$$

Величина q характеризует размер фазной зоны статора, измеренный в числах пазов, где рядом располагаются катушки, принадлежащие одной и той же фазной обмотке. Такую группу катушек принято называть *катушечной группой*. Ширину фазной зоны иногда измеряют в угловых величинах (электрические радианы или градусы). Угол фазной зоны

$$\alpha = q\gamma = \frac{2\pi pq}{Z}, \quad (2.3)$$

где $\gamma = \frac{2\pi p}{Z}$ — угол сдвига между соседними катушками.

Ширина фазной зоны статора является важным параметром обмотки, характеризующим степень ее использования при формировании ЭДС обмотки. Мерой использования обмотки принято считать отношение геометрической суммы векторов ЭДС всех катушек, составляющих катушечную группу, к их алгебраической сумме.

Так как неравенство геометрической и алгебраической сумм вызвано распределением обмотки по пазам, то это отношение называют коэффициентом распределения и обозначают k_p . Оценим величину k_p из векторной диаграммы ЭДС катушек, расположенных на двойном полюсном делении, как показано на рис. 2.1.

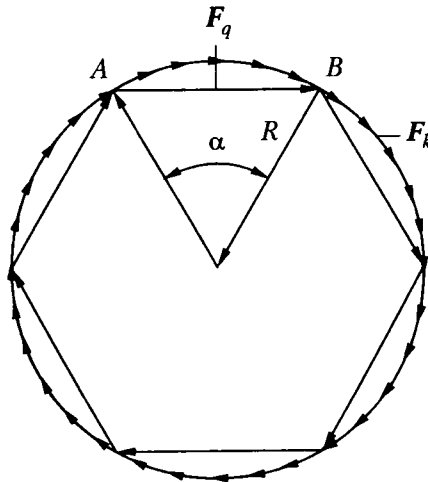


Рис. 2.1. К определению коэффициента распределения обмотки

Такая диаграмма представляет собой замкнутый равносторонний многоугольник, вписанный в окружность радиусом R . Геометрическая сумма векторов ЭДС всех катушек E_q , составляющих катушечную группу, будет характеризоваться хордой AB . Арифметическая сумма этих же векторов ЭДС при $q \rightarrow \infty$ будет характеризоваться дугой $\cup AB$. Таким образом, коэффициент распределения при указанных значениях q

$$k_{p\infty} = \frac{AB}{\cup AB} = \frac{2R \sin(\alpha/2)}{\alpha R} = \frac{\sin(\alpha/2)}{\alpha/2}, \quad (2.4)$$

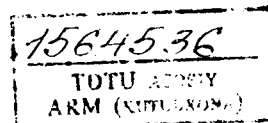
где α измеряется в электрических радианах.

Из (2.4) находим, что для трехзонной обмотки с шириной зоны $\alpha = 120^\circ (2\pi/3 \text{ рад})$

$$k_{p\infty} = \frac{\sin 60^\circ}{\pi/3} = 0,825,$$

а для шестизонной с шириной зоны $\alpha = 60^\circ (\pi/3 \text{ рад})$

$$k_{p\infty} = \frac{\sin 30^\circ}{\pi/6} = 0,955.$$



Дальнейшее уменьшение ширины зоны уже не представляется столь эффективным. По этой причине в подавляющем большинстве случаев в современных машинах применяются обмотки с фазной зоной $\alpha = 60^\circ$.

Отличительной особенностью обмотки якоря машин переменного тока является значительное укорочение шага. Делается это прежде всего для улучшения формы кривой индуцированной в обмотке ЭДС. Значение ЭДС в этом случае будет меньше, чем в обмотках с диаметральной шагом. Однако связанные с этим потери несколько окупаются экономией меди на лобовых частях обмотки.

Кроме того, существенным отличием машин переменного тока является то, что у них обмотка якоря размещается на статоре, следовательно, не испытывает действия центробежных сил, вследствие чего закрепление ее упрощается, особенно в зоне лобовых частей.

Обмотки якоря машин переменного тока могут иметь как целое, так и дробное число пазов на полюс и фазу q . В последнем случае обмотки называются дробными. Что же касается схем соединения катушек, образующих обмотку, то они так же, как и в машинах постоянного тока, могут соединяться по принципам петлевых или волновых обмоток, образуя при этом параллельные ветви, число которых a может быть как четным, так и нечетным, что также отличает обмотки якоря машин переменного тока от обмоток машин постоянного тока.

Кроме того, из-за наличия трех или m изолированных фаз обмотки теряет смысл употребление понятия числа катушек или секций S обмотки, так как здесь всегда $S = Z$. Более удобным оказывается понятие числа последовательно соединенных витков в фазной обмотке — w . Если в обмотке число катушек на фазу равно $\frac{Z}{m}$ и фазная обмотка имеет a параллельных ветвей, то число последовательно включенных катушек в фазной обмотке будет $\frac{Z}{ma}$, а число витков в фазе

$$w = w_k \frac{Z}{ma}. \quad (2.5)$$

2.2. Обмотки якоря с целым числом пазов на полюс и фазу

Петлевые обмотки. Рассмотрим в качестве примера обмотку с $Z = 24$ и $2p = 4$. Предварительно найдем

$$q = \frac{Z}{2pm} = \frac{24}{2 \cdot 2 \cdot 3} = 2;$$

$$\tau_z = \frac{Z}{2p} = \frac{24}{2 \cdot 2} = 6.$$

Выберем укороченный шаг обмотки y_1 равным пяти зубцовым делениям. Тогда относительный шаг:

$$\beta = \frac{y_1}{\tau_z} = \frac{5}{6} = 0,833.$$

Установим порядок составления схемы рассматриваемой обмотки с помощью вспомогательной таблицы, показанной в верхней части рис. 2.2. Таблица состоит из двух рядов клеток.

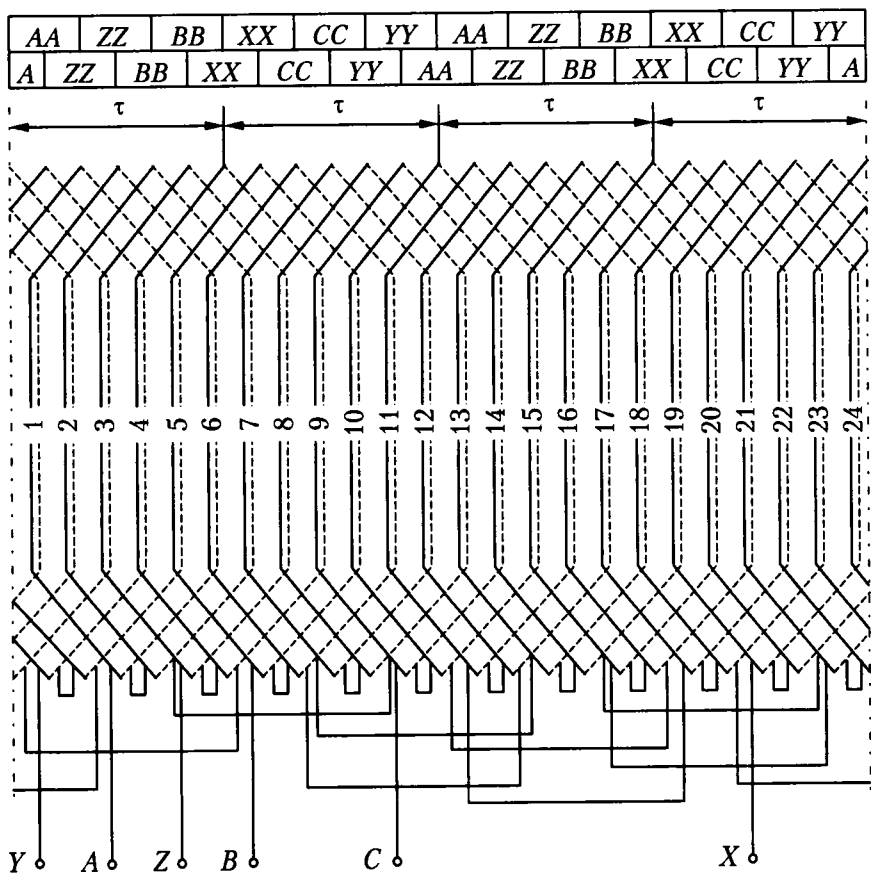


Рис. 2.2. Схема трехфазной двухслойной петлевой обмотки с $Z = 24$, $m = 3$, $2p = 4$, $q = 2$, $y_1 = 5$, $\beta = 5/6$

Верхний и нижний ряды определяют фазные зоны, соответственно, верхнего и нижнего слоев обмотки. Ширина каждой зоны равна двум пазам (зубцовым делениям), поскольку $q = 2$. Чередуются фазные зоны в пределах двойного полюсного деления в последовательности $A-Z-B-X-C-Y$, что предопределено условиями симметрии для шестизонных обмоток. Напомним, что различие между фазными зонами A и X ; B и Y ; C и Z состоит в том, что направления индуцированных ЭДС (или токов) в активных проводниках этих зон будут соответственно противоположными.

Следуя указанным правилам, легко заполнить клетки верхнего ряда, устанавливающие размеры и чередование фазных зон верхнего слоя обмотки. Что касается фазных зон нижнего слоя обмотки, то вследствие принятого укорочения шага обмотки они будут смещены по отношению к верхнему слою. Чтобы определить

угол этого смещения, достаточно указать номер паза, где будет размещаться нижняя сторона любой катушки. Так, например, если верхняя сторона катушки 1 размещена в пазу 1, то ее нижняя сторона будет находиться в пазу $1 + y_1 = 1 + 5 = 6$. Значит, фазная зона нижнего слоя X будет занимать два паза, 6 и 7.

Заполнив все клетки вспомогательной таблицы, можно затем составить схему всей обмотки, как показано на рис. 2.2. Схема вычерчивается по тем же графическим правилам, которые были приняты для машин постоянного тока. При этом следует иметь в виду, что все катушки должны изображаться одинаково и, как правило, многovitковыми. Катушки, расположенные в одной фазной зоне и составляющие катушечную группу фазной обмотки, соединяются между собой последовательно. Схемы соединения катушечных групп, у которых в силу отмеченных условий симметрии ЭДС одинаковы, могут быть различными. Можно все катушечные группы соединить последовательно, образуя одну параллельную ветвь в фазной обмотке ($a = 1$), что и показано на рис. 2.2. Можно все группы соединять параллельно, получая обмотку с $a = 2p$. Можно применять и смешанное соединение катушечных групп фазной обмотки. Число параллельных ветвей такой обмотки в общем случае может находиться в пределах $1 \leq a \leq 2p$.

Хотя при составлении схемы рассматриваемой обмотки условия ее симметрии принимались во внимание, тем не менее, рекомендуется проверить их, исходя из векторных диаграмм ЭДС фазных обмоток. Такие диаграммы строятся, как и для машин постоянного тока, на основе векторных диаграмм пазовых ЭДС с последующим определением ЭДС катушек, катушечных групп и фазных обмоток. Построение таких диаграмм будет рассмотрено далее, в главе 21. Обмотку следует считать симметричной, если векторы ее фазных ЭДС образуют правильную симметричную звезду. Такие проверки особенно целесообразно выполнять для обмоток с дробным q .

Волновые обмотки. В петлевых обмотках последовательное соединение всех отдельных участков обмотки выполняется с помощью специальных межкатушечных соединений. Число таких соединений в многополюсных машинах может быть большим, что может привести к перерасходу меди, особенно в обмотках с одновитковыми катушками большого сечения (обмотки стержневого типа).

Применение принципа волновой обмотки позволяет получить автоматическое соединение проводников, составляющих фазную обмотку. Однако обычный тип волновой обмотки постоянного тока здесь неприменим. Выбирая результирующий шаг волновой обмотки, как для машин постоянного тока, получаем условие

$$y = \frac{Z \pm 1}{p} = \frac{2mpq \pm 1}{p} = 2mq \pm \frac{1}{p},$$

где y — целое число.

Видно, что при целом q реализовать такое условие для y невозможно, поэтому для получения волновой обмотки переменного тока применяется шаг

$$y = \frac{Z}{p} = \frac{2mpq}{p} = 2mq, \quad (2.6)$$

где y — целое число.

Составим схему волновой обмотки с теми же данными, что и у рассмотренной ранее петлевой обмотки (см. рис. 2.2). Определим

$$y = \frac{Z}{p} = \frac{24}{2} = 12.$$

Распределение пазов по фазным зонам волновой обмотки производится так же, как и у петлевой. Схема трехфазной волновой обмотки показана на рис. 2.3.

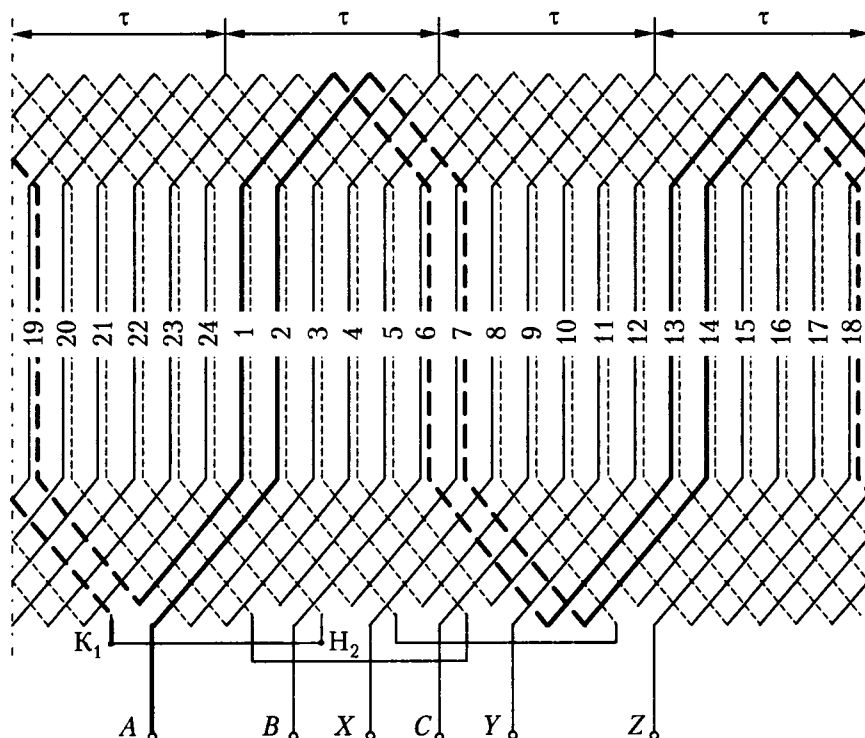


Рис. 2.3. Схема трехфазной двухслойной волновой обмотки с $Z = 24$, $m = 3$, $2p = 4$, $q = 2$, $y_1 = 5$, $\beta = 5/6$

Поясним процедуры составления этой схемы, указав предварительно, что для удобства ее обозрения счет пазов начат с отступлением от левого края.

Начало фазы A на схеме рис. 2.3 взято из верхнего слоя паза 2. При обходе этой фазы от ее начала A обойдем виток 2, лежащий своей верхней стороной в пазу 2, из конца витка 2 (нижний слой паза 7) с шагом $y_2 = y - y_1 = 12 - 5 = 7$ перейдем в виток 14 и в конце этого витка (нижний слой паза 19) завершим полный обход вокруг якоря. При этом в общем случае будет обойдено p (в данном случае $p = 2$) витков. Второй обход якоря начинается с соединения витка 14 с началом витка 1, то есть, как и в машинах постоянного тока, выполняем «левоходную» обмотку, однако не за счет естественного, а за счет искусственного сдвига «влево». Как видно из рис. 2.3, размеры лобовых частей соединяемых витков уменьша-

ются. «Правоходные» обмотки, у которых размеры лобовых частей соединяемых витков увеличиваются, не применяются.

При втором обходе якоря пройдем еще $p = 2$ катушки (1-ю и 13-ю) и закончим этот обход выходом из нижнего слоя паза 18 (конец K_1 на рис. 2.3). В данном случае, при $q = 2$, этим заканчивается первый цикл обхода якоря. При $q = 3$ и 4 и т. д. этот цикл включает 3, 4 и т. д. обходов, причем будет использовано pq витков (катушек) обмотки (в данном случае $2 \cdot 2 = 4$ витка), то есть половина всех $2pq$ витков (катушек) фазы. Первый цикл обходов, таким образом, соединяет между собой все катушки, верхние стороны которых расположены в фазных зонах A .

Второй цикл обходов в фазе A на схеме (см. рис. 2.3) начат (конец H_2) из нижней стороны катушки 19 (нижний слой паза 24), при этом в данном случае все витки фазы соединены последовательно перемычкой K_1H_2 . Второй цикл обходов совершается в противоположном направлении, причем $q = 2$ обхода охватывают катушки 2, 8, 19, 7 и заканчиваются концом фазы X . Второй цикл обходов, как видно, соединяет между собой все те катушки, верхние стороны которых расположены в фазных зонах X . Аналогично выполнены соединения в фазах B и C . Независимо от числа полюсов обмотка будет иметь три перемычки, соединяющие циклы обходов в каждой фазе.

Таким образом, каждая фаза волновой обмотки состоит из двух половинок по pq катушек в каждой. Эти половинки можно соединить также параллельно, и следовательно, волновая обмотка может иметь $a = 2$ удобно выполняемые параллельные ветви.

Укорочение шага волновой обмотки в электромагнитном отношении дает такой же эффект, как и в петлевой обмотке.

Укорочение шага в волновой обмотке, в отличие от петлевой обмотки, не приводит к уменьшению расхода проводникового материала на лобовые соединения, так как при этом соединения с одной стороны машины укорачиваются, а с другой — удлиняются. Волновые обмотки роторов асинхронных двигателей чаще всего выполняют с полным шагом ($y = \tau$), а начала A, B, C и концы X, Y, Z обмотки распределяют равномерно по окружности с целью облегчения балансировки (уравновешивания масс) ротора.

2.3. Обмотки якоря с дробным числом пазов на полюс и фазу

Обмотки якоря с дробным q применяются все шире. Например, при производстве асинхронных машин в широком ассортименте иногда целесообразно по технологическим условиям использовать для ряда машин одинаковые вырубki стали для статора и ротора. Для некоторых таких машин вынужденно принимается дробное q , если, конечно, при этом не ухудшаются потребительские качества машины в целом. Дробные обмотки эффективно применять и в крупных синхронных машинах, например, в многополюсных тихоходных гидрогенераторах, у которых весьма малым оказывается полюсное деление τ . В таких машинах дробное q применяется для улучшения формы кривой ЭДС (см. главу 21).

Дробное q означает, что фазные зоны одной и той же фазной обмотки под разными полюсами имеют разное число пазов, поскольку физически число пазов на фазу под полюсом дробным быть не может. Следовательно, при образовании фазной обмотки приходится соединять катушечные группы с разным числом катушек. В связи с этим усложняется задача построения симметричной обмотки, у которой ЭДС всех трех фаз были бы симметричными. Очевидно, что для получения симметричной обмотки с дробным q необходимо, чтобы число пазов на каждую фазу, расположенных под одноименными полюсами, было одинаковым, то есть чтобы $\frac{Z}{2m}$ было целым числом.

Если Z и p имеют наибольший общий делитель t , то есть если $\frac{Z}{p} = \frac{Z_0 t}{p_0 t} = \frac{Z_0}{p_0}$, тогда оказывается возможным образование параллельных ветвей обмотки. Действительно, поскольку угол между ЭДС двух соседних катушек

$$\gamma = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z} = \frac{p_0 \cdot 360^\circ}{Z_0},$$

то угол между ЭДС катушек, отстоящих друг от друга на Z_0 пазов, будет $\gamma Z_0 = p_0 \cdot 360^\circ$, значит, ЭДС этих катушек будут совпадать по фазе. Так как количество пазов Z_0 размещается лишь под $\frac{p}{t} = p_0$ парами полюсов, то после выполнения участка обмотки на p/t пар полюсов по ходу обмотки будут последовательно встречаться стержни, имеющие такую же фазу ЭДС, что и в исходной группе. Число параллельных ветвей в таком случае может быть равно t .

Если же Z_0 четное, то после выполнения обмотки на $\frac{p}{2t}$ парах полюсов начинают встречаться стержни, ЭДС которых сдвинуты на 180° по отношению к ЭДС исходной группы. Очевидно, что в этом случае можно образовывать $2t$ параллельных ветвей обмотки. Для того чтобы такая обмотка была бы симметричной, необходимо выполнить условие: $\frac{Z_0}{m}$ — целое число.

Конструктивную основу дробных обмоток составляют, как и в обмотках с целым q , катушки (или стержни), которые соединяются между собой по принципу петлевых или волновых обмоток.

Исследование свойств дробных обмоток, и прежде всего проверка их симметрии, проводится обычно с помощью векторных диаграмм — звезды пазовых (или катушечных) ЭДС. Выполним такое исследование на примере петлевой обмотки, у которой задано $Z = Z_0 t$ и $p = p_0 t$. Построим по этим данным звезду пазовых (или катушечных) ЭДС, как показано на рис. 2.4.

Выясним, в каком порядке следуют векторы пазовых ЭДС.

Если угол между ЭДС соседних пазов равен $\gamma = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z} = \frac{p_0 \cdot 360^\circ}{Z_0}$, то угол между двумя соседними векторами составит $\alpha = \frac{360^\circ}{Z_0} = \frac{\gamma}{p_0}$. Значение этого угла по-

звolyет пронумеровать векторы пазовых ЭДС, расположенных рядом. Нумерацию удобнее делать в виде таблицы, а для определения следующего по звезде вектора ввести понятие *шаг вектора*. Составим таблицу пазов и фазных зон для следующих данных: $Z_0 = 15$; $p_0 = 2$; $q = 1\frac{1}{4}$.

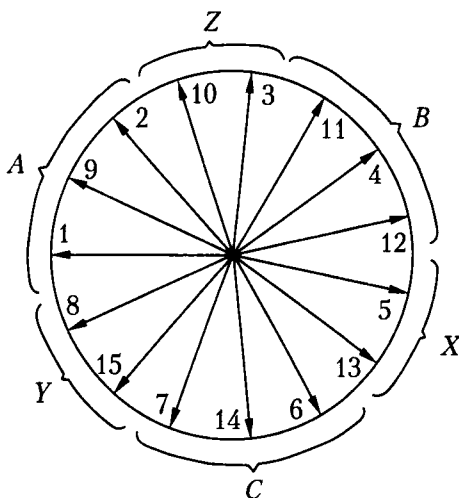


Рис. 2.4. Звезда пазовых ЭДС. К составлению дробной обмотки с $Z_0 = 15$, $p_0 = 2$, $q = 1\frac{1}{4}$

Таблица будет содержать $3 \cdot 6 = 18$ клеток, исходя из числа фазных зон (6) и максимального числа векторов, принадлежащих одноименным фазным зонам (3).

Учитывая, что каждой фазе должны принадлежать $\frac{Z_0}{m} = \frac{15}{3} = 5$ векторов, а это

возможно, если в одной фазной зоне будет 3, а в другой 2 вектора, исключаем в каждой фазной зоне (x, y, z) по одной клетке. В итоге получим таблицу из 15 клеток в соответствии с числом векторов звезды пазовых ЭДС. Условимся, что каждая клетка соответствует пространственному углу $\alpha = \frac{360^\circ}{Z_0} = \frac{360^\circ}{15} = 24^\circ$.

Поместим, следуя векторной диаграмме пазовых ЭДС (рис. 2.4), вектор 1 в клетку 1. Второй вектор разместим в клетке, отстоящей от первой на угол $\gamma = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z_0}$,

то есть в клетке 3. Так, обходя таблицу строка за строкой шагами по p_0 клеток в каждом шаге и нумеруя клетки каждого шага рядом чисел 1, 2, 3 ... Z_0 , заполним ее всю. Нетрудно заметить, что номера двух соседних векторов различаются на одно и то же число, которое можно назвать шагом вектора и определять как

$$y_0 = \frac{kZ_0 \pm 1}{p_0} = \frac{15 \pm 1}{2} = 8,$$

где $k = 1, 1, 2, 3, \dots$, то есть такое целое число, чтобы шаг y_0 тоже был целым.

Таблица 2.1. Таблица пазов и фазных зон статора для дробной обмотки

A	1	9	2
Z	10	3	—
B	11	4	12
X	5	13	—
C	6	14	7
Y	15	8	—

Номера векторов ЭДС в горизонтальных рядах этой таблицы определяют номера пазов, составляющих фазные зоны статора. В этих пазах будут размещаться верхние стороны катушек обмотки, составляющих фазные зоны верхнего слоя обмотки.

Фазные зоны нижнего слоя обмотки, как и в обмотках с целым q , будут смещены по отношению к зонам верхнего слоя обмотки на некоторый угол, определяемый укорочением шага обмотки. Таблица 2.1 определяет схему соединения катушек дробной обмотки. Эта обмотка будет симметричной независимо от того, соединяются ли катушки по принципам волновой или петлевой обмоток, что видно из диаграммы пазовых ЭДС. Однако при вычерчивании схемы обмотки удобно воспользоваться дополнительными вспомогательными таблицами, как было показано на примере петлевой обмотки (см. рис. 2.2).

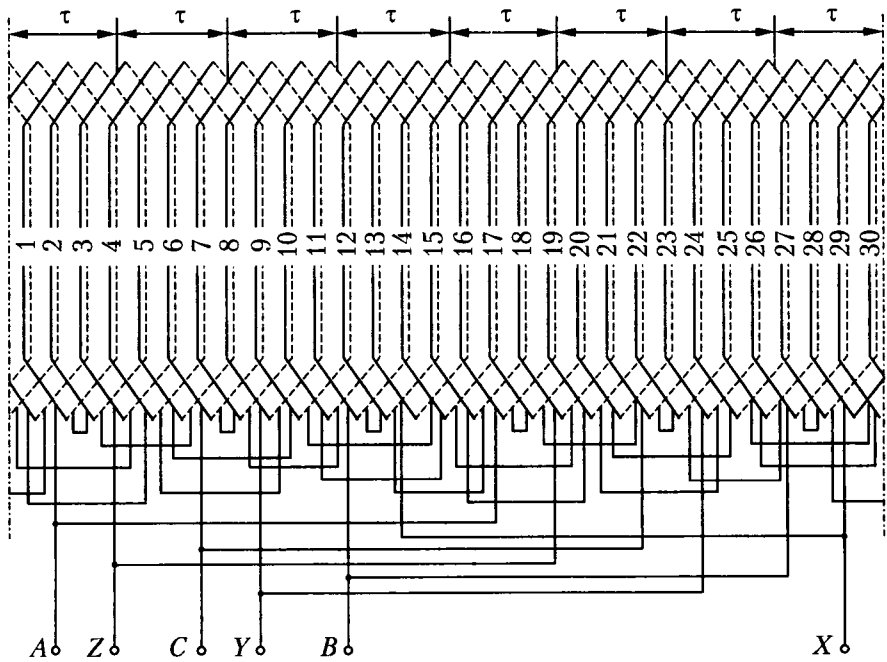


Рис. 2.5. Схема трехфазной двухслойной петлевой дробной обмотки с $Z = 30$, $2p = 8$, $q = 1\frac{1}{4}$, $a = 2$, $y_1 = 3$, $\beta = 0,8$

Схема дробной петлевой обмотки, построенная по изложенным ранее рекомендациям, представлена на рис. 2.5.

Аналогичным образом строится и схема дробной волновой обмотки. На рис. 2.6 изображена схема стержневой волновой дробной обмотки с теми же данными, что и у обмотки, изображенной на рис. 2.5.

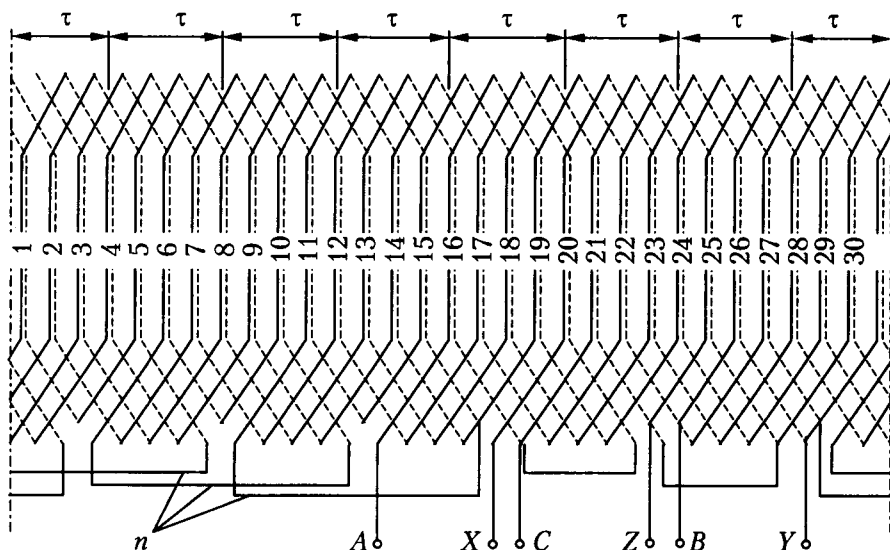


Рис. 2.6. Схема трехфазной двухслойной волновой дробной обмотки с $Z = 30$, $2p = 8$, $q = 1\frac{1}{4}$, $a = 1$, $y = 3$, $\beta = 0,8$

Особенностью дробных волновых обмоток является то, что число обходов в прямом и обратном циклах, формирующих катушечные группы, может оказаться различным. Поэтому в схему обмотки приходится вводить дополнительные переключки, обозначенные на рис. 2.6 буквой n , или делать дополнительные обходы.

2.4. Конструктивное исполнение обмоток якоря в машинах переменного тока

Активные стороны катушек (и стержней) обмоток якоря, как правило, размещаются в пазах статора. Формы сечения пазов обмоток статоров машин переменного тока показаны на рис. 2.7.

Полузакрытые пазы обычно применяются для обмоток статоров машин мощностью до 100 кВт (при 1500 об./мин) и напряжением до 60 В. Обмотка изолируется от стенок паза посредством трехслойной пазовой коробочки (два слоя электротехнического картона, разделенных слоем лакоткани или синтетической пленки) толщиной 0,35...0,65 мм на сторону. В заранее изолированные пазы укладывается так называемая мягкая всыпная обмотка, то есть обмотка из круглых проводников диаметром до 2,2...2,5 мм. Отдельные проводники опускаются в паз по одному через щель паза. Если сечение фазы должно быть больше сечения

одного такого проводника, то обмотка изготавливается из необходимого количества параллельных ветвей. Если же и эта мера недостаточна, то каждый виток выполняется из нескольких параллельных проводников. Такие обмотки имеют изоляцию класса А. Плотность тока в таких обмотках $j = 5,0 \dots 6,5 \text{ А/мм}^2$, а при $P_n < 0,6 \text{ кВт}$ — и больше.

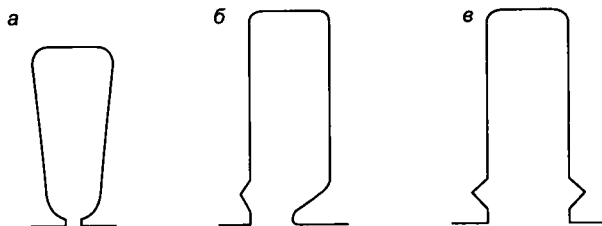


Рис. 2.7. Пазы статоров машин переменного тока: а — полузакрытые; б — полукоткрытые; в — открытые

Полукоткрытые пазы применяются для машин большой мощности (до 300...400 кВт при 1500 об./мин) при напряжениях до 650 В. В этом случае катушка по ширине паза состоит из двух полукатушек, которые наматываются из прямоугольного провода на соответствующих шаблонах и опускаются в паз по отдельности. Высоту проводника в радиальном направлении машины при $f = 50 \text{ Гц}$ во избежание больших потерь на вихревые токи делают обычно не больше 5 мм. Если достаточного сечения фазы при этом не получается, то обмотка выполняется с параллельными ветвями. Плотность тока в таких обмотках $4,0 \dots 5,5 \text{ А/мм}^2$.

В машинах с большей мощностью и с большим напряжением, чем указано ранее, применяются открытые пазы. Обмотка при этом также выполняется из прямоугольных проводников, но катушки изолируются еще до их укладки в пазы. При этом применяется как изоляция класса А, так и изоляция более высоких классов, чаще всего класса В. Машины повышенной надежности (например, для шахт) изготавливаются с изоляцией высоких классов и при меньших мощностях, и в этом случае тоже применяются открытые пазы.

Обмотки с изоляцией класса А укрепляются в пазах с помощью промасленных деревянных (бук) или фибровых клиньев. При более высоких классах изоляции применяются текстолитовые, гетинаксовые или стеклотекстолитовые клинья.

Лобовые части фазных роторных обмоток опираются на обмоткодержатели и укрепляются сверху с помощью проволоочных бандажей, как и у якорей машин постоянного тока. Лобовые части обмоток статора в малых машинах не имеют особого крепления. В машинах большой мощности лобовые части крепятся с учетом того, что при коротких замыканиях, когда возникают наибольшие электромагнитные силы, между лобовыми частями обмоток ротора и статора возникают силы отталкивания. При этом применяются (рис. 2.8) бандажные кольца 1 из стали, дюралюминия или бронзы, к которым во избежание их смещения крепят лобовые части.

В крупных машинах эти кольца крепятся к нажимным плитам 2 с помощью приваренных к кольцам стальных полосок 3 (рис. 2.8, а) или кронштейнов 4 (рис. 2.8, б).

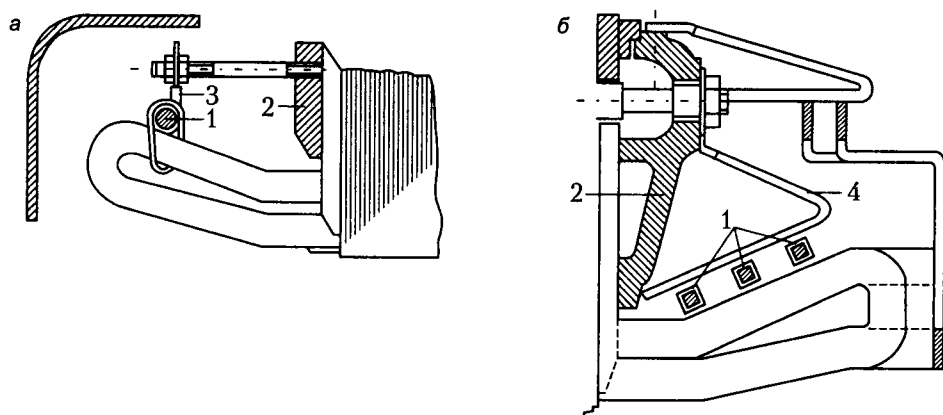


Рис. 2.8. Способы крепления лобовых частей обмотки статора в машинах средней (а) и большой (б) мощности: 1 — бандажные кольца; 2 — нажимные плиты; 3 — стальные полоски; 4 — кронштейны

Из обмоток крупных машин с целью устройства релейной защиты выводятся все шесть концов (начала и концы фаз), а во многих случаях также концы отдельных параллельных ветвей.

Как уже указывалось, на практике предпочитают соединение трехфазных обмоток в «звезду». Однако асинхронные двигатели малой мощности для большей универсальности их применения в сетях с различными напряжениями обычно изготавливаются на два напряжения, отличающихся друг от друга в $\sqrt{3}$ раз (220 и 380 В или 380 и 650 В). При большем напряжении обмотка статора этих двигателей соединяется в «звезду», а при меньшем — в «треугольник».

В мощных машинах токи велики (многие сотни и даже тысячи ампер), и сечение витков обмотки статора, даже при устройстве в обмотке параллельных ветвей, получается настолько большим, что изготовление их из массивных проводников недопустимо из-за сильного поверхностного эффекта и связанного с ним увеличения потерь.

Поверхностный эффект возникает вследствие того, что проводник с током в пазу создает вокруг себя так называемый магнитный поток рассеяния (рис. 2.9), который сцепляется с нижней частью проводника в большей степени, чем с верхней.

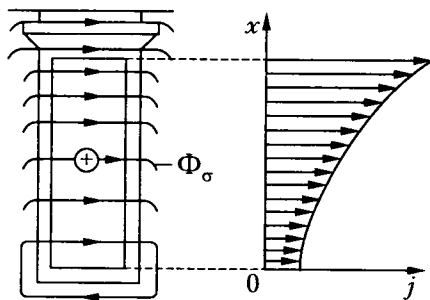


Рис. 2.9. Вытеснение тока в проводнике, расположенном в пазу

Вследствие этого ЭДС самоиндукции, индуцируемая этим потоком в нижней части проводника, будет больше, чем в верхней, а плотность тока j в верхней части проводника, соответственно, больше, чем в нижней, то есть ток вытесняется к верхней части проводника. Подобное вытеснение тока происходит и тогда, когда в пазу имеется два или несколько проводников большого сечения.

Для достижения практически равномерного распределения тока проводник большого сечения разделяют на ряд элементарных изолированных параллельных проводников довольно малого сечения, которые затем переплетают (транспонируют) так, чтобы каждый проводник на протяжении длины паза занимал поочередно все положения по высоте такого составного проводника. Способ выполнения одного из наиболее совершенных видов транспозиции, применяемой для стержней обмотки статора в мощных турбо- и гидрогенераторах, показан на рис. 2.10.

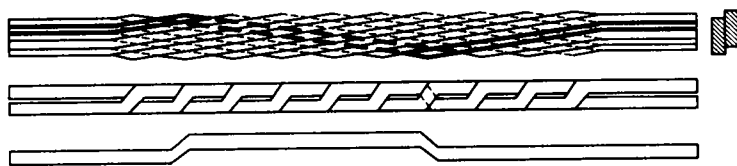


Рис. 2.10. Транспозиция элементарных проводников

Элементарные проводники стержня в этом случае расположены по ширине паза в два ряда, и через определенные промежутки по длине стержня они поочередно переходят из одного ряда в другой: сверху в одном направлении, а снизу — в обратном. Обычно такую транспозицию достаточно выполнить только в пазовой части проводника, однако в мощных машинах транспозиция выполняется также и в лобовых частях обмотки.

Стержни фазных роторов асинхронных машин всегда делаются массивными, и поэтому при изготовлении крупных машин необходимо считаться с наличием довольно сильного поверхностного эффекта в роторе при пуске ($f = 50$ Гц).

В высоковольтных обмотках (при $U_{л.н} > 6$ кВ) нередко наблюдается явление электрической короны, вызванное большими напряженностями электрического поля вблизи поверхностей изоляции катушек. При его возникновении воздух ионизируется, образуется озон, который является активным окислительным элементом и вызывает окисление азота. Из-за наличия в воздухе влаги образуются азотистая и азотная кислоты, которые разрушают изоляцию. Для предотвращения появления короны поверхность изоляции покрывается слоем полупроводящего лака, который вызывает перераспределение электрического поля. Этот лак обычно содержит сажу.

Глава 3

Электродвижущие силы обмоток якоря машин переменного тока

3.1. ЭДС обмотки якоря от основной гармоники магнитного поля

Общие соображения. ЭДС, индуцируемые в обмотках переменного тока вращающимся магнитным полем, характеризуются величиной (действующее или амплитудное значение), частотой и формой кривой изменения во времени. Получение ЭДС нужных величины и частоты сравнительно просто. По современным требованиям, изменение ЭДС во времени должно быть синусоидальным.

Форма кривой изменения ЭДС во времени, как известно, определяется формой пространственного распределения возбуждаемого магнитного поля вдоль зазора машины. Поэтому для того чтобы получить синусоидальную форму ЭДС, в машинах переменного тока стремятся сформировать такую структуру магнитопровода, чтобы распределение возбуждаемого магнитного поля вдоль зазора было близким к синусоидальному.

Достичь идеального синусоидального распределения магнитного поля практически невозможно. Следовательно, в реальной кривой распределения кроме основной гармоники всегда будут наблюдаться и высшие пространственные (нечетные) гармоники магнитного поля, которые будут индуцировать высшие временные гармоники ЭДС (рис. 3.1).

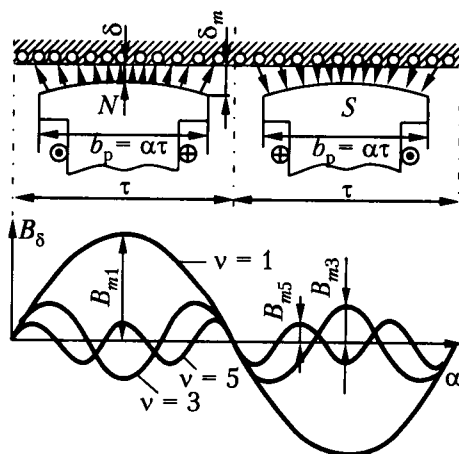


Рис. 3.1. Распределение магнитной индукции поля возбуждения явнополюсной синхронной машины вдоль поверхности статора

Значительное ослабление величины высших гармоник ЭДС, вплоть до полной фильтрации некоторых из них, может быть достигнуто надлежащим выбором

конструктивной структуры основных элементов обмотки якоря. С этой целью проанализируем закономерности формирования ЭДС, индуцируемых каждой из пространственных гармоник поля во всех конструктивных элементах трехфазной обмотки якоря. Будем считать при этом, что возбуждаемое магнитное поле на активной длине машины l_δ является плоскопараллельным.

Вычислим ЭДС, индуцируемую в конструктивных элементах трехфазной обмотки якоря основной пространственной гармоникой вращающегося поля ($v = 1$).

ЭДС проводника. Вращающееся со скоростью $v = 2\tau f$ синусоидальное магнитное поле индуцирует в каждом проводнике витка ЭДС $e_{np} = E_{mnp} \sin \omega t$, амплитуда которой

$$E_{mnp} = B_{m1} l_\delta v = 2f B_{m1} l_\delta \tau \quad (3.1)$$

и действующее значение

$$E_{np} = \frac{E_{mnp}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} f B_{m1} l_\delta \tau, \quad (3.2)$$

где l_δ — расчетная активная длина машины; B_{m1} — амплитуда индукции основной гармоники поля в зазоре.

В ряде случаев, как в синхронных, так и в асинхронных машинах для улучшения формы кривой ЭДС обмотки и для других целей осуществляется скос пазов относительно бегущего магнитного поля. Например, в явнополюсных синхронных машинах небольшой мощности иногда выполняют скос пазов статора относительно полюсных наконечников ротора или наоборот. При этом фаза ЭДС, индуцируемых в отдельных участках проводника (рис. 3.2, б) синусоидально распределенным магнитным полем (рис. 3.2, а), непрерывно изменяется вдоль проводника и элементарные ЭДС ΔE , индуцируемые на обоих концах проводника, сдвинуты по фазе на угол

$$\gamma_c = \frac{b_c}{\tau} \pi,$$

где b_c — величина скоса.

В этом случае для определения ЭДС проводника E_{np} необходимо сложить векторы ЭДС отдельных участков проводника ΔE (рис. 3.3). В пределе, если рассматривать бесконечно малые участки проводников, $\Delta E \rightarrow 0$, геометрическая сумма E_{np} векторов ΔE будет равна хорде окружности, опирающейся на центральный угол γ_c .

При отсутствии скоса ΔE складываются арифметически, и их сумма равна длине дуги на рис. 3.3. Отношение длины хорды к ее дуге

$$k_c = \frac{2R \sin \frac{\gamma_c}{2}}{R \gamma_c} = \frac{\sin \frac{\gamma_c}{2}}{\gamma_c / 2}$$

определяет степень уменьшения ЭДС E_{np} при наличии скоса и называется *коэффициентом скоса пазов обмотки*.

Подставив приведенное ранее значение угла γ_c , получим:

$$k_c = \frac{\sin\left(\frac{b_c \pi}{\tau 2}\right)}{\frac{b_c \pi}{\tau 2}}. \quad (3.3)$$

Очевидно, что при $b_c \rightarrow 0$ получится $k_c = 1$.

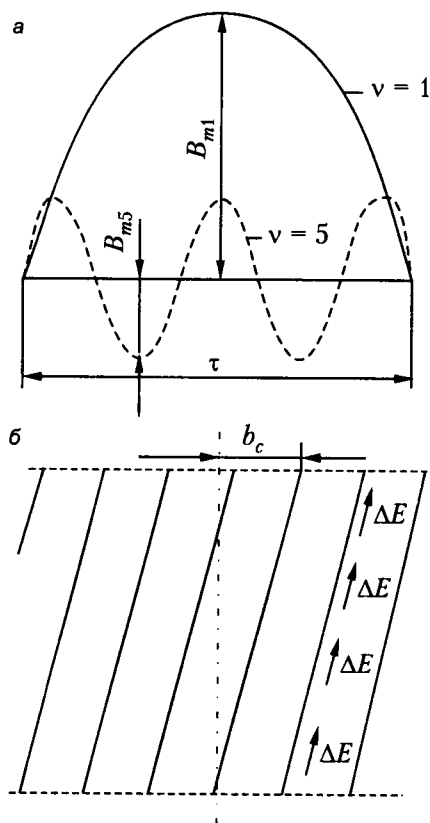


Рис. 3.2. ЭДС проводника при скосе пазов

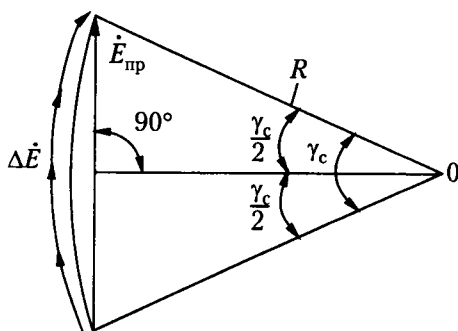


Рис. 3.3. Определение ЭДС проводника при наличии скоса пазов

Таким образом, в общем случае правую часть выражения (3.1) нужно умножить на k_c , и, следовательно,

$$E_{пр} = \sqrt{2} f B_{m1} l_\delta \tau k_c. \quad (3.4)$$

Обычно скос невелик и значение k_c близко к единице. Например, при $b_c/\tau = 1/6$

$$k_c = \left(\sin \frac{\pi}{2 \cdot 6} \right) / \left(\frac{\pi}{2 \cdot 6} \right) = \frac{12}{\pi} \sin 15^\circ = \frac{12}{\pi} \cdot 0,259 = 0,989,$$

то есть ЭДС $E_{пр}$ уменьшается на 1,1 %.

ЭДС витка и катушки. Шаг витка и катушки обмотки переменного тока y_1 несколько укорачивают по сравнению с полюсным делением (рис. 3.4), так что относительный шаг

$$\beta = \frac{y}{\tau} \quad (3.5)$$

обычно меньше единицы.

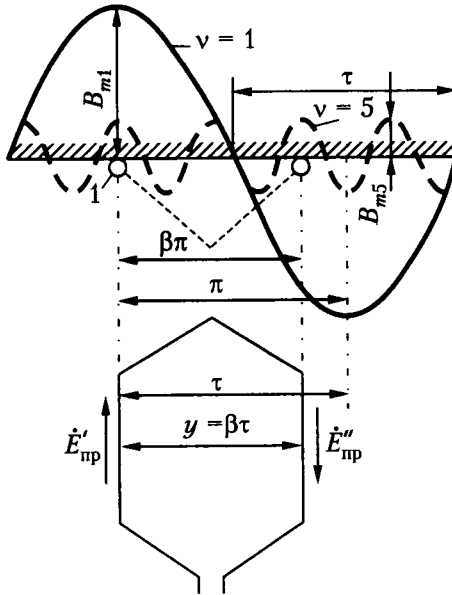


Рис. 3.4. ЭДС проводников витка

Векторы ЭДС двух активных сторон витка $\dot{E}'_{np}$ и $\dot{E}''_{np}$ (рис. 3.4) имеют одинаковую величину, но сдвинуты по фазе на угол $\beta\pi$ (рис. 3.5), так как активные проводники витка сдвинуты в магнитном поле на этот угол.

ЭДС витка равна геометрической разности ЭДС проводников:

$$\dot{E}_v = \dot{E}'_{np} - \dot{E}''_{np},$$

и, согласно рис. 3.5,

$$E_v = 2E_{np} \sin \frac{\beta\pi}{2}. \quad (3.6)$$

Входящая в выражение (3.6) величина

$$k_y = \sin \frac{\beta\pi}{2}, \quad (3.7)$$

равная отношению геометрической суммы ЭДС проводников витка E_v к их арифметической сумме $2E_{np}$, учитывает уменьшение ЭДС витка в результате укорочения шага и называется *коэффициентом укорочения шага обмотки*. Очевидно, что величина E_v максимальна при полном шаге ($y = \tau$, $\beta = 1$), когда $k_y = 1$.

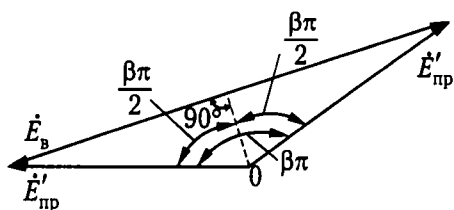


Рис. 3.5. Определение ЭДС витка

Равенства (3.6) и (3.7) действительны также при удлиненном шаге ($y > \tau$, $\beta > 1$). ЭДС катушки, состоящей из w_k витков, по определению равна $E_k = w_k E_v$ и с учетом выражений (3.4), (3.6) и (3.7) может быть представлена в виде

$$E_k = 2\sqrt{2} f w_k k_y k_c B_{m1} l_\delta \tau. \quad (3.8)$$

Иногда удобно вычислять E_k не через индукцию B_{m1} , а через поток одного полюса при синусоидальном распределении индукции

$$\Phi = B_{cp} l_\delta \tau = \frac{2}{\pi} B_{m1} l_\delta \tau. \quad (3.9)$$

Подставив значение $B_{m1} l_\delta \tau$ из этого выражения в (3.8), получим окончательно:

$$E_k = \pi\sqrt{2} f w_k k_y k_c \Phi = 4,44 f w_k k_y k_c \Phi. \quad (3.10)$$

ЭДС катушечной группы. ЭДС соседних катушек группы сдвинуты на угол (рис. 3.6)

$$\gamma = \frac{2\pi p}{Z}$$

соответственно сдвигу катушек друг относительно друга в магнитном поле (рис. 3.7).

При этом вся группа из q катушек занимает по окружности якоря угол (электрический)

$$\alpha = q\gamma = \frac{2\pi pq}{Z},$$

называемый *углом фазной зоны*.

ЭДС катушечной группы E_q равна геометрической сумме ЭДС отдельных катушек группы (рис. 3.8) и меньше арифметической суммы ЭДС этих катушек qE_k . Отношение

$$k_p = \frac{E_q}{qE_k} \quad (3.11)$$

называется *коэффициентом распределения обмотки* и характеризует уменьшение ЭДС катушечной группы вследствие распределения ее витков qw_k в q отдельных пазах.

Таким образом, согласно выражению (3.11),

$$E_q = qE_k k_p. \quad (3.12)$$

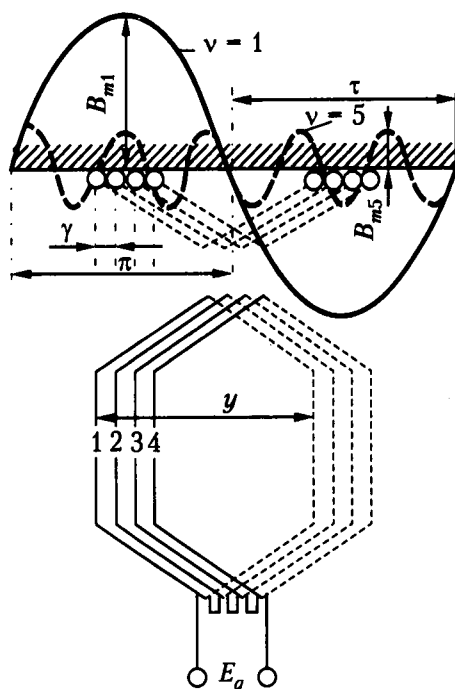


Рис. 3.6. Катушечная группа в магнитном поле

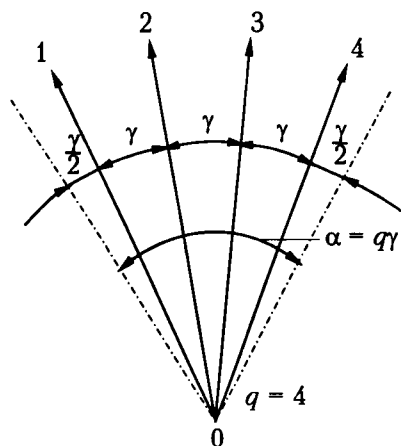


Рис. 3.7. ЭДС катушек катушечной группы

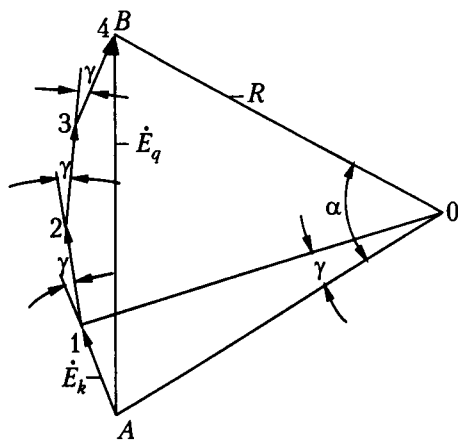


Рис. 3.8. Определение ЭДС катушечной группы

Вокруг фигуры, образованной векторами $\vec{E}_k$ (рис. 3.8), можно описать окружность радиусом R . Тогда на основании этого рисунка

$$E_q = 2R \sin \frac{\alpha}{2} \text{ и } E_k = 2R \sin \frac{\gamma}{2} = 2R \sin \frac{\alpha}{2q}.$$

Подставив значения E_q и E_k в (3.11), получим формулу для вычисления k_p :

$$k_p = \frac{\sin(\alpha/2)}{q \sin(\alpha/2q)}. \quad (3.13)$$

Очевидно, что при $q = 1$ имеем $k_p = 1$, а при $q > 1$ получится $k_p < 1$.

Если в пределах угла фазной зоны α значение q увеличить, переходя ко все более мелким пазам, то в идеализированном предельном случае, когда $q = \infty$, получим так называемую равномерно распределенную обмотку, для которой коэффициент распределения $k_{p\infty}$ определен выражением (2.4).

В реальных случаях при $1 \leq q < \infty$ будет $1 \geq k_p > k_{p\infty}$.

На основании выражений (3.10) и (3.13)

$$E_q = \pi \sqrt{2} f q w_k k_{\infty} k_c \Phi, \quad (3.14)$$

где коэффициент

$$k_{\infty} = k_y k_p \quad (3.15)$$

учитывает укорочение шага и распределение обмотки и называется *обмоточным коэффициентом*. Величину k_c также можно было бы ввести в качестве множителя в выражение для k_{∞} . Однако обычно этого не делают, так как скос влияет на значение ЭДС лишь в том случае, когда пазы и проводники обмотки скошены относительно магнитного поля. Иногда же магнитное поле ориентировано вдоль скошенных пазов, и в этом случае скос на значение ЭДС не влияет.

ЭДС фазы обмотки. В многополюсной машине каждая фаза обмотки содержит ряд катушечных групп, лежащих под разными полюсами. В наиболее широко распространенном случае все группы содержат одинаковое количество катушек q и поэтому занимают одинаковые углы α и сдвинуты относительно друг друга на целое число полюсных делений. В этом случае ЭДС всех катушечных групп равны по величине и сдвинуты по фазе на 360° (при сдвиге групп на четное число τ) или на 180° (при сдвиге на нечетное число τ). Такие катушечные группы можно соединить последовательно таким образом, что ЭДС групп будут складываться арифметически. Возможно также их параллельное и смешанное соединение, такое, что ЭДС всех параллельных ветвей будут одинаковы по величине и совпадут по фазе. Если в каждой ветви соединено последовательно n катушечных групп, то действующее значение ЭДС каждой ветви и фазы обмотки в целом будет

$$E = n E_q$$

или, на основании выражения (3.14),

$$E = \pi \sqrt{2} f w k_{\infty} k_c \Phi = 4,44 f w k_{\infty} k_c \Phi. \quad (3.16)$$

Здесь

$$w = n q w_k \quad (3.17)$$

представляет собой число последовательно соединенных витков фазы. В случае, когда отдельные катушечные группы состоят из разного количества катушек,

то есть когда обмотка является дробной с $q = b + \frac{c}{d}$ (где b, c, d — целые числа, $c < d$ и c/d является несократимой правильной дробью), при вычислении E также может применяться формула (3.16), однако коэффициент распределения дробной обмотки k_p для основной гармоники надо рассчитывать по (3.13) с подстановкой вместо q величины

$$q_s = bd + c, \quad (3.18)$$

называемой эквивалентным числом пазов дробной обмотки на полюс и фазу. Такое значение q_s непосредственно вытекает из векторной диаграммы пазовых ЭДС дробной обмотки (см. рис. 2.4), которую можно рассматривать и как звезду ЭДС катушек. Катушки фазовых зон X, Y, Z , лежащие под противоположными полюсами по сравнению с катушками зон A, B, C , включаются в последовательную цепь фазовой обмотки встречно, чтобы ЭДС всех катушечных групп складывались. Это соответствует повороту векторов ЭДС катушек зон X, Y, Z на 180° . При таком повороте этих векторов получим три одинаковых сектора векторов, каждый сектор занимает угол 60° и содержит

$$q_s = bd + c$$

лучей (см. рис. 2.4). ЭДС каждой фазы равна сумме векторов каждого сектора, и это указывает на то, что дробная обмотка по своему распределению по пазам эквивалентна обмотке с целым q , равным q_s . Укажем, что выражение (3.14) отличается от выражения для ЭДС обмотки трансформатора только наличием множителя $k_{oc}k_c$, который при $b_c \neq 0, \beta \neq 1$ и $q > 1$ меньше единицы. Это объясняется тем, что при $b_c \neq 0$ и $\beta \neq 1$ поток полюса сцепляется с катушкой не полностью и при $q > 1$ в каждый момент времени потокосцепление различных катушек различно. Поэтому величину ωk_{oc} в силу отмеченной аналогии иногда называют эффективным числом витков обмотки.

ЭДС трехфазной обмотки. Трехфазную обмотку якоря в машинах переменного тока конструируют, как правило, симметричной (см. главу 2), с 60° -градусной фазной зоной. Значения коэффициентов распределения таких обмоток для основной гармоники ($v = 1$) и для высших гармоник приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1. Коэффициенты распределения k_{pv} трехфазных обмоток с фазной зоной 60°

$v \backslash q$	2	3	4	5	6	∞
1	0,966	0,960	0,958	0,957	0,957	0,955
3	0,707	0,667	0,654	0,646	0,644	0,636
5	0,259	0,217	0,205	0,200	0,197	0,191
7	-0,259	-0,177	-0,158	-0,149	-0,145	-0,136
9	-0,707	-0,333	-0,270	-0,247	-0,236	-0,212
11	-0,966	-0,177	-0,126	-0,110	-0,102	-0,087

Окончание ⇨

Таблица 3.1. (Окончание)

$v \backslash q$	2	3	4	5	6	∞
13	– 0,966	0,217	0,126	0,102	0,092	0,073
15	0,707	0,667	0,270	0,200	0,172	0,127
17	–0,259	0,960	0,158	0,102	0,084	0,056
19	0,259	0,960	–0,205	–0,110	–0,084	–0,050
21	0,707	0,667	–0,654	–0,247	–0,172	–0,091
23	0,966	0,217	–0,958	–0,149	–0,092	–0,041
25	0,966	–0,177	–0,958	0,200	0,102	0,038
27	0,707	–0,333	–0,654	0,646	0,236	0,071
29	0,259	–0,177	–0,205	0,957	0,145	0,033
31	–0,259	0,217	0,158	0,957	–0,197	–0,051
33	–0,707	0,667	0,270	0,646	–0,644	–0,058

ЭДС двухфазной обмотки. В машинах специального назначения нередко применяются двухфазные обмотки ($m = 2$), в которых ЭДС фаз сдвинуты на 90° . Такие обмотки также выполняются с заполнением всех пазов, и их фазная зона $\alpha = 90^\circ$. При этом для k_p и q пригодны формулы (3.13) и (2.2).

ЭДС однофазной обмотки. Обмотку однофазной машины тоже можно выполнить с заполнением всех пазов. Катушечная группа или фазная зона при этом занимает целое полюсное деление, и $\alpha = 180^\circ$ или $\alpha = \pi$.

Коэффициент распределения такой обмотки

$$k_{p\infty} = \frac{\sin(\pi/2)}{\pi/2} = \frac{2}{\pi} = 0,637,$$

то есть очень мал. Это невыгодно, и поэтому обычно применяют однофазные обмотки, заполняющие две трети пазов машины. При этом фазная зона занимает $\frac{2}{3}\tau$ и $\alpha = 120^\circ$ или $\alpha = \frac{2}{3}\pi$. В данном случае

$$k_{p\infty} = \frac{\sin(\pi/3)}{\pi/3} = \frac{\pi}{3} \sin 60^\circ = 0,828,$$

следовательно, для получения одинаковых ЭДС потребуется в $0,828 : 0,637 = 1,32$ раза меньше активных проводников или витков.

Соотношения, приведенные ранее, действительны также в случае, когда синусоидально распределенное магнитное поле неподвижно относительно обмотки, но изменяется во времени или пульсирует по синусоидальному закону с частотой f .

3.2. ЭДС обмотки якоря от высших гармоник магнитного поля

Полученные в 3.1 выражения нетрудно распространить на ЭДС E_v , индуцируемые в обмотке высшими пространственными гармониками магнитного поля (см. рис. 3.1). Действительно, полюсное деление v -й гармоники τ_v в v раз меньше τ , и поэтому если сдвиг двух проводников витка относительно основной гармоники ($v = 1$) составляет угол $\beta\pi$, то относительно v -й гармоники этот сдвиг равен $v\beta\pi$ (см. рис. 3.4). В результате при определении коэффициента укорочения для v -й гармоники вместо выражения (3.7) надо пользоваться равенством

$$k_{yv} = \sin \frac{v\beta\pi}{2}. \quad (3.19)$$

Сдвиг фаз ЭДС соседних катушек группы также будет в v раз больше (см. рис. 3.6–3.8), и поэтому коэффициент распределения надо вычислять не по выражению (3.13), а по формуле

$$k_{pv} = \frac{\sin(v\alpha/2)}{q \sin(v\alpha/2q)}. \quad (3.20)$$

Аналогично угол скоса паза относительно поля v -й гармоники (см. рис. 3.2) также будет в v раз больше, поэтому вместо выражения (3.3) для коэффициента скоса получим:

$$k_{cv} = \frac{\sin(vb_c/\tau)(\pi/2)}{(vb_c/\tau)(\pi/2)}. \quad (3.21)$$

Обмоточный коэффициент для высшей гармоники

$$k_{\text{ов}v} = k_{yv} k_{pv}. \quad (3.22)$$

Сомножители $k_{\text{ов}v}$, k_{cv} и произведение $k_{\text{ов}v} k_{cv}$ в целом могут получиться отрицательными. Это будет означать поворот фазы E_v на 180° по сравнению со случаем, когда произведение $k_{\text{ов}v} k_{cv}$ положительно.

Вместо выражения (3.16) для ЭДС фазы от высшей гармоники поля получим:

$$E_v = \pi\sqrt{2}f_v w k_{\text{ов}v} k_{cv} \Phi_v. \quad (3.23)$$

При этом поток v -й гармоники определяется по выражению, аналогичному (3.9):

$$\Phi_v = \frac{2}{\pi} B_{mv} l_\delta \tau_v = \frac{2}{\pi v} B_{mv} l_\delta \tau.$$

Здесь принято во внимание то, что полюсное деление для v -й гармоники τ_v в v раз меньше полюсного деления для основной гармоники.

Частота ЭДС от высшей гармоники поля f_v зависит от частоты вращения этой гармоники. Например, все гармоники поля возбуждения синхронной машины (см. рис. 3.1) вращаются с частотой вращения полюсов, то есть с одинаковой частотой. Однако число полюсов v -й гармоники в v раз больше, поэтому в данном случае $f_v = vf$, то есть высшие гармоники поля индуцируют ЭДС высших частот

или высшие гармоники ЭДС. В других случаях все ЭДС E_v могут иметь одинаковую частоту.

Если ЭДС от различных гармоник поля имеют различные частоты, то действующее значение суммарной, или полной, ЭДС обмотки

$$E_{\Sigma} = \sqrt{E_1^2 + E_3^2 + E_5^2 + \dots + E_v^2 + \dots} \quad (3.24)$$

3.3. Улучшение формы кривой ЭДС

Постановка вопроса. Если высшие пространственные гармоники поля индуцируют в обмотке высшие временные гармоники ЭДС, то полная ЭДС обмотки будет изменяться во времени несинусоидально.

Высшие гармоники ЭДС могут вызывать в электрических цепях и приемниках ряд нежелательных явлений. Поэтому необходимо принять меры к их подавлению. Первой из таких мер является улучшение формы кривой распределения самого магнитного поля и ее приближение к синусоидальной. Однако получить приемлемые результаты при этом не удастся. Поэтому высшие гармоники ЭДС стремятся подавлять с помощью соответствующей конструкции обмоток. К таким конструктивным мерам относятся:

- 1) укорочение шага обмотки;
- 2) распределение обмотки по пазам таким образом, чтобы число катушек в катушечной группе было $q > 1$;
- 3) скос пазов обмотки.

Рассмотрим эти меры подробнее.

ЭДС от 3-й гармоники поля. Три фазы обмотки, A , B и C , сдвинуты друг относительно друга по отношению к гармонике поля $v = 1$ на 120° , по отношению к гармонике $v = 3$ — на $3 \cdot 120^\circ = 360^\circ$ (или 0°), по отношению к гармонике $v = 5$ — на $5 \cdot 120^\circ = 600^\circ$ (или 240°), по отношению к гармонике $v = 7$ — на $7 \cdot 120^\circ = 840^\circ$ (или 120°) и т. д. (рис. 3.9).

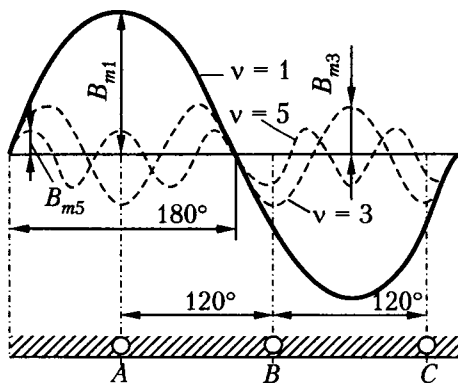


Рис. 3.9. Положение пространственных гармоник поля относительно отдельных фаз трехфазной обмотки

На такие же углы сдвинуты соответствующие гармоники ЭДС этих фаз. Таким образом, ЭДС гармоник $\nu = 3$ и кратных им ($\nu = 9, 15, 21$ и т. д.) в разных фазах обмотки совпадают по фазе, и поэтому при соединении обмотки в «звезду» (рис. 3.10, а) в линейных напряжениях эти гармоники будут отсутствовать. При соединении обмотки в «треугольник» (рис. 3.10, б) ЭДС гармоник $\nu = 3$ складываются, вызывают ток третьей гармоники i_3 , циркулирующий по замкнутому треугольнику, и уравниваются падениями напряжения внутри обмотки, как в режиме короткого замыкания. Поэтому и в данном случае линейные напряжения третьих гармоник не содержат.

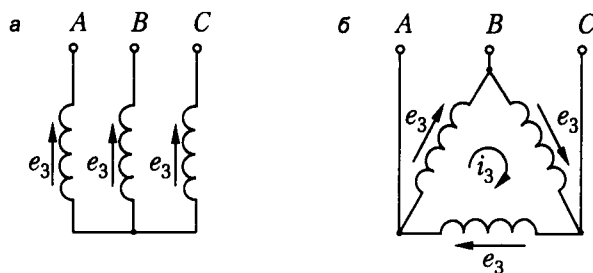


Рис. 3.10. Третьи гармоники ЭДС в трехфазной обмотке

Отметим, что соединения обмотки в «треугольник» стремятся избегать, так как появляющиеся при этом третьи гармоники тока вызывают излишние потери и нагрев обмоток. Кроме того, в однофазных обмотках с фазной зоной $\alpha = 120^\circ$ ЭДС гармоник $\nu = 3, 9, 15, \dots$ всегда равна нулю, так как для этих гармоник $k_{p\nu} = 0$.

По изложенным причинам при конструировании обмоток обычно необходимо заботиться об уменьшении влияния гармоник, не кратных 3.

Укорочение шага обмотки. При $\beta = 1$ для всех нечетных гармоник $k_{y\nu} = \pm 1$, то есть в ЭДС витка ЭДС всех гармоник проявляются в полной мере. Однако соответствующим выбором шага обмотки можно, в принципе, добиться уничтожения любой определенной гармоники ЭДС. Например, если сократить шаг на $1/5$ полюсного деления ($\beta = 4/5$), то для $\nu = 5$

$$k_{y\nu} = \sin \frac{5 \cdot 4\pi}{5 \cdot 2} = \sin 2\pi = 0,$$

и поэтому также $E_5 = 0$. Такой результат объясняется тем, что при указанном укорочении шага ЭДС от 5-й гармоники поля в двух активных проводниках витка совпадают по фазе и в контуре витка действуют встречно друг другу (см. рис. 3.4). Такого же результата можно достичь, если взять $\beta = 6/5$, однако удлинение шага невыгодно, так как это вызывает увеличение расхода обмоточного провода в петлевой обмотке.

Если желательно уничтожить 7-ю гармонику, следует укоротить шаг на $1/7$ полюсного деления, то есть взять $\beta = 6/7$, и т. д.

Достичь одновременного уничтожения всех гармоник невозможно. Поэтому следует стремиться к наибольшему ослаблению наиболее сильных гармоник,

которыми обычно являются гармоники наименьшего порядка, то есть $v = 5$ и $v = 7$. Для этой цели подходит укорочение шага на $1/6\tau$, когда $\beta = 5/6 = 0,833$. При этом

$$k_{y5} = \sin \frac{5 \cdot 5 \cdot 180^\circ}{6 \cdot 2} = \sin 375^\circ = \sin 15^\circ = 0,259$$

и

$$k_{y7} = \sin \frac{7 \cdot 5 \cdot 180^\circ}{6 \cdot 2} = \sin 525^\circ = \sin 165^\circ = 0,259,$$

то есть ЭДС этих гармоник уменьшаются почти в 4 раза по сравнению со случаем, когда $\beta = 1$. В то же время при $\beta = 5/6$

$$k_{y1} = k_y = \sin \frac{5 \cdot 180^\circ}{6 \cdot 2} = \sin 75^\circ = 0,966,$$

то есть основная гармоника ЭДС уменьшается незначительно. Укорочение шага возможно только на целое число зубцовых делений. Поэтому не всегда можно иметь $\beta = 5/6$, и обычно берут $\beta = 0,80 \dots 0,86$.

Распределение обмотки. При $q = 1$, согласно выражению (3.21), для всех гармоник $k_{pv} = 1$, и поэтому ослабление гармоник ЭДС в обмотке за счет ее распределения в пазах не происходит. Однако если $q > 1$, то для многих гармоник $|k_{pv}| < k_{p1}$ (см. табл. 3.1) и ЭДС соответствующих гармоник значительно уменьшаются. Это объясняется тем, что ЭДС катушек катушечной группы для v -й гармоники сдвинуты на углы $v\gamma$ вместо углов γ для $v = 1$ (см. рис. 3.6–3.8), в результате чего эти ЭДС складываются под большими углами и их сумма уменьшается. В то же время, как видно из табл. 3.1, для $v = 1$ значения k_{p1} близки к единице, то есть распределение обмотки мало влияет на основную гармонику ЭДС.

Гармоники зубцового порядка и скос пазов. Из табл. 3.1 видно также, что и при $q > 1$ для ряда гармоник $k_{pv} = \pm k_{p1}$ (числа, выделенные жирным шрифтом), то есть ослабление ЭДС этих гармоник не происходит. Такие гармоники $v = v_z$ называются *гармониками зубцового порядка*. Их порядок

$$v_z = 2mqk \pm 1 = k \frac{Z}{p} \pm 1, \quad (3.25)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$, при $k = 1$ близок к количеству зубцов на пару полюсов Z/p , чем и обусловлено их название. Для трехфазной обмотки

$$v_z = 6qk \pm 1. \quad (3.26)$$

Например, при $q = 2$, согласно равенству (3.25), $v_z = 11, 13, 23, 25, \dots$. При $q = 1$ все гармоники $v_z = 5, 7, 11, 13, \dots$ являются гармониками зубцового порядка.

В поле возбуждения синхронной машины содержатся все гармоники порядка v_z . Угол сдвига проводников γ двух соседних пазов для основной гармоники поля определяется равенством (2.3).

Для ЭДС от v_z -й гармоники поля этот угол в v_z раз больше, и на основании выражений для v_z и γ , приведенных выше, и получим

$$\gamma_{v_z} = v_z \gamma = \left(k \frac{Z}{p} \pm 1 \right) \frac{2\pi p}{Z} = 2\pi k \pm \frac{2\pi p}{Z} = 2\pi k \pm \gamma, \quad (3.27)$$

что эквивалентно углу $\pm \gamma$. Таким образом, ЭДС проводников отдельных пазов от v_z -й гармоники поля сдвинуты друг относительно друга на такие же углы, как и ЭДС от основной гармоники поля. Поэтому векторы этих ЭДС складываются в контуре витка и в катушечной группе под одинаковыми углами сдвига фаз. По этой причине не только коэффициенты распределения, но и коэффициенты укорочения шага для гармоник $v = 1$ и $v = v_z$ одинаковы. Таким образом, укорочением шага обмотки и выбором целого числа $q > 1$ нельзя достичь уничтожения или ослабления высших гармоник ЭДС от гармоник поля зубцового порядка. Однако при увеличении q увеличивается порядок гармоник v_z , и поскольку гармоники высших порядков в кривой поля выражены слабее, то увеличение q в этом отношении все же способствует улучшению формы кривой ЭДС обмотки.

Уменьшение высших гармоник ЭДС, в частности, от гармоник поля зубцового порядка, возможно также выполнением скоса пазов или полюсных наконечников. Если, например, выбрать величину скоса

$$b_c = 2\tau_v = \frac{2\tau}{v},$$

то, согласно выражению (3.21), $k_{cv} = 0$, и по формуле (3.23) $E_v = 0$. Физически это объясняется тем, что при этом в отдельных участках проводника индуцируются одинаковые по величине и противоположные по направлению ЭДС (рис. 3.11).

Наиболее сильными являются первые гармоники зубцового порядка, для которых в выражениях (3.21) и (3.23) $k = 1$. ЭДС одной из этих гармоник будет равна нулю, если взять

$$b_c = \frac{2\tau}{v_z} = \frac{2p\tau}{Z \pm p}.$$

На практике обычно берут величину скоса, равную зубцовому делению:

$$b_c = \frac{2p\tau}{Z},$$

и тогда ЭДС от всех гармоник зубцового порядка будут значительно ослаблены.

Влияние пазов. Рассмотрим влияние пазов статора на кривую поля возбуждения синхронной машины и на ЭДС обмотки статора.

На рис. 3.12, а схематически изображены полюсы синхронной машины и ее статор с пазами при $Z/p = 6$. На рис. 3.12, б показан характер кривой распределения магнитной индукции поля возбуждения полюсов при отсутствии (сплошная линия) и при наличии (пунктирная линия) пазов. На рис. 3.12, в представлены такие же кривые для случая, когда кривая поля возбуждения при отсутствии пазов содержит только основную гармонику.

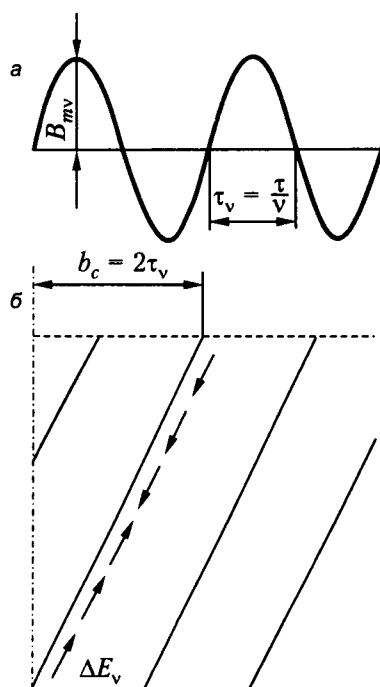


Рис. 3.11. Случай, когда при скосе пазов $E_v = 0$

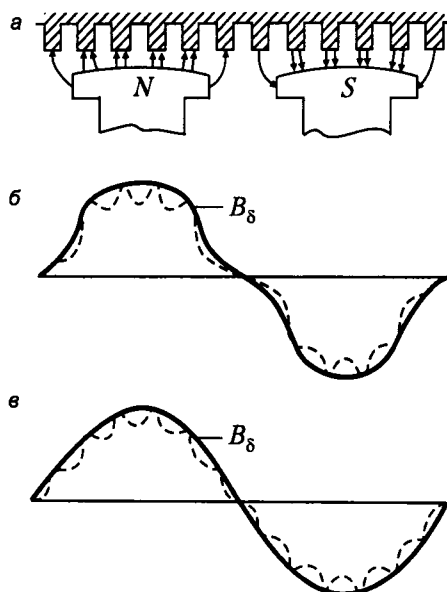


Рис. 3.12. Форма кривой поля возбуждения синхронной машины при наличии пазов на статоре

Как следует из рис. 3.12, пазы искажают кривую поля. Можно представить себе, что наличие пазов и зубцов вызывает ряд дополнительных гармоник поля, которые накладываются на первоначальную кривую поля и могут быть названы зубцовыми гармониками поля.

Если первоначальное поле синусоидально (см. рис. 3.12, в), то при наличии пазов возникают дополнительные вращающиеся гармоники поля, имеющие порядок

$$v_z = k \frac{Z}{p} \pm 1, \quad k = 1, 2, 3 \dots$$

Эти гармоники содержат в v_z раз больше полюсов, чем основная гармоника, но вращаются, как можно показать, также с v_z раз меньшей частотой вращения и поэтому индуцируют в обмотке статора ЭДС основной частоты.

Таким образом, если поле возбуждения при отсутствии пазов синусоидально, то наличие пазов, несмотря на искажение кривой поля, не приводит к искажению кривой ЭДС. Искажение кривой ЭДС связано только с наличием высших гармоник в первоначальной кривой поля (сплошная линия на рис. 3.21, б).

Более подробный анализ этого вопроса показывает, что при Z/p , равном целому четному числу, наличие пазов вызывает многократное увеличение тех высших гармоник ЭДС, которые индуцируются нечетными гармониками поля зубцового

порядка v_z , содержащимися в первоначальной кривой поля. В этом и заключается вредное влияние пазов на форму кривой ЭДС.

При Z/p , равном целому четному числу, эффективной мерой борьбы с этим явлением является скос пазов или полюсных наконечников.

При Z/p , не равном целому четному числу, получают так называемые дробные обмотки, которые обеспечивают хорошую форму кривой ЭДС.

Глава 4

Магнитодвижущие силы обмоток якоря машин переменного тока

4.1. МДС фазы обмотки

В процессе электромеханического преобразования энергии в электрических машинах материальное магнитное поле выступает, как уже отмечалось, в качестве универсального энергоносителя, передающего энергию от вала ротора в обмотку якоря (и наоборот). Энергия магнитного поля, возбуждаемого в электрических машинах, концентрируется в основном в активном объеме их воздушного зазора. Поэтому распределение возбуждаемого магнитного поля в воздушном зазоре в значительной мере определяет условия электромеханического преобразования энергии, а следовательно, и основные потребительские качества электрических машин.

При изучении магнитного поля, создаваемого обмотками якоря в воздушном зазоре машины переменного тока, примем упрощающие допущения:

- магнитная проницаемость стали сердечников $\mu_c = \infty$;
- пазы и явно выраженные полюсы отсутствуют, и воздушный зазор является равномерным;
- катушки обмоток имеют бесконечно малые сечения и расположены на поверхности якоря;
- величина зазора δ мала по сравнению с радиусом статора и полюсным делением;
- линии магнитной индукции в воздушном зазоре прямолинейны и перпендикулярны ферромагнитным поверхностям. Такие допущения, если учесть, что магнитное поле в активной зоне можно считать плоскопараллельным, позволяют представить область исследуемого поля в виде прямоугольной воздушной полосы шириной δ , ограниченной гладкими спрямленными поверхностями статора и ротора из идеального ($\mu_c = \infty$) ферромагнетика. Принимаемые допущения, не искажая существенно общей картины поля, позволяют довольно просто выявить главные особенности распределения магнитного поля в воздушном зазоре. Погрешности, вносимые принятыми допущениями, могут затем быть оценены отдельно, с использованием современных технологий расчета поля.

Определим закономерности распределения магнитодвижущих сил (МДС), создаваемых в воздушном зазоре токами отдельных элементов обмотки якоря.

Рассмотрим сначала обмотку с целым числом пазов на полюс и фазу.

МДС катушек с полным шагом. Пусть на каждом двойном полюсном делении 2τ расположено по одной катушке с w_k витками и шагом $y = \tau$. Эти катушки сдвинуты друг относительно друга на 2τ , принадлежат одной фазе и нагружены

током i_k (рис. 4.1, а). Вид возникающего при этом магнитного поля показан на рис. 4.1, б.

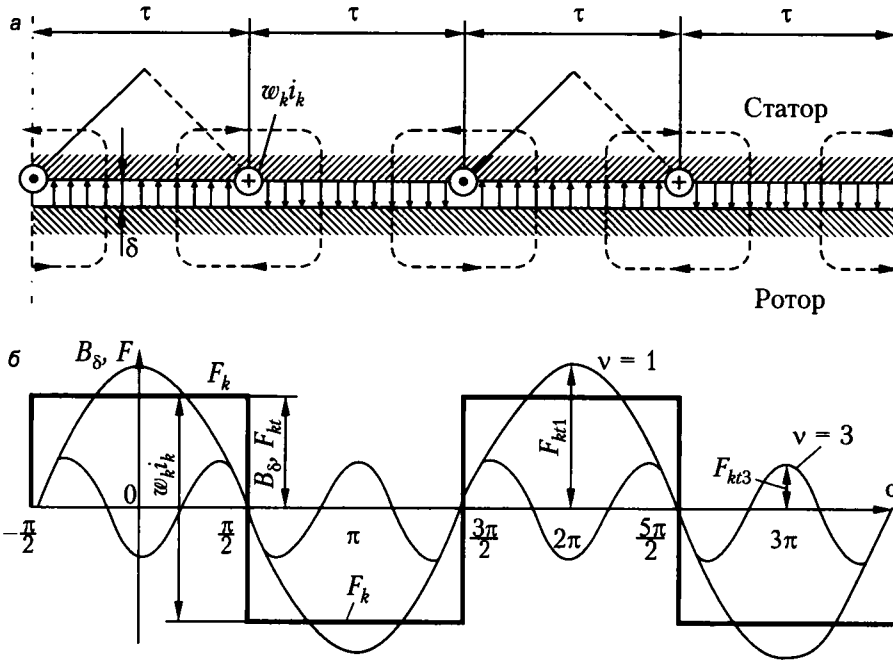


Рис. 4.1. Магнитное поле и МДС катушек с полным шагом

Применим к одной из магнитных линий закон полного тока:

$$\oint H dl = w_k i_k. \quad (4.1)$$

Так как, согласно принятому допущению, для стали $\mu_c = \infty$, то $H_c = 0$, и вместо (4.1) получим:

$$2H_\delta \delta = w_k i_k, \quad (4.2)$$

где H_δ — напряженность магнитного поля в зазоре.

На основании выражения (4.2) индукция в зазоре

$$B_\delta = \mu_0 H_\delta = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{w_k i_k}{2}.$$

Назовем величину

$$\lambda_\delta = \frac{\mu_0}{\delta} \quad (4.3)$$

удельной магнитной проводимостью воздушного зазора, а величину

$$F_{kt} = \frac{w_k i_k}{2} \quad (4.4)$$

назовем МДС катушки на один зазор.

Тогда

$$B_{\delta} = \lambda_{\delta} F_{\kappa}. \quad (4.5)$$

Указанный ряд катушек создает в зазоре прямоугольную волну магнитной индукции B_{δ} (рис. 4.1, б). В соответствии с выражением (4.5) эта волна в другом масштабе представляет собой также волну МДС данного ряда катушек. Так как, согласно формуле (4.5), величина B_{δ} пропорциональна F_{κ} , то в дальнейшем можно рассматривать в основном магнитодвижущие силы.

Прямоугольную волну МДС (см. рис. 4.1, б) можно разложить в ряд Фурье. Так как волна симметрична относительно оси абсцисс, то она содержит только нечетные гармоники ($v = 1, 3, 5, \dots$). Выберем начало координат по оси симметрии катушки. Тогда кривая, изображенная на рис. 4.1, б, будет симметрична относительно оси ординат и содержать только косинусные члены.

Таким образом,

$$F_{\kappa} = F_{\kappa 1} \cos \alpha + F_{\kappa 3} \cos 3\alpha + \dots + F_{\kappa v} \cos v\alpha + \dots \quad (4.6)$$

Согласно теории рядов Фурье, амплитуда v -й гармоники

$$F_{\kappa v} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F_{\kappa} \cos v\alpha d\alpha,$$

а для симметричной кривой (рис. 4.1, б)

$$F_{\kappa v} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} F_{\kappa} \cos v\alpha d\alpha = \frac{4}{v\pi} F_{\kappa} \sin \frac{v\pi}{2}. \quad (4.7)$$

На рис. 4.1, б показаны кривые гармоник МДС $v = 1$ и $v = 3$. Если ток катушки переменный,

$$i_{\kappa} = \sqrt{2} I_{\kappa} \cos \omega t, \quad (4.8)$$

то на основании выражений (4.4) и (4.7)

$$F_{\kappa v} = F_{\kappa v} \cos \omega t, \quad (4.9)$$

где

$$F_{\kappa v} = \frac{2\sqrt{2}}{v\pi} w_{\kappa} I_{\kappa} \sin \frac{v\pi}{2}. \quad (4.10)$$

Выражение (4.6) при этом приобретает вид

$$F_{\kappa} = \sum_{v=1,3,5} F_{\kappa v} \cos \omega t \cos v\alpha. \quad (4.11)$$

Согласно выражению (4.11), МДС рассматриваемого ряда катушек состоит из бесконечного ряда гармоник v , каждая из которых изменяется в пространстве ($\cos v\alpha$) и во времени ($\cos \omega t$) по гармоническому закону. Иными словами, МДС этого ряда катушек представляет собой ряд неподвижных пространственных гармоник (см. рис. 4.1, б), амплитуды которых $F_{\kappa v}$ пульсируют во времени по гармоническому закону в пределах от $+F_{\kappa v}$ до $-F_{\kappa v}$. Каждая гармоника МДС создает подобную же гармонику магнитного поля в соответствии с соотношении-

ем (4.11). Прямоугольная волна МДС и магнитного поля рис. 4.1, б также пульсирует во времени, и ее ординаты $F_{\text{кз}}$ изменяются от значения $+F_{\text{кз}}$ до $-F_{\text{кз}}$, причем на основании выражений (4.4) и (4.8)

$$F_{\text{кз}} = \frac{\sqrt{2}}{2} w_{\text{к}} I_{\text{к}}. \quad (4.12)$$

МДС катушечной группы с полным шагом. На рис. 4.2 изображена катушечная группа из $q = 3$ катушек, имеющих полный шаг и сдвинутых друг относительно друга на угол

$$\gamma = \frac{2\pi p}{Z} = \frac{\pi}{mq}. \quad (4.13)$$

Там же в виде кривых 1, 2 и 3 изображены основные гармоники МДС этих катушек для момента времени, когда $\cos \omega t = 1$. При этом предполагается, что такие катушечные группы расположены на каждом двойном полюсном делении. Синусоидальные пространственные кривые 1, 2 и 3 на рис. 4.2 сдвинуты друг относительно друга на угол γ .

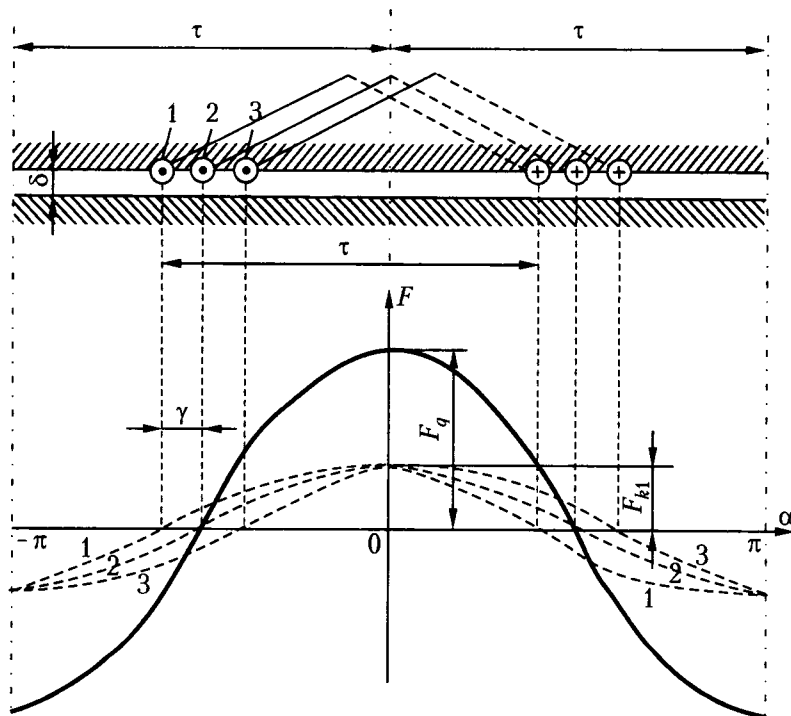


Рис. 4.2. МДС катушечной группы

Определение МДС катушечной группы, как и всех последующих элементов обмотки, в теории электрических машин строится на основе анализа взаимодействия пространственных гармонических волн МДС катушек. При этом для нагляд-

ности и удобства графического изображения пространственных волн используется символика изображающих векторов. Для изображения, например, основной пространственной волны МДС катушки с амплитудой F_{k1} на плоскости поперечного сечения активной зоны машины строят изображающий вектор (или комплекс) длиной F_{k1} , совмещая его начало с осью вращения и ориентируя по оси симметрии (магнитной оси) катушки. Проекция такого вектора на радиальное направление, отстоящее на угол γ от изображающего вектора, и будут определять (изображать) действительное значение гармонической волны МДС в точке воздушного зазора, отстоящей на угол γ от изображающего вектора. Если длина изображающего вектора будет гармонически изменяться во времени, то он изобразит пульсирующую пространственную волну МДС. Вращающийся вектор будет изображать вращающуюся волну. Все математические операции с пространственными изображающими векторами (комплексам), определяемые физикой взаимодействия изображаемых пространственных волн, остаются такими же, как и при операциях с временными комплексами электромагнитных величин в расчетах электрических цепей символическим методом.

Следуя этой символике, найдем изображающий вектор МДС катушечной группы $\vec{F}_{q1}$ как геометрическую сумму изображающих векторов $\vec{F}_{k1}$ всех катушек. Такое суммирование выполнено на рис. 4.3.

Суммирование векторов F_{k1} на рис. 4.3 происходит так же, как и суммирование векторов ЭДС катушечных групп на рис. 3.7 и 3.8, причем углы γ в обоих случаях равны. Поэтому

$$F_{q1} = q F_{k1} k_{p1}, \quad (4.14)$$

где k_{p1} — коэффициент распределения обмотки для $v = 1$, определяемый равенством (3.14).

МДС v -х гармоник катушек катушечной группы сдвинуты друг относительно друга на угол, больший в v раз, то есть на $v\gamma$. Просуммировав эти МДС так же, как и на рис. 4.2 и 4.3, получим амплитуду МДС v -й гармоники группы:

$$F_{qv} = q F_{kv} k_{pv}, \quad (4.15)$$

где коэффициент распределения k_{pv} определяется равенством (3.20). Обратим внимание на то, что ось МДС катушечной группы (см. рис. 4.2) совпадает с осью симметрии группы.

Поэтому МДС группы при выборе начала координат по рис. 4.2 выражается равенством (4.11) при замене F_{kv} на F_{qv} .

МДС фазы обмотки. Двухслойную фазную обмотку с укороченным шагом $y = \beta\tau$ можно представить состоящей из двух однослойных катушечных групп с полным шагом, расположенных, соответственно, в верхнем и нижнем пазовых слоях и смещенных

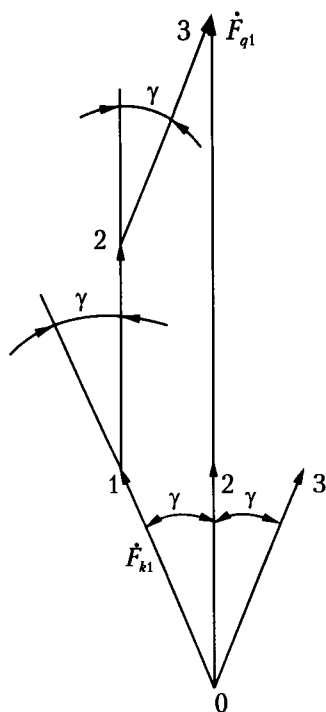


Рис. 4.3. Суммирование МДС катушек группы

друг относительно друга на величину укорочения шага $(1 - \beta)\tau$, как показано на рис. 4.4, а.

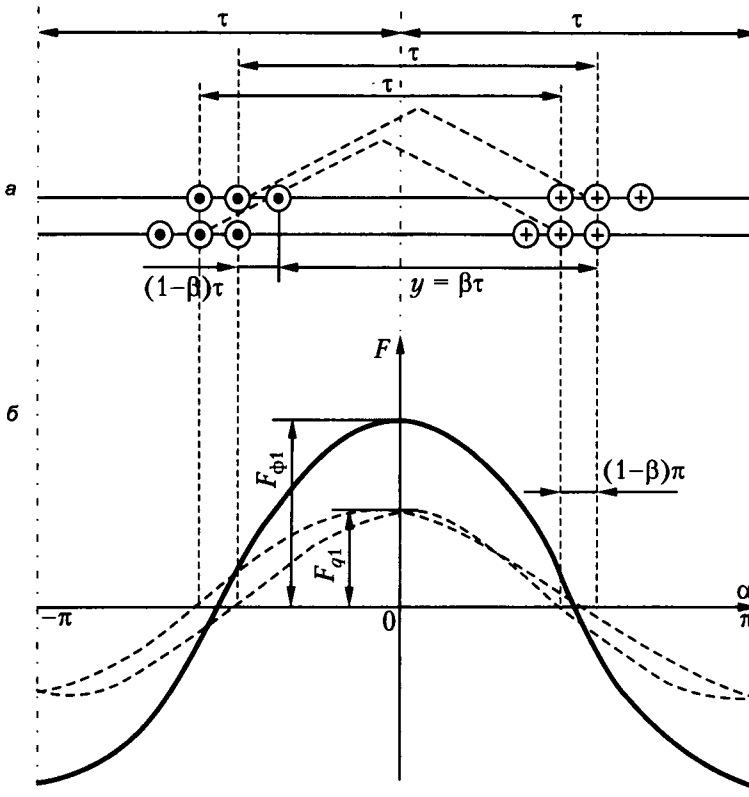


Рис. 4.4. МДС фазы с укороченным шагом

На рис. 4.4, б для момента времени, когда $\cos \omega t = 1$, прерывистыми кривыми показаны основные гармоники верхнего и нижнего слоев обмотки (рис. 4.4, а), сдвинутые на угол укорочения шага $(1 - \beta)\tau$. Там же изображена результирующая основная гармоника двух слоев обмотки.

Изображающие векторы МДС слоев обмотки $\vec{F}_{q1в}$ (верхнего) и $\vec{F}_{q1н}$ (нижнего) и их результирующая $\vec{F}_{\phi 1}$ изображены на рис. 4.5

Суммирование двух векторов $\vec{F}_{q1}$, изображенных на рис. 4.5, происходит аналогично суммированию векторов ЭДС двух активных сторон витка (см. рис. 3.5). Поэтому амплитуда основной гармоники МДС фазы обмотки

$$F_{\phi 1} = 2F_{q1} k_{y1}, \quad (4.16)$$

где k_{y1} — коэффициент укорочения шага обмотки для $v = 1$, определяемый выражением (3.7).

Аналогично, для амплитуды v -й гармоники МДС получим:

$$F_{\phi v} = 2F_{qv} k_{yv}, \quad (4.17)$$

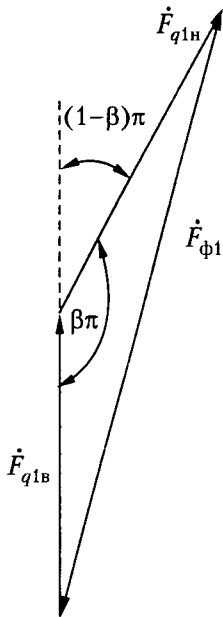


Рис. 4.5. Суммирование МДС двух слоев фазы обмотки

Далее на основании выражений (4.15) и (4.10) получим:

$$F_{\phi v} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 2q w_k k_{yv} k_{pv} I_k, \quad (4.18)$$

где I_k — действующее значение синусоидального тока в катушке, или

$$F_{\phi v} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{w k_{\phi v}}{v p} I. \quad (4.19)$$

где $I = a I_k$ — ток фазы.

Окончательно пространственно-временное распределение МДС фазы в соответствии с изложенным будет определяться выражением

$$F_{\phi t} = \sum_{v=1, 3, 5, \dots} F_{\phi v} \cos \omega t \cos v\alpha, \quad (4.20)$$

в котором пространственная координата α отсчитывается от магнитной оси фазной обмотки.

Выражения (4.19) и (4.20) справедливы и для однослойных обмоток, однако при этом необходимо соответствующим образом вычислять $k_{\phi v}$.

Высшие гармоники МДС вызывают в машинах ряд нежелательных явлений (добавочные вращающие моменты и потери, увеличение индуктивных сопротивлений обмоток

и пр.). Поэтому целесообразно добиваться их уменьшения.

Из формулы (4.18) видно, что величина $F_{\phi v}$ обратно пропорциональна порядковому номеру гармоники v и зависит от обмоточного коэффициента $k_{\phi v}$. Поскольку k_{yv} и k_{pv} в формулах (4.18) и (4.19) вычисляются по тем же выражениям, что и при определении ЭДС обмотки, то меры, принимаемые для подавления высших гармоник ЭДС (укорочение шага и распределение обмотки), приводят также к подавлению высших гармоник МДС. Коэффициент скоса пазов в формулы (4.18) и (4.19) не входит, так как МДС, создаваемая обмоткой, ориентирована вдоль ее пазов как вдоль направляющих, и поэтому скос пазов вызывает лишь скос волн МДС в осевом направлении, но не изменяет их амплитуды.

Для гармоник МДС зубцового порядка v_z , определяемых равенством (3.25), коэффициент $k_{yv} k_{pv} = \pm k_{y1} k_{p1}$, и поэтому из числа высших гармоник эти гармоники выражены наиболее сильно. При $q = 2$, например, гармониками зубцового порядка будут $v = v_z = 11, 13, 23, 25, \dots$, а при $q = 3$, соответственно, $v_z = 17, 19, 35, 37, \dots$. При $q = 1$ все высшие гармоники МДС являются гармониками зубцового порядка. Очевидно, что ослабления гармоники МДС зубцового порядка можно достичь только увеличением q , так как при этом порядок v_z увеличивается.

Вращающиеся волны МДС. Используя известную тригонометрическую формулу, каждый член равенства (4.20) можно выразить в следующем виде:

$$F_{\phi v} \cos \omega t \cos v\alpha = \frac{1}{2} F_{\phi v} \cos(\omega t - v\alpha) + \frac{1}{2} F_{\phi v} \cos(\omega t + v\alpha). \quad (4.21)$$

Каждый из правых членов этого равенства представляет собой вращающуюся волну МДС, которая распределена в пространстве вдоль координаты α по гармоническому закону и имеет амплитуду $(1/2)F_{\Phi v}$. Предположим, что мы наблюдаем за какими-либо точками этих двух волн, имеющими постоянные значения МДС.

Для этих точек

$$\cos(\omega t - v\alpha) = \text{const}; \quad \cos(\omega t + v\alpha) = \text{const}$$

и, следовательно,

$$\omega t - v\alpha = \text{const}; \quad \omega t + v\alpha = \text{const}.$$

Дифференцируя последние равенства по t , найдем:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{\omega}{v}; \quad \frac{d\alpha}{dt} = -\frac{\omega}{v}. \quad (4.22)$$

Производные в равенствах (4.22) представляют собой угловые частоты вращения волн, выражаемые в радианах (электрических) в секунду. Согласно равенствам (4.22), первый член правой части (4.21) представляет собой прямую волну $\left(\frac{d\alpha}{dt} > 0\right)$, то есть волну, вращающуюся в направлении положительных углов α , а второй член — обратную волну $\left(\frac{d\alpha}{dt} < 0\right)$.

Угловые частоты вращения гармонических волн обратно пропорциональны порядку гармоники v . Основные гармоники ($v = 1$) вращаются с угловой частотой

$$\Omega_1 = \omega = 2\pi f. \quad (4.23)$$

Разложение неподвижной пульсирующей во времени волны МДС на две, вращающиеся в прямом и обратном направлениях, наглядно иллюстрируется на рис. 4.6 с использованием символики изображающих векторов.

Вектор $\dot{F}_{1r}$ на этом рисунке изображает пульсирующую волну, а векторы $\frac{1}{2}\dot{F}_{1n}$ и $\frac{1}{2}\dot{F}_{1o}$ — соответственно, прямо- и обратновращающиеся волны.

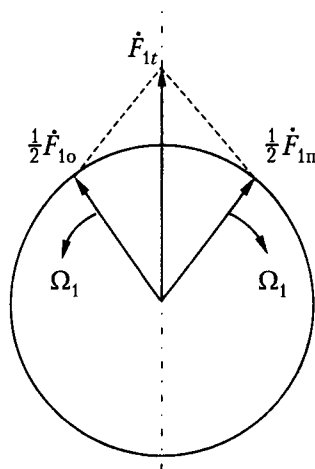


Рис. 4.6. К разложению неподвижной пульсирующей волны МДС ($\dot{F}_{1r}$) на две: прямо ($\dot{F}_{1n}$) и обратно ($\dot{F}_{1o}$) вращающиеся волны

4.2. Магнитодвижущие силы многофазных обмоток

МДС трехфазной обмотки при симметричной нагрузке. Допустим, что трехфазная обмотка с целым числом пазов на полюс и фазу (рис. 4.7, а) нагружена симметричными токами

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{2}I \cos \omega t; \\ i_b = \sqrt{2}I \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right); \\ i_c = \sqrt{2}I \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right). \end{cases} \quad (4.24)$$

Направим ось α в сторону чередования фаз и отметим оси отдельных фаз обмотки (рис. 4.7, б). МДС v_z -х гармоник отдельных фаз относительно осей своих фаз выражаются равенством (4.21), если для фаз B и C заменить ωt на $\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$ и $\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$ соответственно.

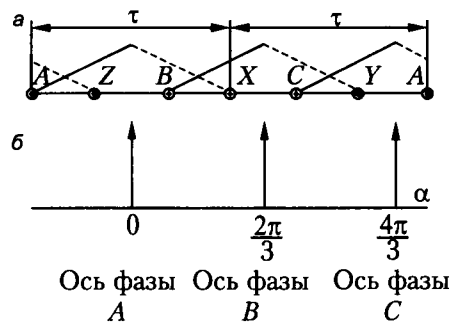


Рис. 4.7. МДС трех фаз обмотки

При суммировании МДС отдельных фаз будем отсчитывать углы α от оси фазы A . Тогда для фаз B и C в выражении (4.21) нужно заменить угол α на $\left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right)$ и $\left(\alpha - \frac{4\pi}{3} \right)$ соответственно. Таким образом, вращающиеся волны v -х гармоник МДС отдельных фаз выражаются равенствами

$$\begin{cases} F_{av} = \frac{1}{2} F_{\Phi v} \cos(\omega t - v\alpha) + \frac{1}{2} F_{\Phi v} \cos(\omega t + v\alpha); \\ F_{bv} = \frac{1}{2} F_{\Phi v} \cos \left[\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - v \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) \right] + \frac{1}{2} F_{\Phi v} \cos \left[\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + v \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) \right]; \\ F_{cv} = \frac{1}{2} F_{\Phi v} \cos \left[\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) - v \left(\alpha - \frac{4\pi}{3} \right) \right] + \frac{1}{2} F_{\Phi v} \cos \left[\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) + v \left(\alpha - \frac{4\pi}{3} \right) \right]. \end{cases} \quad (4.25)$$

Сложим сначала прямые гармоники МДС фаз. Эти гармоники, согласно равенствам (4.25), можно представить в следующем виде:

$$\begin{cases} F_{avnp} = \frac{1}{2} F_{\Phi v} \cos \left[(\omega t - v\alpha) + 0(v-1) \frac{2\pi}{3} \right]; \\ F_{bvnp} = \frac{1}{2} F_{\Phi v} \cos \left[(\omega t - v\alpha) + 1(v-1) \frac{2\pi}{3} \right]; \\ F_{cvnp} = \frac{1}{2} F_{\Phi v} \cos \left[(\omega t - v\alpha) + 2(v-1) \frac{2\pi}{3} \right]. \end{cases} \quad (4.26)$$

На основании равенств (4.26) прямые гармоники МДС фаз и их изображающие векторы сдвинуты друг относительно друга на угол $(v-1)\frac{2\pi}{3}$. Определим их сумму.

Нечетные гармоники $v = 1, 3, 5\ldots$ можно разбить на три группы:

$$\begin{cases} 1) v = mk = 3k & (k = 1, 3, 5\ldots; v = 3, 9, 15\ldots); \\ 2) v = 2mk + 1 = 6k + 1 & (k = 1, 3, 5\ldots; v = 3, 9, 15\ldots); \\ 3) v = 2mk - 1 = 6k - 1 & (k = 1, 2, 3\ldots; v = 5, 11, 17\ldots). \end{cases} \quad (4.27)$$

Для первой группы гармоник угол сдвига гармоник МДС отдельных фаз составляет

$$(v-1)\frac{2\pi}{3} = (3k-1)\frac{2\pi}{3} = 2\pi k - \frac{2\pi}{3},$$

или 120° (рис. 4.8, а). Поэтому гармонические волны или изображающие векторы МДС трех фаз сдвинуты друг относительно друга в пространстве на 120° , вследствие чего сумма этих гармоник равна нулю. Следовательно, прямые гармоники, кратные трем, в кривой МДС отсутствуют.

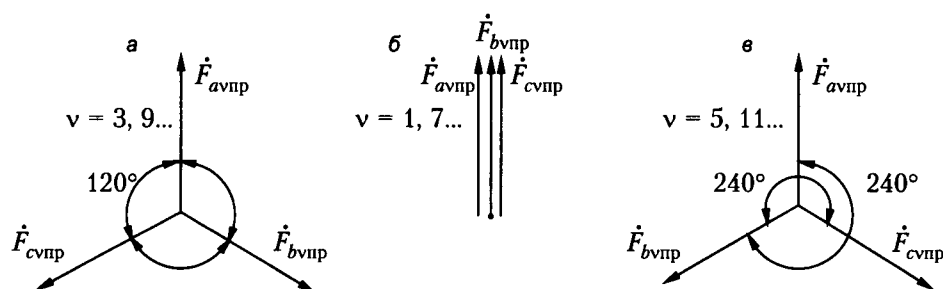


Рис. 4.8. Сложение прямых гармоник МДС фаз

Для второй группы гармоник (4.27) угол сдвига равен

$$(v-1)\frac{2\pi}{3} = (6k+1-1)\frac{2\pi}{3} = 4\pi k,$$

или 0° , и поэтому эти гармоники суммируются арифметически (рис. 4.8, б), то есть утраиваются.

Для третьей группы гармоник угол сдвига составляет

$$(v-1)\frac{2\pi}{3} = (6k-1-1)\frac{2\pi}{3} = 4\pi k - \frac{4\pi}{3},$$

или 240° (рис. 4.8, в), и поэтому их сумма также равна нулю.

Аналогичным образом можно убедиться в том, что из числа обратных гармоник, выраженных вторыми членами правой части равенства (4.25), обращаются в нуль суммы гармоник первых двух групп (4.27), а совпадают по фазе и суммируются арифметически гармоники третьей группы. Таким образом, МДС трехфазной обмотки при симметричной нагрузке не содержит гармоник, кратных трем, и состоит из прямых гармоник $v = 6k + 1 = 1, 7, 13, 19, \dots$ и обратных $v = 6k - 1 = 5, 11, 17, \dots$. Основная гармоника ($v = 1$) является прямой и вращается в направлении чередования фаз обмотки. Частота вращения гармоник МДС обратно пропорциональна v , а их амплитуды в соответствии с равенствами (4.19) и (4.26)

$$F_v = \frac{3}{2} F_{\Phi v} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{\text{об}v}}{vp} I = 1,35 \frac{\omega k_{\text{об}v}}{vp} I. \quad (4.28)$$

В общем случае симметричная m -фазная обмотка при симметричной нагрузке создает только вращающиеся гармоники МДС, амплитуды которых равны

$$F_v = \frac{m}{2} F_{\Phi v} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{\text{об}v}}{vp} I. \quad (4.29)$$

Полная МДС трехфазной обмотки при симметричной нагрузке в соответствии с изложенным выражается равенством

$$F_t = \sum_{v=6k\pm1} F_v \cos(\omega t \mp v\alpha), \quad (4.30)$$

где верхние знаки относятся к прямым гармоникам, а нижние — к обратным. Равенство (4.30) действительно и для других многофазных обмоток, однако состав высших гармоник может быть другим.

В ряде случаев целесообразно выражать амплитуды МДС не через данные обмотки и ток фазы, а через линейную токовую нагрузку:

$$A = \frac{m2\omega I}{2p\tau} = \frac{m\omega I}{p\tau}. \quad (4.31)$$

Подставив величину $m\omega I$ из равенства (4.31) в (4.29), получим:

$$F_v = \frac{\sqrt{2}}{v\pi} A \tau k_{\text{об}v}. \quad (4.32)$$

При этом амплитуда основной гармоники МДС

$$F_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} A \tau k_{\text{об}1}. \quad (4.33)$$

МДС трехфазной обмотки при несимметричной нагрузке. Анализируется методом симметричных составляющих. Очевидно, что полученные ранее результаты в этом случае действительны для токов прямой последовательности I_1 . Токи

обратной последовательности I_2 имеют обратное чередование фаз и сдвинуты на углы 120° . Эти токи создают такие же МДС, как и токи прямой последовательности, но вращающиеся по отношению к первым в противоположных направлениях. Основная гармоника МДС ($\nu = 1$) при этом вращается в обратном направлении.

При одновременном действии токи I_1 и I_2 создают МДС прямой (F_1) и обратной (F_2) последовательностей, векторы которых вращаются с одинаковыми частотами в обратных направлениях (рис. 4.9), и амплитуда результирующего поля основных гармоник описывает эллипс, из-за чего такое поле называют также *эллиптическим*.

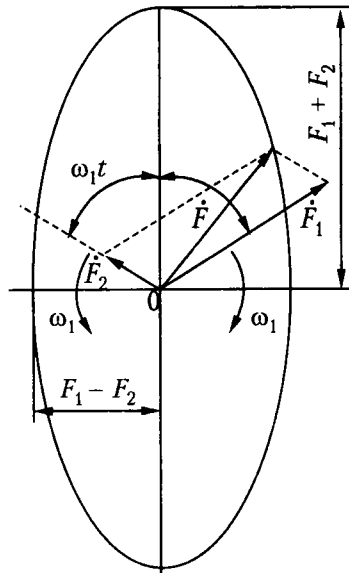


Рис. 4.9. Образование эллиптического вращающегося поля

Если существуют только вращающееся поле токов одной последовательности, то такое поле называется круговым вращающимся полем, так как в этом случае вместо эллипса получается окружность.

МДС токов нулевой последовательности. Если фазные токи образуют нулевую последовательность, то есть

$$i_a = i_b = i_c = \sqrt{2}I_0 \cos \omega t, \quad (4.34)$$

тогда для ν -х гармоник трехфазных обмоток в соответствии с (4.20) имеем:

$$\begin{aligned} F_{av} &= F_{\phi\nu} \cos \omega t \cos \nu \alpha; \\ F_{bv} &= F_{\phi\nu} \cos \omega t \cos \nu \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right); \\ F_{cv} &= F_{\phi\nu} \cos \omega t \cos \nu \left(\alpha - \frac{4\pi}{3} \right). \end{aligned}$$

Видно, что эти МДС во времени совпадают по фазе и сдвинуты в пространстве на углы $\nu \frac{2\pi}{3}$. Для гармоник, кратных трем ($\nu = 3k$), угол сдвига составляет $2\pi k$,

или 0° , и поэтому эти гармоники складываются арифметически. Но для гармоник $\nu = 6k \pm 1$ угол сдвига равен

$$\nu \frac{2\pi}{3} = (6k \pm 1) \frac{2\pi}{3} = 4\pi k \pm \frac{2\pi}{3},$$

или $\pm 120^\circ$, и поэтому сумма этих гармоник равна нулю.

Таким образом, токи нулевой последовательности создают только пульсирующие МДС гармоник, кратных трем, а основная и другие нечетные гармоники в кривой МДС отсутствуют. МДС этих токов выражается равенством

$$F = \sum_{\nu=3, 9, 15} F_{\nu 0} \cos \omega t \cos \nu \alpha, \quad (4.35)$$

где амплитуда

$$F_{\nu 0} = 3F_{\phi \nu 0} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{\phi \nu}}{\nu p} I_0 = 2,7 \frac{\omega k_{\phi \nu}}{\nu p} I_0. \quad (4.36)$$

МДС двухфазной обмотки при симметричной нагрузке токами

$$\begin{cases} I_a = \sqrt{2}I \cos \omega t; \\ I_b = \sqrt{2}I \cos(\omega t - 90^\circ), \end{cases} \quad (4.37)$$

сдвинутыми по фазе на 90° , можно проанализировать так же, как и для трехфазной обмотки, учитывая при этом, что фазы двухфазной обмотки сдвинуты в пространстве тоже на 90° . В результате проведенного анализа можно сделать следующие выводы.

1. В кривой МДС сохраняются все нечетные гармоники, из которых гармоники

$$\nu = 2mk + 1 = 4k + 1 \quad (k = 0, 1, 2, 3...), \quad (4.38)$$

или $\nu = 1, 5, 9, 13...$ являются прямыми, а гармоники

$$\nu = 2mk - 1 = 4k - 1 \quad (k = 1, 2, 3...), \quad (4.39)$$

или $\nu = 3, 7, 11...$ — обратными.

2. Амплитуда МДС выражается равенством (4.29) при $m = 2$ или равенством (4.19).

Таким образом, амплитуда вращающейся МДС двухфазной обмотки равна амплитуде пульсирующей МДС одной фазы обмотки. Этот результат отражает то обстоятельство, что два вектора, $\vec{F}_a$ и $\vec{F}_b$, неподвижных в пространстве со сдвигом на 90° и пульсирующих во времени со сдвигом по фазе также на 90° , в сумме образуют вращающийся вектор с той же амплитудой (рис. 4.10).

Следовательно, две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90° , при питании их токами, сдвинутыми по фазе также на 90° , создают вращающееся магнитное поле.

МДС «беличьей клетки». Анализ этого вопроса здесь опускается — приведем лишь его результаты. Если вращающееся магнитное поле с p парами полюсов

индуцирует в «беличьей клетке» с Z стержнями систему токов со сдвигом по фазе в соседних стержнях на угол γ , то эта «беличья клетка» создает бесконечный ряд прямо вращающихся гармоник с порядковыми номерами

$$\nu = k \frac{Z}{p} + 1 \quad (k = 0, 1, 2, 3 \dots) \tag{4.40}$$

и такой же ряд обратно вращающихся гармоник с порядковыми номерами

$$\nu = k \frac{Z}{p} - 1 \quad (k = 1, 2, 3 \dots). \tag{4.41}$$

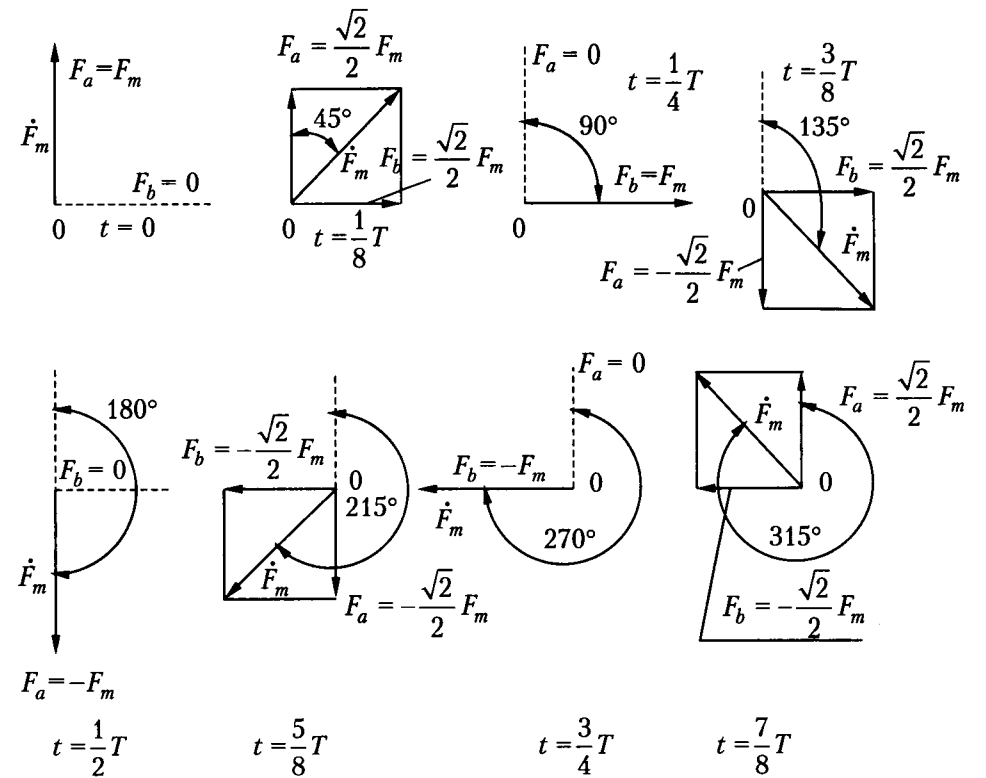


Рис. 4.10. Образование вращающегося поля двухфазной обмотки

Выражение (4.40) при $k = 0$ определяет основную гармонику МДС. Например, при $Z = 18$ и $p = 2$ получим прямые гармоники $\nu = 1, 10, 19, 28 \dots$ и обратные гармоники $\nu = 8, 17, 26 \dots$ В (4.40) и (4.41) величина Z/p определяет количество стержней на пару полюсов. Токи в этих стержнях сдвинуты по фазе подобно токам фазных зон обычной многофазной обмотки, и поэтому эти стержни аналогичны фазным зонам.

При достаточно большом Z/p «беличья клетка» имеет большое число фаз, и ее МДС содержит мало гармоник низких порядков, приближаясь поэтому к синусоиде.

Совпадение выражений (4.40), (4.41) с (4.24) указывает на то, что все гармоники МДС «беличьей клетки» являются гармониками зубцового порядка. Это вполне естественно, так как в «беличьей клетке» каждый стержень представляет собой отдельную фазу, и поэтому $q = 1$.

Если Z/p не целое число, то МДС «беличьей клетки» содержит гармоники v дробного порядка, для которых величины полюсных делений τ и τ_v не являются кратными.

Амплитуды гармоник МДС «беличьей клетки» определяют по равенству (4.29) при подстановке $m = Z$, $w = 1/2$, $k_{\text{ов}} = 1$, понимая под I ток стержня. Для этой МДС действительно также выражение (4.30), если начало координат α совпадает с серединой зубца и фаза тока участка кольца у этого зубца определяется выражением $I_k \cos \omega t$. Для получения надлежащих знаков членов выражения (4.30) при этом необходимо принять

$$k_{\text{ов}} = \pm (-1)^k, \quad (4.42)$$

где верхний знак относится к прямым гармоникам, а нижний — к обратным и значения k для разных v соответствуют (4.40) и (4.41).

Представление вращающегося поля в виде двух пульсирующих полей. Выражение для основной гармоники вращающейся волны МДС можно видоизменить следующим образом:

$$F_1 \cos(\omega t \mp \alpha) = F_1 \cos \omega t \cos \alpha \pm F_1 \sin \omega t \sin \alpha. \quad (4.43)$$

Два члена правой части (4.43) представляют собой два неподвижных пульсирующих поля, которые сдвинуты в пространстве на 90° ($\cos \alpha$ и $\sin \alpha$) и пульсируют во времени со сдвигом по фазе также на 90° ($\cos \omega t$ и $\sin \omega t$). Такое представление вращающегося поля удобно при анализе некоторых вопросов теории в машинах с электрической и магнитной несимметрией по двум взаимно перпендикулярным осям (например, явнополюсные синхронные машины) и может быть распространено также на высшие гармоники поля. В любом случае можно представить себе также, что такие поля создаются некоторой воображаемой двухфазной обмоткой (см. рис. 4.10).

Глава 5

Магнитные поля и индуктивные сопротивления обмоток машин переменного тока

5.1. Магнитные поля обмоток якоря машины переменного тока

Общая характеристика магнитного поля обмотки якоря. Магнитные поля, возбуждаемые в электрических машинах, сложным образом распределяются по их объему. Основными факторами, определяющими конфигурацию магнитных полей, являются конструктивная структура машины и магнитные характеристики материалов магнитопровода.

Типовые особенности конструктивных структур современных машин предопределяют две характерные зоны пространственного распределения в них магнитных полей:

- 1) активная зона, где магнитные поля приближенно можно рассматривать как плоскопараллельные;
- 2) лобовая (торцевая) зона, где магнитные поля необходимо рассматривать как трехмерные.

Определяющую роль в процессах электрохимического преобразования энергии выполняет магнитное поле в активной зоне. Поэтому в силу отмеченной ее значимости магнитное поле этой зоны в теории электрических машин дополнительно подразделяется на магнитное поле воздушного зазора и магнитное поле пазов.

Магнитные линии поля воздушного зазора пересекают воздушный зазор и замыкаются через сердечники статора и ротора. Это поле создается рассмотренной в предыдущей главе магнитодвижущей силой обмотки. Магнитное поле пазов (рис. 5.1) создается токами проводников паза, и к нему относятся линии магнитной индукции, которые не пересекают воздушного зазора и замыкаются в пределах данной части машины.

Магнитное поле лобовых частей обмотки (рис. 5.2) сосредоточено в области лобовых пространств обмотки.

В действительности существует единое магнитное поле обмотки, однако, пользуясь принципом наложения, можно рассматривать перечисленные ранее поля по отдельности. В частности, можно рассматривать отдельно поле тока каждого паза (см. рис. 5.1), хотя поля всех пазов складываются в общее поле более сложного характера.

Все магнитные линии поля зазора замыкаются через сердечники машины. Большая часть магнитных линий полей пазов и часть магнитных линий полей лобовых частей также замыкаются через сердечник. Однако эти поля, а также выс-

шие гармоники поля зазора в нормальных режимах работы машины малы по сравнению с основной гармоникой поля зазора, и степень насыщения сердечников статора и ротора определяется практически магнитным потоком этой основной гармоники.

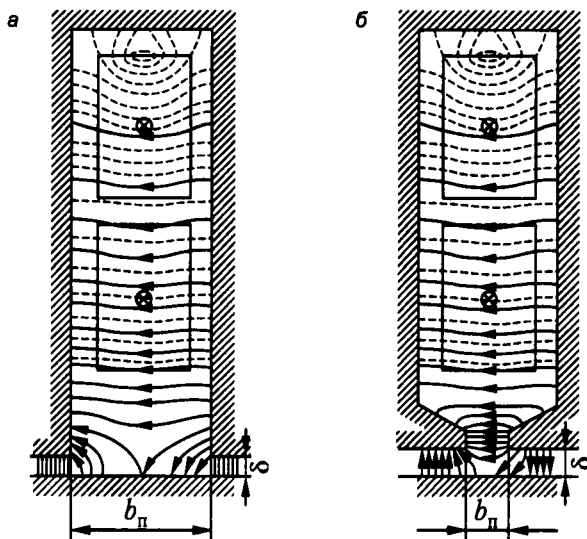


Рис. 5.1. Магнитные поля пазов: а — открытые пазы; б — закрытые пазы

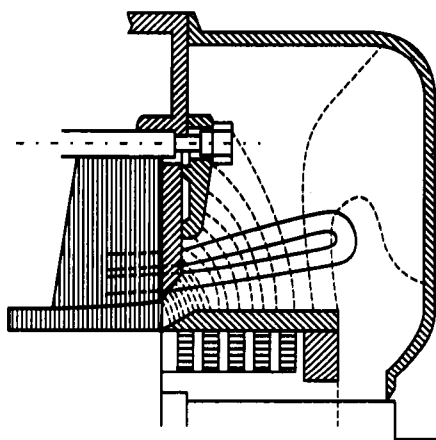


Рис. 5.2. Магнитное поле в лобовом пространстве турбогенератора

Полезное действие машины переменного тока, за редким исключением некоторых машин специального назначения, основано на действии магнитного поля основной гармоники воздушного зазора. Это поле является главным, или рабочим, а поля пазов и лобовых частей — полями рассеяния. К последним относятся также поля высших гармоник воздушного зазора, которые называются полями рассеяния воздушного зазора или полями дифференциального рассеяния. Второе

название обусловлено тем, что эти поля представляют собой разность между полным полем воздушного зазора и его основной гармоникой. Таким образом, магнитное поле рассеяния состоит из трех главных частей: пазового, лобового и поля рассеяния воздушного зазора, или дифференциального.

В дальнейшем поле воздушного зазора при симметричной нагрузке обмотки рассматривается подробнее. При этом имеется в виду неявнополюсная машина.

Поле воздушного зазора при отсутствии зубчатости и насыщения определялось в начале подраздела 4.1 при допущениях, что пазов статора и ротора нет, воздушный зазор является гладким и равномерным по всей окружности и, следовательно, искажающее влияние пазов и насыщения магнитной цепи на распределение поля в зазоре отсутствует. Поэтому каждая гармоника МДС создает только гармонику магнитного поля такого же порядка ν . Амплитуда магнитной индукции этой гармоники $B_{m\nu}$ вычисляется по формуле (4.5) как произведение удельной магнитной проводимости зазора λ_δ на амплитуду гармоники МДС F_ν . Учитывая выражения (4.3) и (4.29), для случая симметричной нагрузки m -фазной обмотки получим:

$$B_{m\nu} = \lambda_\delta F_\nu = \frac{\mu_0}{\delta} F_\nu = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{\text{ов}}}{\nu p} I. \quad (5.1)$$

При наличии пазов поле в зазоре искажается. В этом случае в магнитных потоках основной и высших гармоник поля воздушного зазора, создаваемых вычисленными в главе 4 магнитодвижущими силами обмоток, будем учитывать только те линии магнитной индукции, которые достигают противоположной стороны воздушного зазора, то есть пересекают зазор от статора к ротору и наоборот (см. рис. 5.1).

Магнитная индукция поля, создаваемая основной гармоникой МДС обмотки, уложенной в пазах, имеет на противоположной, гладкой стороне воздушного зазора распределение вида кривой 1 (рис. 5.3, а). Такая кривая содержит наряду с основной гармоникой (кривая 2) целый ряд высших гармоник.

С вполне достаточной для большинства практических целей точностью можно считать, что амплитуда основной гармоники поля при этом уменьшается (см. рис. 5.3, а) в $B'_{m1}/B_{m1} = k_\delta$ раз, где k_δ — коэффициент воздушного зазора. Поэтому вместо выражения (4.3) следует использовать

$$\lambda_\delta = \frac{\mu_0}{k_\delta \delta}. \quad (5.2)$$

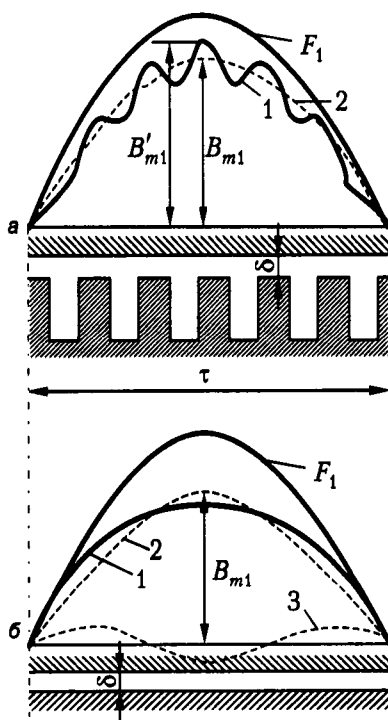


Рис. 5.3. Распределение магнитной индукции поля, создаваемого основной гармоникой МДС при наличии пазов (а) и насыщении (б)

При наличии пазов также и на противоположной стороне зазора и радиальных вентиляционных каналов значение k_δ нужно рассчитывать с учетом всех этих неравномерностей зазора. При этом определяется среднее по активной длине машины значение B_{m1} .

В действительности $\mu_c \neq \infty$, и насыщение магнитной цепи приводит к уменьшению индукции в зазоре и к уплощению формы кривой (кривая 1, рис. 5.3, б), поскольку в области больших индукций насыщение сказывается сильнее. Поэтому кривая 1 (рис. 5.3, б) содержит как основную (кривая 2), так и высшие гармоники. Среди высших гармоник наибольшее значение имеет третья гармоника (кривая 3), которая вращается синхронно с основной гармоникой и индуцирует в обмотке ЭДС тройной частоты. Уплощение кривой индукции в большей степени проявляется в машинах с относительно малым зазором, например в асинхронных машинах, и в этих случаях учитывается при расчете магнитной цепи.

Степень насыщения магнитной цепи определяется видом магнитной характеристики $\Phi = f(F)$ и расположением на ней рабочей точки. Магнитная характеристика машин переменного тока рассчитывается так же, как и для машин постоянного тока, и определяется также экспериментально на основе характеристики холостого хода $U = f(F)$ или $U = f(I_0)$.

С достаточной точностью можно считать, что основная гармоника поля под влиянием насыщения уменьшается в k_μ раз (см. 5.2). Поэтому вместо выражения (5.2) имеем

$$\lambda_\delta = \frac{\mu_0}{k_\mu k_\delta \delta}. \quad (5.3)$$

Величину

$$\delta' = k_\mu k_\delta \delta \quad (5.4)$$

можно назвать *эквивалентным воздушным зазором*.

При наличии зубчатости каждая высшая гармоника МДС v создает, кроме гармоники v , ряд других гармоник поля. В первом приближении можно считать, что каждая гармоника создает только поле гармоники такого же порядка, и поэтому к этим гармоникам также применимо соотношение (5.3). При этих условиях как для основной, так и для высших гармоник поля вместо выражения (5.1) получим:

$$B_{mv} = \lambda_\delta F_v = \frac{\mu_0}{k_\mu k_\delta \delta} F_v = \frac{\mu_0}{k_\mu k_\delta \delta} \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{\text{ов}v}}{vp} I. \quad (5.5)$$

Следует отметить, что принятые здесь допущения тем грубее, чем выше порядок гармоники.

Магнитный поток v -й гармоники поля

$$\Phi_v = B_{cv} \tau_v l_\delta = \frac{2}{\pi} B_{mv} \frac{\tau}{v} l_\delta, \quad (5.6)$$

где l_δ — активная, или расчетная, длина машины.

Подставив в соотношение (5.6) B_{mv} из (5.5), получим:

$$\Phi_v = \frac{2\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\mu k_\delta \delta} \frac{F_v}{v} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\mu k_\delta \delta} \frac{m2\sqrt{2}}{\pi^2} \frac{wk_{овv}}{v^2 p} I. \quad (5.7)$$

5.2. Главные индуктивные сопротивления обмоток переменного тока

Общие положения. В дальнейшем будем иметь в виду машины неявнополюсной конструкции, в частности, асинхронные машины. Особенности, возникающие в явнополюсных машинах, будут рассмотрены в главе 14.

Вращающиеся гармоники магнитного поля обмотки статора асинхронной машины, перемещаясь относительно этой обмотки, индуцируют в ней ЭДС самоиндукции, частоты которых одинаковы. Равенство частот этих ЭДС обусловлено тем, что, хотя гармоника порядка v вращается в v раз медленнее основной, она имеет в v раз больше полюсов. По этой же причине все ЭДС совпадают по фазе. Сказанное относится также к ЭДС самоиндукции, индуцируемым гармониками поля ротора в самой обмотке ротора.

При неподвижном роторе частоты всех ЭДС взаимной индукции, индуцируемых гармониками поля статора в обмотке ротора и гармониками поля ротора в обмотке статора, также одинаковы и равны основной частоте. Однако при вращающемся роторе частоты ЭДС взаимной индукции от различных гармоник поля различны, поскольку в этом случае скорости вращения гармоник статора относительно ротора и гармоник ротора относительно статора неодинаковы. Поэтому во вращающейся машине высшие гармоники поля не создают ЭДС взаимной индукции основной частоты, и их следует отнести к полям рассеяния. Эффекты, которые могут вызвать токи, создаваемые ЭДС взаимной индукции от высших гармоник поля, имеют в общем случае второстепенный характер, и их необходимо рассматривать отдельно. Из-за наличия пазов на статоре и роторе при вращении ротора возникают также дополнительные гармоники поля, которые индуцируют в обмотках ЭДС различных (в том числе и относительно высоких) частот. При нормальной конструкции машины эти ЭДС не имеют существенного значения и в дальнейшем не рассматриваются.

В теории электрических машин переменного тока, как и в других областях электротехники, ЭДС переменного тока E , которые индуцируются магнитными полями, созданными переменными токами I , учитываются с помощью индуктивных сопротивлений

$$x = \frac{E}{I}. \quad (5.8)$$

В электрической машине переменного тока при этом каждой гармонике поля v соответствуют определенные значения индуктивных сопротивлений само- и взаимной индукции x_v .

Работа машин переменного тока основана на действии основных гармоник поля. Индуктивные сопротивления, соответствующие этим гармоникам, называются

главными. Определим значения главных индуктивных сопротивлений, опуская при этом индексы, указывающие на порядок гармоник. Величины, относящиеся к статору и ротору, обозначим индексами 1 и 2 соответственно.

Выражения для главных индуктивных сопротивлений. ЭДС самоиндукции E_1 , индуцируемую в обмотке статора потоком основной гармоники Φ_1 , найдем, если подставим в формулу (3.16) значение потока $\Phi = \Phi_1$ из (5.7), полагая при этом $v = 1$ и обозначая величины, относящиеся к статору, индексами 1. Тогда получим:

$$E_1 = \frac{4m_1 f_1}{\pi} \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\mu k_\delta \delta} \frac{w_1^2 k_{\phi 1}^2}{p} I_1. \quad (5.9)$$

Главное собственное индуктивное сопротивление обмотки статора, согласно выражениям (5.8) и (5.9),

$$x_{r1} = \frac{4m_1 f_1}{\pi} \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\mu k_\delta \delta} \frac{w_1^2 k_{\phi 1}^2}{p}, \quad (5.10)$$

или в сокращенной записи

$$x_{r1} = m_1 w_1^2 k_{\phi 1}^2 X_1, \quad (5.11)$$

где

$$X_1 = \frac{4f_1}{\pi} \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{p k_\mu k_\delta \delta} = \frac{4f_1}{p\pi} \Lambda_{\phi 1} \quad (5.12)$$

и $\Lambda_{\phi 1} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\mu k_\delta \delta} = \lambda_\delta \tau l_\delta$ — проводимость воздушного зазора для магнитного потока

основной гармоники поля.

Полагая далее $f_1 = f_2$, что в асинхронной машине соответствует неподвижному ротору, аналогичным образом получим выражение для главного собственного индуктивного сопротивления обмотки ротора:

$$x_{r2} = \frac{4m_2 f_1}{\pi} \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\mu k_\delta \delta} \frac{w_2^2 k_{\phi 2}^2}{p}, \quad (5.13)$$

или

$$x_{r2} = m_2 w_2^2 k_{\phi 2}^2 X_1. \quad (5.14)$$

ЭДС взаимной индукции E_{12} , индуцируемую основной гармоникой поля статора в обмотке ротора, найдем аналогично E_1 по формуле (5.9), если в (3.16) будем для ротора указывать индекс 2, а в (5.7) — для статора индекс 1. ЭДС взаимной индукции E_{12} , индуцируемую основной гармоникой поля ротора в обмотке статора, определим подобным же образом: при этом в (3.16) нужно указывать индексы статора, а в (5.7) — индексы ротора. В итоге запишем:

$$E_{12} = x_{r12} I_1; \quad (5.15)$$

$$E_{21} = x_{r21} I_2, \quad (5.16)$$

а для главных индуктивных сопротивлений взаимной индукции получим выражения

$$x_{r12} = m_1 w_1 k_{o61} w_2 k_{o62} k_c X_1; \quad (5.17)$$

$$x_{r21} = m_2 w_1 k_{o61} w_2 k_{o62} k_c X_1. \quad (5.18)$$

Из (5.17) и (5.18) видно, что $x_{r12} \neq x_{r21}$. Однако это не противоречит принципу взаимности, поскольку эти сопротивления определяются как эквивалентные, то есть с учетом действия поля всей системы фаз одной обмотки на другую, а число фаз обмоток ротора и статора различно ($m_1 \neq m_2$). Кроме того, в выражения (5.17) и (5.18) введены коэффициенты скоса k_c для основной гармоники поля, так как при наличии скоса пазов на одной из частей машины магнитное поле другой части машины будет скошено относительно проводников первой части машины, что вызовет уменьшение индуцированной ЭДС. В то же время в соотношения (5.10), (5.11), (5.13) и (5.14) этот коэффициент не входит, так как поле данной обмотки всегда ориентировано в направлении ее пазов и проводников. При отсутствии скоса в формулах (5.17) и (5.18), естественно, надо принять $k_c = 1$.

Как и всякие индуктивные сопротивления, x_{r1} , x_{r2} , x_{r12} и x_{r21} пропорциональны частоте тока и квадрату чисел витков или произведению чисел витков двух обмоток, а также проводимости воздушного зазора для магнитного потока основной гармоники поля.

При пользовании полученных выражений необходимо подставлять такое значение k_μ , которое соответствует насыщению машины в рассматриваемом режиме работы.

5.3. Индуктивные сопротивления рассеяния обмотки переменного тока

В соответствии с изложенной концепцией о структуре и зонах магнитных полей (см. 5.1) рассмотрим некоторые вопросы расчета индуктивных сопротивлений обмотки якоря, обусловленных отдельными составляющими потоков рассеяния.

Пазовое рассеяние. Рассмотрим паз простейшей конфигурации с одной катушечной стороной в пазу (рис. 5.4) и предположим для простоты, что линии магнитной индукции поля рассеяния паза пересекают паз прямолинейно, перпендикулярно его боковым стенкам. Такое предположение не слишком сильно отличается от действительности (см. рис. 5.1), и необходимые коррективы могут быть внесены отдельно.

Вычислим потокосцепление проводников паза (w_k) с потоком, создаваемым током катушки i_k . В нижней части паза высотой h_1 , занятой катушкой (зона 1), линия магнитной индукции B_{x1} на высоте x создается током $\frac{x}{h_1} w_k i_k$ и сцепляется

с числом витков $\frac{x}{h_1} w_k$. Полагая для стали $\mu_c = \infty$, по закону полного тока имеем

$$\frac{B_{x1}}{\mu_0} b_\pi = \frac{x}{h_1} w_k i_k,$$

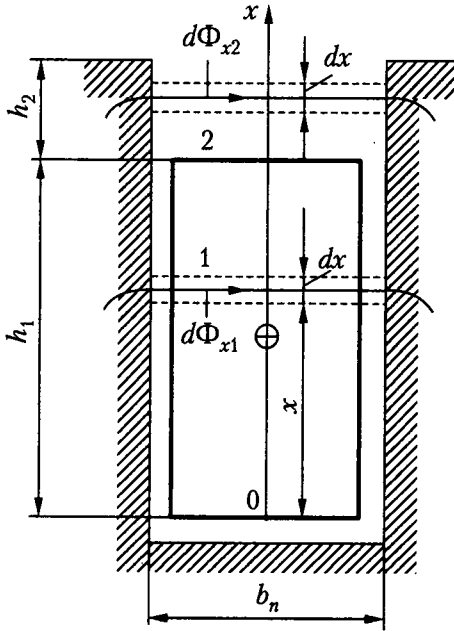


Рис. 5.4. Поле рассеяния паза

откуда следует

$$B_{x1} = \frac{\mu_0}{b_n} \frac{x}{h_1} w_k i_k. \quad (5.19)$$

В верхней части паза высотой h_2 (зона 2) индукция B_{x2} определяется полным током паза:

$$B_{x2} = \frac{\mu_0}{b_n} w_k i_k. \quad (5.20)$$

Можно принять приближенно, что поле рассеяния катушек в радиальных вентиляционных каналах в два раза слабее, чем в пазах. При этом расчетная длина поля рассеяния

$$l'_\delta = l_\delta - 0,5 n_{\text{вент}} b_{\text{вент}}, \quad (5.21)$$

где $n_{\text{вент}}$ и $b_{\text{вент}}$ — число и ширина вентиляционных каналов.

Сечения элементарных трубок магнитного потока высотой dx (см. рис. 5.4) составляют $l'_\delta dx$. Потoki этих трубок

$$d\Phi_{x1} = B_{x1} l'_\delta dx; \quad d\Phi_{x2} = B_{x2} l'_\delta dx,$$

и создаваемые ими потокосцепления

$$\begin{cases} d\psi_{x1} = \frac{x}{h_1} w_k d\Phi_{x1} = \frac{x}{h_1} w_k B_{x1} l'_\delta dx; \\ d\psi_{x2} = w_k d\Phi_{x2} = w_k B_{x2} l'_\delta dx. \end{cases} \quad (5.22)$$

Полное потокосцепление с проводниками катушечной стороны

$$\psi_n = \int_{x=0}^{x=h_1} d\psi_{x1} + \int_{x=h_1}^{x=h_1+h_2} d\psi_{x2}.$$

Подставив сюда значения правых частей равенства (5.22) и учитывая равенства (5.19) и (5.20), получим:

$$\psi_n = \int_0^{h_1} \frac{\mu_0}{b_n} w_k^2 i_k^2 l'_\delta \frac{x^2}{h_1^2} dx + \int_{h_1}^{h_1+h_2} \frac{\mu_0}{b_n} w_k^2 i_k^2 l'_\delta dx = \mu_0 w_k^2 i_k^2 l'_\delta \lambda_n, \quad (5.23)$$

где безразмерная величина

$$\lambda_n = \frac{h_1}{3b_n} + \frac{h_2}{b_n} \quad (5.24)$$

называется *относительной магнитной проводимостью рассеяния паза* и определяет потокосцепление рассеяния паза на единицу длины машины.

Параллельная ветвь однослойной обмотки имеет $2pq/a$ катушечных сторон и число витков, равное

$$w = \frac{pqw_k}{a}. \quad (5.25)$$

Индуктивность катушечной стороны от потока рассеяния паза

$$L_n = \frac{\Psi_n}{i_k},$$

а индуктивность параллельной ветви обмотки от потоков пазового рассеяния

$$L_{n.в} = \frac{2pq}{a} L_n.$$

Поэтому индуктивное сопротивление пазового рассеяния параллельной ветви

$$x_{n.в} = 2\pi f L_{n.в} = 2\pi f \frac{2pq}{a} \frac{\Psi_n}{i_k}. \quad (5.26)$$

Индуктивное сопротивление x_n пазового рассеяния всей фазы обмотки из a параллельных ветвей будет в a раз меньше. Поэтому, подставив в (5.26) Ψ_n из (5.23), а затем w_k из (5.25) и разделив результат на a , получим:

$$x_n = 4\pi\mu_0 f \frac{w^2}{pq} l'_8 \lambda_n. \quad (5.27)$$

Заметим, что для двухслойных обмоток и пазов иной формы расчетная формула для x_n будет иметь такую же структуру, однако выражения для λ_n будут другими. Из формулы (5.24) следует, что пазовое рассеяние тем больше, чем выше и уже пазы. Обычно $\lambda_n = 1,0 \dots 4,0$.

Рассеяние по коронкам зубцов. Принятое ранее допущение о виде магнитных линий рассеяния паза заметно нарушается вблизи воздушного зазора (см. рис. 5.1). Вследствие этого при больших значениях b/δ (см. рис. 5.1, *a*) из-за ослабления поля паза вблизи зазора рассеяние уменьшается. При малых b/δ (см. рис. 5.1, *б*) необходимо учесть магнитные линии, замыкающиеся вокруг паза от одного зубца к другому, но не доходящие до противоположной стороны зазора. Поэтому рассеяние увеличивается. Эффект изменения рассеяния паза вследствие указанных явлений учтем в виде добавочной составляющей рассеяния, которую назовем рассеянием по коронкам зубцов. Для индуктивного сопротивления рассеяния по коронкам зубцов x_k можно получить формулу вида (5.27), в которой λ_n заменена магнитной проводимостью рассеяния по коронкам зубцов λ_k . Формулу для λ_k можно вывести, используя для анализа поля в рассматриваемой области соотношения, получаемые методом конформных отображений. Формула для λ_k приобретает вид

$$\lambda_k = \frac{1}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{\delta^2}{b^2} + \frac{1}{4} \right) + 4 \frac{\delta}{b} \operatorname{arctg} \frac{b}{2\delta} \right], \quad (5.28)$$

где b — величина открытия паза.

График зависимости $\lambda_k = f\left(\frac{b}{\delta}\right)$ приведен на рис. 5.5.

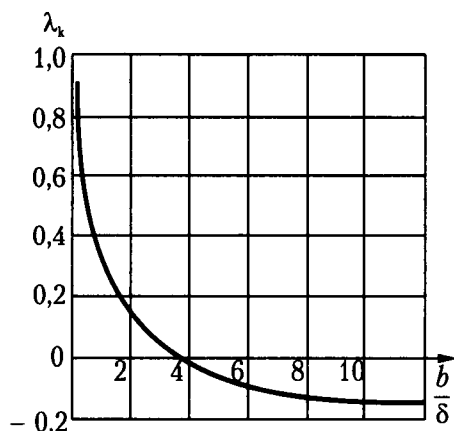


Рис. 5.5. Магнитная проводимость рассеяния по коронкам зубцов

При больших воздушных зазорах рассеяние по коронкам зубцов составляет значительную положительную величину. Наоборот, при малых δ рассеяние по коронкам зубцов отрицательно.

Лобовое рассеяние. Основная и высшие гармоники пространственного распределения токов лобовых частей обмотки создают вращающиеся поля, как и в активной части машины. Однако из-за сложной формы лобовых частей, а также по ряду других причин поле лобовых частей имеет весьма сложную структуру и не является плоскопараллельным. Главное значение имеет основная гармоника поля.

Поля лобовых частей статора сцепляются с лобовыми частями ротора и наоборот. Поэтому эти поля индуцируют как ЭДС самоиндукции, так и ЭДС взаимной индукции. ЭДС взаимной индукции лобовых частей по сравнению с ЭДС взаимной индукции активной части машины малы и большей частью лежат в пределах точности расчета последних. Поэтому при расчете ЭДС всей обмотки ЭДС взаимной индукции лобовых частей статора и ротора можно пренебречь. Однако при наличии взаимной индукции поля лобовых частей нельзя относить полностью к рассеянию, и при расчете индуктивных сопротивлений рассеяния явление взаимной индукции должно быть принято во внимание.

Аналитическое исследование полей и индуктивных сопротивлений рассеяния лобовых частей при некоторых упрощающих предположениях можно выполнить с помощью методов теории электромагнитного поля. Однако получаемые при этом соотношения весьма сложны и малопригодны для повседневных инженерных расчетов, поэтому на практике чаще пользуются формулами эмпирического характера. В последнее время в практике расчета магнитных полей в лобовых зонах обмоток и обусловленных ими индуктивных сопротивлений эффективно используются численные методы, реализуемые с использованием компьютерных технологий.

Формулам для расчета индуктивного сопротивления лобовых частей x_d во всех случаях можно придать вид, аналогичный виду равенства (5.27), с заменой λ_n магнитную проводимость лобового рассеяния λ_d . Для двухслойных обмоток многополюсных машин применяется формула

$$\lambda_d = 0,34 \frac{q}{l'_s} (l_n - 0,64\beta\tau) k_y^2, \quad (5.29)$$

где l_n — средняя длина лобовой части полувитка.

Дифференциальное рассеяние. Допустим сначала, что наличие пазов сказывается в том, что амплитуды индукции всех гармоник поля уменьшаются в k_δ раз (см. равенство (5.5)). Тогда сопротивления самоиндукции от всех гармоник поля будут определяться формулой (5.10), если заменить в нем $k_{об}$ на $k_{обv}$ и разделить результат на v^2 , так как поток Φ_v гармоники v , согласно (5.7), обратно пропорционален v^2 .

Индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния обмотки x_d равно сумме сопротивлений самоиндукции от всех гармоник, за исключением гармоники $v = 1$. Поэтому на основании выражения (5.10)

$$x_d = \frac{4mf}{\pi} \frac{\mu_0 \tau l'_s}{k_\mu k_\delta \delta} \frac{\omega^2}{p} \sum_{v \neq 1} \frac{k_{обv}^2}{v^2}. \quad (5.30)$$

Отношение x_d к главному индуктивному сопротивлению обмотки называется *коэффициентом дифференциального рассеяния* k_d . На основании выражений (5.30) и (5.10)

$$k_d = \frac{1}{k_{об1}^2} \sum_{v \neq 1} \frac{k_{обv}^2}{v^2}. \quad (5.31)$$

Значения k_d можно вычислить по формуле (5.31), введя в расчет достаточное число гармоник. Для разных типов обмоток получены также формулы для k_d в конечном виде. Зависимость k_d от относительного шага β для двухслойной обмотки с фазной зоной $\alpha = 60^\circ$ при разных q представлена на рис. 5.6.

При известных k_d значения x_d могут быть вычислены по формуле

$$x_d = k_d x_r. \quad (5.32)$$

Хотя k_d мал (см. рис. 5.6), в машинах с относительно малым воздушным зазором сопротивление x_d по сравнению с другими составляющими сопротивления рассеяния велико, так как x_r по сравнению с ними велико. При более тщательном рассмотрении вопроса оказывается, что под влиянием пазов сопротивление x_d заметно уменьшается.

Необходимо также иметь в виду, что, например, высшие гармоники поля статора индуцируют ЭДС в обмотке ротора, а также в теле ротора, если оно является массивным. Вызванные этими ЭДС токи создают свои магнитные поля, которые ослабляют или частично демпфируют поля высших гармоник статора. В результате сопротивление x_d обмотки статора уменьшается.

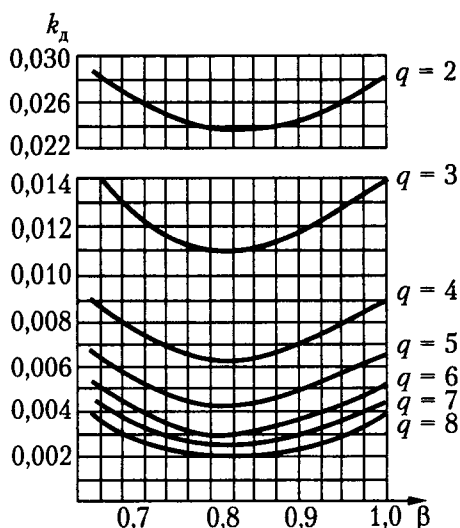


Рис. 5.6. Кривые коэффициента дифференциального рассеяния для трехфазной шестизонной обмотки

Формуле для x_d часто придают вид формулы (5.27) заменой λ_n на соответствующую величину λ_d , которая называется *магнитной проводимостью дифференциального рассеяния*. В результате получаем:

$$x_d = 4\mu_0 \pi f \frac{w^2}{pq} l'_s \lambda_d. \quad (5.33)$$

В практике заводских расчетов λ_d определяют обычно по различным приближенным формулам.

Рассеяние скоса. При скосе пазов или полюсов статора и ротора друг относительно друга рассеяние увеличивается, так как ЭДС и индуктивные сопротивления самоиндукции от основной гармоники поля при этом не изменяются, а ЭДС и сопротивления взаимной индукции уменьшаются. В этом случае рассеяние возникает за счет основной гармоники поля машины. Выражению для индуктивного сопротивления рассеяния скоса x_c также можно придать вид формулы (5.27) путем замены λ_n величиной λ_c , которую можно назвать *магнитной проводимостью рассеяния скоса*. В практике заводских расчетов λ_c обычно определяется по различным приближенным формулам.

Полное индуктивное сопротивление рассеяния обмотки x_σ определяется суммированием всех перечисленных частичных сопротивлений рассеяния:

$$x_\sigma = x_n + x_k + x_l + x_d + x_c, \quad (5.34)$$

или

$$x_\sigma = 4\mu_0 \pi f \frac{w^2}{pq} l'_s (\lambda_n + \lambda_k + \lambda_l + \lambda_d + \lambda_c). \quad (5.35)$$

В асинхронных машинах главные составляющие рассеяния: пазовое, лобовое и дифференциальное — имеют примерно одинаковый удельный вес. При на-

личии скоса пазов существенное значение приобретает также рассеяние скоса. В синхронных машинах вследствие большой величины зазора дифференциальное рассеяние меньше пазового и лобового. В турбогенераторах из-за большого значения q (5...12) дифференциальное рассеяние также мало. Лобовое и пазовое рассеяния от величины q практически не зависят.

В пределах до $I \approx 1,5I_n$ сопротивление x_σ практически постоянно, так как магнитные потоки рассеяния замыкаются по воздуху и поэтому слабо зависят от насыщения. Однако при больших токах (например, при коротких замыканиях) потоки рассеяния сильно возрастают и вызывают насыщение зубцовой зоны. При этом x_σ уменьшается на 15...30 %.

Сопротивление рассеяния x_σ представляет собой часть полного индуктивного сопротивления самоиндукции обмотки x . Второй, притом наибольшей составляющей этого сопротивления является главное индуктивное сопротивление обмотки x_{r1} , обусловленное основной гармоникой поля в зазоре.

5.4. Относительные величины индуктивных сопротивлений обмоток переменного тока

В теории электрических машин индуктивные сопротивления обмоток якоря часто определяют в относительных единицах, то есть в долях некоторого базисного сопротивления. За базисное сопротивление обычно принимают номинальное сопротивление z_n , определяемое через номинальные фазные напряжение и ток:

$$z_n = U_n / I_n. \quad (5.36)$$

При электромагнитных расчетах электрических машин удобнее определять z_n через величины, непосредственно характеризующие интенсивность электромагнитных процессов в машине. Такими величинами принято считать номинальные значения амплитуды индукции основной гармоники поля воздушного зазора $B_{\delta n}$ и линейной токовой нагрузки статора A_n .

Поскольку

$$U_n = 2\sqrt{2}f_1 \tau l_\delta w_1 k_{o61} B_{\delta n}; \quad (5.37a)$$

$$I_n = \frac{p\tau A_n}{m_1 w_1}, \quad (5.37b)$$

найдем:

$$z_n = 2\sqrt{2}m_1 f_1 l_\delta w_1^2 k_{o61} \frac{B_{\delta n}}{pA_n}. \quad (5.38)$$

Разделив x_{r1} (см. формулу (5.10)) на z_n , найдем относительное значение главного собственного индуктивного сопротивления обмотки статора:

$$\underline{x}_{r1} = \frac{\sqrt{2}\mu_0 k_{o61} \tau A_n}{\pi k_\mu k_\delta \delta B_{\delta n}}. \quad (5.39)$$

Например, для асинхронного двигателя мощностью 250 кВт имеем $A_n = 40\,000$ А/м, $B_{\delta n} = 0,755$ Тл, $\tau = 27,5$ см, $\delta = 0,1$ см, $k_\mu = 1,55$, $k_\delta = 1,24$, $k_{o61} = 0,926$.

При этом

$$\underline{x}_{r1} = \frac{\sqrt{2} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,926}{\pi \cdot 1,55 \cdot 1,24} \cdot \frac{27,5}{0,1} \cdot \frac{40\,000}{0,775} = 3,96.$$

Для турбогенератора мощностью 50 000 кВт имеем $A_n = 69\,000$ А/м, $B_{\delta n} = 0,75$ Тл, $\tau = 162$ см, $\delta = 4,25$ см, $k_\mu = 1,10$, $k_\delta = 1,15$, $k_{o6} = 0,918$. При этом

$$\underline{x}_{r1} = \frac{\sqrt{2} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,918}{\pi \cdot 1,10 \cdot 1,15} \cdot \frac{162}{4,25} \cdot \frac{69\,000}{0,75} = 1,44.$$

Так как величины A_n и $B_{\delta n}$ определяются главным образом условиями охлаждения и качеством магнитных материалов, то в машинах данной конструкции они изменяются в сравнительно узких пределах. Поэтому величина $\underline{x}_{r1}$ зависит главным образом от отношения τ/δ . Для машины заданных мощности и частоты вращения $\underline{x}_{r1}$ зависит в основном от величины зазора δ . В синхронных машинах относительная величина зазора всегда больше, чем в асинхронных, и поэтому у первых $\underline{x}_{r1}$ всегда меньше, чем у вторых.

Из выражения (5.39) следует также, что в крупных турбогенераторах с внутренним охлаждением проводников обмоток, у которых A_n достигает весьма больших значений, для ограничения величины $\underline{x}_{r1}$ нужно существенным образом увеличивать δ .

Значение x_σ в относительных единицах также получим, разделив (5.35) на z_n :

$$\underline{x}_\sigma = \frac{\pi\sqrt{2}\mu_0}{mqk_{o6}} \frac{l'_\delta}{l_\delta} \frac{A_n}{B_{\delta n}} (\lambda_n + \lambda_k + \lambda_l + \lambda_d + \lambda_c). \quad (5.40)$$

В машинах с воздушным охлаждением обычно $\underline{x}_\sigma = 0,08 \dots 0,15$. Как видно из выражения (5.40), при увеличении A_n , что связано с интенсификацией способов охлаждения, величина $\underline{x}_\sigma$ возрастает. В турбогенераторах с внутренним охлаждением обмоток $\underline{x}_\sigma = 0,20 \dots 0,35$.

Раздел II

Асинхронные машины

Глава 6

Основы теории асинхронных машин

Общая характеристика режима работы. Рассмотрим симметричные режимы работы симметричной многофазной асинхронной машины, при которых сопротивления фаз каждой обмотки одинаковы, а напряжения и токи каждой обмотки составляют симметричные системы прямой последовательности. Будем считать, что взаимная индукция между статором и ротором обуславливается только основной гармоникой магнитного поля в воздушном зазоре, а высшие гармоники этого поля относятся к рассеянию и учитываются в индуктивных сопротивлениях рассеяния. При этом можно представить себе, что в воздушном зазоре действуют только основные гармоники поля обеих обмоток. Будем также предполагать, что обмотка статора является первичной и подключается к сети, а обмотка ротора — вторичной.

6.1. Электромагнитные процессы в асинхронной машине с заторможенным ротором

Представим логическую схему электромагнитных процессов в многофазной асинхронной машине с заторможенным ротором. Для определенности будем иметь в виду машину с трехфазными обмотками на статоре и роторе (рис. 6.1). Предположим, что первичная обмотка включается в трехфазную сеть с фазным напряжением U_1 , а к фазам вторичной обмотки подключаются сопротивления нагрузки $Z_{нг}$.

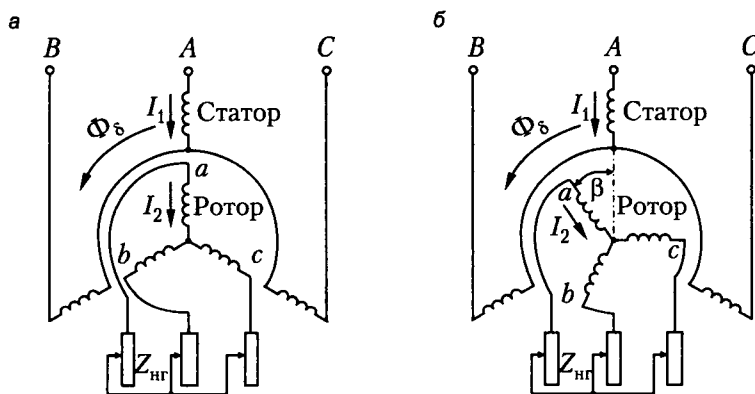


Рис. 6.1. Схемы асинхронной машины с заторможенным ротором: а — при совпадении и б — при несовпадении осей фаз обмоток статора и ротора

Логическая схема возникающих в асинхронной машине электромагнитных процессов представлена на рис. 6.2.

Поясним кратко физику представленных в этой схеме процессов. Под действием приложенного к обмотке статора симметричного трехфазного напряжения u_1

в ней возникает симметричная система фазных токов i_1 . Эти токи создают вращающуюся с частотой $n_1 = \frac{f_1}{p}$ волну основной гармоники МДС F_1 . Под действием этой МДС в воздушном зазоре возбуждается вращающийся с частотой n_1 магнитный поток Φ_δ , который индуцирует в обмотках статора и ротора ЭДС e_1 и e_2 соответственно. В результате в обмотке ротора под действием симметричной системы ЭДС e_2 возникает симметричная система токов i_2 , которая, в свою очередь, создает вращающуюся с частотой n_1 волну основной гармоники МДС F_2 . В результате взаимодействия синхронно вращающихся волн МДС F_1 и F_2 в зазоре устанавливается некоторая результирующая МДС F_M , которая и создает в зазоре результирующий магнитный поток Φ_δ необходимой величины. Кроме вращающегося магнитного потока взаимоиндукции Φ_δ , сцепляющегося с обмотками как статора, так и ротора, в машине возбуждаются пульсирующие потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$, сцепляющиеся, соответственно, только с обмотками статора и ротора. Эти потоки также индуцируют в обмотках ЭДС рассеяния $e_{\sigma 1}$ и $e_{\sigma 2}$.

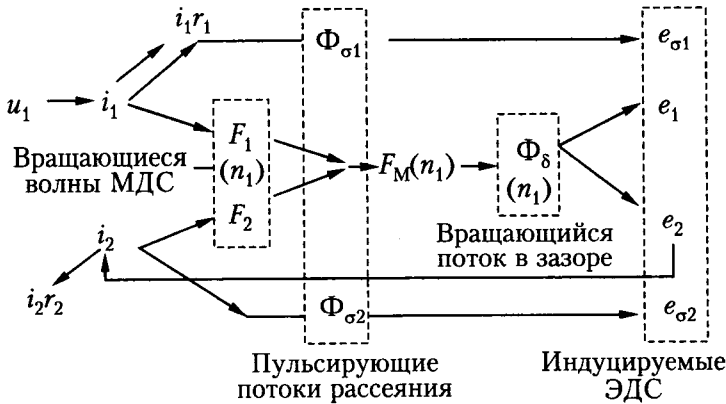


Рис. 6.2. Логическая схема электромагнитных процессов в асинхронной машине с заторможенным ротором

Обычно в асинхронных машинах токи и напряжения изменяются синусоидально. Поэтому по аналогии с трансформаторами далее будем пользоваться комплексными уравнениями для действующих значений соответствующих величин.

Математическая модель рассматриваемых электромагнитных процессов в соответствии с указанной логической схемой включает в себя уравнения напряжений для фазных обмоток статора

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + Z_{\sigma 1} \dot{I}_1 \quad (6.1a)$$

и ротора

$$\dot{E}_2 = (Z_{\sigma 2} + Z_{\text{нг}}) \dot{I}_2, \quad (6.16)$$

где

$$Z_{\sigma 1} = r_1 + jx_{\sigma 1}; \quad Z_{\sigma 2} = r_2 + jx_{\sigma 2},$$

а также уравнения, определяющие магнитные процессы и связи в машине:

$$\dot{E}_1 = -j4,44f_1w_1k_{o61}\dot{\Phi}_\delta; \quad (6.2a)$$

$$\dot{E}_2 = -j4,44f_1w_2k_{o62}k_c\dot{\Phi}_\delta; \quad (6.26)$$

$$\dot{\Phi}_\delta = \frac{2}{\pi} \dot{\Lambda}_{\delta 1} \dot{F}_m; \quad (6.3)$$

$$\dot{F}_m = \dot{F}_1 + \dot{F}_2k_c. \quad (6.4)$$

В (6.3) учтено, что из-за магнитных потерь в стали магнитопровода магнитная проводимость $\dot{\Lambda}_{\delta 1}$ для потока $\dot{\Phi}_\delta$ может быть комплексной (см. кн. 1, раздел 2.3.4).

Из сказанного следует, что асинхронная машина при указанных условиях работает как трансформатор (см. кн. 1, раздел 12.1). Ее качественное отличие от последнего состоит только в том, что у трансформатора магнитная связь первичных и вторичных обмоток осуществляется пульсирующим магнитным полем, а в асинхронной машине — вращающимся. Отмеченная идентичность электромагнитных процессов позволяет при анализе рассматриваемого режима асинхронной машины воспользоваться методологией, разработанной для трансформатора. Реализуем основные положения этой методологии применительно к асинхронной машине.

Приведение обмотки ротора к обмотке статора. В тех же целях, как и в случае трансформатора, приведем вторичную обмотку асинхронной машины к первичной. Для этого можно представить, что реальная вторичная обмотка заменяется приведенной, которая устроена так же, как и первичная обмотка, и имеет с нею одинаковые числа фаз и витков в фазе, а также одинаковый обмоточный коэффициент для основной гармоники. Приведенные величины будем обозначать штрихами. Приведенные напряжения и токи вторичной обмотки должны быть рассчитаны так, чтобы энергетические и основные электромагнитные соотношения в машине не нарушались.

В общем случае надо иметь в виду, что пазы ротора и статора асинхронной машины могут быть скошены друг относительно друга. Обычно в асинхронных машинах скошены пазы ротора, а пазы статора являются прямыми. Поэтому при приведении обмотки ротора к обмотке статора необходимо представить, что приведенная обмотка ротора тоже имеет прямые пазы. Таким образом, в приведенной машине основные гармоники полей статора и ротора и их результирующего поля будут ориентированы вдоль прямых пазов, в осевом направлении, то есть эти поля не будут скошены в тангенциальном направлении. Поэтому соотношения между приведенными и не приведенными величинами целесообразно устанавливать, исходя из нескошенного магнитного поля. Для ясности предположим, что выражения для обмоточных коэффициентов статора k_{o61} и ротора k_{o62} содержат в качестве сомножителей только коэффициенты укорочения и распределения обмотки, а влияние скоса будем учитывать с помощью коэффициента скоса k_c , вводимого в качестве дополнительного множителя.

Нескошенное магнитное поле основной гармоники с потоком Φ_δ индуцирует в обмотке неподвижного ротора со скошенными пазами ЭДС:

$$E_2 = \pi\sqrt{2}f_1w_2k_{o62}k_c\Phi_\delta, \quad (6.5)$$

а в приведенной обмотке ротора и в обмотке статора — одинаковые по величине ЭДС

$$E'_2 = E_1 = \pi\sqrt{2}f_1 w_1 k_{\phi 61} \Phi_\delta. \quad (6.6)$$

Назовем коэффициентом трансформации (или коэффициентом приведения) ЭДС и напряжений k_u отношение

$$k_u = \frac{E'_2}{E_2} = \frac{E_1}{E_2}. \quad (6.7)$$

Согласно выражениям (6.5) и (6.6),

$$k_u = \frac{w_1 k_{\phi 61}}{w_2 k_{\phi 62}} \frac{1}{k_c}. \quad (6.8)$$

Приведенная обмотка ротора с приведенным током I'_2 создает основную гармонику МДС, которая ориентирована в осевом направлении и имеет амплитуду

$$F'_2 = \frac{m_1 \sqrt{2}}{\pi} \frac{w_1 k_{\phi 61}}{p} I'_2.$$

Не приведенная обмотка ротора создает основную гармонику МДС, которая ориентирована вдоль скошенных пазов ротора и имеет амплитуду

$$F_2 = \frac{m_2 \sqrt{2}}{\pi} \frac{w_2 k_{\phi 62}}{p} I_2.$$

Это выражение не содержит коэффициента k_c . Однако при вычислении потоко-сцепления взаимной индукции с обмоткой статора от потока, создаваемого МДС F_2 , надо учитывать коэффициент скоса k_c , так как МДС F_2 и создаваемый ею поток скошены относительно обмотки статора. Поэтому в отношении статора эффективной является МДС $k_c F_2$ и при приведении должно быть соблюдено равенство

$$F'_2 = k_c F_2.$$

Исходя из этого равенства и используя выведенные ранее выражения для F'_2 и F_2 , найдем для коэффициента трансформации, или приведения, токов

$$k_i = \frac{I_2}{I'_2} \quad (6.9)$$

следующее выражение:

$$k_i = \frac{m_1 w_1 k_{\phi 61}}{m_2 w_2 k_{\phi 62}} \frac{1}{k_c}. \quad (6.10)$$

Коэффициенты трансформации k_u и k_i при $m_1 \neq m_2$ не равны, так при данном токе I намагничивающее действие и МДС обмотки зависят от числа фаз m и при приведении вторичная обмотка с числом фаз m_2 заменяется обмоткой с числом фаз m_1 . В отличие от трансформатора, в случае асинхронной машины в выражения для k_u и k_i входят обмоточные коэффициенты.

При отсутствии взаимного скоса пазов в выражениях (6.7) и (6.10) необходимо принять $k_c = 1$. Обычно скос пазов невелик, и коэффициент k_c близок к единице. Рассмотрим процесс взаимодействия пространственных волн МДС статора $\dot{F}_1$ и ротора $\dot{F}_2$ в машине, заторможенный ротор которой занимает произвольное положение относительно статора. Прежде всего напомним, что при записи уравнения для МДС (6.4) используется символика пространственных изображающих комплексов (векторов) (см. 4.1), так что угол сдвига между комплексами (векторами) $\dot{F}_1$ и $\dot{F}_2$ определяет пространственный угол сдвига (в электрических градусах) пространственных гармонических волн МДС статора и ротора. Существенно также, что при определении результирующей МДС $\dot{F}_m$ необходимо учитывать возможный скос пазов ротора. Для этого достаточно, как уже упоминалось, вектор $\dot{F}_2$ умножить на k_c , что и сделано в (6.4). Заторможенный ротор машины может занимать произвольное положение по отношению к статору (см. рис. 6.1), однако режим работы машины от этого не изменяется, как не изменяется и пространственное расположение волн $\dot{F}_1$ и $\dot{F}_2$ для заданного режима. От положения ротора зависят лишь временные фазовые углы сдвига вторичных токов, ЭДС и напряжений.

Математическая модель электромагнитных процессов в приведенной асинхронной машине с заторможенным ротором. Математическую модель приведенной асинхронной машины получим из выражений (6.1)–(6.4) по такому же алгоритму, как и для приведенного трансформатора. Умножая уравнение (6.16) на k_w , получим:

$$\dot{E}'_2 = (Z'_{\sigma 2} + Z'_{\text{нр}}) \dot{I}'_2, \quad (6.11)$$

где

$$\dot{E}'_2 = k_u \dot{E}_2; \quad Z'_{\sigma 2} = k Z_{\sigma 2}; \quad Z'_{\text{нр}} = k Z_{\text{нр}}; \quad \dot{I}'_2 = \frac{\dot{I}_2}{k_i},$$

а $k = k_u k_i$ — коэффициент приведения сопротивления.

Уравнение МДС (6.4) представим в виде

$$\dot{F}_m = \dot{F}_1 + \dot{F}'_2 = \frac{m_1 \sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_1 k_{\sigma 61}}{p} (\dot{I}_1 + \dot{I}'_2) = \frac{m_1 \sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_1 k_{\sigma 61}}{p} \dot{I}_m, \quad (6.12)$$

где $\dot{I}_m = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2$ — намагничивающий ток.

Уравнения для ЭДС (6.2) запишем в виде

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 = \dot{E}'_2 &= -j\pi\sqrt{2}f_1\omega_1 k_{\sigma 61} \frac{2}{\pi} \dot{\Lambda}_{\delta 1} \dot{F}_m = -jm_1 (\omega_1 k_{\sigma 61})^2 \frac{4f_1}{\pi p} (\text{Re } \dot{\Lambda}_{\delta 1} - jJm\dot{\Lambda}_{\delta 1}) \dot{I}_m = \\ &= -(Jm\dot{\Lambda}_{\delta 1} + j\text{Re } \dot{\Lambda}_{\delta 1}) m_1 (\omega_1 k_{\sigma 61})^2 \frac{4f_1}{\pi p} \dot{I}_m = -Z_m \dot{I}_m, \end{aligned} \quad (6.13)$$

где Z_m — сопротивление намагничивающему току.

Таким образом, математическая модель приведенной асинхронной машины с заторможенным ротором будет представлять собой следующую систему уравнений:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + Z_{\sigma 1} \dot{I}_1; \quad (6.14a)$$

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2' = -Z_m \dot{I}_m; \quad (6.14б)$$

$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{E}_1}{Z_{\sigma 2}' + Z_{\text{нг}}'}; \quad (6.14в)$$

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2' = \dot{I}_m. \quad (6.14г)$$

Видно, что структура этой модели идентична структуре модели приведенного трансформатора (см. кн. 1, раздел 14.2). Следовательно, этой модели соответствует Т-образная электрическая схема замещения, как показано на рис. 6.3.

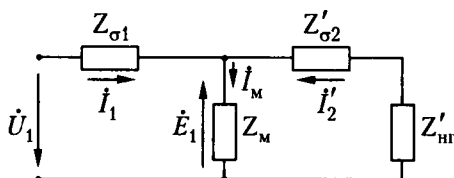


Рис. 6.3. Т-образная схема замещения асинхронной машины при заторможенном роторе

6.2. Приведение рабочего процесса асинхронной машины при вращающемся роторе к рабочему процессу при неподвижном роторе

Общие соображения. При неподвижном роторе, как было установлено, асинхронная машина работает, как трансформатор, в котором электрическая энергия первичной цепи, за вычетом потерь, преобразуется в электрическую же энергию вторичной цепи. Во вращающейся асинхронной машине в двигательном режиме работы потребляемая первичной обмоткой из питающей сети электрическая энергия, за вычетом потерь в машине, преобразуется в механическую энергию на валу машины. В генераторном режиме, наоборот, механическая энергия, подводимая к валу, преобразуется в электрическую энергию в первичной обмотке и передается в сеть. Кроме того, режим работы асинхронной машины при вращающемся роторе характеризуется тем, что частоты токов в обмотках статора f_1 и ротора $f_2 = sf_1$ не равны. Это создает определенные неудобства при анализе электромагнитных процессов, так как невозможно изображать первичные и вторичные величины на общих временных векторных диаграммах. Этих неудобств можно избежать, если воспользоваться той особенностью магнитного поля ротора, что оно при любых установившихся режимах вращается синхронно с магнитным полем статора. Из этого следует, что, наблюдая все магнитные поля в единой системе координат, неподвижной по отношению к статору, можно предположить, что ротор неподвижен. Важно только, чтобы магнитное поле неподвижного ротора соответствовало бы магнитному полю вращающегося ротора. Это значит, что оказывается возможным привести вращающийся ротор к неподвижному, чтобы затем исследовать асинхронную машину в любых режимах ее работы на единой методологической основе с использованием схем замещения.

При приведении режима работы вращающейся машины к эквивалентному режиму неподвижной машины необходимо, чтобы не изменились величины токов и МДС обмоток и их фазовые сдвиги относительно друг друга, а также величины результирующих МДС и магнитных потоков, энергии магнитных полей, потребляемой из сети первичной мощности, магнитных и электрических потерь в статоре, передаваемой через магнитное поле со статора на ротор электромагнитной мощности и т. д. Единственным существенным отличием неподвижной машины будет то, что в ней не происходит преобразования механической энергии в электрическую и обратно. Поэтому при переходе к неподвижной машине механическая мощность должна быть представлена равной ей электрической мощностью.

Итак, следуя идее приведения, рассмотрим сначала закономерности электромагнитных процессов в обмотках вращающегося ротора. Условимся отмечать физические величины, определяемые при любом скольжении ротора, дополнительным индексом s .

Общие закономерности электромагнитных процессов при вращающемся роторе идентичны тем, которые наблюдаются при неподвижном роторе. Отличие состоит в том, что изменяются частоты ЭДС и токов в обмотке ротора. При этом ЭДС, индуцируемая результирующим магнитным потоком Φ_s в фазной обмотке ротора

$$E_{2s} = \pi \sqrt{2} f_1 s \omega_2 k_{\sigma 2} \Phi_s = s E_2. \quad (6.15)$$

При изменении частоты тока вторичной цепи величины активного сопротивления r_2 и индуктивности рассеяния $L_{\sigma 2}$ вторичной цепи при заметном проявлении поверхностного эффекта будут зависеть от частоты $f_2 = s f_1$ или скольжения s . Однако пока влиянием поверхностного эффекта пренебрежем и примем $r_2 = \text{const}$ и $L_{\sigma 2} = \text{const}$. Тогда индуктивное сопротивление рассеяния вторичной цепи будет изменяться пропорционально скольжению:

$$x_{\sigma 2s} = 2\pi f_2 L_{\sigma 2} = 2\pi s f_1 L_{\sigma 2} = s x_{\sigma 2}.$$

Здесь $x_{\sigma 2}$ — индуктивное сопротивление рассеяния вторичной цепи при неподвижном роторе или при $f_2 = f_1$, а $x_{\sigma 2s}$ — это же сопротивление при любом скольжении.

Полное сопротивление фазной обмотки ротора при вращающемся роторе

$$Z_{\sigma s} = r_2 + j s x_{\sigma 2}. \quad (6.16)$$

Если к вторичной обмотке подключено некоторое внешнее сопротивление, например $Z_{\text{нрс}} = z_{\text{нр}} + j x_{\text{нр}}$, то r_2 и $x_{\sigma 2}$ должны включать в себя также составляющие этого сопротивления.

С учетом сказанного уравнение напряжений для фазной обмотки ротора при вращающемся роторе приобретает вид

$$s \dot{E}_2 = (r_2 + j s x_{\sigma 2}) \dot{I}_{2s}. \quad (6.17)$$

Откуда найдем:

$$\dot{I}_{2s} = \frac{s \dot{E}_2}{r_2 + j s x_{\sigma 2}}. \quad (6.18)$$

Разделив числитель и знаменатель правой части выражения (6.18) на s , получим:

$$\dot{I}_{2s} = \frac{\dot{E}_2}{\frac{r_2}{s} + jx_{\sigma 2}} = \dot{I}_2. \quad (6.19)$$

Такая формальная математическая операция не меняет значения и фазы комплекса вторичного тока $\dot{I}_{2s}$ и может быть физически истолкована как операция приведения вращающегося ротора к неподвижному. Действительно, чтобы получить ток в обмотке неподвижного ротора таким же по значению и фазе, как во вращающемся роторе, достаточно, как следует из (6.19), в цепи этой обмотки установить активное сопротивление r_2/s , то есть активное сопротивление обмотки увеличить на величину

$$r_{2д} = \frac{r_2}{s} - r_2 = \frac{1-s}{s} r_2. \quad (6.20)$$

Частоты токов во вращающемся роторе $\dot{I}_{2s}$ и в приведенном неподвижном роторе $\dot{I}_2$ будут различны, но создаваемые ими гармонические волны МДС будут одинаковы по амплитуде и будут вращаться по отношению к статору с одной и той же частотой n_1 . Это значит, что магнитные поля вращающегося и приведенного неподвижного роторов будут одинаково восприниматься в системе координат, неподвижной по отношению к статору. По этой причине ток $\dot{I}_{2s}$, определяемый соотношением (6.19), принято обозначать так же, как ток в обмотке с неподвижным ротором, — $\dot{I}_2$.

Поясним физический смысл вводимого добавочного сопротивления

$$r_{2д} = \frac{1-s}{s} r_2.$$

Прежде всего отметим, что величина электромагнитной мощности $P_{эм}$, передаваемой посредством магнитного поля со статора на ротор, в обоих рассматриваемых режимах одинакова в силу тождественности процедур приведения вращающегося ротора к неподвижному. Одинаковы также электрические потери во вторичной обмотке машины:

$$p_{эл2} = m_2 I_2^2 r_2. \quad (6.21)$$

Разность мощностей $P_{эм}$ и $p_{эл2}$ в обоих режимах также одинакова. В реальном рабочем режиме с вращающимся ротором разность этих мощностей преобразуется в механическую мощность на роторе $P_{мх}$:

$$P_{мх} = P_{эм} - p_{эл2}. \quad (6.22)$$

В эквивалентном режиме при неподвижном роторе механическая мощность равна нулю, так как ротор неподвижен, но при этом развивается электрическая мощность в добавочном сопротивлении $r_{2д}$. Очевидно, что эта мощность равна механической мощности в режиме с вращающимся ротором:

$$P_{мх} = m_2 I_2^2 r_{2д} = m_2 I_2^2 r_2 \frac{1-s}{s}. \quad (6.23)$$

6.3. Математическая модель и схемы замещения асинхронной машины как обобщенного трансформатора

Рассмотрим такой режим работы асинхронной машины, когда она работает двигателем, а в цепь обмоток ротора включено сопротивление нагрузки $Z_{\text{нг}}$ (см. рис. 6.1, а). В таком режиме асинхронная машина выступает, с одной стороны, как электромеханический преобразователь электрической энергии в механическую, а с другой — как электромагнитный преобразователь (трансформатор) электрической энергии, передаваемой в нагрузку $Z_{\text{нг}}$. При этом в процессе преобразования электрической энергии изменяются не только значения токов и напряжений, но и их частоты.

В этом смысле асинхронную машину можно рассматривать как обобщенный трансформатор, в котором происходит преобразование рода энергии, числа фаз, а также значений токов, напряжений и их частот.

Математическая модель асинхронной машины как обобщенного трансформатора предусматривает две рассмотренные ранее процедуры приведения.

1. Приведение вращающегося ротора к неподвижному. Для этого достаточно в цепь фазных обмоток неподвижного ротора включить добавочное активное сопротивление $r_{2\text{д}} = \frac{1-s}{s} r_2$ (см. 6.2). Тем самым в асинхронной машине исключаются в явном виде механические процессы и заменяются эквивалентными по мощности электрическими процессами тепловыделения на сопротивлении $r_{2\text{д}}$.
2. Приведение обмотки неподвижного ротора к обмотке статора (см. 6.1). Такая процедура не меняет физики электромагнитных процессов в заторможенной асинхронной машине, однако делает более удобным их анализ.

После выполнения перечисленных процедур приведения математическая модель асинхронной машины принимает вид

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + (r_1 + jx_{\sigma 1})\dot{I}_1; \quad (6.24\text{а})$$

$$\dot{E}_1 = -Z_m \dot{I}_m; \quad (6.24\text{б})$$

$$\dot{I}'_2 = \frac{\dot{E}_1}{\left(\frac{r'_2}{s} + jx'_{\sigma 2}\right) + \left(\frac{r'_{\text{нг}}}{s} + jx'_{\text{нг}}\right)}; \quad (6.24\text{в})$$

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_m. \quad (6.24\text{г})$$

Смысл и обозначения величин в выражениях (6.24) сохранены прежними.

Т-образная схема замещения асинхронной машины. Представленной математической модели электромагнитных процессов в асинхронной машине соответствует Т-образная схема замещения, показанная на рис. 6.4, а.

Сопротивление намагничивающего контура Z_m здесь, как и в схеме замещения для трансформатора, учитывает магнитные потери в стали магнитопровода, вы-

деляемые главным образом в сердечнике статора. Если этими потерями можно пренебречь, тогда

$$Z_m \approx x_m = x_{r1} = \frac{4m_1 f_1}{\pi} \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\mu k_\delta \delta} \frac{(w_1 k_{o61})^2}{p}. \quad (6.25)$$

Схему рис.6.4, а можно преобразовать к виду, показанному на рис. 6.4, б, где сопротивление $r'_2 \frac{1-s}{s}$ определяет механическую мощность, развиваемую на роторе машины.

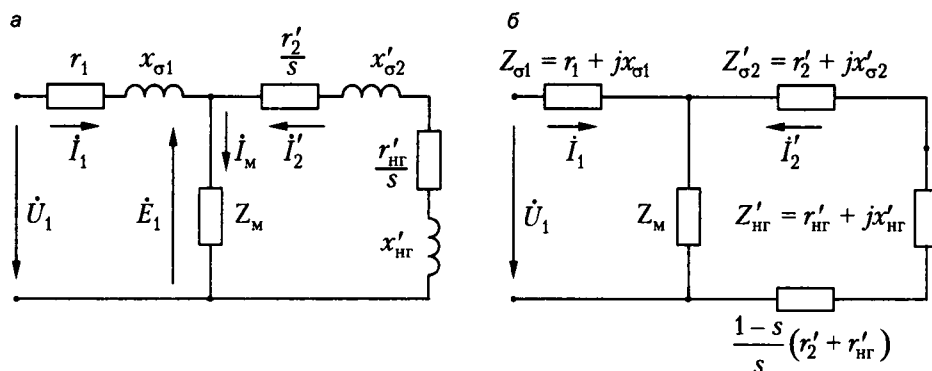


Рис. 6.4. Т-образные схемы замещения асинхронной машины

Параметры схемы замещения в относительных единицах для нормальных асинхронных машин мощностью в несколько киловатт и выше находятся в следующих пределах: $x_m = 2...4$; $r_m = 0,08...0,35$; $r_1 \approx r_2 = 0,01...0,07$; $x_{\sigma 1} \approx x_{\sigma 2} = 0,08...0,20$. С увеличением номинальной мощности КПД машины увеличивается, а относительные величины потерь уменьшаются, соответственно чему уменьшаются также относительные величины активных сопротивлений. Величина x_m уменьшается с увеличением числа полюсов машины, так как при этом уменьшается отношение τ/δ .

Из приведенных данных видно, что сопротивление намагничивающей цепи схемы замещения асинхронных машин значительно меньше, чем у трансформаторов. Это объясняется наличием в магнитной цепи асинхронных машин воздушного зазора между статором и ротором. В связи с этим намагничивающий ток и ток холостого хода у асинхронных машин значительно больше ($I_m = 0,25...0,50$), чем у трансформаторов.

Г-образная схема замещения асинхронной машины. Приведенные ранее соотношения параметров Т-образной схемы замещения асинхронной машины делают ее неудобной для практических расчетов, так как допущение о постоянстве тока $\dot{I}_m$ (а тем более пренебрежение им), справедливое для трансформаторов, здесь неприемлемо. В целях упрощения практических расчетов ее целесообразно преобразовать так, чтобы при сохранении в ней двух параллельных контуров ток в одном из них, а именно в намагничивающем контуре, определялся только при-

ложенным напряжением $\dot{U}_1$ и не зависел от режима работы асинхронной машины, то есть от s . Для этого будем рассматривать режим идеального холостого хода, когда $s = 0$. Потребляемый из сети ток идеального холостого хода определим из Т-образной схемы:

$$\dot{I}_{00} = \frac{\dot{U}_1}{Z_{\sigma 1} + Z_m} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{c}_1 Z_m}, \quad (6.26)$$

где $\dot{c}_1 = 1 + \frac{Z_{\sigma 1}}{Z_m}$. Ветвь с током $\dot{I}_{00}$, как видно из равенства (6.26), состоит из двух последовательно включенных сопротивлений $Z_{\sigma 1} + Z_m$.

Найдем сопротивление другого параллельного контура, который будем называть рабочим контуром, поскольку потребляемая им мощность будет определять рабочие режимы асинхронной машины. Потребляемый из сети ток $\dot{I}_1$, как следует из Т-образной схемы замещения,

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_{\sigma 1} + \frac{Z'_2 Z_m}{Z'_2 + Z_m}} = \frac{Z'_2 + Z_m}{Z_{\sigma 1} Z'_2 + Z_{\sigma 1} Z_m + Z'_2 Z_m} \dot{U}_1, \quad (6.27)$$

где

$$Z'_2 = Z'_{\sigma 2} + Z'_{\text{нг}} = \left(\frac{r'_2}{s} + jx'_{\sigma 2} \right) + \left(\frac{r'_{\text{нг}}}{s} + jx'_{\text{нг}} \right).$$

Из выражений (6.26) и (6.27) найдем, что ток рабочего контура

$$-\dot{I}'_2 = \dot{I}_1 - \dot{I}_{00} = \dot{U}_1 \left(\frac{Z'_2 + Z_m}{Z_{\sigma 1} Z'_2 + Z_{\sigma 1} Z_m + Z'_2 Z_m} - \frac{1}{Z_{\sigma 1} + Z_m} \right).$$

После несложных преобразований получим:

$$-\dot{I}'_2 = \frac{\dot{U}_1}{Z''_{\sigma 1} + Z''_2}, \quad (6.28)$$

где

$$Z''_{\sigma 1} = Z'_{\sigma 1} \dot{c}_1; \quad Z''_2 = Z'_2 \dot{c}_1^2. \quad (6.29)$$

Из формулы (6.28) видно, что рабочий контур состоит из двух последовательно включенных сопротивлений $Z''_{\sigma 1} + Z''_2$.

Схема, составленная из двух выделенных параллельных контуров — намагничивающего и рабочего, — и будет преобразованной схемой замещения асинхронной машины. Такая схема, называемая Г-образной из-за своей конфигурации, показана на рис. 6.5.

Комплексный поправочный коэффициент $\dot{c}_1$ приближенно, если учесть, что $r_m \ll x_m$, можно представить в следующем виде:

$$\dot{c}_1 = 1 + \frac{r_1 + jx_{\sigma 1}}{r_m + jx_m} \approx \left(1 + \frac{x_{\sigma 1}}{x_m} \right) - j \frac{r_1}{x_m}. \quad (6.30)$$

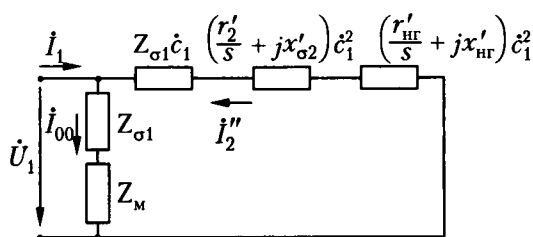


Рис. 6.5. Г-образная схема замещения асинхронной машины

Отметим, что в силу малости r_1 модуль $\dot{c}_1$ можно считать таким:

$$c_1 \approx 1 + \frac{x_{\delta 1}}{x_m}. \quad (6.31)$$

В зависимости от точности расчета $\dot{c}_1$ различают три разновидности Г-образной схемы замещения:

1. Если поправочный коэффициент $\dot{c}_1 \equiv c_1 - j \frac{r_1}{x_m}$ учитывается как комплексный, то такую схему называют точной.
2. Если принимается $\dot{c}_1 \approx c_1$, то такая схема называется уточненной.
3. Если принимается $\dot{c}_1 \approx 1$, то такая схема называется упрощенной.

6.4. Режимы работы, энергетические и векторные диаграммы асинхронной машины

Двигательный режим ($0 < s < 1$). Схема замещения асинхронной машины отражает все основные процессы, происходящие в ней, и представляет собой удобную основу для изучения режимов работы машины.

Рассмотрим по схеме замещения (см. рис. 6.4) процесс преобразования активной энергии и мощности при двигательном режиме работы асинхронной машины, полагая, что обмотка ротора короткозамкнута, то есть что $r'_{nr} = x'_{nr} = 0$. В этом режиме передача энергии в схеме рис. 6.4 совершается слева направо.

Асинхронный двигатель потребляет из сети активную мощность

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1. \quad (6.32)$$

Часть этой мощности теряется в виде электрических потерь $p_{эл1}$ в активном сопротивлении первичной обмотки:

$$p_{эл1} = m_1 I_1^2 r_1, \quad (6.33)$$

а другая часть — в виде магнитных потерь $p_{мг1}$ в сердечнике статора (первичной цепи):

$$p_{мг1} = m_1 I_m^2 r_m. \quad (6.34)$$

Оставшаяся часть мощности

$$P_{эм} = P_1 - p_{эл1} - p_{мг1} \quad (6.35)$$

представляет собой электромагнитную мощность, передаваемую посредством магнитного поля со статора на ротор. На схеме замещения этой мощности соответствует мощность, выделяемая в активном сопротивлении вторичной цепи r'_2/s :

$$P_{эм} = m_1 I_2'^2 \frac{r'_2}{s} = m_2 I_2'^2 \frac{r_2}{s}. \quad (6.36)$$

Часть этой мощности теряется в виде электрических потерь $p_{эл2}$ в активном сопротивлении вторичной обмотки r'_2 :

$$p_{эл2} = m_1 I_2'^2 r'_2 = m_2 I_2'^2 r_2. \quad (6.37)$$

Остальная часть мощности $P_{эм}$ превращается в механическую мощность $P_{мх}$, развиваемую на роторе:

$$P_{мх} = P_{эм} - p_{эл2}, \quad (6.38)$$

или на основании выражений (6.36) и (6.37)

$$P_{мх} = m_1 I_2'^2 r'_2 \frac{1-s}{s} = m_2 I_2'^2 r_2 \frac{1-s}{s}. \quad (6.39)$$

Выражение (6.39) совпадает с (6.23).

Часть механической мощности $P_{мх}$ теряется внутри самой машины в виде механических потерь $p_{мх}$ (на вентиляцию, на трение в подшипниках и на щетках машин с фазным ротором, если эти щетки при работе не поднимаются), магнитных потерь в сердечнике ротора $p_{мг2}$ и добавочных потерь p_d . Последние вызваны в основном высшими гармониками магнитных полей, которые возникают из-за наличия высших гармоник МДС обмоток и зубчатого строения статора и ротора. Высшие гармоники поля, во-первых, индуцируют ЭДС и токи в обмотках, что вызывает появление добавочных электрических потерь. Эти потери становятся заметными только в обмотках типа «беличьей клетки». Во-вторых, эти гармоники поля обуславливают добавочные магнитные потери на поверхности (поверхностные потери) и в теле зубцов (пульсационные потери) статора и ротора. Вращение зубцов ротора относительно зубцов статора вызывает пульсации магнитного потока в зубцах, а следовательно, и добавочные потери, называемые *пульсационными потерями*. Магнитные потери в сердечнике ротора при нормальных рабочих режимах обычно очень малы и отдельно не учитываются.

Добавочные потери трудно поддаются расчету и экспериментальному определению. Поэтому, согласно ГОСТ, их принимают равными 0,5 % от полезной мощности при номинальной нагрузке, а при других нагрузках эти потери пересчитывают пропорционально квадрату первичного тока. Отметим, что в обмотках возникают также добавочные потери на вихревые токи из-за существования поверхностных эффектов. Однако эти потери в случае необходимости учитывают соответствующим увеличением сопротивлений r_1 и r_2 и поэтому в величину p_d не включают.

Полезная механическая мощность на валу, или вторичная мощность,

$$P_2 = P_{\text{мх}} - p_{\text{мх}} - p_{\text{д}}. \quad (6.40)$$

На рис. 6.6, а изображена энергетическая диаграмма асинхронного двигателя.

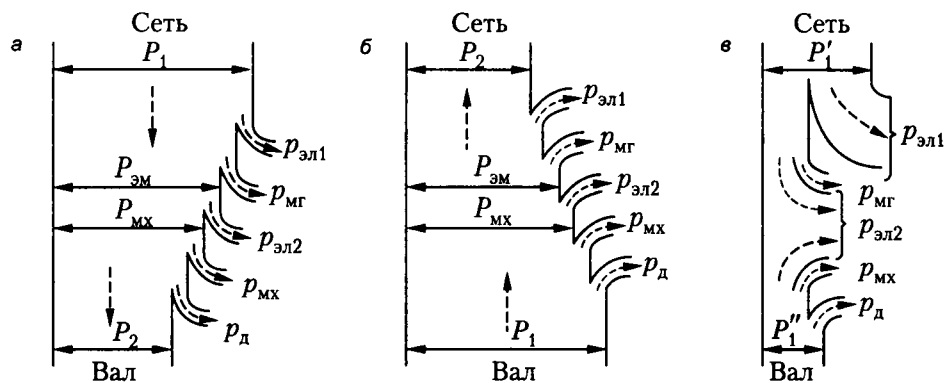


Рис. 6.6. Энергетические диаграммы асинхронной машины при работе в режимах: а — двигателя; б — генератора; в — противовключения

Сумма потерь двигателя

$$p_{\Sigma} = p_{\text{эл1}} + p_{\text{мг}} + p_{\text{эл2}} + p_{\text{мх}} + p_{\text{д}}$$

и

$$P_2 = P_1 - p_{\Sigma}. \quad (6.41)$$

КПД двигателя

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{p_{\Sigma}}{P_1}. \quad (6.42)$$

КПД двигателей мощностью $P_n = 1 \dots 1000$ кВт при номинальной нагрузке находится в пределах $\eta_n = 0,72 \dots 0,95$. Двигатели большей мощности и с большей частотой вращения обладают более высокими КПД.

Из выражений (6.36)–(6.38) вытекают следующие важные соотношения:

$$p_{\text{эл2}} = s P_{\text{эм}}; \quad (6.43)$$

$$P_{\text{мх}} = (1 - s) P_{\text{эм}}. \quad (6.44)$$

Видно, что электромагнитная мощность $P_{\text{эм}}$ подразделяется на составляющие $p_{\text{эл2}}$ и $P_{\text{мх}}$ пропорционально s и $(1 - s)$ и при заданной величине $P_{\text{эм}}$ потери $p_{\text{эл2}}$ пропорциональны скольжению s . Поэтому для уменьшения потерь $p_{\text{эл2}}$ и получения хорошего КПД необходимо, чтобы s было мало. В нормальных асинхронных двигателях при номинальной нагрузке $s_n = 0,02 \dots 0,05$. Очевидно, что требование малости s_n сопряжено с требованием малости r_2 .

На основе схемы замещения (см. рис. 6.4) рассмотрим баланс реактивных мощностей асинхронного двигателя.

Из первичной цепи потребляется реактивная мощность

$$Q_1 = m_1 U_1 I_1 \sin \varphi_1. \quad (6.45)$$

На создание полей рассеяния первичной цепи расходуется реактивная мощность

$$q_1 = m_1 I_1^2 x_{\sigma 1}. \quad (6.46)$$

Реактивная мощность

$$Q_m = m_1 E_1 I_{m1} = m_1 I_m^2 x_m \quad (6.47)$$

расходуется на создание основного магнитного поля машины, а мощность

$$q_1 = m_1 I_1'^2 x_{\sigma 1}' = m_2 I_2^2 x_{\sigma 2} \quad (6.48)$$

расходуется на создание вторичных полей рассеяния. При этом

$$Q_1 = Q_m + q_1 + q_2. \quad (6.49)$$

Диаграмма реактивных мощностей двигателя изображена на рис. 6.7. Основную часть реактивной мощности составляет мощность Q_m , которая из-за наличия воздушного зазора и большого намагничивающего тока I_m значительно больше, чем в трансформаторах. Большие значения Q_m и I_m существенно влияют на коэффициент мощности двигателя и снижают его величину. Обычно у асинхронных двигателей $\cos \varphi_n = 0,70 \dots 0,95$. Большие значения относятся к мощным двигателям с $2p = 2$ и 4. При уменьшении нагрузки $\cos \varphi$ двигателя значительно уменьшается — до значения $\cos \varphi_0 \approx 0,10 \dots 0,15$ при холостом ходе.

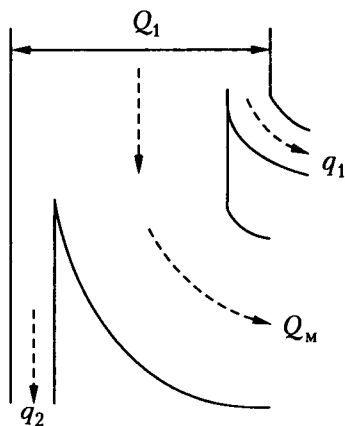


Рис. 6.7. Диаграмма преобразования реактивной мощности в асинхронной машине

Векторная диаграмма асинхронного двигателя строится на основе схемы замещения, приведенной на рис. 6.4, и имеет вид, изображенный на рис. 6.8, а. Она аналогична векторной диаграмме трансформатора и отличается от нее относительно большей величиной намагничивающего тока I_m и тем, что электрическая нагрузка вторичной цепи, соответствующая механической мощности $P_{мх}$, является чисто активной. По причине малости скольжения сопротивление r_2'/s значительно больше $x_{\sigma 2}'$, и поэтому угол ψ_2 мал.

Генераторный режим ($-\infty < s < 0$). Для реализации генераторного режима работы асинхронной машины ее нужно включить в сеть переменного тока и вращать с помощью соответствующего приводного двигателя (машина постоянного тока, тепловой или гидравлический двигатель) в сторону вращения магнитного поля с частотой вращения n , превышающей синхронную частоту вращения n_1 . Скольжение машины при этом будет отрицательным.

Теоретически частота вращения n в генераторном режиме может изменяться в пределах $n_1 < n < \infty$. В действительности высокие частоты вращения недопустимы по условиям механической прочности, а по условиям ограничения потерь, сохранения высокого КПД и ограничения нагревания в генераторном режиме возможны абсолютные значения скольжения такого же порядка, как в двигательном режиме.

Рассмотрим на основании соотношения (6.18) активные и реактивные относительно ЭДС $\dot{E}_2$ составляющие тока $\dot{I}_{2s}$. Для этого примем в выражении (6.18) $\dot{E}_2 = E_2$ и умножим числитель и знаменатель на сопряженный комплекс знаменателя. Тогда получим:

$$\dot{I}_{2s} = \frac{sE_2 r_2}{r_2^2 + s^2 x_{\sigma 2}^2} - j \frac{s^2 E_2 r_2}{r_2^2 + s^2 x_{\sigma 2}^2} = I_{2a} - jI_{2r}. \quad (6.50)$$

В двигательном режиме $s > 0$ и обе составляющие, I_{2a} и I_{2r} , тока I_{2s} положительны. Множитель j перед I_{2r} обозначает поворот вектора I_{2r} относительно I_{2a} на комплексной плоскости в сторону вращения часовой стрелки на 90° . Это означает, что I_{2r} отстает от I_{2a} на 90° , то есть I_{2r} является индуктивным током.

В генераторном режиме $s > 0$ и, согласно выражению (6.50), по-прежнему $I_{2r} > 0$, а величина I_{2a} меняет знак, то есть становится отрицательной и меняет свою фазу на 180° . Физически это объясняется тем, что по сравнению с двигательным режимом поле вращается относительно ротора в обратную сторону, вследствие чего изменяются знаки ЭДС E_{2s} и активной составляющей тока I_{2s} . В результате изменяется также знак вращающего момента, то есть последний действует против направления и становится тормозящим.

На основании изложенного на рис. 6.8, б построена векторная диаграмма асинхронного генератора. Вектор первичного тока

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_m + (-\dot{I}'_2)$$

вследствие поворота $\dot{I}'_2$ почти на 180° также поворачивается в сторону вращения часовой стрелки. При этом $\varphi_1 > 90^\circ$ и

$$I_{1a} = I_1 \cos_1 \varphi_1 < 0;$$

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos_1 \varphi_1 < 0,$$

то есть активные составляющие первичного тока и первичной мощности изменяют знак. Это означает, что машина уже не потребляет, как в режиме двигателя, а отдает в сеть активную мощность и активный ток, то есть работает в режиме генератора и преобразует потребляемую с вала механическую энергию в электрическую.

Направление вектора падения напряжения $-\frac{r'_2}{s} \dot{I}'_2$ на диаграмме (рис. 6.8, б) совпадает с направлением $\dot{I}'_2$, так как значение s отрицательно, и поэтому величина $-\frac{r'_2}{s}$ положительна.

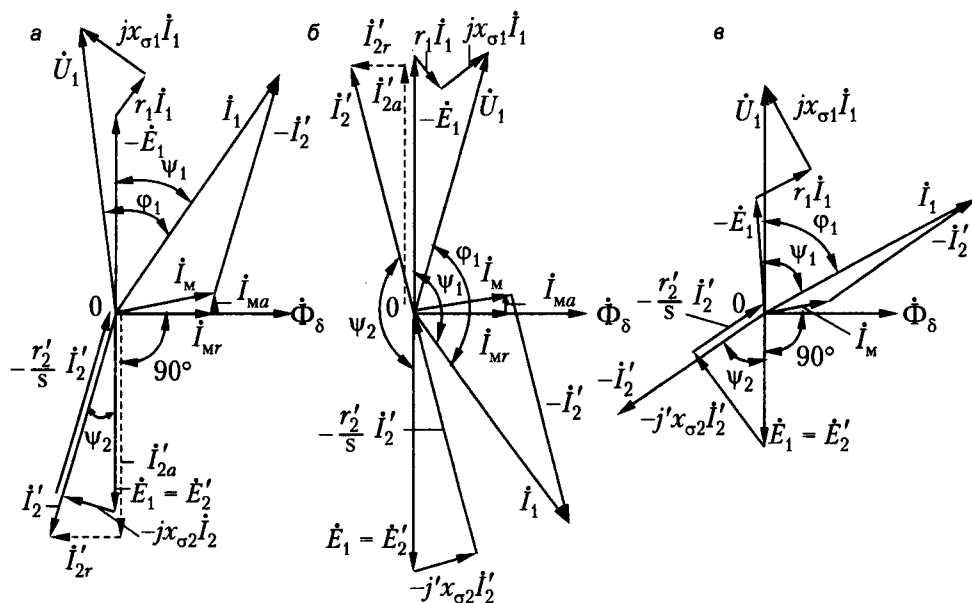


Рис. 6.8. Векторные диаграммы асинхронной машины при работе в режимах: а — двигателя; б — генератора; в — противовключения

Из векторных диаграмм (рис. 6.8, а и б) следует также, что реактивные составляющие первичного тока

$$I_{1r} = I_1 \sin \varphi_1$$

и первичной мощности

$$Q_1 = m_1 U_1 I_1 \sin \varphi_1$$

при переходе машины из двигательного режима в генераторный сохраняют свои знаки. Это означает, что асинхронный генератор также потребляет из сети реактивную мощность и индуктивный ток. Поэтому асинхронный генератор может работать только на сеть, к которой приключены такие электрические машины и устройства (например, синхронные генераторы или компенсаторы, конденсаторы), которые могут являться источниками реактивной мощности, потребляемой асинхронным генератором для создания в нем магнитного поля или магнитного потока. Потребление асинхронными генераторами реактивной мощности является весьма существенным недостатком, вследствие чего эти генераторы применяются только в очень редких случаях.

Выражения (6.32) и (6.39), (6.43) и (6.44) справедливы также для генераторного режима, если иметь в виду, что в них $s < 0$.

Изменение знаков мощностей означает изменение направления движения или преобразования энергии.

В генераторном режиме работы сопротивления $\frac{r'_2}{s}$ и $\frac{1-s}{s}r'_2$ в схемах замещения (см. рис. 6.3) изменяют знак, то есть становятся отрицательным, что связано также с изменением знаков соответствующих мощностей. Хотя электрические проводники могут иметь только сопротивления $r > 0$, тем не менее, введение понятия отрицательных активных сопротивлений полезно. Если положительные сопротивления r являются потребителями электрической энергии I^2r , то отрицательные r необходимо рассматривать как источники или генераторы электрической энергии I^2r . Отрицательные при $s < 0$ активные сопротивления в схемах, приведенных на рис. 6.4, следует рассматривать как источники электрической энергии, соответствующей потребляемой с вала механической энергии. Поток активной энергии в схемах в этом случае идет справа налево.

На рис. 6.6, б изображена энергетическая диаграмма асинхронного генератора, соответствующая изложенному.

Преобразование реактивной мощности в асинхронном генераторе происходит так же, как и в двигателе (см. рис. 6.7).

Режим противовключения ($1 < s < \infty$). В этом режиме статор подключен к сети, а ротор асинхронной машины вращается за счет приложенной извне механической энергии против вращения поля, вследствие чего частота вращения ротора $n < 0$ и $s > 1$. На практике в этом режиме обычно $1 < s < 2$.

Поскольку как в двигательном режиме, так и в режиме противовключения $s > 0$, то в соответствии с выражением (6.50) активные и реактивные составляющие вторичного тока имеют в режиме противовключения такие же знаки, как и в двигательном. Это означает, что в режиме противовключения машина потребляет из сети активную мощность и развивает положительный вращающий момент, действующий в сторону вращения поля. Но поскольку ротор вращается в обратном направлении, на него этот момент действует тормозящим образом.

В режиме противовключения машина потребляет также механическую мощность с вала, поскольку внешний вращающий момент действует в сторону вращения ротора. Как мощность, потребляемая из сети, так и мощность, потребляемая с вала, расходятся на потери в машине, поэтому полезной мощности машина не развивает. В связи с этим рассматриваемый режим создает значительный нагрев машины.

Соотношения (6.32)–(6.41) и (6.43), (6.44) действительны также и для режима противовключения. При $s > 1$, согласно выражению (6.36), $P_{эм} > 0$, а согласно выражению (6.43), $p_{эл2} > P_{эм}$. Поэтому получаемая за счет энергии сети и передаваемая на ротор электромагнитная мощность покрывает только часть потерь во вторичной обмотке. В соответствии с соотношением (6.39) механическая мощность $P_{мх} < 0$, то есть эта мощность потребляется с вала. Она покрывает остальную часть потерь во вторичной обмотке, так как (см. выражение (6.38))

$$p_{эл2} = P_{эм} - P_{мх},$$

и в данном случае $P_{эм} > 0$ и $-P_{мх} > 0$.

По сравнению с двигательным и генераторным режимами в режиме противовключения сопротивление r_2/s мало. Поэтому на основании равенства (6.19) можно заключить, что ток I_2 и угол $\psi_2 = (\dot{E}_2, \dot{I}_2)$ велики. Соответственно этому первичный ток I_1 и угол сдвига фаз $\phi_1 = (\dot{U}_1, \dot{I}_1)$ тоже велики. Это также указывает на опасность режима в тепловом отношении. Поэтому при $U_1 = U_{1н}$ рассматриваемый режим допускается лишь кратковременно.

На основании изложенного и в соответствии со схемами, приведенными на рис. 6.4, на рис. 6.6, в изображена энергетическая диаграмма, а на рис. 6.8, в — векторная диаграмма асинхронной машины в режиме противовключения. Преобразование реактивной мощности в режиме противовключения происходит так же, как и в двигательном (см. рис. 6.7).

На практике режим противовключения используется для торможения и остановки асинхронных двигателей и приводимых ими в движение производственных механизмов. Например, в ряде случаев при необходимости быстрой остановки двигателя путем переключения двух питающих проводов трехфазного двигателя изменяют чередование фаз и направление вращения поля, при этом ротор в течение некоторого времени вращается в прежнем направлении, то есть теперь уже против поля. Механическая мощность $P_{мх}$ в данном случае получается за счет кинетической энергии вращающихся масс вследствие уменьшения частоты вращения. При $n \approx 0$ машину необходимо отключить от сети, так как иначе она придет во вращение в обратном направлении. Таким же образом может осуществляться быстрый реверс (изменение направления вращения) двигателя, причем в этом случае при $n \approx 0$ отключать двигатель от сети не нужно. В начале процесса реверсирования также существует режим противовключения.

Режим противовключения называют также режимом электромагнитного тормоза. Следует, однако, иметь в виду, что существуют и другие способы электромагнитного торможения асинхронной машины.

Режим короткого замыкания. Режимом короткого замыкания асинхронной машины называется ее режим при $s = 1$, то есть при неподвижном роторе. Он соответствует начальному моменту пуска асинхронного двигателя из неподвижного состояния. Сопротивление асинхронной машины относительно ее первичных зажимов при $s = 1$ называется сопротивлением короткого замыкания Z_k . Согласно схеме замещения (см. рис. 6.4),

$$Z_k = Z_{\sigma 1} + \frac{Z'_{\sigma 2} Z_m}{Z'_{\sigma 2} + Z_m}, \quad (6.51)$$

или приближенно

$$Z_k \approx Z_{\sigma 1} + Z'_{\sigma 2} = (r_1 + r'_2) + j(x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2}) = r_k + jx_k. \quad (6.52)$$

Обычно в асинхронных машинах $Z_k = 0,14 \dots 0,20$, поэтому ток короткого замыкания при номинальном напряжении $I_{1к} = (5 \dots 7)I_{1н}$.

6.5. Круговые диаграммы асинхронной машины

Рассмотренные ранее векторные диаграммы (см. 6.4) были построены по Т-образным схемам замещения асинхронных машин, которые были адекватны физи-

ческим электромагнитным процессам. Использование этих схем для анализа режимов с изменяющейся нагрузкой усложняет расчеты, так как в этом случае необходимо (в отличие от трансформаторов) учитывать изменение намагничивающего тока. Более удобными для этих целей оказываются Г-образные схемы замещения, эквивалентные Т-образным, но в которых ток идеального холостого хода в намагничивающем контуре не зависит от нагрузки.

Рассмотрим свойства векторных диаграмм асинхронной машины, построенных по Г-образным схемам замещения, например, по уточненной Г-образной схеме замещения (рис. 6.9).

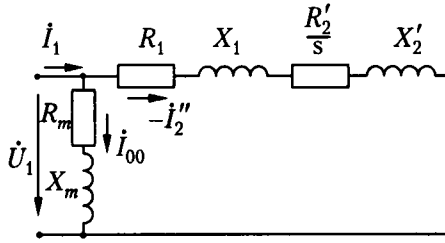


Рис. 6.9. Уточненная Г-образная схема замещения асинхронной машины

В целях сокращения записи здесь выведены обозначения:

$$R_m = r_1 + r_m; \quad R_1 = c_1 r_1; \quad R_2' = c_1^2 r_2';$$

$$X_m = x_{\sigma 1} + x_m; \quad X_1 = c_1 x_{\sigma 1}; \quad X_2' = c_1^2 x_{\sigma 2}'.$$

Все параметры схемы замещения и приложенное напряжение U_1 будем считать постоянными. В таких условиях определим:

□ ток идеального холостого хода

$$I_{00} = \frac{\dot{U}_1}{R_m + jX_m} = \text{const}; \quad (6.53)$$

□ ток в рабочем контуре

$$-I_2' = \frac{\dot{U}_1}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right) + j(X_1 + X_2')}; \quad (6.54)$$

□ первичный ток

$$I_1 = I_{00} + (-I_2''). \quad (6.55)$$

Проследим, как изменяется ток $-I_2''$ при изменении скольжения. Для этого запишем $-I_2''$ в виде

$$-I_2'' = \frac{\dot{U}_1}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_k^2} \left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right) - jX_k \right], \quad (6.56)$$

где $X_k = X_1 + X_2'$.

Направим комплекс $\dot{U}_1$ в системе координат комплексной плоскости $(+1, j)$ по оси вещественных чисел, а ток $-\dot{I}_2''$ представим его активной I_{2A}'' и реактивной I_{2R}'' составляющими:

$$-\dot{I}_2'' = I_{2A}'' + jI_{2R}''.$$

Из формулы (6.56) следует:

$$I_{2A}'' = \frac{U_1 \left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + X_k^2}; \quad (6.57a)$$

$$I_{2R}'' = -\frac{U_1 X_k}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + X_k^2}. \quad (6.57b)$$

При изменении s от $-\infty$ до $+\infty$ конец вектора $-\dot{I}_2''$ опишет некую кривую, называемую годографом вектора тока. Кривая годографа тока в принятой системе координат неявно, через параметр s определена уравнениями (6.57).

Найдем явную зависимость между I_{2A}'' и I_{2R}'' — координатами точек годографа, исключая из выражения (6.57) s . Из (6.57b) найдем:

$$\left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right) = \sqrt{-\frac{U_1 X_k}{I_{2R}''} - X_k^2}. \quad (6.58)$$

Подставляя (6.58) в (6.57a), получим:

$$I_{2A}'' = -\frac{I_{2R}''}{X_k} \sqrt{-\frac{U_1 X_k}{I_{2R}''} - X_k^2}.$$

Возведем сначала в квадрат обе части этого уравнения:

$$(I_{2A}'')^2 = -\frac{U_1 I_{2R}''}{X_k} - (I_{2R}'')^2,$$

а затем прибавим в каждой части уравнения $\left(\frac{U_1}{2X_k} \right)^2$:

$$(I_{2A}'')^2 + (I_{2R}'')^2 + 2\frac{I_{2R}'' U_1}{2X_k} + \left(\frac{U_1}{2X_k} \right)^2 = \left(\frac{U_1}{2X_k} \right)^2.$$

Окончательно получим:

$$(I_{2A}'')^2 + \left(I_{2R}'' + \frac{U_1}{2X_k} \right)^2 = \left(\frac{U_1}{2X_k} \right)^2. \quad (6.59)$$

Полученное уравнение в системе координат комплексной плоскости $1(I_{2A}); j(I_{2R})$ является каноническим уравнением окружности с радиусом $\frac{U_1}{2X_k}$, центр которой

находится на оси мнимых чисел на расстоянии $\frac{U_1}{2X_k}$ от начала координат. Вид такой окружности и векторная диаграмма для тока $-i_2''$ показаны на рис. 6.10.

Итак, годографом вектора $-i_2''$ является окружность. Очевидно, что и для вектора тока $i_1 = i_{00} + (-i_2'')$ годографом будет эта же окружность, однако определять ее необходимо в новой системе координат, смещенной по отношению к рассмотренной на величину i_{00} , как показано на рис. 6.11.

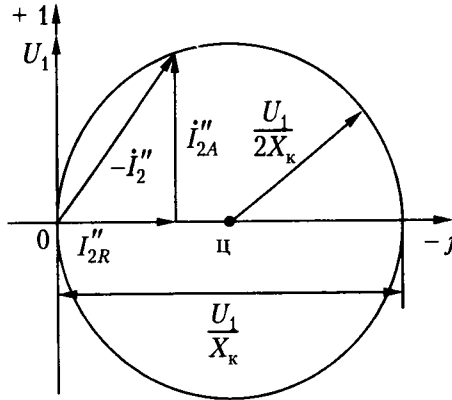


Рис. 6.10. Векторная диаграмма для тока рабочего контура $-i_2''$ в уточненной Г-образной схеме замещенной асинхронной машины

В силу того, что для векторов тока i_1 и $-i_2''$ годографом является окружность, представленные векторные диаграммы называются круговыми.

Если построить круговую диаграмму для точной Г-образной схемы замещения, в которой поправочный коэффициент $\dot{c}_1$ принимается комплексным:

$$\dot{c}_1 \approx c_1 e^{-j\gamma}, \quad (6.60)$$

где

$$\text{arctg} \gamma \approx \frac{r_1}{x_m + x_{\sigma 1}},$$

то получится круговая диаграмма с кругом такого же диаметра (U_1/X_k), но только круг токов будет повернут относительно точки O (рис. 6.11) в положительном направлении на угол 2γ . Получаемые в этом случае уточнения в определении токов в большинстве случаев оказываются незначительными.

Практическая ценность круговых диаграмм заключается в том, что они позволяют определять не только токи в обмотках машины, но и другие параметры режима — мощности, моменты, КПД, скольжение и т. д. Для этого достаточно на круге токов найти точку, соответствующую интересующему нас скольжению, то есть режиму. Как это сделать?

Найдем сначала места расположения характерных точек скольжения. Таких точек три:

- 1) $s = 0$. Тогда $\dot{I}_1 = \dot{I}_{00}$, следовательно, в точке О круга скольжение $s = 0$;
- 2) $s = 1$. Тогда $-\dot{I}_2'' = \frac{U_1}{(R_1 + R_2') + jX_k}$. Угол наклона вектора к оси мнимых

$$\alpha_k = \arctg \frac{R_1 + R_2'}{X_k}.$$

Следовательно, проведя из точки О прямую под углом α_k к оси мнимых до пересечения с кругом токов, получим точку К, в которой $s = 1$;

- 3) $s = \pm\infty$. В этом режиме $-\dot{I}_2' = \frac{U_1}{R_1 + jX_k}$. Следовательно, проведя из точки О прямую под углом $\alpha_t = \arctg \frac{R_1}{X_k}$ к оси мнимых, получим точку Т, в которой $s = \pm\infty$.

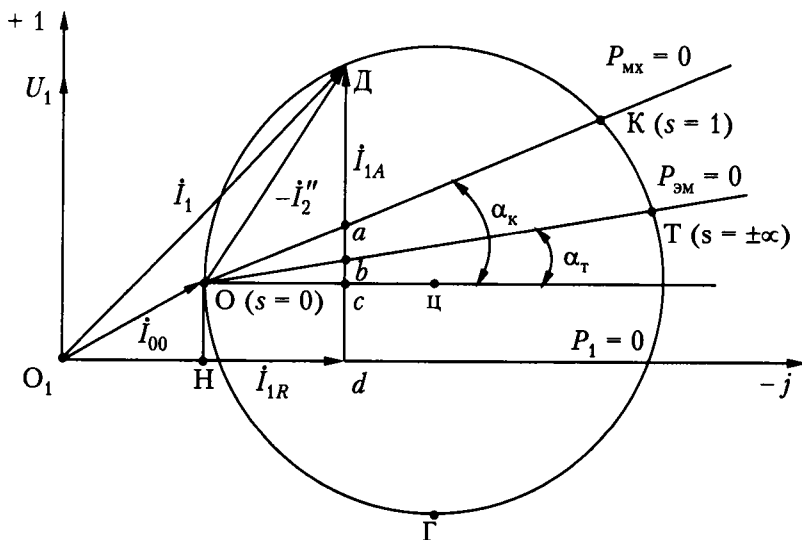


Рис. 6.11. Круговая диаграмма токов асинхронной машины

Эти характерные точки разбивают круг токов на три характерные зоны режимов. Дуга ОДК соответствует двигателю режиму, дуга ОГТ — генераторному и дуга КТ — тормозному. Такое разбиение круга токов по режимам прежде всего дает представление о характере передачи энергии из сети. Видно, например, что во всех режимах реактивный ток I_{1R} , меняясь по величине, остается индуктивным. Таким образом, реактивная мощность для возбуждения магнитного поля в машине всегда берется из сети. Активная мощность может как потребляться из сети, так и отдаваться в сеть.

Определим из круговой диаграммы другие параметры режима при заданном токе I_1 , изображаемом отрезком $O_1Д$. Для этого предварительно из точки Д опустим перпендикуляр на ось мнимых до пересечения с ней в точке d (рис. 6.11). Отрезок Дd в масштабе тока m_i [А/см] будет изображать активную составля-

щую тока I_1 , равную $I_{1A} = Dd \cdot m_i$. Этот же отрезок, но в масштабе мощности, будет изображать и активную мощность, подведенную из сети. Действительно,

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \phi_1 = m_1 U_1 I_{1A} = m_1 U_1 m_i Dd = m_p Dd, \quad (6.61)$$

где $m_p = m_1 U_1 m_i$ — масштаб мощности.

При идеальном холостом ходе в статоре асинхронной машины выделяются магнитные и электрические потери, которые в схеме замещения учитываются как потери от тока на сопротивлениях $r_1 + r_m = R_m$ (см. рис. 6.9). Эти потери p_{00} определяются на круговой диаграмме координатой точки О ($s = 0$) и остаются постоянными во всех режимах (рис. 6.11):

$$p_{00} = m_p OH. \quad (6.62)$$

Разность между P_1 и p_{00} определяет потери, выделяемые в рабочем контуре (см. рис. 6.9) от тока I_2'' , и изображена отрезком Дс:

$$P_1 - p_{00} = m_p Дс. \quad (6.63)$$

Эти потери, как следует из Г-образной схемы замещения, складываются из трех частей, а именно:

- электрических потерь в обмотке статора от нагрузочной составляющей тока I_2''

$$p_{эл1} = m_1 R_1 (I_2'')^2;$$

- электрических потерь в обмотке ротора

$$p_{эл2} = m_1 R_2' (I_2'')^2;$$

- потерь от тока I_2'' на сопротивлении $\frac{1-s}{s} R_2$, суть электрическом эквиваленте механической мощности $P_{мх}$.

Нетрудно показать, что на круговой диаграмме эти составляющие потерь изображаются определенными отрезками на прямой Дд, а именно:

$$p_{эл1} = m_p bc; \quad (6.64)$$

$$p_{эл2} = m_p ab; \quad (6.65)$$

$$p_{мх} = m_p Да. \quad (6.66)$$

Из сказанного становится очевидным, что отрезок bd в масштабе мощности изображает все потери в статоре — магнитные и электрические, а отрезок $Дb$ — электромагнитную мощность

$$P_{эм} = P_1 - p_{00} - p_{эл1} = P_{мх} + p_{эл2} = m_p Дb. \quad (6.67)$$

Отрезок $Дb$ одновременно изображает и электромагнитный момент. Действительно,

$$M = \frac{P}{\omega_1} P_{эм} = \frac{P}{\omega_1} m_p Дb = m_m Дb, \quad (6.68)$$

где m_m — масштаб момента.

Обратим внимание, что различные виды мощностей в асинхронной машине изображаются на круговой диаграмме различными отрезками, измеряемыми от заданной точки на круге токов до какой-либо линии, которые называются линиями мощности. Так, ось мнимых на диаграмме является линией подведенной мощности и обозначается $P_1 = 0$, линия ОТ называется линией электромагнитной мощности и обозначается $P_{эм} = 0$, а линия ОК — линией механической мощности и обозначается $P_{мх} = 0$.

Из выполненного анализа свойств круговой диаграммы асинхронной машины видно, что она весьма информативна в отношении различных параметров режима. Эту информативность можно увеличить построением дополнительных шкал для определения s , $\cos \varphi$ и КПД. Однако ей присущи и некоторые недостатки, снижающие достоверность получаемых результатов. Прежде всего следует отметить, что круговая диаграмма изображает совокупность режимов эквивалентной Г-образной схемы замещения, а не асинхронной машины, и поэтому не учитывает ряд физических особенностей машины. Например, в диаграмме механические потери не отражаются, так как входят в механическую мощность. Диаграмма не учитывает различные дополнительные моменты. Наиболее существенным является то, что она перестает быть круговой, если параметры схемы замещения не остаются постоянными, например, из-за насыщения или изменения проявления поверхностного эффекта в проводниках обмотки ротора. Годограф тока в таких случаях представляет собой более сложные кривые. Кроме того, графические процедуры построения и измерения на диаграмме вносят дополнительные погрешности в получаемые результаты. Таким образом, несмотря на значительную универсальность круговых диаграмм, их возможности все-таки ограничены и область их применения постепенно сужается, особенно по мере развития компьютерных технологий исследования. Тем не менее, необходимо с удовлетворением отметить, что круговые диаграммы сыграли важную роль в исторические периоды развития теории и практики асинхронных машин как эффективное средство познания большого класса электрических машин.

Глава 7

Вращающие моменты и механические характеристики асинхронной машины

7.1. Основной электромагнитный момент

Выражение для электромагнитного момента. Электромагнитный момент, развиваемый электромагнитными силами на роторе асинхронной машины, определяется равенством

$$M = \frac{P_{\text{мх}}}{\Omega}, \quad (7.1)$$

где $P_{\text{мх}}$ — механическая мощность на роторе, определяемая выражением (6.39); Ω — механическая угловая частота вращения ротора, об./с.

Учитывая, что

$$\Omega = 2\pi n = 2\pi(1-s)n_1 = \frac{(1-s)\omega_1}{p}, \quad (7.2)$$

из (6.39), (7.1) и (7.2) найдем, что основной электромагнитный момент, возникающий в результате взаимодействия тока ротора с основной пространственной гармоникой вращающегося магнитного поля в зазоре,

$$M = \frac{pm_1}{\omega_1} (I_2')^2 \frac{r_2'}{s}. \quad (7.3)$$

Поскольку M возникает в результате взаимодействия вращающегося с угловой частотой $\Omega_1 = \omega_1/p$ магнитного потока Φ_δ с током I_2 , то его можно определить через электромагнитную мощность этого потока $P_{\text{эм}}$ как $P_{\text{эм}}/\Omega_1$. Нетрудно убедиться в том, что и в этом случае выражение для M будет совпадать с (7.3). Выражение (7.3) получено для установившегося режима работы асинхронной машины. Однако поскольку M зависит только от мгновенных значений тока и потока, выражение (7.3) будет справедливо для определения M и в переходных режимах, если определять $I_2'(t)$ в соответствии с закономерностями его изменения.

Определим M через приложенное фазное напряжение U_1 , параметры машины и скольжение. Для этого воспользуемся уточненной Г-образной схемой замещения асинхронной машины, представленной на рис. 6.5, полагая в ней $\dot{c}_1 = c_1$; $r_{\text{нр}}' = x_{\text{нр}}' = 0$. Отсюда найдем:

$$I_2'' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(c_1 r_1 + c_1^2 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (c_1 x_{\sigma 1} + c_1^2 x_{\sigma 2}')^2}}; \quad (7.4)$$

$$P_{эм} = m_1 (I_2'')^2 \frac{r_2' c_1^2}{s} = \frac{m_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\left(r_1 + c_1 \frac{r_2'}{s} \right)^2 + (x_{\sigma 1} + c_1 x_{\sigma 2}')^2} \quad (7.5)$$

и

$$M = \frac{P_{эм}}{\Omega_1} = \frac{pm_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{2\pi f_1 \left[\left(r_1 + \frac{c_1 r_2'}{s} \right)^2 + (x_{\sigma 1} + c_1 x_{\sigma 2}')^2 \right]}. \quad (7.6)$$

Из (7.6) видно, что если принять в порядке допущения все электромагнитные параметры постоянными, а также считать $U_1 = \text{const}$, то M будет функцией только s . Исследуем вид зависимости $M = f(s)$. Нетрудно убедиться в том, что M обращается в нуль при $s = 0$ и $s = \pm\infty$. Следовательно, в диапазоне $-\infty < s < \infty$ исследуемая зависимость должна иметь экстремумы (максимумы момента). Найдем значение скольжения s_m , при котором M достигает максимального значения M_m . Для этого определим производную $\frac{dM}{ds}$ и, приравняв ее к нулю, после несложных преобразований найдем:

$$s_m = \pm \frac{c_1 r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_{\sigma 1} + c_1 x_{\sigma 2}')^2}}. \quad (7.7)$$

Если учесть, что в нормальных асинхронных машинах $r_1 \ll (x_{\sigma 1} + c_1 x_{\sigma 2}')$, получим, полагая $r_1 = 0$, более простую формулу для s_m :

$$s_m = \pm \frac{c_1 r_2'}{x_{\sigma 1} + c_1 x_{\sigma 2}'}. \quad (7.8)$$

Подставляя значение s_m из (7.8) в выражение для M (7.6), найдем:

$$M_m = \pm \frac{pm_1 U_1^2}{4\pi f_1 c_1 (x_{\sigma 1} + c_1 x_{\sigma 2}')}. \quad (7.9)$$

Знак «плюс» в выражениях (7.8) и (7.9) относится к двигательному режиму, знак «минус» — к генераторному режиму работы. Следует отметить, что M_m не зависит от активного сопротивления обмотки ротора r_2 , однако это сопротивление определяет значение s_m , при котором достигается максимальное значение M . Скольжение s_m называется критическим. У асинхронных двигателей нормального исполнения $s_m = 0,06...0,15$. Зависимость M от скольжения, а также аналогичные зависимости токов статора I_1 и ротора I_2 показаны на рис. 7.1.

Все величины на этом рисунке даны в относительных единицах и соответствуют асинхронной машине мощностью $P_n = 15$ кВт при $U_1 = U_{1н}$.

Важными для практики характеристиками представленных зависимостей являются:

□ кратность максимального момента

$$k_m = \frac{M_m}{M_n}, \quad (7.10)$$

характеризующая перегрузочную способность двигателя;

□ кратность пускового момента

$$k_n = \frac{M_n}{M_n}; \quad (7.11)$$

□ кратность пускового тока

$$k_{ni} = \frac{I_{1n}}{I_{1n}}. \quad (7.12)$$

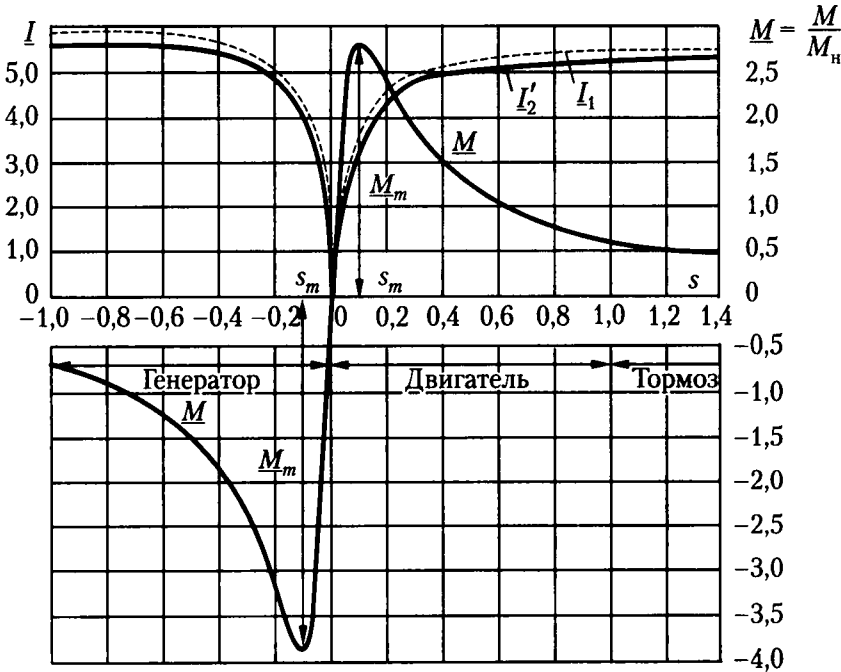


Рис. 7.1. Кривые электромагнитного момента и токов асинхронной машины

Значения пускового момента M_n и тока I_{1n} определяются при $s = 1$, то есть при неподвижном роторе.

Согласно ГОСТ, для двигателей разных мощностей и частот вращения требуется, чтобы $k_m > 1,7...2,2$, $k_n < 0,7...1,8$, $k_{ni} < 5,5...7,0$. Меньшие значения кратностей относятся к двигателям большей мощности.

Для некоторых практических расчетов удобно значение электромагнитного момента при заданном скольжении $M(s)$ определять в долях максимального момента M_m , то есть отношением $\frac{M}{M_m}$.

При некоторых упрощающих допущениях это отношение принимает вид

$$\frac{M}{M_m} \approx \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}}. \quad (7.13)$$

Выражение (7.13) впервые было получено М. Клоссом, из-за чего оно и называется формулой Клосса.

Далее проиллюстрируем, как влияет величина активного сопротивления в цепи обмотки ротора на вид зависимости $M(s)$. На рис. 7.2 представлены кривые $M = f(s)$ для разных значений r'_2 в двигательном режиме работы той же асинхронной машины мощностью 15 кВт, для которой построены характеристики на рис. 7.1. Значения M здесь, как и на рис. 7.1, даны в относительных единицах.

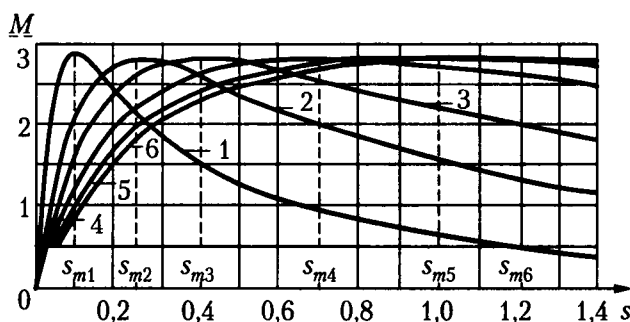


Рис. 7.2. Кривые электромагнитного момента асинхронной машины при различных значениях активного сопротивления вторичной цепи

Отметим, что r'_2 содержит как активное сопротивление вторичной обмотки, так и сопротивление реостата, который может быть включен во вторичную цепь машины с фазным ротором. Кривая 1 на рис. 7.2 соответствует нормальному значению r'_2 вторичной обмотки, а остальные кривые — повышенным значениям r'_2 или случаю включения реостата во вторичную цепь.

7.2. Дополнительные электромагнитные моменты и силы, действующие на вал ротора асинхронной машины

Кроме рассмотренного ранее основного электромагнитного момента, возникающего в результате взаимодействия тока ротора с основной пространственной гармоникой вращающегося магнитного поля в воздушном зазоре, на вал машины могут действовать ряд дополнительных моментов и сил, имеющих различную физическую природу. Вращающиеся моменты создаются тангенциальными электромагнитными силами. Кроме этих сил возникают также радиальные электромагнитные силы, которые вызывают вибрацию и шум машины.

Рассмотрим подробнее физические условия возникновения и проявления некоторых из этих моментов и сил.

Асинхронные моменты, обусловленные высшими и низшими гармониками магнитного поля. Рассмотрим, например, седьмую гармонику поля статора ($\nu = 7$), которая вращается в том же направлении, что и основная, с частотой вращения $n_7 = \frac{1}{7} n_1$. При вращении этой гармоники относительно ротора в обмотке ротора индуцируются ЭДС и токи и создается вращающий момент M_7 , так же как и в результате действия основной гармоники поля. В момент пуска, при $s = 1$, $M_7 > 0$ и действует согласно с моментом основной гармоники M_1 (рис. 7.3). Когда ротор придет во вращение в сторону вращения основной гармоники ($s < 1$), относительная частота вращения поля седьмой гармоники и ротора начнет уменьшаться. При частоте вращения ротора $n = \frac{n_1}{7}$ или $s = \frac{6}{7}$ седьмая гармоника поля будет относительно него неподвижна и $M_7 = 0$. При дальнейшем увеличении n ротор вращается быстрее седьмой гармоники поля, следовательно, по отношению к ней возникает генераторный режим работы и $M_7 < 0$ (рис. 7.3).

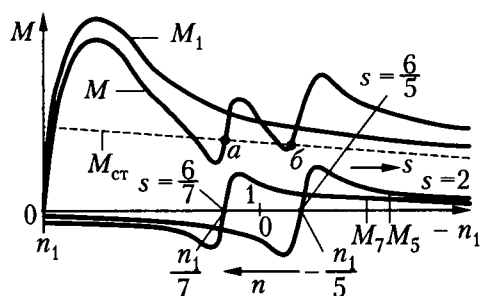


Рис. 7.3. Искажение кривой момента асинхронными моментами высших гармоник поля

Пятая гармоника поля вращается в обратном направлении, и синхронное вращение ротора относительно нее наступает в тормозном режиме, при $n = -\frac{n_1}{5}$ или $s = \frac{6}{5}$. Кривая момента этой гармоники M_5 также изображена на рис. 7.3.

Подобные моменты создаются и другими гармониками поля, поэтому кривая результирующего момента

$$M = M_1 + M_5 + M_7 + \dots$$

искажается (см. рис. 7.3) и в ней возникают провалы. В случае большой величины этих провалов и довольно большого статического момента $M_{ст}$ на валу может наступить устойчивый режим работы при малой частоте вращения в процессе пуска двигателя (точка *a*) или при его торможении (точка *b*), в результате чего двигатель не достигает нормальной частоты вращения.

При пуске опасным является действие прямых гармоник поля, а при торможении — обратных. По изложенным причинам моменты от высших гармоник поля называются иногда *паразитными*.

При фазной обмотке ротора искажение кривой моментов незначительно вследствие малых значений обмоточных коэффициентов такой обмотки для высших гармоник поля.

Отметим, что высшие гармоники поля самого ротора, в свою очередь, индуцируют токи в обмотке статора и поэтому также создают паразитные моменты рассмотренного характера. Однако поскольку обмотка статора всегда является фазной, эти моменты незначительны.

Реальную опасность моменты высших гармоник создают в случае короткозамкнутой обмотки ротора, так как при этом для токов от высших гармоник поля могут создаваться короткие цепи, состоящие из соседних или близлежащих стержней и участков колец и обладающие весьма малым сопротивлением (рис. 7.4). Возможность образования таких цепей тем больше, чем больше число пазов ротора Z_2 .

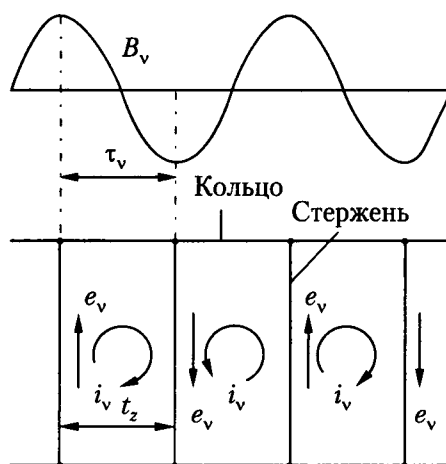


Рис. 7.4. Токи в «беличьей клетке», индуцируемые высшими гармониками поля

Наиболее сильными и опасными являются гармоники статора зубцового порядка

$$\nu_z = \frac{Z_1}{p} \pm 1,$$

поэтому отношение Z_2 к Z_1 не должно быть слишком большим. Более подробный анализ вопроса показывает, что во избежание значительного искажения кривой моментов необходимо брать

$$Z_2 < Z_1. \quad (7.14)$$

Кроме того, эффективной мерой борьбы с вредным влиянием высших гармоник статора на кривую момента является скос пазов ротора на одно зубцовое деление статора, так как при этом ЭДС в стержнях ротора от зубцовых гармоник статора снижаются почти до нуля. Как видно из рис. 7.3, в результате действия высших

гармоник снижается, хотя и незначительно, также момент двигателя при нормальном режиме работы ($s \approx 0$). Это отражается на КПД двигателя.

Рассмотренные моменты высших гармоник называются *асинхронными*, так как они по своей природе совершенно одинаковы с основным электромагнитным моментом асинхронной машины, то есть возникают в результате взаимодействия поля данной гармоники статора с токами (или магнитным полем) ротора, индуцированными (или созданным) этой же гармоникой поля статора. При любой частоте вращения ротора они имеют определенную величину и направление действия, так как данная гармоника статора и вызванная ею такого же порядка гармоника поля ротора вращаются всегда синхронно.

Синхронные моменты. Возникают в результате взаимодействия таких гармоник полей статора и ротора, которые имеют одинаковый порядок или одинаковые полюсные деления τ_v , но созданы независимо друг от друга (как и магнитные поля статора и ротора синхронной машины), то есть ни одна из них не является результатом действия другой. Такие гармоники поля вращаются друг относительно друга несинхронно, и поэтому в зависимости от их взаимного положения в данный момент времени создают вращающий момент того или другого направления или знака (рис. 7.5, где рассматриваемые гармоники статора и ротора

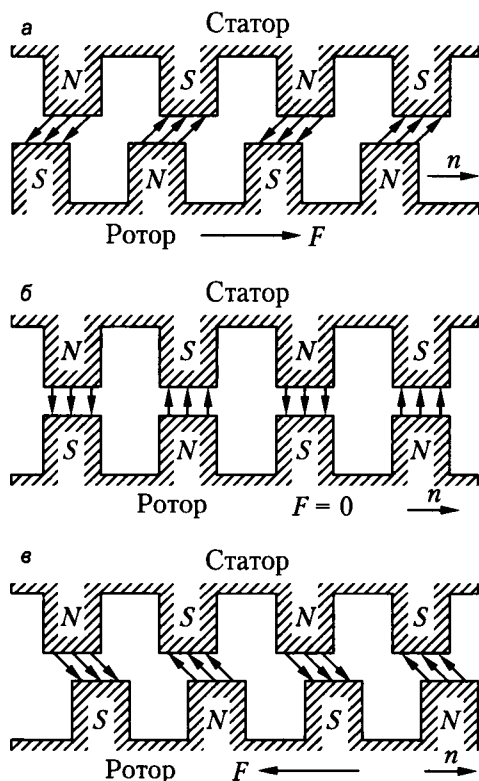


Рис. 7.5. Представление о возникновении синхронных моментов высших гармоник поля

условно изображены в виде магнитных полюсов и создают действующие на ротор силы F . На рис. 7.5, *а*, *б* и *в* показаны три характерные взаимные расположения полюсов статора и ротора для различных моментов времени.). При несинхронном вращении эти гармоники создают знакопеременный момент вращения большой частоты, среднее значение которого равно нулю. Ввиду большой механической инерции ротора этот момент на движение ротора не влияет.

Однако при некоторой вполне определенной частоте вращения ротора $n = n_{cv}$ такие гармоники могут вращаться синхронно, и при этом в зависимости от их взаимного положения создается положительный или отрицательный момент M_{cv} той или иной величины в пределах $-M_{cv \max} \leq M_{cv} \leq +M_{cv \max}$. Значение этого момента будет изображено на кривой $M = f(s)$ в виде определенной точки на вертикальном отрезке прямой ab (рис. 7.6).

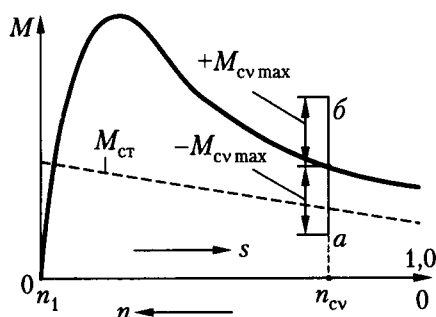


Рис. 7.6. Искажение кривой моментов синхронным моментом высших гармоник поля

Из-за действия этого момента при пуске двигатель может «застрять» на частоте вращения n_{cv} и не «дойти» до нормальной частоты вращения. Но, в отличие от асинхронных моментов, в данном случае имеется большая вероятность того, что ротор вследствие своей инерции перейдет через зону опасного действия синхронного момента. Поэтому если синхронные моменты возникают при $n \neq 0$, то они менее опасны, чем асинхронные моменты.

Во избежание возникновения значительных синхронных моментов необходимо, чтобы

$$Z_2 \neq Z_1; Z_2 - Z_1 \neq 2p. \quad (7.15)$$

Несколько более слабые синхронные моменты возникают также при других соотношениях между Z_2 и Z_1 .

Синхронные моменты могут быть уменьшены во много раз также скосом пазов ротора на зубцовое деление ротора, так как это вызывает соответствующий сдвиг по фазе в пространстве взаимодействующих гармоник поля статора и ротора вдоль оси машины. Наконец, величина асинхронных и синхронных моментов уменьшается при увеличении воздушного зазора.

Радиальные вибрационные силы возникают в случае, когда в воздушном зазоре машины существуют магнитные поля, числа пар полюсов p_1 и p_2 которых близки друг к другу. В качестве примера на рис. 7.7, *а* представлены кривые индукции

B_4 и B_6 двух синусоидально распределенных полей с $2p_1 = 4$ и $2p_2 = 6$ соответственно, а также кривая результирующего поля $B_4 + B_6$.

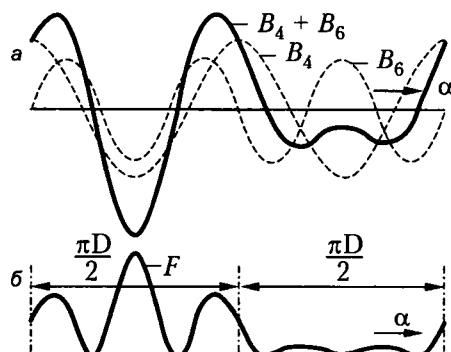


Рис. 7.7. Образование неуравновешенных радиальных вибрационных сил

Радиальные усилия притяжения F , действующие на участки статора и ротора, пропорциональны $(B_4 + B_6)^2$ (рис 7.7, б). Как следует из рис. 7.7, б, сумма сил притяжения на протяжении одной половины окружности значительно больше, чем на другой. Вследствие этого возникает одностороннее притяжение ротора к статору. Если поля B_4 и B_6 вращаются друг относительно друга, то вращаются также вибрационные силы, вызывая вибрацию ротора. Эта вибрация тем больше, чем больше слабина в подшипниках и чем меньше жесткость вала ротора. Одновременно при недостаточной жесткости статора возникают его деформация и вибрация.

На рис. 7.7, а показан случай, когда p_1 и p_2 не имеют общих делителей. При этом пространственный период радиальных сил равен окружности зазора. Если же p_1 и p_2 имеют общий наибольший делитель $t > 1$, то образуется t периодов пространственного распределения сил F (рис. 7.7, б). В этом случае одностороннего притяжения ротора к статору не будет, так как силы уравниваются, однако возникает волнообразная деформация сердечников статора и ротора.

При пуске и работе асинхронного двигателя возникает много разных гармонических полей, которые вращаются друг относительно друга и среди которых имеются поля с близкими числами пар полюсов. Однако наибольшие радиальные силы, деформации и вибрации вызываются полями с малыми числами полюсов, так как эти поля обычно наиболее сильные и распределение радиальных сил имеет при этом большой пространственный период, что вызывает увеличение деформации.

При изменении частоты вращения ротора в период пуска изменяются также скорости вращения радиальных вибрационных сил и частоты вибрации. В этих случаях при некоторых значениях частоты вращения ротора часто возникает явление резонанса с частотами собственных колебаний статора и ротора. Вибрация при этом становится значительной. Вибрации, возникающие в результате действия электромагнитных сил, вызывают также шум машины.

Электромагнитные вибрации и шум значительно снижаются при скосе пазов. Таким образом, скос пазов является эффективной мерой борьбы с вредным влия-

нием высших гармоник во всех его аспектах. Поэтому скос пазов широко применяется в короткозамкнутых двигателях мощностью до 20 кВт и более.

Гистерезисный и вихревой моменты. Наряду с рассмотренными ранее вращающими моментами, возникающими вследствие взаимодействия токов в обмотке с магнитным полем, существуют моменты, вызванные явлением гистерезиса и вихревыми токами в сердечнике ротора.

Момент от вихревых токов, или вихревой момент, M_v по своей природе совершенно аналогичен рассмотренному ранее асинхронному электромагнитному моменту машины, так как возникает в результате взаимодействия индуцированных в сердечнике ротора вихревых токов с магнитным полем.

Возникновение гистерезисного момента M_r вызвано тем, что вследствие явления гистерезиса в стали сердечника ротора перемагничивание ротора магнитным полем статора совершается с некоторым запозданием или отставанием по отношению к этому полю, движущемуся относительно ротора. При этом волны магнитной индукции на поверхностях статора и ротора оказываются сдвинутыми на некоторый угол ϕ_r , который называется *углом гистерезиса* и зависит от магнитных свойств материала сердечника ротора. В результате получается такое же взаимное расположение волн индукции или «полюсов» магнитного поля статора и ротора, какое изображено на рис. 7.5.

Рисунок 7.5, а соответствует двигательному режиму, когда ротор вращается медленнее поля статора и при этом возникает гистерезисный момент M_r , действующий в сторону вращения ротора. Рисунок 7.5, в соответствует генераторному режиму, когда ротор вращается быстрее поля и при этом M_r действует в противоположную сторону. При синхронной скорости вращения ротора взаимное расположение «полюсов» статора и ротора может соответствовать как положениям, изображенным на рис. 7.5, а и в, так и любому промежуточному положению, в частности, изображенному на рис. 7.5, б, когда $M_r = 0$. Это зависит от направления и величины приложенного к валу машины внешнего вращающего момента или механической мощности. Таким образом, при синхронной частоте вращения гистерезисный момент M_r может изменяться в пределах от некоторого $M_{гм}$ до $-M_{гм}$.

Из сказанного следует, что гистерезисный и вихревой моменты как в режиме двигателя, так и в режиме генератора производят полезную работу и развивают полезные механические мощности $P_{г. мх}$ и $P_{в. мх}$, как и основной электромагнитный момент машины.

Рассмотрим зависимости M_r и M_v от скольжения. Потери на гистерезис в сердечнике ротора p_{r2} пропорциональны частоте перемагничивания $f_2 = sf_1$, а потери на вихревые токи $p_{в2}$ пропорциональны f_2^2 . Поэтому при $\Phi = \text{const}$

$$p_{r2} = sp_{r20}; p_{в2} = s^2p_{в20}, \quad (7.16)$$

где p_{r20} и $p_{в20}$ — соответствующие потери при $n = 0$ или $s = 1$.

Механические мощности $P_{г. мх}$, $P_{в. мх}$ и потери p_{r2} , $p_{в2}$ развиваются за счет соответствующих электромагнитных мощностей $P_{г. эм}$ и $P_{в. эм}$, передаваемых со статора на ротор через магнитное поле, и поэтому

$$\begin{cases} P_{г.эм} = \frac{p_{г2}}{s} = p_{г20}; \\ P_{в.эм} = \frac{p_{в2}}{s} = sp_{в20}. \end{cases} \quad (7.17)$$

Соответственно, гистерезисный и вихревой моменты будут равны

$$\begin{cases} M_{г} = \frac{pP_{г.эм}}{2\pi f_1} = \frac{pp_{г20}}{2\pi f_1}; \\ M_{в} = \frac{pP_{в.эм}}{2\pi f_1} = \frac{psp_{в20}}{2\pi f_1}, \end{cases} \quad (7.18)$$

где p — число пар полюсов.

На основании изложенного ранее и соотношений (7.18) на рис. 7.8 изображены зависимости $M_{г}$ и $M_{в}$ от скольжения при условии $\Phi_{\delta} = \text{const}$.

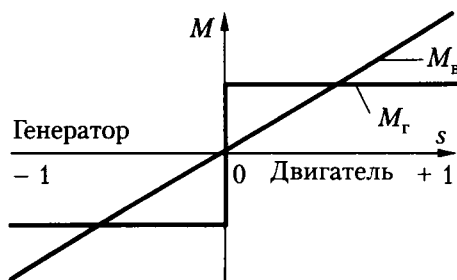


Рис. 7.8. Зависимости гистерезисного ($M_{г}$) и вихревого ($M_{в}$) моментов от скольжения

В нормальных асинхронных машинах сердечники ротора изготавливаются из изолированных друг от друга листов электротехнической стали, обладающей малым гистерезисом, поэтому $M_{г}$ и $M_{в}$ в этих машинах малы и при расчете машин не учитываются. Однако действие некоторых специальных типов асинхронных и синхронных машин полностью основано на действии вихревых токов или явлении гистерезиса.

Реактивные моменты. Эти моменты возникают в связи с тем, что на ферромагнитное тело, находящееся в магнитном поле (рис. 7.9), действуют электромагнитные силы F , стремящиеся повернуть это тело в положение, соответствующее наименьшему магнитному сопротивлению магнитной цепи.

Реактивные моменты могут возникать в электрических машинах, имеющих явно выраженные полюсы или зубчатое строение статора и ротора. В зависимости от различных обстоятельств эти моменты могут оказывать вредное влияние на работу машины или же использоваться для получения полезного действия.

В асинхронных машинах сильные реактивные моменты возникают в случае, когда $Z_1 = Z_2$. При этом под воздействием магнитного поля зубцы статора и ротора стремятся расположиться друг против друга (рис. 7.10), и тогда реактивный момент $M_r = 0$.

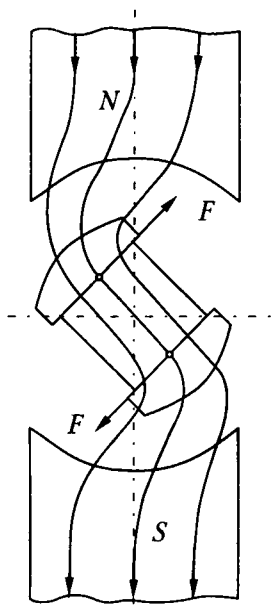


Рис. 7.9. К возникновению реактивных моментов

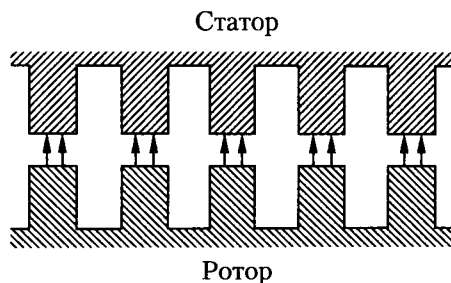


Рис. 7.10. К образованию реактивных моментов в асинхронном двигателе с $Z_1 = Z_2$

При смещении же зубцов друг относительно друга на статор и ротор будет действовать $M_r \neq 0$ того или иного направления. Асинхронные двигатели с $Z_1 = Z_2$ из-за действия таких реактивных моментов при пуске не способны сдвинуться с места (наблюдается так называемое явление прилипания), а при вращении ротора возникают пульсирующие моменты.

Рассматриваемые здесь реактивные моменты, возникающие при $Z_1 = Z_2$, не следует путать с рассмотренными ранее синхронными моментами, так как последние возникают в результате взаимодействия магнитных полей высших гармоник, созданных токами статора и ротора, в то время как реактивные моменты возникают даже при разомкнутой обмотке ротора и отсутствии в ней тока. Следует отметить, что результирующий реактивный момент при $Z_1 = Z_2$ можно свести к нулю путем скоса пазов.

В нормальных асинхронных машинах значения Z_1 и Z_2 представляют собой довольно большие не равные и не кратные друг другу числа. Поэтому отдельные зубцы ротора занимают различные положения относительно зубцов статора, и суммарный реактивный момент равен или близок к нулю. В связи с этим в нормальных асинхронных машинах реактивные моменты не учитываются. Однако действие некоторых специальных типов электрических машин полностью основано на действии реактивных моментов.

Напомним, что все рассмотренные ранее вращающие моменты действуют и на статор электрической машины, причем их направление противоположно направлению, в котором они действуют на ротор. Моменты, действующие на статор, воспринимаются деталями и узлами, крепящими машину к фундаменту.

7.3. Механическая характеристика асинхронного двигателя и эксплуатационные требования к ней

Механическая характеристика двигателя представляет собой зависимость частоты вращения n от развиваемого момента на валу M_2 при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$:

$$n = f(M_2)$$

или наоборот

$$M_2 = f(n).$$

Полезный вращающий момент на валу двигателя M_2 меньше электромагнитного момента M на величину

$$M_0 = \frac{P_{\text{мх}} + P_{\text{д}}}{\Omega}, \quad (7.19)$$

которая соответствует механическим и добавочным потерям, покрываемым за счет механической мощности $P_{\text{мх}}$ на роторе, поэтому

$$M_2 = M - M_0. \quad (7.20)$$

Так как при нагрузке момент M_0 мал по сравнению M и M_2 , то можно принять $M_0 \approx 0$ или включить M_0 в величину статического тормозящего момента $M_{\text{ст}}$, который развивается рабочей машиной или механизмом, приводимым во вращение асинхронным двигателем. Поэтому в дальнейшем в качестве механической характеристики двигателя будем рассматривать зависимость между n (или s) и электромагнитным моментом M :

$$M = f(n). \quad (7.21)$$

Изображенные на рис. 7.1 и 7.2 кривые момента M при указанных условиях представляют собой механические характеристики асинхронного двигателя с постоянными параметрами.

Вид механических характеристик в значительной степени зависит от значения вторичного активного сопротивления.

Процесс пуска и установившийся режим работы асинхронного двигателя. Рассмотрим процесс пуска асинхронного двигателя с короткозамкнутой вторичной обмоткой при его включении на полное напряжение сети (так производится пуск подавляющего большинства находящихся в эксплуатации асинхронных двигателей). При этом не будем принимать во внимание электромагнитные переходные процессы, обусловленные включением обмоток под напряжение. Обычно при пуске асинхронного двигателя время его разбега до нормальной скорости значительно больше длительности электромагнитных переходных процессов, и поэтому их влияние на процесс пуска невелико. Следовательно, процесс пуска можно рассматривать на основе полученных ранее зависимостей для вращающего момента и токов в условиях работы двигателя при установившемся режиме с заданным скольжением.

На рис. 7.11 изображены механическая характеристика $M = f(n)$ асинхронного двигателя и механическая характеристика $M_{\text{ст}} = f(n)$ некоторого производственного механизма, приводимого во вращение двигателем.

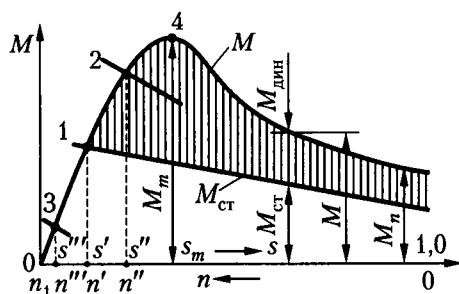


Рис. 7.11. Соотношения между моментами при пуске и работе асинхронного двигателя

Уравнение моментов агрегата «двигатель — производственный механизм» имеет вид

$$M = M_{\text{ст}} + M_{\text{дин}},$$

где

$$M_{\text{дин}} = J \frac{d\Omega}{dt} = 2\pi J \frac{dn}{dt}$$

представляет собой динамический вращающий момент агрегата, пропорциональный моменту его инерции J . Если при $n = 0$, как показано на рис. 7.11, пусковой момент $M_{\text{п}} > M_{\text{ст}}$, то $M_{\text{дин}} > 0$, $\frac{dn}{dt} > 0$ и ротор двигателя придет во вращение. Ускорение ротора происходит до тех пор, пока (заштрихованная область на рис. 7.11)

$$M_{\text{дин}} = M - M_{\text{ст}} > 0.$$

В точке 1 (см. рис 7.11) достигается равновесие моментов

$$M = M_{\text{ст}}.$$

При этом $M_{\text{дин}} = 0$, $\frac{dn}{dt} = 0$ и наступает установившийся режим работы двигателя под нагрузкой со скоростью вращения n' и скольжением s' . Значение s' будет тем больше, чем больше $M_{\text{ст}}$ и, следовательно, чем больше нагрузка двигателя. Если при работе двигателя его нагрузку (статический момент производственного механизма $M_{\text{ст}}$) увеличить (кривая 2), то s возрастет, а n уменьшится. При уменьшении нагрузки (кривая 3), наоборот, s уменьшится, а n увеличится.

Переход двигателя к новому установившемуся режиму работы при изменении нагрузки физически происходит следующим образом. Если $M_{\text{ст}}$ возрастает, то $M < M_{\text{ст}}$, $M_{\text{дин}} < 0$, $\frac{dn}{dt} < 0$ и движение ротора двигателя замедляется. При этом

скольжение возрастает, в соответствии с чем увеличиваются также ЭДС E_{2s} и ток I_{2s} вторичной цепи. В результате электромагнитный момент M увеличивается и n уменьшается (s увеличивается) до тех пор, пока снова не наступает равенство моментов $M = M_{ct}$. При уменьшении нагрузки процесс протекает в обратном направлении.

Как видно из рис. 7.11, при круто поднимающейся начальной (левой) части кривой момента $M = f(s)$ асинхронный двигатель обладает жесткой механической характеристикой, то есть при изменении нагрузки частота вращения двигателя изменяется мало.

Все нормальные асинхронные двигатели строятся с жесткой механической характеристикой, когда r'_2 и s_m довольно малы. При этом s и, следовательно, $p_{эл2}$ во время работы также малы и двигатель имеет высокий КПД.

Условия устойчивой работы. В общем случае, как показано на рис. 7.12, характеристики двигателя $M = f(n)$ и производственного механизма $M_{ct} = f(n)$ могут иметь несколько точек пересечения. В точках 1 и 3

$$\frac{dM}{dn} < \frac{dM_{ct}}{dn}, \tag{7.22}$$

то есть в этих точках работа устойчива, а в точке 2

$$\frac{dM}{dn} > \frac{dM_{ct}}{dn} \tag{7.23}$$

и работа неустойчива.

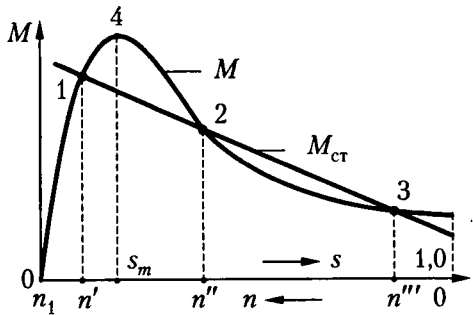


Рис. 7.12. Устойчивые (точки 1, 3) и неустойчивые (точка 2) режимы работы асинхронного двигателя

При пуске из неподвижного состояния двигатель достигает устойчивой частоты вращения n''' в точке 3 (см. рис. 7.12), и дальнейшее увеличение n невозможно, так как влево от этой точки $M_{ct} > M$. Если бы двигатель работал в режиме, соответствующем точке 2, то при малейших нарушениях режима и изменении n соотношения между M и M_{ct} стали бы такими, что двигатель перешел бы на работу в режиме, соответствующем одной из устойчивых точек 1 или 3.

Режим работы в точке 3 на практике неприемлем, так как характеризуется малой частотой вращения, низким КПД и наличием больших токов в обмотках, вслед-

ствие чего двигатель быстро перегревается и выходит из строя. Поэтому нормальной устойчивой областью работы двигателя считается участок механической характеристики влево от точки 4 (см. рис. 7.11), когда $0 < s < s_m$.

Перегрузочная способность асинхронного двигателя. При работе двигателя, характеризуемой нормальным устойчивым участком механической характеристики (влево от точек 4 на рис. 7.11 и 7.12), его нагрузку, определяемую статическим моментом $M_{ст}$ рабочего механизма или машины, можно постепенно поднимать до значения $M_{ст} = M_m$ (точки 4 на рис. 7.11 и 7.12), причем устойчивая работа сохраняется вплоть до этой точки. При дальнейшем увеличении нагрузки, когда $M_{ст} > M_m$, двигатель будет быстро затормаживаться и либо остановится, либо в случае характеристик, изображенных на рис. 7.12, перейдет в устойчивый режим работы с малой скоростью вращения.

В обоих случаях, если двигатель не будет отключен, возникает опасный в отношении нагрева режим.

Таким образом, работа асинхронного двигателя возможна при $0 < M < M_m$. Однако продолжительная работа при $M \approx M_m$ недопустима из-за опасности перегрева. Кроме того, во время работы двигателя необходимо иметь некоторый запас по моменту, так как возможны кратковременные перегрузки случайного характера, а также кратковременные или длительные понижения напряжения сети. Поскольку $M_m \sim U_1^2$, то при уменьшении U_1 , например, на 15 % максимальный момент двигателя снизится до $0,85^2 = 0,72$, или 72 % от своего первоначального значения. В связи с изложенным всегда должно быть $M_m > M_n$.

Кратности максимального момента регламентируются ГОСТу (см. 7.1).

Кратности начального пускового момента и пускового тока. Часто асинхронные двигатели можно пускать в ход вхолостую или с малой нагрузкой на валу и нагружать их до номинальной или иной мощности после достижения нормальной частоты вращения. В других случаях рабочие механизмы и машины (например, вентиляторы) имеют механическую характеристику $M_{ст} = f(n)$ такого вида, что при $n = 0$ статический момент $M_{ст}$ мал и постепенно повышается с увеличением n . При этом не требуется, чтобы двигатель развивал большой пусковой момент. Однако иногда двигатели необходимо пускать в ход под значительной нагрузкой (например, крановые механизмы, подъемники, различные мельницы и т. д.), в этих случаях требуется, чтобы двигатели имели большие пусковые моменты.

Асинхронные двигатели с фазным ротором можно пускать в ход с помощью реостата, включаемого на время пуска во вторичную цепь двигателя. При этом пусковой момент двигателя увеличивается, а пусковой ток уменьшается. Поэтому стандарты не регламентируют величин пусковых моментов и токов фазных асинхронных двигателей. В то же время выпускаемые электромашиностроительными заводами серийные короткозамкнутые асинхронные двигатели должны удовлетворять разнообразным условиям пуска производственных механизмов, и их пусковые моменты должны быть довольно велики.

Значения k_n и k_m для асинхронных короткозамкнутых двигателей также регламентируются ГОСТ (см. 7.1).

7.4. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Рабочими характеристиками асинхронного двигателя называют зависимости потребляемой мощности P_1 , первичного тока I_1 , коэффициента мощности $\cos \varphi_1$, момента на валу M_2 , скольжения s и КПД η от полезной мощности P_2 при работе с номинальным напряжением и частотой. Рабочие характеристики позволяют находить все основные величины, определяющие режим работы двигателя при различных нагрузках. Эти характеристики можно построить как по расчетным данным при проектировании двигателя, так и по опытным, при испытаниях двигателя.

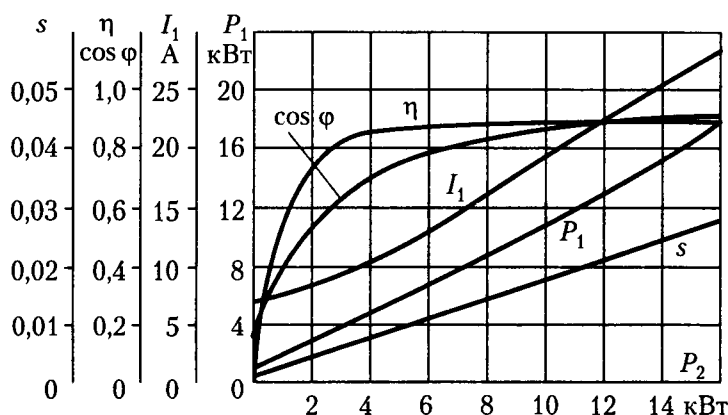


Рис. 7.13. Рабочие характеристики асинхронного двигателя мощностью 15 кВт

На рис. 7.13 изображены рабочие характеристики асинхронного двигателя мощностью 15 кВт. При $P_2 = 0$ величины I_1 и $\cos \varphi_1$ соответствуют режиму холостого хода.

Глава 8

Пуск трехфазных асинхронных двигателей и регулирование их частоты вращения

8.1. Способы пуска асинхронных двигателей

Общие положения. При рассмотрении возможных способов пуска в ход асинхронных двигателей необходимо учитывать следующие основные положения.

1. Двигатель должен развивать при пуске надлежащий пусковой момент, который должен быть больше статического момента сопротивления на валу, чтобы ротор двигателя мог прийти во вращение и достичь номинальной частоты вращения.
2. Пусковой ток должен быть ограничен таким значением, чтобы не происходило повреждения двигателя и нарушения нормального режима работы сети.
3. Схема пуска должна быть по возможности простой, а количество и стоимость пусковых устройств — малыми.

При пуске асинхронного двигателя на холостом ходе к ротору подключается значительная электромагнитная энергия, преобразуемая в кинетическую энергию вращающихся масс агрегата. При пуске под нагрузкой количество подключаемой электромагнитной энергии соответственно увеличивается. Естественно, что при этом оказывается значительным тепловыделение от электрических потерь в обмотках статора и ротора. При частых пусках, а также при тяжелых условиях пуска, когда маховые массы приводимых в движение механизмов велики, возникает опасность перегрева обмоток двигателя. Число пусков асинхронного двигателя в час, допустимое по условиям его нагрева, тем больше, чем меньше номинальная мощность двигателя и чем меньше соединенные с его валом маховые массы. Двигатели мощностью 3...10 кВт в обычных условиях допускают до 5...10 включений в час.

Короткозамкнутые асинхронные двигатели проще по устройству и обслуживанию, а также дешевле и надежнее в работе, чем фазные двигатели. Поэтому всюду, где это возможно, применяются короткозамкнутые двигатели, и подавляющее большинство находящихся в эксплуатации асинхронных двигателей являются короткозамкнутыми.

Прямой пуск. Наиболее простым способом пуска короткозамкнутого двигателя является включение обмотки его статора непосредственно в сеть, на номинальное напряжение обмотки статора (рис. 8.1, *а*). Такой пуск называется *прямым*. При этом пусковой ток двигателя $I_{\pi} = (4...6,5)I_{\text{н}}$.

Современные короткозамкнутые асинхронные двигатели проектируются с таким расчетом, чтобы они по величине возникающих при пуске электродинамических усилий, действующих на обмотки, и по условиям нагрева обмоток допускали пря-

мой пуск. Поэтому прямой пуск всегда возможен, когда сеть достаточно мощна и пусковые токи двигателей не вызывают недопустимо больших падений напряжений в ней (не более 10...15 %). Современные энергетические системы, сети и сетевые трансформаторные подстанции обычно имеют такие мощности, так что в подавляющем большинстве случаев прямой пуск асинхронных двигателей возможен. Нормальным способом пуска короткозамкнутых двигателей является прямой пуск, и нередко таким образом осуществляется пуск двигателей мощностью в тысячи киловатт.

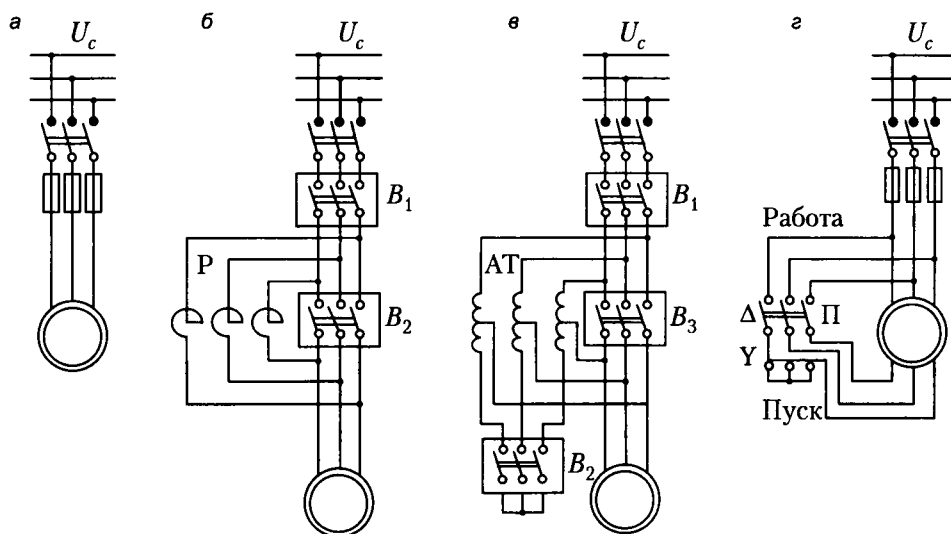


Рис. 8.1. Схемы способов пуска короткозамкнутых двигателей: а — прямой; б — реакторный; в — автотрансформаторный; г — с переключением со «звезды» на «треугольник»

Если по условиям падения напряжения в сети прямой пуск короткозамкнутого двигателя невозможен, применяются различные способы пуска двигателя при пониженном напряжении (рис. 8.1, б, в и г). Однако при этом пропорционально квадрату напряжения на зажимах обмотки статора двигателя понижается также пусковой момент, что является недостатком пуска при пониженном напряжении. Поэтому эти способы пуска применимы, когда возможен пуск двигателя на холостом ходу или под неполной нагрузкой. Необходимость пуска при пониженном напряжении встречается чаще всего у мощных высоковольтных двигателей.

Реакторный пуск. Осуществляется согласно схеме, приведенной на рис. 8.1, б. Сначала включается выключатель B_1 , и двигатель получает питание через трехфазный реактор (реактивную или индуктивную катушку) P , сопротивление которого x_p ограничивает величину пускового тока. По достижении нормальной частоты вращения включается выключатель B_2 , который шунтирует реактор, в результате чего на двигатель подается нормальное напряжение сети.

Пусковые реакторы строятся обычно с ферромагнитным сердечником и рассчитываются по нагреву только на кратковременную работу, что позволяет снизить

их массу и стоимость. В весьма мощных двигателях применяются также реакторы без ферромагнитного сердечника с обмотками, укрепленными на бетонном каркасе. Выключатель B_1 выбирается на такую отключающую мощность, которая позволяет отключить двигатель при глухом коротком замыкании за выключателем, а выключатель B_2 может иметь низкую отключающую мощность.

Если составляющие сопротивления короткого замыкания двигателя равны r_k и x_k , то начальный пусковой ток при прямом пуске

$$I_{п.п} = \frac{U_n}{\sqrt{r_k^2 + x_k^2}},$$

а при реакторном пуске (активным сопротивлением реактора пренебрегают)

$$I_{п.р} = \frac{U_n}{\sqrt{r_k^2 + (x_k + x_p)^2}}.$$

Следовательно, при реакторном пуске начальный пусковой ток уменьшается

$$\text{в } \frac{I_{п.п}}{I_{п.р}} = \sqrt{\frac{r_k^2 + (x_k + x_p)^2}{r_k^2 + x_k^2}} \quad (8.1)$$

раз. Во столько же раз уменьшается напряжение на зажимах двигателя в начальный момент пуска. Начальный пусковой момент при реакторном пуске $M_{п.р}$ уменьшается по сравнению с моментом при прямом пуске $M_{п.п}$ в

$$\frac{M_{п.п}}{M_{п.р}} = \frac{r_k^2 + (x_k + x_p)^2}{r_k^2 + x_k^2} \text{ раз.} \quad (8.2)$$

Автотрансформаторный пуск. Осуществляется по схемам, приведенным на рис. 8.1, в и 8.2, а и б, в следующем порядке. Сначала включаются выключатели B_1 и B_2 , и на двигатель через автотрансформатор АТ подается пониженное напряжение. По достижении двигателем определенной частоты вращения вы-

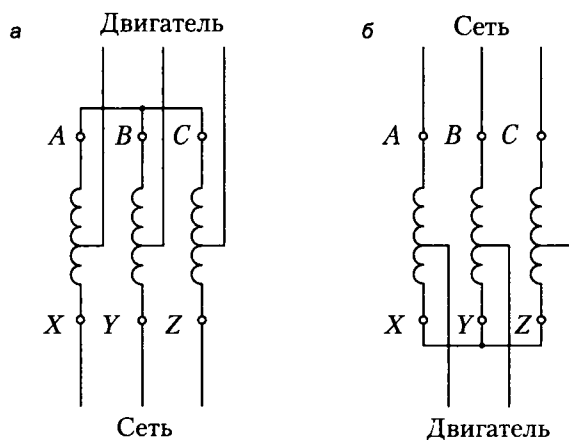


Рис. 8.2. Схемы включения пусковых автотрансформаторов: а — прямая; б — обратная

ключатель B_2 отключается, и двигатель получает питание через часть обмотки автотрансформатора АТ, который в этом случае работает как реактор. Наконец включается выключатель B_3 , в результате чего двигатель получает полное напряжение.

Выключатель B_1 должен быть рассчитан на отключающую мощность при коротком замыкании, а выключатели B_2 и B_3 могут иметь меньшие отключающие мощности. Пусковые автотрансформаторы рассчитываются на кратковременную работу.

Если пусковой автотрансформатор понижает пусковое напряжение двигателя в $k_{ат}$ раз, то пусковой ток в двигателе или на стороне низкого напряжения трансформатора $I_{п.д}$ уменьшается также в $k_{ат}$ раз, а пусковой ток на стороне высокого напряжения автотрансформатора или в сети $I_{п.с}$ уменьшается в $k_{ат}^2$ раз. Пусковой момент $M_{п.р}$, пропорциональный напряжению на зажимах двигателя, уменьшается также в $k_{ат}^2$ раз.

Таким образом, из-за разницы в величинах $I_{п.с}$ и $I_{п.д}$ ($I_{п.с} < I_{п.д}$) автотрансформаторный пуск оказывается более благоприятным для сети, чем реакторный, если сравнение пусков производится при одинаковых $M_{п.}$. Если же сравнивать условия пуска при одинаковых значениях $I_{п.с}$, то пусковой момент $M_{п.ат}$ при автотрансформаторном пуске будет в $k_{ат}^2$ раз больше, чем при реакторном.

Однако это преимущество автотрансформаторного пуска достигается ценой значительного усложнения и удорожания пусковой аппаратуры. Поэтому автотрансформаторный пуск применяется реже реакторного, при более тяжелых условиях, когда реакторный пуск не обеспечивает необходимого пускового момента.

Пуск переключением «звезда» — «треугольник» (см. рис. 8.1, з) может применяться в случаях, когда выведены все шесть концов обмотки статора и двигатель нормально работает с соединением обмотки статора в «треугольник», например, когда двигатель на 380/220 В, с соединением обмоток Y/Δ работает от сети 220 В. В этом случае при пуске обмотка статора включается в «звезду» (нижнее положение переключателя П), а при достижении нормальной частоты вращения переключается в «треугольник» (верхнее положение переключателя П). При таком способе пуска по сравнению с прямым пуском при соединении обмотки в «треугольник» напряжение фаз обмоток уменьшается в $\sqrt{3}$ раз, пусковой момент уменьшается в $(\sqrt{3})^2 = 3$ раза, пусковой ток в фазах обмотки уменьшается в $\sqrt{3}$ раз, а в сети — в $\sqrt{3} \cdot \sqrt{3} = 3$ раза. Таким образом, рассматриваемый способ пуска равноценен автотрансформаторному пуску при $k_{ат} = \sqrt{3}$.

Недостатком этого способа пуска по сравнению с реакторным и автотрансформаторным является то, что при пусковых переключениях цепь двигателя разрывается, а это связано с возникновением коммутационных перенапряжений. Этот способ ранее широко применялся при пуске низковольтных двигателей, однако с увеличением мощности сетей потерял свое прежнее значение и в настоящее время используется довольно редко.

Пуск двигателя с фазным ротором с помощью пускового реостата. Двигатели с фазным ротором применяются значительно реже короткозамкнутых. Они используются в следующих случаях:

- 1) когда короткозамкнутые двигатели неприемлемы по условиям регулирования их частоты вращения;
- 2) когда статический момент сопротивления на валу при пуске $M_{ст}$ велик, и поэтому короткозамкнутый асинхронный двигатель с пуском при пониженном напряжении неприемлем, а прямой пуск такого двигателя недопустим по условиям воздействия больших пусковых токов на сеть;
- 3) когда приводимые в движение массы настолько велики, что выделяемая во вторичной цепи двигателя тепловая энергия вызывает недопустимый нагрев обмотки ротора короткозамкнутого двигателя.

Пуск фазных двигателей производится с помощью пускового реостата в цепи ротора. Применяются проволочные, с литыми чугунными элементами, а также жидкостные реостаты. По условиям нагрева реостаты рассчитываются на кратковременную работу. Сопротивления металлических реостатов для охлаждения обычно помещают в бак с трансформаторным маслом. Металлические реостаты являются ступенчатыми, а переключение с одной ступени на другую осуществляется либо вручную, с помощью рукоятки контроллера, существенным элементом которого является вал с укрепленными на нем контактами, либо же автоматически (в автоматизированных установках), с помощью контакторов или контроллера с электрическим приводом. Жидкостный реостат представляет собой сосуд с электролитом (например, водным раствором соды или поваренной соли), в который опущены электроды. Сопротивление реостата регулируется изменением глубины погружения электродов.

Рассмотрим пуск фазного двигателя с помощью ступенчатого металлического реостата (рис. 8.3), управляемого контакторами K .

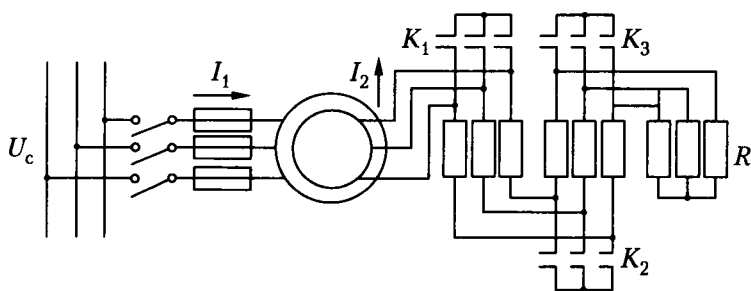


Рис. 8.3. Схема пуска асинхронного двигателя с помощью пускового реостата

Перед пуском щетки должны быть опущены на контактные кольца ротора, а все ступени реостата включены. Далее в процессе пуска поочередно включаются контакторы K_3 , K_2 , K_1 . Характеристики вращающего момента двигателя $M = f(s)$ и вторичного тока $I_2 = f(s)$ при работе на разных ступенях реостата изображены на рис. 8.4, а и б соответственно.

Предположим, что сопротивления ступеней пускового реостата и интервалы времени переключения ступеней подобраны так, что момент двигателя M при пуске меняется в пределах от некоторого M_{max} до некоторого M_{min} и при включении

в сеть $M_{\Pi} = M_{\max} > M_{\text{ст}}$ (кривая 3 на рис. 8.4, а). В начале пуска двигатель работает по характеристике 3, ротор приходит во вращение, скольжение s начинает уменьшаться, и при $s = s_3$, когда $M = M_{\min}$, производится переключение реостата на ступень 2. При этом двигатель будет работать по характеристике 2, и при дальнейшем разбеге двигателя скольжение уменьшится от $s = s_3$ до $s = s_2$, а момент — от значения $M = M_{\max}$ до $M = M_{\min}$. Затем производится переключение на ступень 1 и т. д. После выключения последней ступени реостата двигатель переходит на работу по естественной характеристике 0 и достигает установившейся частоты вращения.

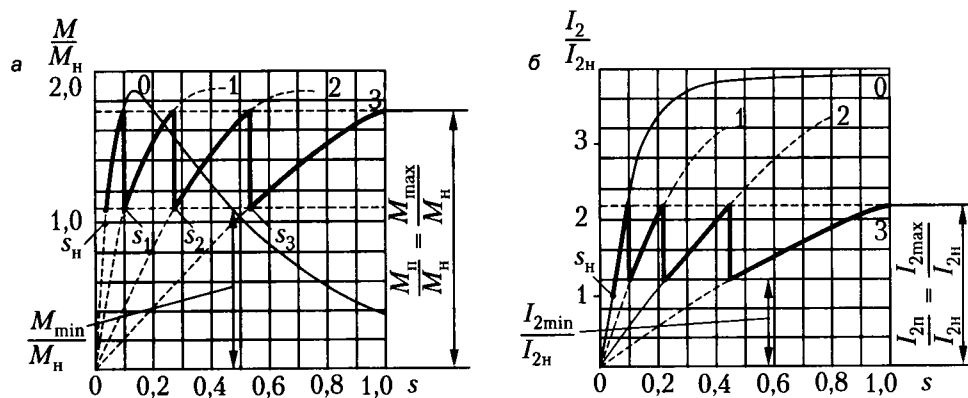


Рис. 8.4. Последовательные изменения при реостатном пуске асинхронного двигателя: а — вращающего момента; б — тока

При наличии у двигателя короткозамыкающего механизма после окончания пуска щетки с помощью этого механизма поднимаются с контактных колец и кольца замыкаются накоротко, а реостат возвращается в пусковое положение. Тем самым пусковая аппаратура приводится в готовность к следующему пуску. Необходимо отметить, что дистанционное управление короткозамыкающим механизмом контактных колец сложно осуществить — это затрудняет автоматическое управление двигателем.

Пусковые характеристики асинхронного двигателя при реостатном пуске наиболее благоприятны, так как высокие значения моментов достигаются при невысоких значениях пусковых токов.

Самозапуск асинхронных двигателей. В электрических сетях в результате коротких замыканий случаются кратковременные, длительностью до нескольких секунд, значительные понижения напряжения или перерывы питания. Включенные в сеть асинхронные двигатели при этом начинают затормаживаться и чаще всего полностью останавливаются. При восстановлении напряжения начинается одновременный самозапуск не отключившихся от сети двигателей. Он способствует быстрейшему восстановлению нормальной работы производственных механизмов и поэтому целесообразен, а в ряде случаев даже чрезвычайно желателен. Однако одновременный самозапуск большого количества асинхронных двигателей загружает сеть весьма большими токами, что вызывает в ней большие паде-

ния напряжения и задерживает процесс восстановления нормального напряжения. Время самозапуска двигателей при этом увеличивается, а в ряде случаев пусковой момент недостаточен для пуска двигателя. Кроме того, самозапуск отдельных двигателей в подобных условиях недопустим или невозможен (например, двигатели с фазным ротором с пуском с помощью реостата и короткозамкнутые двигатели с пуском с помощью реакторов и автотрансформаторов, не снабженные специальной автоматической аппаратурой для автоматического самозапуска). Поэтому целесообразно использовать возможность самозапуска только для двигателей наиболее ответственных производственных механизмов, а все остальные двигатели снабдить релейной защитой для их отключения от сети при глубоких падениях напряжения. Самозапуск широко применяется для асинхронных двигателей механизмов электрических станций.

8.2. Регулирование частоты вращения короткозамкнутых асинхронных двигателей

Общие положения. Частота вращения ротора асинхронного двигателя

$$n = n_1(1 - s). \quad (8.3)$$

Способы регулирования частоты вращения асинхронных двигателей, согласно выражению (8.3), можно подразделить на два класса:

- 1) регулирование частоты вращения первичного магнитного поля

$$n_1 = \frac{f_1}{p}, \quad (8.4)$$

что достигается либо регулированием первичной частоты f_1 , либо изменением числа пар полюсов p двигателя;

- 2) регулирование скольжения двигателя s при $n_1 = \text{const}$. В первом случае КПД двигателя остается высоким, а во втором случае КПД снижается тем больше, чем больше s , так как при этом мощность скольжения

$$P_s = sP_{\text{эм}} \quad (8.5)$$

теряется во вторичной цепи двигателя (мощность скольжения используется полезно только в каскадных установках — см. 8.3).

Рассмотрим основные способы регулирования частоты вращения.

Регулирование частоты вращения изменением первичной частоты (частотное регулирование) требует применения источников питания с регулируемой частотой (синхронные генераторы с переменной частотой вращения, ионные или полупроводниковые преобразователи частоты и др.). Поэтому этот способ регулирования используется главным образом в случаях, когда для целых групп двигателей необходимо повышать ($n > 3000$ об./мин) частоты вращения (например, ручной металлообрабатывающий инструмент, некоторые механизмы деревообрабатывающей промышленности и др.). С развитием полупроводниковых преобразователей частоты все более перспективным становится индивидуальное частотное регулирование частоты вращения двигателей.

Если пренебречь относительно небольшим падением напряжения в первичной цепи асинхронного двигателя, то

$$U_1 = E_1 = 4,44 f_1 w_1 k_{о61} \Phi_{\delta}. \quad (8.6)$$

Существенное изменение потока Φ_{δ} при регулировании n нежелательно, так как Φ_{δ} , превышающий нормальный, вызывает увеличение насыщения магнитной цепи и сильное увеличение намагничивающего тока, а уменьшение Φ_{δ} вызывает недоиспользование машины, уменьшение перегрузочной способности и увеличение тока I_2 при неизменном значении M . Поэтому в большинстве случаев целесообразно поддерживать $\Phi_{\delta} = \text{const}$. При этом из соотношения (8.6) следует, что одновременно с регулированием частоты необходимо пропорционально ей изменять напряжение, то есть поддерживать

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const}. \quad (8.7)$$

Отступление от этого правила целесообразно только в случаях, когда $M_{\text{ст}}$ быстро уменьшается с уменьшением n (например, в приводах вентиляторов, когда $M_{\text{ст}} \sim n^2$). В этом случае более быстрое уменьшение U_1 по сравнению с f_1 улучшает энергетические показатели двигателя ($\cos \varphi_1$ и КПД — см. 10.1), и в то же время уменьшение M_m с точки зрения перегрузочной способности не опасно.

Регулирование частоты вращения изменением числа пар полюсов p используется только для короткозамкнутых двигателей, так как при этом требуется изменять p только для обмотки статора. Изменять p можно двумя способами:

- 1) применением на статоре нескольких обмоток, которые уложены в общих пазах и имеют разные числа пар полюсов p ;
- 2) применением обмотки специального типа, которая позволяет получить различные значения p изменением (переключением) схемы соединений обмотки.

Предложено значительное количество различных схем обмоток с переключением числа полюсов, однако широкое распространение получили только некоторые. Применение нескольких обмоток невыгодно, так как при этом из-за ограниченного места в пазах сечение проводников каждой из обмоток нужно уменьшить, что приводит к снижению мощности двигателя. Использование обмоток с переключением числа полюсов вызывает усложнение коммутационной аппаратуры, в особенности если с помощью одной обмотки желают получить более двух частот вращения или две частоты вращения, отношение которых не равно двум.

Двигатели с изменением числа пар полюсов называются *многоскоростными*. Они обычно выпускаются на 2, 3 или 4 частоты вращения, причем двухскоростные двигатели изготавливаются с одной обмоткой на статоре и с переключением числа пар полюсов в отношении $p_2 : p_1 = 2 : 1$, трехскоростные двигатели — с двумя обмотками на статоре, из которых одна выполняется с переключением $p_2 : p_1 = 2 : 1$, четырехскоростные двигатели — с двумя обмотками на статоре, каждая из которых выполняется с переключением числа полюсов в отношении $2 : 1$.

Одним из возможных и широко применяемых способов переключения обмотки на различные числа полюсов является изменение направления тока в отдельных

ее ветвях. На рис. 8.5 приведена принципиальная схема с переключением фазной обмотки с соотношением чисел полюсов 1:2.

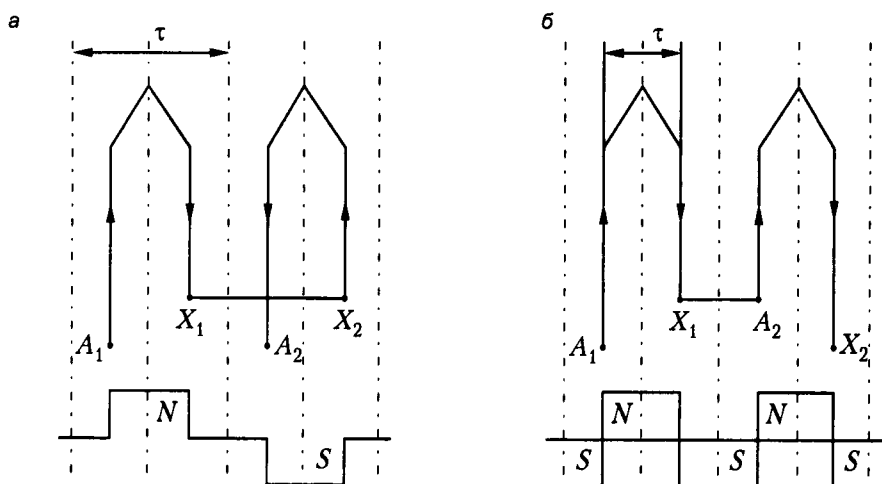


Рис. 8.5. Принципиальная схема переключения обмотки статора с соотношением чисел полюсов 1:2

Там же схематически показано распределение МДС, образуемое током обмотки. Видно, что при направлениях тока, показанных на рис. 8.5, а и б, образуется обмотка с числом полюсов, равным 2 и 4 соответственно. Следует иметь в виду, что подобные переключения производятся во всех фазах одновременно и что возможно не только последовательное, но и параллельное соединение отдельных частей фазной обмотки. При таких переключениях изменяются относительный шаг обмотки, а также структура магнитного поля якоря в воздушном зазоре. Это приводит к некоторому ухудшению энергетических показателей многоскоростных двигателей. Существующие схемы переключения обмоток позволяют обеспечить при переходе от одной частоты вращения к другой либо постоянство номинального вращающего момента, либо постоянство номинальной мощности.

Масса и стоимость многоскоростных двигателей несколько больше, чем те же характеристики нормальных асинхронных двигателей такой же мощности. Тем не менее, их использование — это лучший и наиболее широко применяемый способ регулирования частоты вращения короткозамкнутых двигателей.

Регулирование частоты вращения уменьшением напряжения. При уменьшении U_1 момент двигателя изменяется пропорционально U_1^2 и соответственно изменяются механические характеристики (рис. 8.6), в результате чего изменяются также значения рабочих скольжений $s_1, s_2, s_3, \dots$ при данном виде зависимости $M_{\text{ст}} = f(s)$. Очевидно, что регулирование s в этом случае возможно в пределах $0 < s < s_m$.

Для получения достаточно большого диапазона регулирования частоты вращения необходимо, чтобы активное сопротивление цепи ротора и, соответственно, s были довольно велики (рис. 8.6, б). Следует учитывать, что при повышенных

скольжениях во вторичной цепи увеличиваются потери, равные мощности скольжения P_s и вызывающие повышенный нагрев ротора.

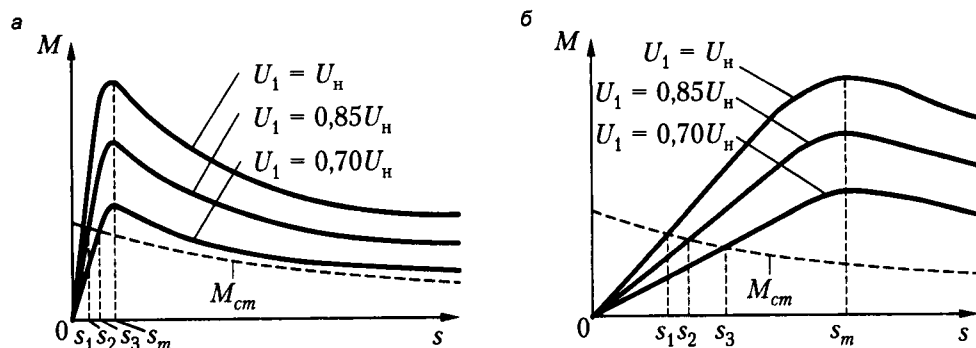


Рис. 8.6. Механические характеристики асинхронных двигателей при различных значениях первичного напряжения: а — при малых; б — при больших значениях активного сопротивления цепи ротора

Описываемый метод регулирования применяется также для двигателей с фазным ротором, причем в этом случае в цепь ротора включаются добавочные сопротивления.

В связи с пониженным КПД и трудностями регулирования напряжения рассматриваемый метод применяется только для двигателей малой мощности. При этом для регулирования U_1 можно использовать регулируемые автотрансформаторы или сопротивления, включенные последовательно в первичную цепь. В последние годы для этой цели все чаще применяют реакторы насыщения, регулируемые путем подмагничивания постоянным током (рис. 8.7).

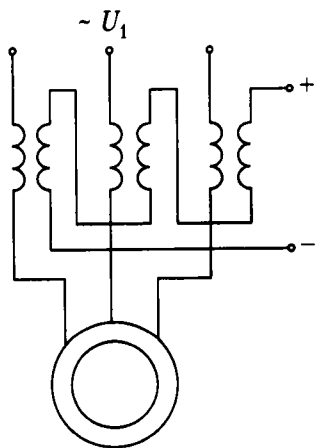


Рис. 8.7. Схема регулирования частоты вращения асинхронного двигателя с помощью реактора с подмагничиванием постоянным током

При изменении величины постоянного тока подмагничивания индуктивное сопротивление реактора изменяется, что приводит к изменению напряжения на

зажимах двигателя. Автоматическим регулированием тока подмагничивания можно расширить зону регулирования частоты вращения в область $s > s_m$ и получить при этом жесткие механические характеристики.

Импульсное регулирование частоты вращения (рис. 8.8) выполняется периодическим включением двигателя в сеть и отключением его от сети или периодическим шунтированием с помощью контактора K сопротивлений, включенных последовательно в цепь статора.

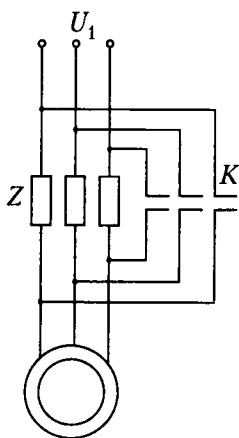


Рис. 8.8. Схема импульсного регулирования частоты вращения асинхронного двигателя

При этом двигатель постоянно находится в переходном режиме ускорения или замедления частоты вращения ротора и в зависимости от частоты и продолжительности импульсов работает с некоторой средней постоянной частотой вращения. Подобное регулирование частоты вращения сопряжено со значительным ухудшением энергетических показателей и применяется только для двигателей очень малой мощности ($P_n < 30...50$ Вт).

8.3. Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей с фазным ротором

Для фазных двигателей можно, в принципе, использовать те же способы регулирования частоты вращения, что и для короткозамкнутых двигателей. Однако на практике применяется иногда только способ регулирования частоты вращения с помощью реакторов насыщения. Далее рассмотрим способы регулирования частоты вращения, которые специфичны для двигателей с фазным ротором и в которых используется возможность включения регулирующих устройств во вторичную цепь.

Регулирование частоты вращения с помощью реостата в цепи ротора производится по той же схеме, что и реостатный пуск фазного двигателя (см. рис. 8.3), но реостат при этом должен быть рассчитан на длительную работу. При увеличении активного сопротивления вторичной цепи вид механической характе-

ристики двигателя изменяется (см. рис. 8.4, а): характеристика становится более мягкой и скольжение двигателя при том же моменте нагрузки $M_{\text{ст}}$ увеличивается.

При $M_{\text{ст}} = \text{const}$ рабочее скольжение s с большей точностью пропорционально s_m и, следовательно, активному сопротивлению цепи ротора. Поэтому скольжения s и s' , соответствующие случаям $r_d = 0$ и $r_d \neq 0$, находятся в соотношении

$$\frac{s'}{s} = \frac{r_d + r_2}{r_2},$$

откуда значение r_d , необходимое для получения скольжения s' ,

$$r_d = \left(\frac{s'}{s} - 1 \right) r_2. \quad (8.8)$$

Рассматриваемый способ регулирования частоты вращения связан со значительными потерями энергии в сопротивлении r_d и поэтому малоэкономичен. Он применяется главным образом при кратковременной или повторно кратковременной работе (например, пусконаладочные режимы некоторых машин, крановые устройства и пр.), а также в приводах с вентиляторным моментом. В последнем случае мощность на валу с уменьшением частоты вращения быстро снижается, и поэтому мощность скольжения и потери в цепи ротора ограничены.

К недостаткам реостатного регулирования частоты вращения относятся также мягкость механических характеристик и зависимость диапазона регулирования от нагрузки. В частности, регулирование частоты вращения на холостом ходу практически невозможно.

Регулирование частоты вращения введением добавочной ЭДС во вторичную цепь двигателя. Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя путем увеличения его скольжения всегда связано с выделением во вторичной цепи двигателя значительной электрической мощности скольжения

$$P_s = sP_{\text{эм}},$$

которая при реостатном регулировании почти целиком теряется в реостате. Естественно, что эту мощность лучше использовать полезно, повышая КПД установки. Полезно использовать мощность скольжения можно, если вместо реостата подключить к контактным кольцам фазного двигателя приемник электрической энергии в виде подходящей для этих целей вспомогательной электрической машины. Эта вспомогательная машина может быть и источником электрической энергии как возбудитель асинхронной машины со стороны ротора. В связи с этим рассмотрим вопрос о влиянии на работу фазного асинхронного двигателя внешней добавочной ЭДС E_d , вводимой во вторичную цепь двигателя с помощью его контактных колец, при условии, что частота этой добавочной ЭДС всегда равна частоте вторичного тока и частоте ЭДС $f_2 = sf_1$ самого двигателя.

Предположим, что асинхронный двигатель с фазным ротором работает при условии, что U_1 , f_1 и M_2 постоянны. Полагая в порядке допущения, что $\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$, можно считать, что поток Φ_δ также постоянен, а комплекс $\dot{\Phi}_\delta$ отстает от $\dot{U}_1$ на $\pi/2$.

Ток в цепи ротора I_2 в соответствии с (6.18) равен

$$\dot{I}_2 = \frac{s\dot{E}_2}{r_2 + jsx_{\sigma 2}} \text{ или } I_2 = \frac{sE_2}{\sqrt{r_2^2 + (sx_{\sigma 2})^2}}.$$

Учтем, что в режимах работы с $s < s_m$ величина $r_2 \gg sx_{\sigma 2}$. В таких условиях комплексы $s\dot{E}_2$ и $\dot{I}_2$ можно считать совпадающими. Векторную диаграмму для $\dot{U}_1$, $\dot{I}_2$ и $s\dot{E}_2$ можно представить так, как показано на рис. 8.9, а.

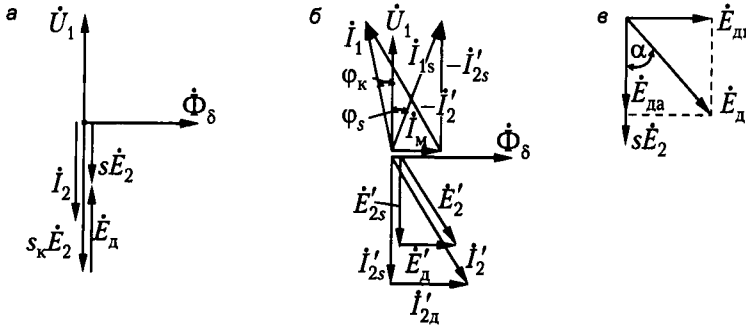


Рис. 8.9. Упрощенные векторные диаграммы асинхронного двигателя при введении в цепь ротора добавочной ЭДС E_d

Введем в цепь ротора добавочную ЭДС E_d (частоты скольжения), направленную встречно ЭДС sE_2 . Поскольку в этом случае результирующая ЭДС в цепи ротора уменьшится до величины $sE_2 - E_d$, то и ток $I_2 = \frac{sE_2 - E_d}{r_2}$ уменьшится

в $\frac{sE_2 - E_d}{sE_2}$ раз. При этом электромагнитный момент $M_{эм} = c_m I_2 \Phi_\delta$ уменьшится

в таком же отношении. В связи с этим нарушится баланс моментов $M_2 - M_{эм} > 0$ в пользу статического момента на валу ($M_2 = \text{const}$).

В итоге частота вращения двигателя начнет уменьшаться до тех пор, пока ток ротора I_2 , а значит, и $M_{эм}$ не достигнут своих прежних значений. Установятся новые значения скольжения s_k и ЭДС ротора $s_k E_2$, соответствующие новому (после введения E_d) установившемуся режиму.

Из равенства токов ротора в исходном $I_2 = \frac{sE_2}{r_2}$ и новом $I_2 = \frac{s_k E_2 - E_d}{r_2}$ режимах найдем:

$$s_k = s + \frac{E_d}{E_2}. \quad (8.9)$$

Очевидно, что если ввести добавочную ЭДС $\dot{E}_d$ согласно с основной ЭДС $s\dot{E}_2$, то скорость увеличится, а скольжение уменьшится.

В общем случае можно считать, что

$$s_k = s \pm \frac{E_d}{E_2}, \quad (8.10)$$

где знак «+» соответствует встречному, а «-» — согласному включению добавочной ЭДС E_d .

Таким образом, введением добавочной ЭДС в цепь ротора асинхронного двигателя можно регулировать его частоту вращения как на понижение, так и на повышение.

Введением добавочной ЭДС в цепь ротора асинхронной машины можно также регулировать коэффициент мощности $\cos \varphi_1$. Физика такого регулирования иллюстрируется векторной диаграммой, приведенной на рис. 8.9, б. Диаграмма эта соответствует таким же условиям режима, как и на рис. 8.9, а.

Здесь рассмотрен случай, когда фазовый угол сдвига дополнительной ЭДС $\dot{E}_d$ по отношению к основной ЭДС $s\dot{E}_2'$ составляет $\pi/2$ радиан. (Напомним, что поскольку на этой векторной диаграмме изображаются электромагнитные величины первичной и вторичной обмоток, то все величины, относящиеся к обмотке ротора, предварительно приводятся к обмотке статора.) Видно, что при таком введении ЭДС E_d в цепи ротора помимо тока $\dot{I}_{2s}'$, обусловленного основной ЭДС $s\dot{E}_2'$, возникает реактивная составляющая $\dot{I}_{2d}'$, обусловленная вводимой ЭДС. В рассматриваемом случае эта составляющая будет емкостной. Поэтому в токе статора изменится нагрузочный ток $-\dot{I}_2'$ за счет ее реактивной, в данном случае емкостной составляющей. В результате изменяются величина тока I_1 и $\cos \varphi_1$. В рассматриваемом случае новое значение угла сдвига φ_k между $\dot{U}_1$ и $\dot{I}_1$ после введения добавочной ЭДС оказывается меньше нуля. Следовательно, двигатель уже не потребляет, а генерирует в сеть реактивную мощность. Намагничивание, то есть возбуждение, двигателя происходит со стороны ротора от источника дополнительной ЭДС $\dot{E}_d$. Очевидно также, что если дополнительную ЭДС $\dot{E}_d$ вводить в цепь ротора под некоторым углом α к ЭДС $s\dot{E}_2'$ (см. рис. 8.9, в), то можно одновременно регулировать и частоту вращения двигателя через составляющую $\dot{E}_{da}$, и коэффициент мощности $\cos \varphi_1$.

Рассмотренный способ регулирования частоты вращения асинхронного двигателя с фазным ротором весьма экономичен и обеспечивает широкий диапазон регулирования. Трудности, которые при этом возникают, обусловлены главным образом способом получения регулируемого добавочного напряжения частоты скольжения. Такое напряжение, в частности, можно получить на базе коллекторного преобразователя частоты, что и было реализовано в двигателе Шраге—Рихтера.

Глава 9

Асинхронные короткозамкнутые двигатели с улучшенными пусковыми характеристиками

9.1. Глубокопазные двигатели

Устройство и принцип работы. В предыдущих главах мы выяснили, что для достижения хорошего КПД асинхронные двигатели должны иметь малое скольжение ($s_n \approx 0,02...0,05$), в соответствии с чем активное сопротивление обмоток ротора r_2 должно быть довольно мало. Однако пусковой момент двигателя с таким сопротивлением обмотки ротора будет значительно меньше номинального. Это исключает возможность пуска таких короткозамкнутых двигателей под нагрузкой, а искажение кривой момента под воздействием высших гармоник поля может вызвать затруднения даже при пуске с небольшой нагрузкой. Для получения достаточного пускового момента необходимо увеличить r_2 . Задачу создания таких короткозамкнутых асинхронных двигателей, у которых активное сопротивление обмотки ротора при пуске довольно велико и уменьшается при переходе к нормальному режиму работы, решают с использованием эффекта вытеснения тока в обмотке ротора, применяя обмотку специальной конструкции.

Одной из разновидностей таких двигателей являются двигатели с глубокими пазами на роторе (рис. 9.1, а) и высокими (30...60 мм) стержнями «белчьей клетки». Вытеснение тока в стержнях «клетки» происходит в результате действия ЭДС, индуцируемых пазовыми потоками рассеяния Φ_σ .

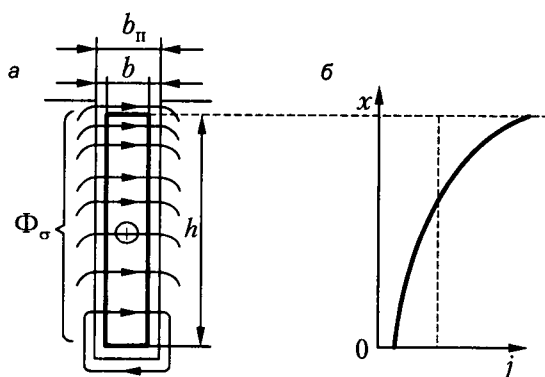


Рис. 9.1. Глубокопазный двигатель: а — форма паза ротора; б — распределение плотности тока j в стержне при пуске

Можно представить себе, что стержень (рис. 9.1, а) состоит из множества волокон, включенных параллельно. Нижние волокна охватываются большим, а верхние волокна — малым количеством линий потока Φ_σ . При пуске, когда частота в роторе

велика ($f_2 = f_1$), в нижних волокнах стержня индуцируется большая ЭДС самоиндукции, чем в верхних, и плотность тока распределяется по высоте проводника весьма неравномерно (рис. 9.1, б). Можно также сказать, что такое неравномерное распределение тока обусловлено тем, что нижние волокна стержня имеют большее индуктивное сопротивление, чем верхние. Таким образом, ток в стержне вытесняется по направлению к воздушному зазору, что, в сущности, и есть проявление поверхностного эффекта в проводниках, утопленных в ферромагнитную среду.

Под влиянием вытеснения тока, или поверхностного эффекта, активное сопротивление стержня при пуске двигателя становится большим. Несколько упрощенно можно представить себе, что при пуске работает только верхняя часть стержня и его рабочее сечение уменьшается. Одновременно при вытеснении тока уменьшается также индуктивное сопротивление рассеяния стержня, так как поток Φ_σ в нижней части стержня вследствие уменьшения в ней тока ослабляется. В результате увеличения при пуске активного сопротивления стержня $r_{ст}$ и уменьшения его сопротивления рассеяния $x_{ост}$ при пуске уменьшается угол сдвига фаз ψ_2 между ЭДС стержня, индуцируемой вращающимся полем, и током стержня, что и приводит к увеличению пускового момента.

По мере разбега двигателя при его пуске частота тока в роторе уменьшается и по достижении номинальной частоты вращения становится весьма малой ($f_2 = s_n f_1 \leq 1 \dots 3$ Гц). При этом ЭДС, индуцируемые потоком Φ_σ , становятся малыми, явление вытеснения тока практически исчезает и ток распределяется равномерно по сечению стержня. Активное сопротивление стержня при этом становится малым, и двигатель работает с хорошим КПД.

Параметры «беличьей клетки». Вытеснение тока происходит практически только в той части обмотки ротора, которая расположена в пазах, поэтому выражения для активного сопротивления ротора r'_2 и его индуктивного сопротивления рассеяния $x'_{\sigma 2}$ можно представить в виде

$$\begin{cases} r'_2 = k_r r'_{2п} + r'_{2л}; \\ x'_{\sigma 2} = k_x x'_{\sigma 2п} + x'_{\sigma 2л}, \end{cases} \quad (9.1)$$

где $r'_{2п}$ и $x'_{\sigma 2п}$ — сопротивления пазовой части обмотки при равномерном распределении тока по сечению стержня; $r'_{2л}$, $x'_{\sigma 2л}$ — сопротивления лобовых частей обмотки; k_r , k_x — коэффициенты, учитывающие изменение сопротивлений под влиянием вытеснения тока. Отметим, что величины $x'_{\sigma 2п}$ и $x'_{\sigma 2л}$ в выражениях (9.1) соответствуют частоте $f_2 = f_1$.

Задачу о вытеснении тока в стержне глубокого паза впервые рассмотрел Ф. Эмде. Из решения задачи об эффекте вытеснения тока на основе методов теории электромагнитного поля следует, что

$$k_r = \xi \frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}; \quad k_x = \frac{3}{2\xi} \frac{\operatorname{sh} 2\xi - \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi + \cos 2\xi}, \quad (9.2)$$

где $\xi = \frac{h}{h_{np}}$; $h = \sqrt{\frac{2}{\mu\omega}}$ — эквивалентная глубина проникновения тока при поверхностном эффекте.

При $\xi > 2$ можно пренебречь тригонометрическими функциями по сравнению с гиперболическими в выражениях (9.2) и принять $sh2\xi \approx ch2\xi$. Тогда вместо (9.2) получим:

$$k_r \approx \xi; \quad k_x \approx \frac{3}{2\xi}. \quad (9.3)$$

Расчеты и опыт показывают, что влияние вытеснения тока при $f_1 = 50$ Гц в случае использования медных стержней начинает проявляться при $h > 1,0$ см, а при использовании алюминиевых стержней — при $h > 1,4$ см. Активное сопротивление медных стержней при $h = 5$ см и $f_1 = 50$ Гц во время пуска ($s = 1$) будет в $k_r = 5$ раз больше, а сопротивление рассеяния стержня в $1/k_x = 3,33$ раза меньше, чем в рабочем режиме.

Характеристики глубокопазного двигателя. Расчет характеристик глубокопазного двигателя производится так же, как и расчет характеристик обычного двигателя, то есть по схемам его замещения. При этом следует иметь в виду, что вторичные параметры такого двигателя являются функциями скольжения. КПД глубокопазных двигателей имеет такое же значение, как и КПД двигателей с фазным или короткозамкнутым ротором без проявления вытеснения тока. Однако $\cos \phi$ глубокопазных двигателей на 0,02...0,04 меньше, так как обмотка ротора вследствие глубокого ее утопления в сердечнике имеет повышенное сопротивление рассеяния. Из-за этого кратность максимального момента глубокопазных двигателей также несколько меньше, чем у прочих. В то же время у глубокопазных двигателей по сравнению с обычными кратность пускового момента больше, а кратность пускового тока меньше. Обычно у глубокопазных двигателей

$$k_n = \frac{M_n}{M_n} = 1,0-1,4; \quad k_{ni} = \frac{I_n}{I_n} = 4,5-6,0.$$

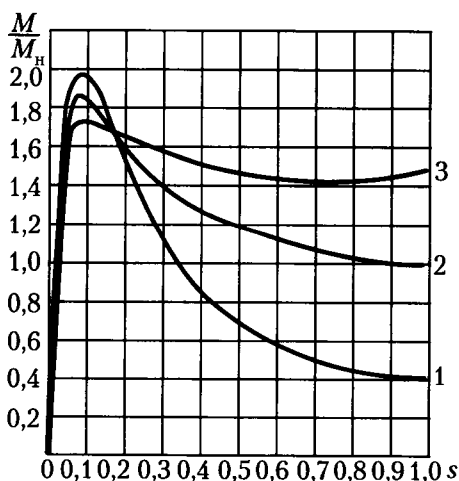


Рис. 9.2. Кривые моментов $M = f(s)$ асинхронных двигателей: 1 — без вытеснения тока в обмотке ротора; 2 — глубокопазного; 3 — двухклеточного

На рис. 9.2 изображены характерные кривые моментов $M = f(s)$ глубокопазного двигателя (кривая 2) и двигателя без вытеснения тока в обмотке ротора (кривая 1).

9.2. Двухклеточные двигатели

Устройство и принцип работы. Двухклеточные двигатели имеют на роторе две короткозамкнутые «беличьи клетки», одна из которых представляет собой так называемую *пусковую обмотку*, а вторая — *рабочую*. Рабочая обмотка выполняется из медных стержней и размещается в нижних частях пазов, а пусковая обмотка — из латунных или бронзовых стержней и располагается в верхних частях пазов, ближе к воздушному зазору (рис. 9.3, а).

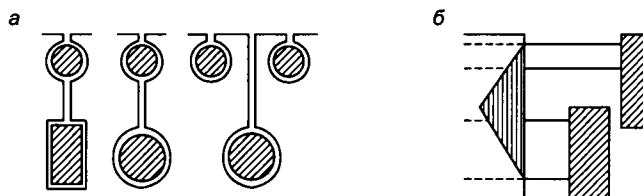


Рис. 9.3. Двухклеточный двигатель: а — пазы ротора; б — короткозамыкающие кольца ротора

Сечение стержней пусковой обмотки может быть несколько меньше, чем обычной. Однако сечение и теплостойкость стержней пусковой обмотки должны быть достаточно велики для того, чтобы предотвратить чрезмерный нагрев этой обмотки при пуске. Иногда рабочую и пусковую обмотки размещают в отдельных пазах (см. рис. 9.3, а, справа). По этой причине активное сопротивление пусковой обмотки r_n обычно в 2...4 раза больше активного сопротивления r_p рабочей обмотки. И наоборот, индуктивное сопротивление рассеяния пусковой обмотки $x_{\sigma n}$ в несколько раз меньше, чем $x_{\sigma p}$ рабочей обмотки, поскольку последняя утоплена глубоко в сталь сердечника ротора.

Вращающееся магнитное поле двигателя индуцирует в обеих обмотках ротора одинаковые ЭДС. При пуске вследствие большой частоты тока ротора индуктивное сопротивление рабочей обмотки довольно велико и значительно больше полного сопротивления пусковой обмотки. Поэтому при пуске нагружена током в основном только пусковая обмотка, и ввиду большого значения ее активного сопротивления двигатель развивает большой пусковой момент. При разбеге двигателя частота тока ротора уменьшается, и при нормальной частоте вращения ($s = 0,02...0,05$) индуктивные сопротивления рассеяния обмоток ротора будут в 20...50 раз меньше, чем при пуске. Поэтому в рабочем режиме активные сопротивления обмоток ротора значительно больше индуктивных, и их значения определяют полные сопротивления обмоток. Вследствие этого при работе двигателя полное сопротивление рабочей обмотки значительно меньше, чем полное сопротивление пусковой, в этом случае током нагружена главным образом рабочая обмотка. По причине малости активного сопротивления этой обмотки двигатель имеет хороший КПД. Таким образом, в двухклеточном двигателе при пуске

происходит вытеснение тока ротора по направлению к воздушному зазору, как и в глубокопазном двигателе.

В пусковой обмотке двухклеточного двигателя при тяжелых условиях пуска (большой маховой момент приводимого агрегата и пуск под нагрузкой) выделяется большое количество тепла, соответственно, эта обмотка удлиняется, в то время как рабочая обмотка при пуске остается холодной и не удлиняется. Поэтому во избежание нарушения сварных соединений стержней с торцовым короткозамыкающими кольцами стержни пусковой и рабочей обмоток присоединяются к разным кольцам (см. рис. 9.3, б).

Двухклеточные двигатели были предложены М. О. Доливо-Добровольским еще в 1893 г., однако широкое практическое применение их началось на 25–30 лет позднее.

Схема замещения и ее параметры. Двухклеточный двигатель имеет две вторичные обмотки, и поэтому его схема замещения (рис. 9.4) содержит, подобно схеме трехобмоточного трансформатора, две параллельно включенные вторичные цепи.

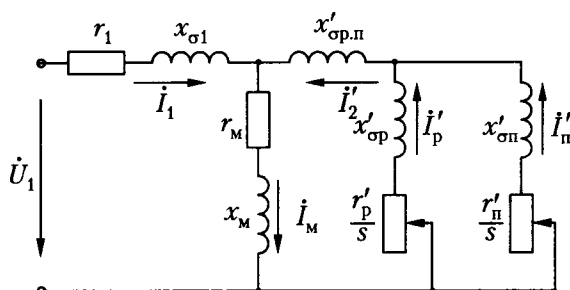


Рис. 9.4. Схема замещения двухклеточного двигателя

Каждая из вторичных цепей имеет собственные активные сопротивления ($r'_p, r'_п$) и индуктивные сопротивления рассеяния ($x'_{\sigma p}, x'_{\sigma п}$). Кроме того, обе эти цепи имеют общее индуктивное сопротивление рассеяния по отношению к первичной обмотке $x'_{\sigma p.п}$, которое обтекается суммой токов обеих вторичных обмоток

$$\dot{I}'_2 = \dot{I}'_p + \dot{I}'_п.$$

Наличие этого сопротивления объясняется тем, что при протекании тока в одной или обеих вторичных обмотках в верхней части паза создается общий пазовый поток рассеяния, сцепляющийся с обеими обмотками (рис. 9.5, а) и индуцирующий в каждой из них одинаковую ЭДС

$$\dot{E}'_{p.п} = -jx'_{\sigma p.п} (\dot{I}'_p + \dot{I}'_п), \quad (9.4)$$

пропорциональную сумме токов обеих вторичных обмоток. Этот поток является потоком рассеяния по отношению к первичной обмотке и потоком взаимной индукции по отношению к вторичным обмоткам.

Строгий в своей основе и удобный с практической точки зрения метод расчетно-теоретического определения параметров $x'_{\sigma p}$, $x'_{\sigma п}$ и $x'_{\sigma p.п}$ заключается в следующем. По картине пазового поля, создаваемого током рабочей обмотки (рис. 9.5, б),

находятся собственное потокоцепление стержня рабочей обмотки Ψ_p и взаимное потокоцепление со стержнем пусковой обмотки $\Psi_{п.р}$. Отношения

$$L_{\sigma p} = \frac{\Psi_p}{I_p}; \quad M_{\sigma п.р} = \frac{\Psi_{п.р}}{I_p}$$

определяют собственную индуктивность стержня рабочей обмотки $L_{\sigma п}$ и взаимную индуктивность стержней рабочей и пусковой обмоток $M_{\sigma п.п}$ от пазового поля.

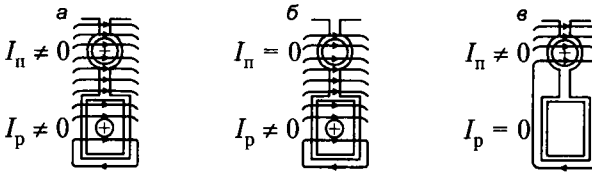


Рис. 9.5. Пазовые поля обмоток ротора двухклеточного двигателя

Аналогично, по картине поля, создаваемого током пусковой обмотки (рис. 9.5, в), находятся собственное потокоцепление пусковой обмотки $\Psi_{п}$ и взаимное потокоцепление стержней обеих обмоток $\Psi_{п.р}$, а также собственная индуктивность стержня пусковой обмотки

$$L_{\sigma п} = \frac{\Psi_{п}}{I_{п}}$$

и взаимная индуктивность стержней обеих обмоток

$$M_{\sigma п.п} = \frac{\Psi_{п.р}}{I_{п}}$$

от пазового поля.

Очевидно, что в силу принципа взаимности

$$M_{\sigma п.р} = M_{\sigma р.п}.$$

Индуктивности рассеяния стержней рабочей и пусковой обмоток равны, соответственно,

$$\begin{cases} L_p = L_{\sigma p} - M_{\sigma п.р}; \\ L_{п} = L_{\sigma п} - M_{\sigma п.р}. \end{cases} \quad (9.5)$$

Величины $L_{\sigma p}$, $L_{\sigma п}$ и $M_{\sigma п.р}$ можно рассчитать методом, аналогичным методу расчета пазового рассеяния. К величинам L_p , $L_{п}$ и $M_{\sigma п.р}$ необходимо прибавить соответствующие индуктивности от лобовых полей обмоток. Умножая найденные таким образом индуктивности на $\omega_1 = 2\pi f_1$ и на коэффициент приведения сопротивлений k , получим индуктивные сопротивления $x'_{\sigma p}$, $x'_{\sigma п}$ и $x'_{\sigma п.р}$ схемы замещения, приведенной на рис. 9.4.

Из схем, изображенных на рис. 9.5, б и в, следует, что пазовый поток пусковой обмотки значительно меньше пазового потока рабочей обмотки. Кроме того, из

рис. 9.5, в видно, что поток пусковой обмотки создает почти одинаковое потоко-сцепление с обеими обмотками, поэтому

$$L_{\text{сп}} \approx M_{\text{сп.р.}}$$

В соответствии с выражениями (9.5) $L_{\text{п}}$ мало

$$\text{и } L_{\text{р}} \ll L_{\text{п}}.$$

По этой причине также

$$x'_{\text{сп}} \gg x'_{\text{сп}},$$

и иногда при проектировании двухклеточных двигателей принимают

$$x'_{\text{сп}} \approx 0.$$

Что касается характеристик двухклеточного двигателя, то для значений КПД, $\cos \varphi$ максимального и пускового моментов и пускового тока в общем действительны замечания, сделанные в конце 9.1 в отношении глубокопазного двигателя. Необходимо, однако, отметить, что при проектировании двухклеточных двигателей имеется возможность варьировать в определенных пределах сечения и удельные сопротивления стержней отдельных клеток, а также глубину утопления рабочей клетки. В связи с этим кратности пусковых моментов и токов у двухклеточных двигателей могут изменяться в более широких пределах, чем у прочих. Обычно у двухклеточных двигателей

$$k_{\text{п}} = \frac{M_{\text{п}}}{M_{\text{н}}} = 1,2-2,0; k_{\text{м}} = \frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}} = 4,0-6,0.$$

Характерный вид зависимости $M = f(s)$ двухклеточного двигателя представлен на рис. 9.2 (кривая 3).

9.3. Другие разновидности асинхронных двигателей с вытеснением тока

Среди других конструктивных вариантов двигателей с вытеснением тока наряду с рассмотренными в 9.1 и 9.2 наибольшее распространение получили двигатели с колбовидной и трапециевидной формой пазов (рис. 9.6).

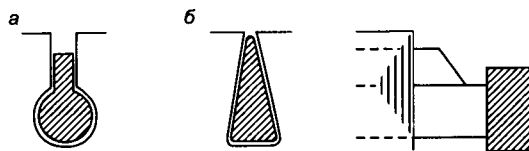


Рис. 9.6. Формы сечения стержней роторов: а — колбовидная; б — трапециевидная

Форма выполнения короткозамыкающих колец при колбовидной форме пазов показана на рис. 9.6, б. Утолщение нижней части стержней усиливает эффект изменения сопротивлений при вытеснении тока по сравнению с глубокопазным двигателем (см. рис. 9.1). Поэтому двигатели с пазами, изображенными на рис. 9.6, а

и б, приближаются по своим свойствам к двухклеточным двигателям. В то же время в технологическом отношении изготовление двигателей с такими пазами проще, чем двухклеточных. Наряду с двигателями с бутылочной формой паза для тяжелых условий пуска строятся также двухклеточные двигатели. Для двигателей с $P_n > 100$ кВт и $2p \geq 6$ обычно применяются роторы с глубокими пазами.

В короткозамкнутых двигателях с $2p = 2$ роторы часто приходится выполнять с круглыми пазами, так как небольшая высота ярма ротора не позволяет применять рассмотренные ранее формы пазов. В этом случае короткозамыкающие кольца на обоих торцах ротора охватываются массивными стальными кольцами. При пуске токи в короткозамыкающих кольцах индуцируют в стальных кольцах большие токи, и в этих кольцах возникают значительные потери. Это эквивалентно увеличению активного сопротивления вторичной обмотки, что приводит к увеличению пускового момента. В рабочем же режиме вследствие малой частоты токи, индуцируемые в стальных кольцах, незначительны. Поэтому такие двигатели по своим свойствам приближаются к глубокопазным.

В асинхронных двигателях мощностью 100 кВт и меньше обмотка ротора выполняется путем алюминиевой заливки. При этом с целью использования явления вытеснения тока и улучшения пусковых характеристик применяются вытянутые в радиальном направлении пазы различных форм (рис. 9.7), которые заливаются алюминием по всему сечению. Одновременно отливаются короткозамыкающие кольца с вентиляционными крылышками.

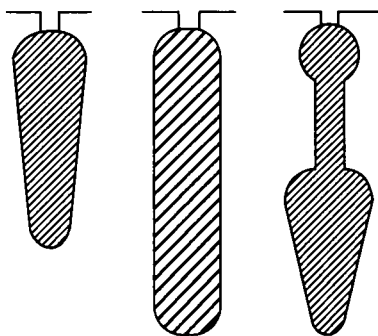


Рис. 9.7. Формы пазов роторов двигателей с заливкой алюминием

Учитывая все изложенное, отметим, что во всех короткозамкнутых асинхронных двигателях мощностью от 500...600 кВт и выше, как правило, используется явление вытеснения тока. В двигателях мощностью несколько десятков ватт и менее размеры пазов ротора получаются настолько малыми, что использование эффекта вытеснения тока в них обычно невозможно.

Глава 10

Специфические режимы работы асинхронных двигателей

10.1. Работа трехфазных асинхронных двигателей при анормальных условиях

В практике эксплуатации асинхронных двигателей, особенно подключенных к маломощным источникам питания, иногда возникают ситуации, когда двигатель вынужден работать в условиях, отличных от номинальных. Правоммерно ожидать, что в таких режимах интенсивность физических воздействий на конструктивные элементы машины может опасно отличаться от таковых при номинальных условиях работы. Оценим влияние некоторых ненормальных условий на работу асинхронного двигателя.

Изменение частоты. Частота сети f_1 может отличаться от номинальной f_n , в особенности в маломощных автономных энергетических установках (транспорт, лесоразработки, изолированные строительные объекты и пр.). Рассмотрим влияние изменения частоты на работу двигателя, когда $U_1 = U_{1н} = \text{const}$ и момент нагрузки на валу $M_{\text{ст}}$ равен или близок номинальному.

Если пренебречь падениями напряжения в первичной цепи, то

$$U_1 = 4,44 f_1 w_1 k_{\text{о61}} \Phi_{\delta}. \quad (10.1)$$

Отсюда следует, что при $U_1 = \text{const}$ изменение f_1 приводит к изменению потока двигателя Φ_{δ} . В то же время

$$M = k \Phi_{\delta} I_2 \cos \psi_2,$$

откуда следует, что при $M_{\text{ст}} = \text{const}$ изменение Φ_{δ} приводит к изменению вторичного тока I_2 и нагрузочной составляющей первичного тока.

По причине заметного насыщения магнитной цепи асинхронных двигателей уменьшение f_1 и соответствующее ему увеличение Φ_{δ} приводят к значительному увеличению намагничивающего тока I_m . Например, уменьшение f_1 на 10 % вызывает увеличение I_m на 20...30 %. Хотя при увеличении Φ_{δ} и $M_{\text{ст}} = \text{const}$ ток I_2 соответственно уменьшается, более значительное увеличение намагничивающего тока может вызвать общее увеличение первичного тока и перегрев первичной обмотки.

Увеличение f_1 и соответствующее ему уменьшение Φ_{δ} приводят к заметному уменьшению намагничивающего тока. При этом, однако, при $M_{\text{ст}} = \text{const}$ растет ток I_2 , что приводит к перегрузке током обмотки ротора, а при определенных условиях также и к перегрузке обмотки статора.

Таким образом, как уменьшение, так и увеличение частоты вызывает ухудшение условий работы асинхронных двигателей, работающих при нагрузках, близких к номинальным. Поэтому колебания частоты сети должны быть ограничены. По

ГОСТ двигатели должны отдавать номинальную мощность при отклонениях частоты от номинального значения до $\pm 5\%$.

Изменение напряжения при $f_1 = f_{1н}$ приводит, согласно равенству (10.1), к тем же последствиям, что и изменение частоты, с той лишь разницей, что уменьшение U_1 вызывает также уменьшение Φ_δ , и наоборот. Поэтому изменение U_1 при $f_1 = \text{const}$ и при нагрузках, близких к номинальным, тоже приводит к ухудшению условий работы асинхронных двигателей. По этой причине колебания U_1 также должны быть ограничены. На основании ГОСТ двигатели должны отдавать номинальную мощность при отклонениях напряжения сети от номинального в пределах от -5 до $+10\%$. При одновременном отклонении напряжения и частоты двигатели переменного тока, согласно ГОСТ, должны отдавать номинальную мощность, если сумма процентных значений этих отклонений без учета знаков не превосходит 10% .

Переключение обмоток слабо нагруженных асинхронных двигателей с «треугольника» на «звезду». Как было установлено ранее, при большой нагрузке асинхронного двигателя уменьшение напряжения на его зажимах приводит к перегрузке обмоток двигателя токами со всеми вытекающими отсюда последствиями (увеличение потерь, уменьшение КПД, перегрев обмоток). Однако если двигатель нагружен слабо, например, до $35\ldots 40\%$ от номинальной мощности, то уменьшение U_1 может привести к улучшению энергетических показателей двигателя. Действительно, намагничивающий ток I_m в результате уменьшения потока при этом весьма значительно уменьшается, и следовательно, коэффициент мощности заметно увеличивается. Уменьшаются пропорционально U_1^2 также магнитные потери. Хотя при $M_{ст} = \text{const}$ уменьшение U_1 будет вызывать соответствующее увеличение I'_2 , величина I'_2 у недогруженного двигателя может не превышать номинального значения. Нагрузочная составляющая I_1 увеличивается так же, как I'_2 , но из-за уменьшения I_m результирующее значение I_1 может даже уменьшиться. В результате действия указанных причин КПД двигателя может увеличиться.

По ряду причин некоторые асинхронные двигатели в условиях эксплуатации могут быть сильно недогруженными. Если обмотки статора таких двигателей нормально соединены в «треугольник», то для улучшения $\cos \varphi$ и КПД двигателей может оказаться целесообразным переключение их в «звезду». Напряжения фаз при этом уменьшатся в $\sqrt{3}$ раза, что вызовет уменьшение Φ_δ также в $\sqrt{3}$ раза, уменьшение I_m в $2\ldots 2,5$ раза и — при условии $M_{ст} = \text{const}$ — увеличение I'_2 в $\sqrt{3}$ раза. Если при этом КПД улучшится или даже останется неизменным, то для улучшения $\cos \varphi$ сети целесообразно переключить обмотки статора в «звезду». Нагрузка, значение которой становится ниже уровня, при котором такое переключение для данного двигателя целесообразно, должна быть установлена путем расчета или экспериментально. На рис. 10.1 в качестве иллюстрации к сказанному приведены характеристики двигателя на 28 кВт , 975 об./мин .

Из этих характеристик видно, что для улучшения $\cos \varphi$ переключение обмоток этого двигателя в «звезду» целесообразно при нагрузках ниже 40% от номинального значения, когда $\cos \varphi$ и η будут выше, чем при соединении в «треугольник».

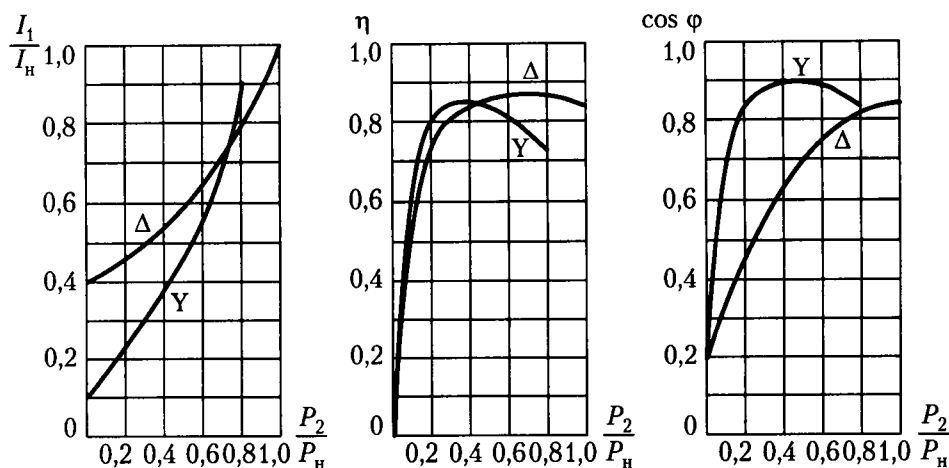


Рис. 10.1. Рабочие характеристики асинхронного двигателя (28 кВт, 975 об./мин) при соединениях фазных обмоток статора (слева направо) в «треугольник» и «звезду» и при напряжении сети, равном номинальному фазному напряжению двигателя

10.2. Несимметричные режимы работы асинхронных двигателей

Предварительные замечания. Несимметричные режимы работы асинхронных двигателей возникают в следующих случаях:

- 1) при искажении симметрии напряжений сети;
- 2) при несимметрии сопротивлений в цепях статора и ротора;
- 3) при несимметричной схеме соединений обмоток двигателя.

Такие режимы могут возникнуть в результате отклонения условий работы двигателя от нормальных, в частности, вследствие неисправностей и аварий. В ряде случаев несимметричные режимы используются для получения характеристик с особыми свойствами. Рассмотрим некоторые несимметричные режимы и будем полагать, что устройство асинхронной машины в целом и фаз ее обмоток в частности является симметричным.

Несимметричные режимы работы асинхронных машин целесообразно исследовать с помощью метода симметричных составляющих, пренебрегая насыщением и пользуясь методом наложения. Составляющие нулевой последовательности в токах обмоток асинхронных двигателей обычно не возникают, так как нулевые точки этих обмоток, если обмотки соединены в «звезду», обычно изолированы. Поэтому следует рассмотреть поведение асинхронных машин по отношению к прямой и обратной составляющим напряжений и токов.

Работа асинхронной машины при несимметрии приложенных напряжений. Пусть система трехфазных напряжений, приложенных к первичной обмотке асинхронной машины, несимметрична и содержит составляющие прямой (U_{11}) и обратной (U_{12}) последовательности. Все изложенное в предыдущих главах относилось к случаю асинхронной машины с напряжениями и токами прямой последо-

вательности. Повторим здесь вкратце полученные ранее результаты, введя дополнительный индекс 1 для обозначения величины прямой последовательности, а затем распространим эти результаты на напряжения и токи обратной последовательности (с дополнительным индексом 2).

Напряжения U_{11} вызывают в первичной цепи машины токи прямой последовательности I_{11} . Эти токи создают магнитное поле и поток прямой последовательности, которые вращаются с частотой

$$n_1 = \frac{f_1}{p} \quad (10.2)$$

и индуцируют токи прямой последовательности I_{21} во вторичной обмотке. Токи I_{11} и I_{21} создают общее магнитное поле прямой последовательности, вращающееся с частотой n_1 . Скольжение ротора относительно этого поля есть скольжение прямой последовательности

$$s_1 = s = \frac{n_1 - n}{n_1}, \quad (10.3)$$

где n — частота вращения ротора, положительная в случае, когда ротор вращается в сторону поля прямой последовательности.

Для системы токов и напряжений прямой последовательности действительна схема замещения (рис. 10.2, а), идентичная схеме замещения, приведенной на рис. 6.4, а. Эта схема позволяет рассчитать токи I_{11} и I'_{21} , если известны U_{11} и параметры машины.

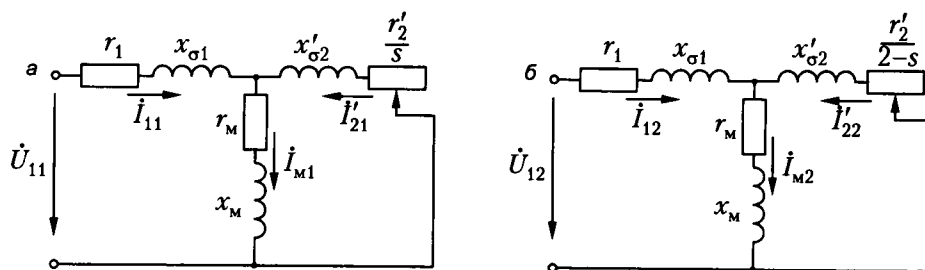


Рис. 10.2. Схемы замещения асинхронной машины для токов и напряжений:
а — прямой и б — обратной последовательности

Токи и поле прямой последовательности создают вращающий момент прямой последовательности

$$M_1 = \frac{p}{\omega_1} m_1 I_{21}'^2 \frac{r_2'}{s}. \quad (10.4)$$

Напряжения обратной последовательности U_{12} , приложенные к первичной обмотке, вызывают в ней токи обратной последовательности I_{12} . Токи I_{12} создают поле обратной последовательности, вращающееся с той же частотой, что и поле прямой последовательности, но в обратную сторону, так как эти токи имеют

обратное чередование фаз. Следовательно, частота вращения поля обратной последовательности

$$n_2 = -n_1 = -\frac{f_1}{p}. \quad (10.5)$$

Это поле индуцирует во вторичной цепи токи обратной последовательности I'_{22} . Токи I_{12} и I'_{22} создают общее магнитное поле обратной последовательности. Скольжение ротора относительно этого поля, или скольжение обратной последовательности,

$$s_2 = \frac{n_2 - n}{n_2} = \frac{-n_1 - n}{-n_1} = \frac{n_1 + n}{n_1}.$$

Определяя частоту вращения ротора через скольжение прямой последовательности

$$n = (1 - s)n_1, \quad (10.6)$$

получим:

$$s_2 = 2 - s. \quad (10.7)$$

Для системы токов и напряжений обратной последовательности действительна схема замещения (рис. 10.2, б), аналогичная схеме, приведенной на рис. 10.2, а, однако в ней вместо $s_1 = s$ скольжение $s_2 = 2 - s$.

Токи и поле обратной последовательности создают вращающий момент обратной последовательности

$$M_2 = -\frac{p}{\omega_1} m_1 I'^2_{22} \frac{r'_2}{s_2} = -\frac{p}{\omega_1} m_1 I'^2_{22} \frac{r'_2}{2-s}. \quad (10.8)$$

Знак «минус» здесь введен по той причине, что при $s_2 > 0$ момент M_2 действует в сторону вращения обратного поля и поэтому является отрицательным.

На ротор машины действует общий вращающий момент

$$M = M_1 + M_2 = \left(m_1 I'^2_{21} \frac{r'_2}{s} - m_1 I'^2_{22} \frac{r'_2}{2-s} \right) \frac{p}{\omega_1}. \quad (10.9)$$

Необходимо отметить, что, кроме моментов M_1 и M_2 , в результате взаимодействия токов обратной последовательности ротора с прямым полем и взаимодействия токов прямой последовательности ротора с обратным полем возникают добавочные составляющие вращающего момента. Однако эти добавочные моменты пульсируют с большой частотой, равной $2f_1$, и среднее значение их равно нулю, поэтому они практически не влияют на движение ротора. Вместе с тем в результате взаимодействия прямых и обратных полей возникают вибрационные радиальные силы частоты $2f_1$.

Следует также отметить, что в общем случае параметры вторичной цепи r'_2 и $x'_{\sigma 2}$ для токов прямой и обратной последовательности различны, так как частоты этих токов $f_{21} = sf_1$, $f_{22} = (2-s)f_1$ неодинаковы, и поэтому влияние вытеснения тока

неравенства сопротивлений отдельных фаз токи в фазах ротора будут неодинаковыми, и их можно разложить на токи прямой (I_{21}) и обратной (I_{22}) последовательности.

Токи прямой последовательности ротора I_{21} частоты sf_1 создают прямое поле, вращающееся синхронно с полем токов $I_1 = I_{11}$ статора, вследствие чего образуется результирующее, или общее, прямое поле двигателя. В результате взаимодействия этого поля с токами ротора I_{21} создается вращающий момент прямой последовательности M_1 , который имеет ту же природу, что и обычный момент двигателя при симметричном режиме работы.

Токи обратной последовательности ротора I_{22} также имеют частоту $f_2 = sf_1$ и создают поле, вращающееся с частотой

$$n_{2p} = sn_1$$

относительно ротора в обратном направлении. Сам ротор вращается с частотой

$$n = (1 - s)n_1$$

в прямом направлении, и поэтому частота вращения обратного поля ротора относительно статора

$$n_2 = n - n_{2p} = (1 - s)n_1 - sn_1 = (1 - 2s)n_1. \quad (10.10)$$

Это поле индуцирует в статоре токи I_{12} частоты

$$f_{2c} = (1 - 2s)f_1, \quad (10.11)$$

которые замыкаются через сеть и накладываются на токи I_{11} частоты f_1 . Так как в самой первичной сети нет напряжений и ЭДС частоты f_{2c} и сопротивление сети по отношению к сопротивлению обмоток двигателя мало, то можно считать, что обмотка статора по отношению к токам I_{12} замкнута накоротко.

Токи ротора I_{22} и статора I_{12} создают общее вращающееся поле, и при взаимодействии этого поля с током ротора I_{22} возникает действующий на ротор момент M_2 . Общий действующий на ротор вращающий момент

$$M = M_1 + M_2. \quad (10.12)$$

При скольжениях $0,5 < s < 1$, согласно равенству (10.10), имеем $n_2 < 0$, то есть обратное поле вращается относительно статора в отрицательном направлении. Однако создаваемый при этом момент M_2 действует в положительном направлении ($M_2 > 0$), в результате чего и сам ротор вращается против направления вращения поля. Эти явления вполне аналогичны явлениям в асинхронном двигателе с питанием со стороны ротора, когда движение ротора также происходит против направления поля. При скольжениях $0 < s < 0,5$ (см. выражение (10.10)) имеем $n_2 > 0$, то есть обратное поле вращается в положительном направлении, вследствие чего $M_2 < 0$. При $s = 0,5$ (см. выражение (10.10)) $n_2 = 0$, обратное поле неподвижно относительно статора, поэтому токи в статоре не индуцируются и $M_2 = 0$.

Характер кривой момента $M_2 = f(s)$ представлен на рис. 10.4, а. Там же показан характер кривой $M_1 = f(s)$ и $M = M_1 + M_2 = f(s)$. Кривая момента M_1 имеет в об-

ласти $s = 0,5$ провал из-за того, что при $s = 0,5$ ток $I_{12} = 0$ и размагничивающее действие токов I_{12} по отношению к полю токов ротора I_{22} отсутствует (режим «идеального холостого хода»), поэтому индуктивное сопротивление токам I_{22} велико, вследствие чего величины всех токов I_{22} , I_{21} и $I_1 = I_{11}$ при $s \approx 0,5$ уменьшаются.

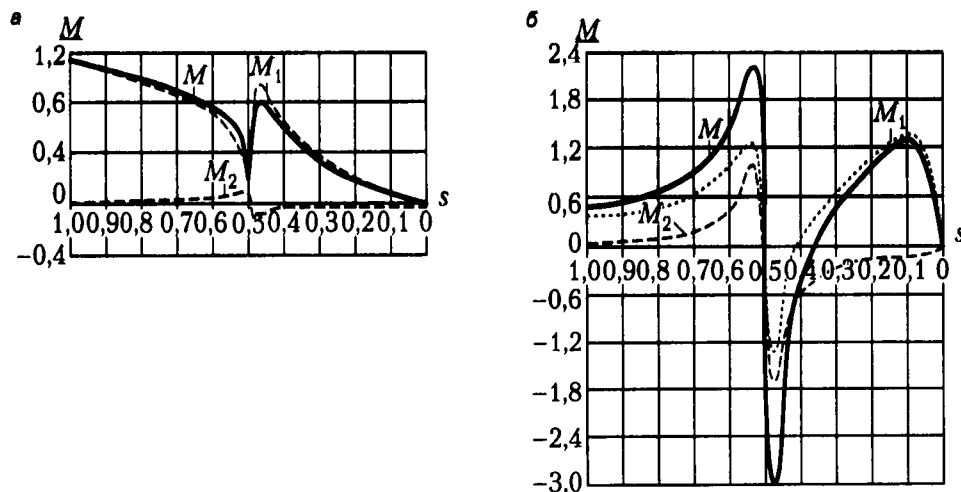


Рис. 10.4. Кривые вращающих моментов асинхронного двигателя: а — при несимметрии сопротивлений в фазах; б — при разрыве цепи одной фазы обмотки ротора

Сказанное ранее является причиной того, что кривая моментов $M = f(s)$ двигателя также имеет в области $s = 0,5$ провал. При значительной несимметрии сопротивлений вторичной цепи величина этого провала может оказаться настолько большой, что двигатель при пуске «застрянет» при частоте вращения $n \approx 0,5n_1$ и не достигнет нормальной частоты вращения. Токи обмоток при этом будут велики и опасны для двигателя. Если одна из трех фаз ротора имеет обрыв, то значение M в области $s = 0,5$ будет даже отрицательным (рис. 10.4, б), и двигатель не достигнет нормальной частоты вращения даже при пуске на холостом ходу. Такое явление впервые было описано Г. Гергесом в 1896 г. и называется *эффектом Гергеса*, или *эффектом одноосного включения*. При увеличении активных сопротивлений цепи ротора, например, с помощью реостата кривая момента при обрыве одной фазы цепи ротора становится более благоприятной.

10.3. Режимы холостого хода и короткого замыкания асинхронного двигателя

Определение эксплуатационных характеристик асинхронных двигателей, как уже говорилось, базируется в значительной степени на результатах расчета и анализа их схем замещения. Численные значения параметров этих схем могут быть определены как расчетным путем (единственно возможным для проектируемых машин), так и опытным, по результатам натурных испытаний конкретных машин.

Рассмотрим процедуры определения параметров схем замещения испытуемой машины по опытным данным.

Схема замещения асинхронной машины в электрическом отношении представляет собой пассивный четырехполюсник. Так что для опытного определения ее параметров достаточно произвести опыты для двух режимов — холостого хода и короткого замыкания. По характеристикам этих режимов можно не только определить параметры схемы замещения (подобно тому, как это делается для трансформатора), но и построить круговую диаграмму испытуемой машины.

Опыт и характеристики холостого хода. Опыт холостого хода производится при работе машины двигателем без нагрузки на валу. Измеряются первичная мощность холостого хода $P_{10} = P_0$ и ток холостого хода $I_{10} = I_0$ при различных значениях приложенного к обмотке статора напряжения U_1 . По этим данным рассчитывается $\cos \varphi_0$.

Под характеристиками холостого хода понимается совокупность зависимостей I_0 , P_0 , $\cos \varphi_0 = f(U_1)$. Вид этих характеристик представлен на рис. 10.5.

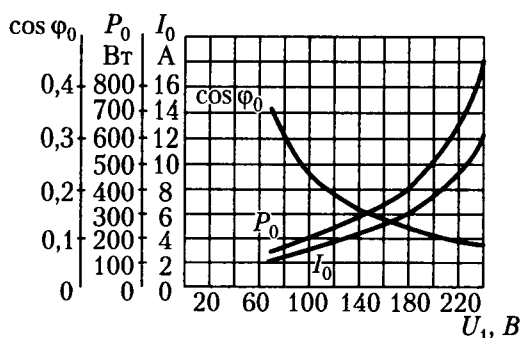


Рис. 10.5. Характеристики холостого хода асинхронного двигателя типа А 71–6 мощностью 14 кВт, 220/380 В, 51,0/29, 6 А, $\cos \varphi = 0,93$, КПД 87 %

Заметим, что при холостом ходе скольжение очень мало, а также очень малы ток ротора и обусловленные им электрические потери. Поэтому представленные характеристики реального холостого хода ($s \neq 0$) во многом аналогичны таковым для трансформатора. Полная аналогия электромагнитных процессов в режимах холостого хода трансформатора и асинхронного двигателя наблюдается при идеальном холостом ходе двигателя ($s = 0$), для которого и определяются параметры намагничивающего контура Г-образной схемы замещения асинхронной машины.

При определении электромагнитных параметров режима идеального холостого хода делается допущение, что токи реального и идеального холостого хода равны. Мощность же, потребляемая двигателем при идеальном холостом ходе (P_{00}), меньше таковой при реальном холостом ходе (P_0) на величину механических потерь $p_{мх}$. Чтобы определить P_{00} , надо предварительно выполнить разделение потерь при реальном холостом ходе двигателя, исходя из законов изменения их составляющих. Представим P_0 в виде

$$P_0 = p_{мх} + p_{мг} + p_{эл},$$

где

$$P_{\text{мх}} \approx \text{const}; p_{\text{эл1}} = 3I_0^2 r_1; p_{\text{мг}} = C_1 f_1^2 \Phi_{\delta}^2 \approx CU_1^2. \quad (10.13)$$

Вычитая из P_0 электрические потери в первичной обмотке $p_{\text{эл1}}$ для каждого значения U_1 , найдем:

$$P_0 - p_{\text{эл1}} = p_{\text{мг}} + p_{\text{мх}}. \quad (10.14)$$

Построив затем кривую $p_{\text{мг}} + p_{\text{мх}} = f(U_1^2)$, как показано на рис. 10.6, которая вследствие указанного в (10.13) характера изменения $p_{\text{мг}}$ и $p_{\text{мх}}$ представляет собой прямую линию, и продолжив ее до оси ординат, определим $p_{\text{мх}}$ и $p_{\text{мг}}$ для $U_1 = U_n$.

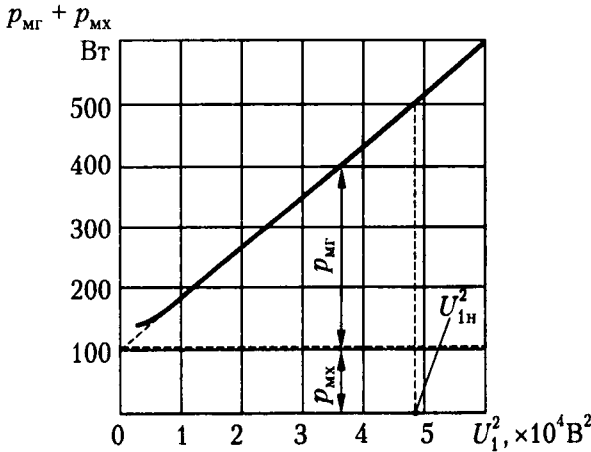


Рис. 10.6. Разделение магнитных и механических потерь асинхронного двигателя

Отметим, что при малых U_1 кривая $p_{\text{мг}} + p_{\text{мх}}$ (см. рис. 10.6) может отклоняться от прямой вверх, так как в этом случае механические потери составляют для двигателя относительно большую нагрузку и поэтому скольжение будет значительно увеличиваться. При этом становятся заметными потери в обмотке ротора, которые при указанных построениях принимаются равными нулю. Этот участок кривой при экстраполяции следует не принимать во внимание.

После разделения найдем:

$$P_{00\text{н}} = P_{0\text{н}} - p_{\text{мх}} \quad (10.15)$$

при $U_1 = U_n$ (см. рис. 10.6). По найденному значению $P_{00\text{н}}$ найдем далее параметры намагничивающего контура (см. 5.4):

$$r_1 + R_m = \frac{P_{00\text{н}}}{m_1 I_{0\text{н}}^2} \approx R_m; \quad (10.16a)$$

$$z_{\sigma 1} + z_m = \frac{U_1}{I_{0\text{н}}} \approx z_m; \quad (10.166)$$

$$x_{\sigma 1} + x_m = \sqrt{(z_{\sigma 1} + z_m)^2 - (r_1 + R_m)^2} \approx x_m. \quad (10.16b)$$

По данным опыта холостого хода асинхронного двигателя можно построить точку идеального (или синхронного) холостого хода на круговой диаграмме. Если на диаграмме (рис. 10.7) провести горизонтальную прямую OE на расстоянии $P_{0н} - p_{мх}$ (в масштабе мощности) от оси абсцисс и сделать засечку на этой прямой радиусом $O_1O = I_{0н}$, исходящим из точки O_1 (в масштабе тока), то точка O и будет точкой идеального хода.

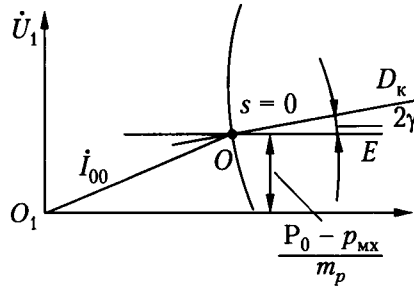


Рис. 10.7. Нахождение на круговой диаграмме точки $s = 0$

При построении точной круговой диаграммы можно также определить направление диаметра круга D_k , которое составляет с осью абсцисс угол 2γ (см. 6.5). Этот угол определяется из соотношения

$$\sin 2\gamma = \frac{2I_{0н} r_1}{U_{1н}}. \quad (10.17)$$

Опыт и характеристики короткого замыкания. Этот опыт производится при замкнутой накоротко вторичной обмотке и заторможенном роторе, для чего вал ротора надлежащим образом закрепляется. К обмотке статора подводится напряжение $U_{1к}$, такое, чтобы ток статора $I_{1к}$ был бы порядка номинального (или немного выше) во избежание перегрева обмоток. Измеряются первичная мощность $P_{1к}$ и ток $I_{1к}$ при различных значениях $U_{1к}$.

Под характеристиками короткого замыкания понимаются зависимости $I_{1к}$, $P_{1к}$, r_k , x_k , $z_k = f(U_{1к})$ при $f_1 = \text{const}$.

Заметим, что при указанных условиях проведения опыта напряжение $U_{1к}$, как правило, в несколько раз меньше $U_{1н}$. Следовательно, малыми оказываются поток Φ_δ и намагничивающий ток I_m , так что в Т-образной схеме замещения асинхронной машины в режиме короткого замыкания можно исключить из рассмотрения намагничивающий контур, приняв $I_m = 0$, подобно тому, как это принималось и для трансформаторов. В таких условиях можно считать, что

$$r_k = r_1 + r'_2; \quad x_k = x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2}.$$

Вид характеристик короткого замыкания существенно зависит от того, являются ли параметры r_k и x_k постоянными или изменяются при изменении $U_{1к}$, например, из-за насыщения участков магнитной цепи, по которым замыкаются магнитные потоки рассеяния.

На рис. 10.8 представлены типовые характеристики короткого замыкания для двигателей с постоянными параметрами (рис. 10.8, а) и с параметрами, зависящими от насыщения (рис. 10.8, б).

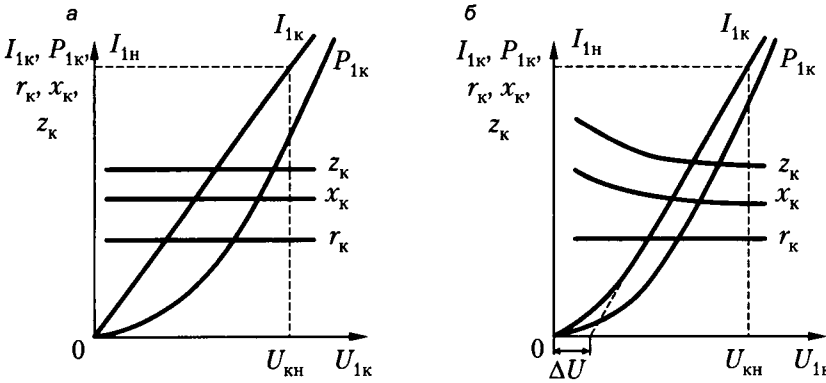


Рис. 10.8. Характеристики короткого замыкания асинхронных двигателей: а — с постоянными параметрами; б — с параметрами, зависящими от насыщения

Отметим, что характеристики, представленные на рис. 10.8, б, типичны для двигателей, у которых обмотки ротора уложены в закрытые или полузакрытые пазы с узкими шлицами (см. 9.3). В таких машинах потоки пазового рассеивания, создаваемые токами обмотки ротора, замыкаясь через «усики» шлицев, быстро их насыщают. В результате проводимость для потоков пазового рассеивания уменьшается, а следовательно, по мере увеличения тока ротора уменьшается и $x_{\sigma 2}$. При полном насыщении таких «усиков» магнитная проводимость для потоков пазового рассеивания стабилизируется, что сопровождается стабилизацией значений z_k и x_k .

Отмеченные особенности характеристик короткого замыкания необходимо учитывать при определении начального пускового тока по этим характеристикам. Так, для двигателей с постоянными параметрами (см. рис. 10.8, а) значения тока и мощности при номинальном напряжении определяются экстраполяцией соответствующих характеристик короткого замыкания по выражениям:

$$I_{1k.н} = I_{1k} \frac{U_{1н}}{U_{1к}}; \quad (10.18a)$$

$$P_{1к.н} = P_{1к} \frac{U_{1н}^2}{U_{1к}^2}, \quad (10.18б)$$

где значения $I_{1к}$, $P_{1к}$ и $U_{1к}$ соответствуют одному из произведенных замеров или одной из точек соответствующих характеристик короткого замыкания (см. рис. 10.8, а).

При экстраполяции до номинального напряжения характеристик короткого замыкания двигателей с переменными из-за насыщения параметрами, предварительно проводится прямая, касательная верхнему участку характеристики $I_{1к} = f(U_{1к})$, которая и будет определять дальнейшее увеличение тока $I_{1к}$.

Величина $I_{1к}$ при $U_{1к} = U_{1н}$ будет определяться по формуле (см. рис. 10.8, б)

$$I_{1к.н} = \frac{U_{1н} - \Delta U}{U_{1к} - \Delta U} I_{1к}, \quad (10.19а)$$

а мощность короткого замыкания — по формуле

$$P_{1к.н} = \frac{(U_{1н} - \Delta U)^2}{(U_{1к} - \Delta U)^2} P_{1к}. \quad (10.19б)$$

Начальный пусковой момент при $U_1 = U_{1н}$

$$M_{п.н} = \left(\frac{I_{1к.н}}{I_{1к}} \right)^2 M_{к}, \quad (10.19в)$$

где $M_{к}$ — измеренное или рассчитанное значение электромагнитного момента в опыте короткого замыкания при $I_1 = I_{1к}$. Расчетное значение $M_{к}$ определяется по электромагнитной мощности в опыте короткого замыкания вычитанием из $P_{1к}$ электрических потерь в обмотке статора и магнитных потерь при $U_1 = U_{1к}$.

По вычисленным из опыта короткого замыкания значениям $I_{1к.н}$ и $P_{1к.н}$ можно завершить построение круговой диаграммы, начатой в главе 10 (см. рис. 10.7). Такая диаграмма в завершенном виде представлена на рис. 10.9.

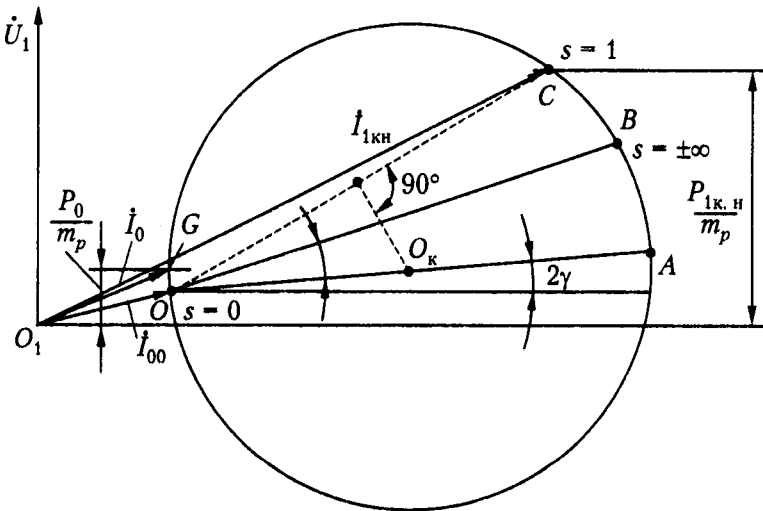


Рис. 10.9. Построение круговой диаграммы по опытными данным

После того как по изложенной ранее методике построена точка $s = 0$, строится точка $s = 1$. Для этого в масштабе мощности откладывается $P_{1к.н}$ и проводится горизонтальная линия, на которой делается засечка проведенным из точки O_1 радиусом, равным в масштабе тока величине $I_{1к.н}$. Точка пересечения C при этом представляет собой точку $s = 1$ круговой диаграммы. Соединив точки O и C прямой, восстанавливаем перпендикуляр к середине отрезка OC , являющегося хор-

дой окружности. Точка пересечения перпендикуляра с направлением диаметра OA определяет центр окружности O_k . После этого можно начертить окружность тока радиусом O_kO .

Построенная указанным способом круговая диаграмма будет правильно отображать режимы работы только асинхронной машины с постоянными параметрами. Для машины с переменными параметрами, строго говоря, правильными оказываются лишь точки $s = 1$ и $s = 0$. Однако с допустимой погрешностью можно пользоваться той частью окружности, где располагаются точки с небольшими значениями скольжения.

Глава 11

Особые виды и режимы работы многофазных асинхронных машин

11.1. Асинхронные машины с неподвижным ротором

Фазорегулятор (рис. 11.1, а) представляет собой машину с контактными кольцами, ротор которой заторможен и может быть вручную или с помощью вспомогательного (исполнительного) двигателя повернут относительно статора на 360° эл.

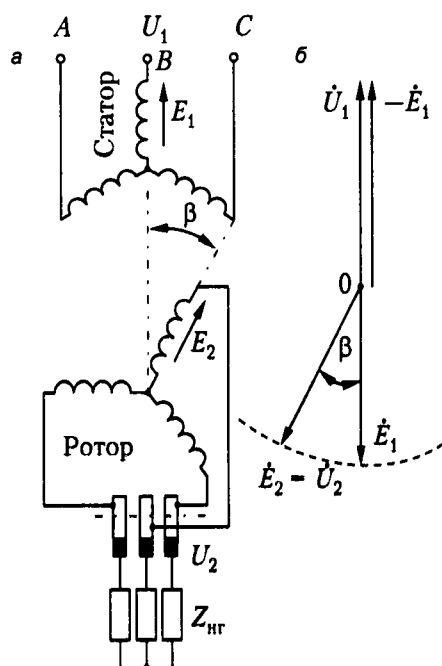


Рис. 11.1. Фазорегулятор: а — схема; б — векторная диаграмма напряжений

Торможение и поворот ротора осуществляются обычно с помощью самотормозящейся червячной передачи. Первичная сторона фазорегулятора присоединяется к сети, а вторичная — к нагрузке (сопротивления $Z_{н\Gamma}$ на рис. 11.1, а).

Обозначим β электрический угол поворота оси фазы обмотки ротора относительно оси фазы обмотки статора (см. рис. 11.1, а). Если принять для простоты, что у рассматриваемой асинхронной машины $r_1 = r_2 = x_{\sigma 1} = x_{\sigma 2} = 0$, то $U_1 = -E_1$, $U_2 = E_2$ и диаграмма напряжений фазорегулятора имеет вид, показанный на рис. 11.1, б. ЭДС E_1 и E_2 индуцируются общим вращающимся полем и сдвинуты в соответствующих фазах статора и ротора друг относительно друга на угол β . При повороте

ротора и изменении угла β вектор $\dot{E}_2 = \dot{U}_2$ поворачивается относительно векторов $\dot{E}_1$ и $\dot{U}_1$.

Фазорегулятор представляет собой, в сущности, поворотный трансформатор с регулируемой фазой вторичного напряжения относительно первичного. Фазорегуляторы находят применение главным образом в лабораториях, в частности, при испытании счетчиков электрической энергии и других приборов и аппаратов.

Необходимо иметь в виду, что на ротор фазорегулятора, когда он нагружен, действует вращающий момент. Это же относится и к другим рассматриваемым далее машинам с заторможенным ротором.

Трехфазный индукционный регулятор служит для регулирования напряжения трехфазной сети переменного тока. Обмотки регулятора включаются по схеме автотрансформатора, и регулятор представляет собой, в сущности, поворотный автотransформатор.

Схема соединений обмоток наиболее широко применяемого трехфазного индукционного регулятора представлена на рис. 11.2, а. Одна из обмоток (w_1) является первичной и включается параллельно в сеть первичного напряжения U_1 , а вторичная обмотка (w_2) включается в эту сеть последовательно.

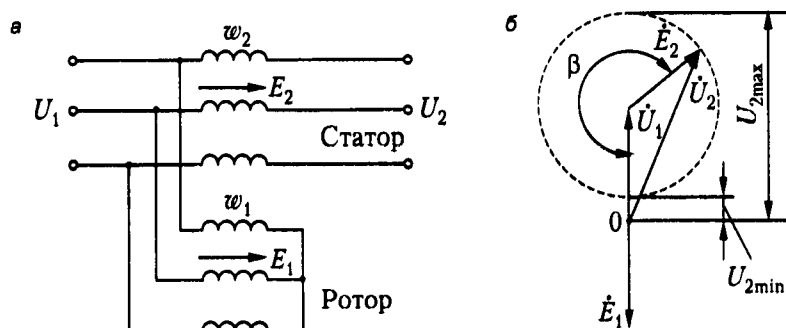


Рис. 11.2. Трехфазный индукционный регулятор: а — схема соединений обмоток; б — векторная диаграмма напряжений

В качестве первичной обмотки обычно используют обмотку ротора, так как при этом необходимо вывести с помощью контактных колец и щеток или гибких проводников только три конца обмотки. Первичная обмотка может быть включена как в «звезду», так и в «треугольник». В дальнейшем для ясности будем иметь в виду соединение в «звезду».

Первичная обмотка потребляет из первичной сети намагничивающий ток, который создает вращающийся поток Φ_8 . Если пренебречь падениями напряжения, то этот поток индуцирует в обмотках ЭДС $E_1 = U_1$ и

$$E_2 = \frac{w_2 k_{\phi 2}}{w_1 k_{\phi 1}} E_1 = \frac{w_2 k_{\phi 2}}{w_1 k_{\phi 1}} U_1.$$

ЭДС E_2 складывается с напряжением U_1 под углом β (рис. 11.2, б), равным электрическому углу поворота фазы вторичной обмотки относительно первичной.

При изменении β концы векторов $\dot{E}_2$ и $\dot{U}_2$ при $\dot{U}_1 = \text{const}$ скользят по окружности. Предельные значения вторичного напряжения (если пренебречь падениями напряжения) составят:

□ при $\beta = 180^\circ$

$$U_{2\max} = U_1 + E_2;$$

□ при $\beta = 0^\circ$

$$U_{2\min} = U_1 - E_1.$$

При равенстве чисел витков обмоток статора и ротора

$$E_2 = E_1 = U_1$$

и

$$U_{2\max} \approx 2U_1; U_{2\min} \approx 0.$$

У регулятора (см. рис. 11.2) одновременно с изменением величины напряжения U_2 меняется также его фаза, что иногда нежелательно. В таких случаях можно применить вдвоенный индукционный регулятор (рис. 11.3), у которого первичные обмотки присоединены к первичной сети параллельно, а вторичные — последовательно друг с другом.

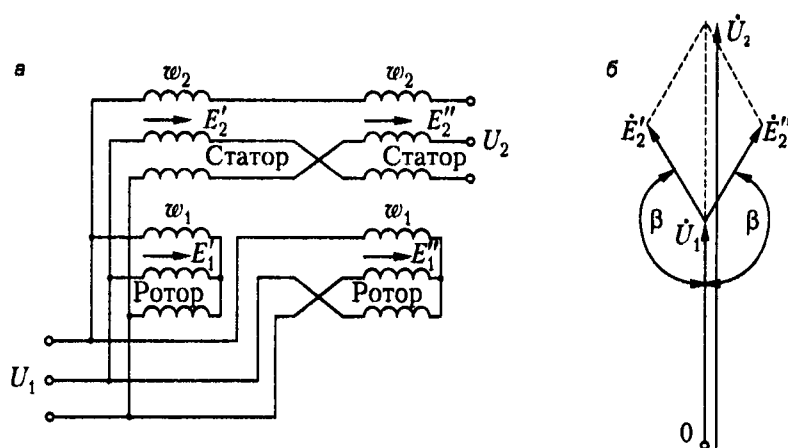


Рис. 11.3. Вдвоенный трехфазный индукционный регулятор: а — схема соединений обмоток; б — векторная диаграмма напряжений

Оба регулятора укреплены на общем валу, и у второго регулятора на первичной и вторичной сторонах изменен порядок чередования фаз. Вследствие этого магнитные поля двух регуляторов вращаются в противоположные стороны, и поэтому при повороте ротора регулятора векторы вторичных ЭДС регуляторов $\dot{E}'_2$ и $\dot{E}''_2$ на векторной диаграмме (рис. 11.3, б) поворачиваются в противоположных направлениях и без учета падений напряжения фаза вторичного напряжения

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 + \dot{E}'_2 + \dot{E}''_2$$

остается неизменной. Вращающий момент на валу сдвоенного регулятора равен нулю.

Недостатком сдвоенного регулятора является наличие двух машин, что приводит к удорожанию установки.

11.2. Асинхронные машины с массивным ротором

Ротор асинхронной машины можно изготовить из массивной стальной поковки и без пазов. В этом случае роль обмотки ротора играет сам массивный ротор, в котором вращающееся магнитное поле будет индуцировать токи.

Массивный ротор имеет большое преимущество перед остальными, поскольку обладает значительной прочностью. В связи с этим асинхронные двигатели с высокими скоростями вращения (10 000...100 000 об./мин) строятся с массивным ротором. Такие двигатели применяются в различных установках специального характера, в частности, в гироскопических навигационных устройствах, и питаются током повышенной частоты (400...1000 Гц).

Активное r_2 и индуктивное $x_{\sigma 2}$ сопротивления массивного ротора по причине сильного выраженного поверхностного эффекта значительно зависят от скольжения. Так, в случае $f_1 = 50$ Гц при пуске ($s = 1$) эквивалентная глубина проникновения токов в роторе составляет только около 3 мм, при $s = 0,02$ — около 20 мм, при $s = 0,001$ — около 100 мм. Поэтому при пуске сопротивление r_2 весьма велико и $x_{\sigma 2}$ мало, а с уменьшением скольжения сопротивление r_2 уменьшается и $x_{\sigma 2}$ увеличивается.

В результате сильного проявления поверхностного эффекта создается довольно большой пусковой момент двигателя с массивным ротором ($M_n/M_n = 1,5...2,0$). Однако двигатели малой и средней мощности с массивными роторами при $f = 50$ Гц имеют низкие КПД и коэффициент мощности, так как при скольжении $s = 0,02...0,05$ глубина проникновения тока и потока в сталь ротора мала, активное и магнитное сопротивления ротора магнитному потоку велики, вследствие чего двигатель имеет большое номинальное скольжение и большой намагничивающий ток. С увеличением геометрических размеров машины, а также при увеличении номинальной частоты вращения рабочие характеристики двигателя улучшаются.

В двигателях относительно небольшой мощности с высокими частотами вращения для улучшения рабочих характеристик внешнюю поверхность массивного стального ротора иногда покрывают медью. С этой же целью применяются медные кольца, прикрепленные к торцевым поверхностям массивного ротора. Роль этих колец аналогична функции торцевых короткозамыкающих колец «беличьей клетки», активное сопротивление ротора с такими кольцами уменьшается. Иногда на цилиндрической поверхности ротора выполняют также пазы, но обмотку в них не укладывают. При этом площадь внешней рабочей поверхности ротора, нагруженной токами, увеличивается, что приводит к уменьшению активного сопротивления ротора.

11.3. Линейные и дуговые асинхронные машины

Если представить себе, что обычный круглый статор асинхронного двигателя разрезан по осевой плоскости и спрямлен или разогнут по дуге большего радиуса, чем радиус исходного круглого статора, то получится статор линейной (рис. 11.4, а) или дуговой (рис. 11.4, б) асинхронной машины. Трехфазная обмотка такого статора создает в воздушном зазоре в пределах сердечника статора бегущее или вращающееся магнитное поле соответственно.

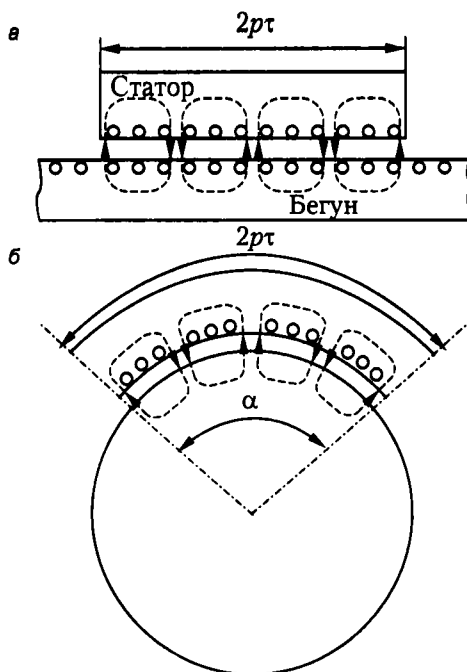


Рис. 11.4. Асинхронные машины: а — линейная; б — дуговая

Движущая часть линейной машины называется *бегуном*, а движущаяся часть дуговой машины — *ротором*. Бегун и ротор могут иметь конструкцию, свойственную роторам нормальных короткозамкнутых асинхронных машин, то есть иметь сердечники из листовой электротехнической стали и обмотку типа «белчьей клетки», расположенную в пазах сердечника бегуна и ротора. Они также могут быть изготовлены массивными, из стали или чугуна, и в этом случае роль вторичной обмотки выполняет само тело бегуна и ротора. В некоторых случаях для улучшения энергетических показателей в массивном ферромагнитном теле ротора делаются пазы и в них помещается медная или алюминиевая обмотка в виде «белчьей клетки». Линейную асинхронную машину можно выполнить также в виде двух статоров, обращенных друг к другу, и бегуном при этом служит проводящее тело, расположенное в зазоре между сердечниками статоров.

Принцип действия рассматриваемых машин тот же, что и у нормальных асинхронных машин: бегущее или вращающееся поле статора индуцирует в обмотке бегуна или ротора токи, в результате взаимодействия которых с магнитным полем возникают электромагнитные силы, действующие на бегун и ротор. Обычно в установившемся режиме скольжение бегуна или ротора относительно магнитного поля невелико.

Особенностью дуговой машины является то, что ее частота вращения не связана так жестко с числом пар полюсов p и частотой f_1 , как в нормальной асинхронной машине. Действительно, пусть статор машины (см. рис. 11.4, б) имеет p пар полюсов и занимает дугу с центральным углом α . За один период тока вращающееся поле перемещается на 2τ , или на угол α/p , а в течение одной секунды поле совершает

$$n_1 = \frac{\alpha}{2\pi} \frac{f_1}{p}$$

оборотов. Выбирая различные α , получаем различные частоты вращения. При $\alpha = 2\pi$ имеем нормальную асинхронную машину с

$$n_1 = \frac{f_1}{p}.$$

Линейные асинхронные машины можно использовать для получения возвратно-поступательного движения. При этом выполняется периодическое переключение обмотки статора (изменение чередования фаз), и машина работает в циклическом режиме ускорения, движения и торможения. Такой режим в энергетическом отношении весьма невыгоден, так как в течение каждого цикла работы при ускорении и торможении бегуна бесполезно теряется довольно большое количество энергии в виде тепла, выделяемого в обмотках. Количество теряемой энергии тем больше, чем больше масса бегуна и его максимальная скорость. В связи с этим двигатели возвратно-поступательного движения не получили заметного распространения. Несколько шире используются линейные асинхронные машины в некоторых специальных случаях (например, для разгона и торможения движущихся тел).

В линейных и дуговых асинхронных машинах возникают краевые эффекты, вызванные тем, что их статоры не замкнуты в кольцо и имеют конечную длину. Вследствие этого энергетические показатели линейных и дуговых машин хуже, чем показатели нормальных асинхронных машин.

11.4. Магнитогидродинамические машины переменного тока

Одной из разновидностей магнитогидродинамических машин переменного тока являются индукционные насосы для жидких металлов, которые подразделяются на линейные и винтовые.

Линейные индукционные насосы родственны линейным асинхронным машинам (см. раздел 11.3) и делятся на плоские и цилиндрические.

Плоские насосы (рис. 11.5) обычно имеют два индуктора, каждый из которых состоит из сердечника 1 и многофазной (обычно трехфазной) обмотки 2. Между индукторами находится плоский канал прямоугольного сечения 3 с жидким металлом. Стенки канала в зависимости от свойств жидкого металла могут быть как металлическими, так и керамическими. Между стенками канала и индукторами в большинстве случаев имеется слой тепловой изоляции.

Бегущее магнитное поле индукторов наводит в жидком металле токи, и вследствие взаимодействия этих токов с магнитным полем возникают электромагнитные силы, действующие на частицы жидкого металла. В результате создается напор, и жидкий металл начинает двигаться по направлению движения поля с некоторым скольжением s относительно него.

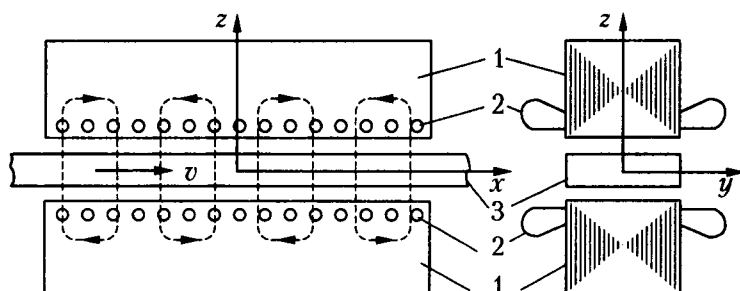


Рис. 11.5. Устройство плоского линейного индукционного насоса для жидких металлов

Цилиндрические насосы имеют канал кольцевого сечения, внутри него расположен сердечник без обмотки, а снаружи — сердечник с обмоткой. Обмотка создает магнитное поле, бегущее вдоль оси канала.

Винтовой индукционный насос. Представление о нем можно получить, если предположить, что ротор асинхронного двигателя заторможен, зубцы ротора вместе с обмоткой срезаны и в зазоре, образовавшемся между внешним и внутренним сердечниками, навит винтовой канал.

Индукционные насосы находят применение в исследовательских, транспортных и промышленных установках с ядерными реакторами на быстрых нейтронах, в которых для отвода тепла используются жидкометаллические теплоносители (натрий, калий, их сплавы и др.). По этому принципу создаются также опытные установки для металлургии и литейного производства.

Все виды индукционных насосов обратимы, и насосы могут работать в режиме асинхронного генератора, если по их каналам за счет внешнего источника энергии прокачивать жидкий металл со скоростью, превышающей скорость движения поля. Магнетогидродинамические генераторы с жидкими металлами, а также с парами жидких металлов имеют перспективы практического применения в энергетических установках с ядерными реакторами.

Вместо жидкого металла в магнетогидродинамических генераторах переменного тока можно использовать газообразную проводящую среду, то есть плазму.

11.5. Асинхронный преобразователь частоты

Асинхронный преобразователь частоты (рис. 11.6) состоит из трехфазной асинхронной машины АМ с контактными кольцами и соединенного с ней приводного двигателя Д. Одна из обмоток асинхронной машины, например обмотка статора, подключается к первичной сети с частотой f_1 , а вторичная обмотка питает вторичную сеть током частоты скольжения $f_2 = sf_1$.

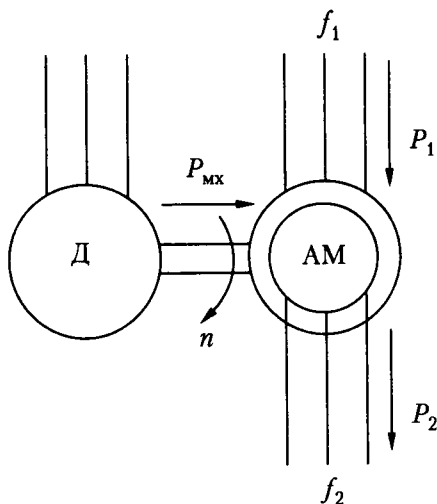


Рис. 11.6. Схема асинхронного преобразователя частоты

Асинхронная машина АМ работает либо в тормозном режиме противовключения, когда $s > 1$ и $f_2 > f_1$, либо в режиме двигателя, когда $s < 1$ и $f_2 < f_1$. В двигательном режиме ротор АМ вращается в направлении вращения поля, а в тормозном — против направления вращения поля. Генераторный режим работы АМ в преобразователях частоты обычно не используется.

Если пренебречь потерями, то первичная мощность АМ

$$P_1 = P_{эм},$$

а вторичная мощность, или мощность скольжения,

$$P_2 = sP_{эм} = P_1.$$

Механическая мощность, развиваемая двигателем Д,

$$P_{мх} = P_2 - P_1 = (s - 1)P_1.$$

При $s > 1$, когда $f_2 > f_1$, приводной двигатель Д работает в режиме двигателя, и $P_{мх} > 0$. При $s < 1$ двигатель Д работает в режиме генератора, и $P_{мх} < 0$.

Приводным двигателем Д обычно служит асинхронный или синхронный двигатель. Если величину вторичной частоты необходимо регулировать, то возбуждение первичной обмотки АМ частотой f_1 производится от вспомогательной синхронной или коллекторной машины с регулируемой частотой. Для этой же цели

в качестве двигателя Д можно использовать машину постоянного тока и регулировать частоту ее вращения. Если $f_2 > f_1$, то $P_2 > P_1$, и для облегчения работы контактных колец и щеток в качестве первичной обмотки с током частоты f_1 используется обмотка ротора.

В простейшем случае, когда регулирование частоты f_2 не требуется, приводной синхронный или асинхронный двигатель Д и первичную обмотку АМ можно питать от общей сети с промышленной частотой f_1 . При этом частота вращения приводного двигателя и всего агрегата (если в случае асинхронного приводного двигателя пренебречь его скольжением)

$$n = \pm \frac{f_1}{p_d},$$

где p_d — число пар полюсов двигателя (знак «плюс» относится к двигательному, а «минус» — к тормозному режиму работы АМ).

Частота вращения поля ротора АМ с числом пар полюсов p_{AM}

$$n_1 = \frac{f_1}{p_{AM}},$$

скольжение ее ротора

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{p_d \mp p_{AM}}{p_d},$$

и вторичная частота

$$f_2 = sf_1 = \frac{p_d \mp p_{AM}}{p_d} f_1.$$

Если, например, $p_d = 1$, $p_{AM} = 2$ и ротор АМ вращается против поля, то

$$f_2 = \frac{1+2}{1} f_1 = 3f_1.$$

Глава 12

Однофазные асинхронные двигатели

12.1. Особенности конструкции и основы теории однофазных асинхронных двигателей

Однофазные электрические сети используются в тех случаях, когда потребление электрической энергии невелико (жилые дома, торговые предприятия и т. д.) или когда устройство трехфазных сетей затруднительно (например, железные дороги, электрифицируемые от источников переменного тока). При этом возникает необходимость использования однофазных двигателей переменного тока. Мощности однофазных двигателей обычно довольно невелики (до 5...10 кВт).

Однофазный асинхронный двигатель имеет на статоре однофазную обмотку, а на роторе — обмотку в виде «беличьей клетки», как у трехфазного короткозамкнутого двигателя. Можно представить себе, что однофазный асинхронный двигатель получается из трехфазного отключением одной фазы статора (рис. 12.1, а). В этом случае оставшиеся две фазы статора с фазной зоной 60° вместе составляют однофазную обмотку с фазной зоной 120° . Такая однофазная обмотка обладает тем преимуществом, что она не создает в воздушном зазоре третьей гармоники магнитного поля и имеет довольно большой обмоточный коэффициент.

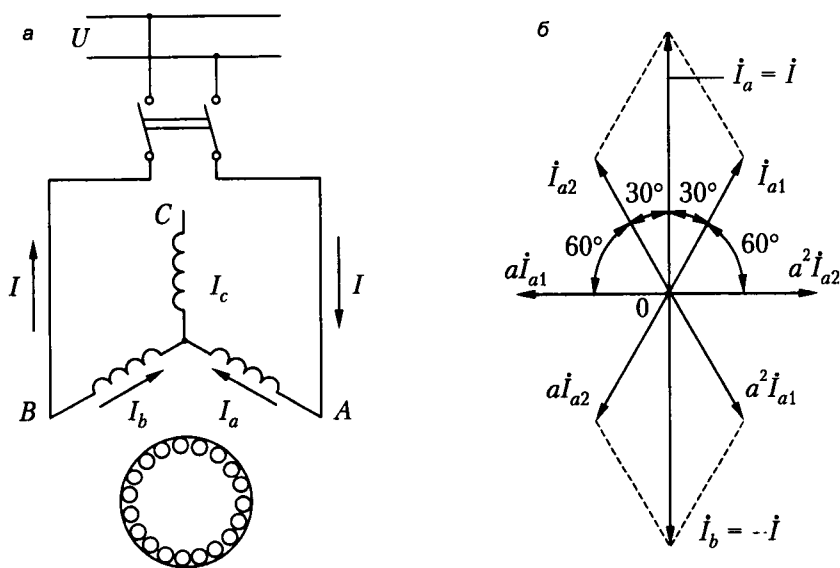


Рис. 12.1. Однофазный асинхронный двигатель, рассматриваемый как трехфазный с отключением одной фазы: а — схема; б — диаграмма токов статора

Однофазный ток I_1 статора однофазного двигателя создает пульсирующее магнитное поле, которое можно разложить на два поля, имеющих равные ампли-

туды и вращающихся в противоположные стороны с одинаковой частотой вращения

$$n_1 = \frac{f_1}{p}.$$

При неподвижном роторе ($n = 0, s = 1$) эти поля создают одинаковые по величине, но разные по знаку моменты M_1 и M_2 (рис. 12.2). Поэтому при пуске результирующий момент

$$M = M_1 - M_2$$

двигателя, не имеющего специальных пусковых приспособлений, равен нулю, и двигатель не может прийти во вращение. Однако если ротор приведен во вращение в ту или иную сторону, то один из моментов, M_1 или M_2 , будет преобладать. Если при этом $M > M_{\text{ст}}$, то двигатель достигнет определенной установившейся частоты вращения. Оба направления вращения двигателя равноценны, и тормозной режим работы отсутствует.

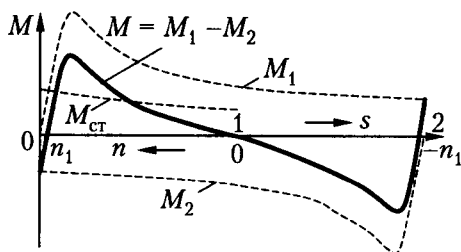


Рис. 12.2. Кривые моментов однофазного двигателя

По своим рабочим свойствам однофазный двигатель близок к трехфазному, работающему при сильном искажении симметрии питающих напряжений (см. раздел 10.2). Поэтому энергетические показатели однофазного двигателя хуже, чем показатели трехфазного. Степень использования материалов однофазного двигателя также хуже. При одинаковых габаритах номинальная мощность однофазного двигателя составляет не более 50...60 % от номинальной мощности трехфазного двигателя. Это связано с тем, что обмотка статора однофазного двигателя занимает не все пазы и имеется обратное поле, которое уменьшает вращающий момент, увеличивает потери двигателя и вызывает его дополнительный нагрев. Трехфазный двигатель будет работать в режиме однофазного двигателя, если произойдет обрыв одной фазы цепи статора (например, перегорание защитного плавкого предохранителя в одной фазе). При этом наступает опасный для двигателя режим работы.

Действительно, полезная мощность двигателя в трехфазном режиме

$$P_3 = \sqrt{3} U I_3 \eta_3 \cos \varphi_3,$$

а в однофазном

$$P_1 = U I_1 \eta_1 \cos \varphi_1.$$

При переходе трехфазного двигателя в однофазный режим частота вращения практически не изменится, и поэтому мощность на валу $P_1 \approx P_3$. Если бы КПД и $\cos \varphi$ не изменились, то ток в однофазном режиме I_1 был бы в $\sqrt{3}$ раз больше тока в трехфазном режиме I_3 . В действительности η и $\cos \varphi$ уменьшаются, поэтому увеличение тока будет большим. Если двигатель нес большую нагрузку, то при переходе в однофазный режим ток будет значительно больше номинального, и если двигатель при этом не будет отключен, то в результате перегрева он выйдет из строя. Работа «на двух фазах» нередко становится причиной повреждения трехфазных двигателей при их защите плавкими предохранителями, так как ток перегорания плавкой вставки приходится выбирать равным около $2,5I_n$, чтобы она не перегорела при пуске двигателя.

Основы теории однофазного двигателя. Режим работы однофазного двигателя целесообразно исследовать как несимметричный режим работы трехфазного двигателя.

В соответствии с рис. 12.1, а

$$\dot{I}_a = -\dot{I}_b = \dot{I}; \quad \dot{I}_c = 0. \quad (12.1)$$

Симметричные составляющие тока фазы *a* статора при этом будут следующими:

$$\begin{cases} \dot{I}_{a1} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a\dot{I}_b + a^2\dot{I}_c) = \frac{1}{3}(1-a)\dot{I}; \\ \dot{I}_{a2} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a^2\dot{I}_b + a\dot{I}_c) = \frac{1}{3}(1-a^2)\dot{I}; \\ \dot{I}_{a0} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c) = 0, \end{cases} \quad (12.2)$$

где

$$\begin{aligned} a &= e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}; \\ a^2 &= e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos \frac{4\pi}{3} + j \sin \frac{4\pi}{3} = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}. \end{aligned}$$

Таким образом,

$$\begin{cases} \dot{I}_{a1} = \frac{1}{3} \left(\frac{3}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \dot{I} = \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{I} e^{-j\frac{\pi}{6}}; \\ \dot{I}_{a2} = \frac{1}{3} \left(\frac{3}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \dot{I} = \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{I} e^{j\frac{\pi}{6}}. \end{cases} \quad (12.3)$$

Векторная диаграмма токов статора, построенная на основании приведенных соотношений, представлена на рис. 12.1, б.

Первичное напряжение двигателя

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{U}_{ab} = \dot{U}_a - \dot{U}_b = (\dot{U}_{a1} + \dot{U}_{a2}) - (\dot{U}_{b1} + \dot{U}_{b2}) = \\ &= (Z_{c1}\dot{I}_{a1} + Z_{c2}\dot{I}_{a2}) - (Z_{c1}\dot{I}_{b1} + Z_{c2}\dot{I}_{b2}), \end{aligned}$$

где Z_{c1} и Z_{c2} — сопротивления фаз трехфазного двигателя для токов прямой и обратной последовательности, измеренные со стороны зажимов первичной обмотки и учитывающие также сопротивления вторичной обмотки.

Подставив в последнее равенство

$$\dot{I}_{b1} = a^2 \dot{I}_{a1}; \quad \dot{I}_{b2} = a \dot{I}_{a2}$$

и значения $\dot{I}_{a1}$ и $\dot{I}_{a2}$ из (12.2), получим:

$$\dot{U} = \frac{1}{3}(1-a^2)(1-a)Z_{c1}\dot{I} + \frac{1}{3}(1-a)(1-a^2)Z_{c2}\dot{I},$$

где

$$\frac{1}{3}(1-a^2)(1-a) = \frac{1}{3}(1-a^2-a+a^3) = 1,$$

и поэтому

$$\dot{U} = (Z_{c1} + Z_{c2})\dot{I}. \quad (12.4)$$

Сопротивления Z_{c1} и Z_{c2} представляют собой сопротивления схем замещения, приведенных на рис. 10.2. Согласно равенству (12.4), эти сопротивления соединяются последовательно, и поэтому схема замещения однофазного двигателя имеет вид, изображенный на рис. 12.3.

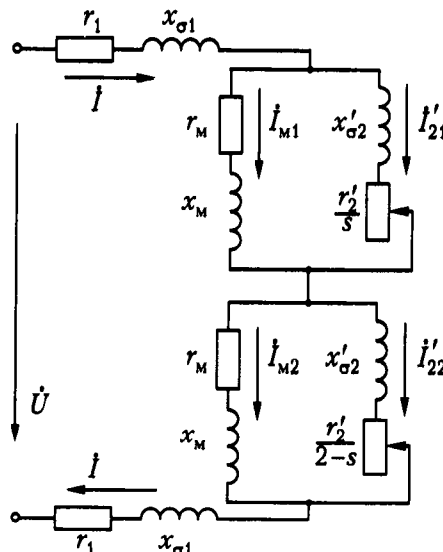


Рис. 12.3. Схема замещения однофазного асинхронного двигателя

Верхняя часть схемы соответствует токам прямой, а нижняя — токам обратной последовательности. Так как на основании выражения (12.3)

$$I = I_a = \sqrt{3}I_{a1} = \sqrt{3}I_{a2}, \quad (12.5)$$

то все токи и напряжения схемы, приведенной на рис. 12.3, в $\sqrt{3}$ больше их симметричных составляющих. Необходимо подчеркнуть, что сопротивления этой схемы являются сопротивлениями фазы трехфазного двигателя, и сопротивления r'_2 и $x'_{\sigma 2}$ при проявлении эффекта вытеснения тока для верхней и нижней частей схемы различны по причине различия частот прямой и обратной составляющих токов ротора.

Вращающий момент однофазного двигателя

$$M = M_1 - M_2 = \left[3 \left(\frac{I'_{21}}{\sqrt{3}} \right)^2 \frac{r'_2}{s} - 3 \left(\frac{I'_{22}}{\sqrt{3}} \right)^2 \frac{r'_2}{2-s} \right] \frac{p}{\omega_1},$$

или

$$M = \left[I'^2_{21} \frac{r'_2}{s} - I'^2_{22} \frac{r'_2}{2-s} \right] \frac{p}{\omega_1}, \quad (12.6)$$

где вторичные токи I'_{21} и I'_{22} соответствуют схеме замещения, изображенной на рис. 12.3.

12.2. Разновидности однофазных асинхронных двигателей

Как было установлено ранее, однофазный двигатель с одной обмоткой на статоре не развивает пускового момента и не способен начать вращаться. В связи с этим необходимо принимать дополнительные меры для создания в двигателе пускового момента. Эти меры направлены на усиление при пуске прямого поля и ослабление обратного, чтобы при $s = 1$ получить

$$M = M_1 + M_2 > 0.$$

Наилучшие условия пуска достигаются в случае, когда обратное поле при пуске полностью уничтожается и поэтому $M_2 = 0$. Разные виды однофазных асинхронных двигателей различаются способами создания отличного от нуля пускового момента.

Двигатели с пусковой обмоткой (рис. 12.4) являются наиболее распространенными однофазными двигателями. В них кроме рабочей обмотки Р с фазной зоной 120° на статоре имеется также пусковая обмотка П с фазной зоной 60° , сдвинутая относительно рабочей обмотки на 90° эл. Последовательно с пусковой обмоткой включается фазосмещающий элемент (сопротивление) Z_Π для создания сдвига фаз ψ между токами обмоток I_p и I_Π .

МДС двух обмоток

$$\begin{cases} \dot{F}_p = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \omega_p k_{\text{об.р}} \dot{I}_p; \\ \dot{F}_\Pi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \omega_\Pi k_{\text{об.п}} \dot{I}_\Pi \end{cases} \quad (12.7)$$

в общем случае, когда $F_p \neq F_n$ и $\psi \neq 90^\circ$ (рис. 12.5, а), составляют несимметричную двухфазную систему векторов, которую можно разложить на системы прямой $\dot{F}_1$ и обратной $\dot{F}_2$ последовательности.

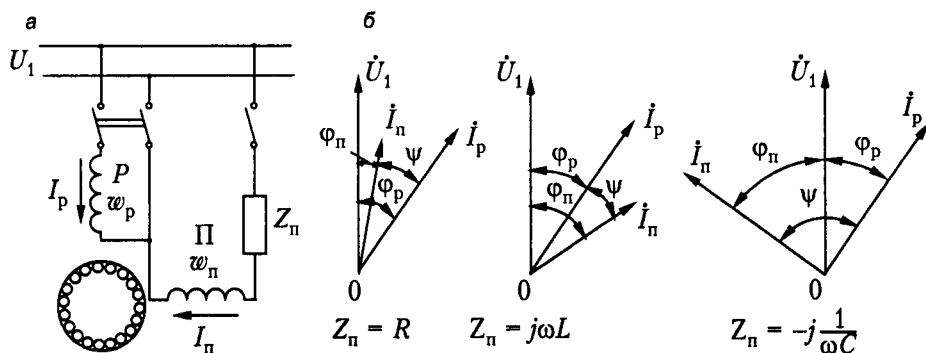


Рис. 12.4. Однофазный асинхронный двигатель с пусковой обмоткой: а — схема; б — векторные диаграммы

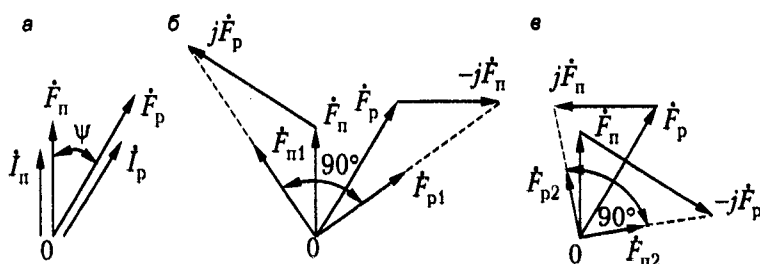


Рис. 12.5. Однофазный асинхронный двигатель. Векторные диаграммы: а — МДС обмоток статора; б — МДС прямой последовательности; в — МДС обратной последовательности

Учитывая, что для двухфазной системы оператор

$$a = e^{j\frac{\pi}{2}} = j,$$

для симметричных составляющих векторов МДС пусковой обмотки имеем

$$\begin{cases} \dot{F}_{п1} = \frac{1}{2}(\dot{F}_n + j\dot{F}_p); \\ \dot{F}_{п2} = \frac{1}{2}(\dot{F}_n - j\dot{F}_p), \end{cases} \quad (12.8)$$

а для симметричных составляющих МДС рабочей обмотки

$$\begin{cases} \dot{F}_{p1} = -j\dot{F}_{п1} = \frac{1}{2}(\dot{F}_p - j\dot{F}_n); \\ \dot{F}_{p2} = j\dot{F}_{п2} = \frac{1}{2}(\dot{F}_p + j\dot{F}_n). \end{cases} \quad (12.9)$$

Симметричные составляющие системы векторов (см. рис. 12.5, *а*) в соответствии с выражениями (12.8) и (12.9) представлены на рис. 12.5, *б* и *в*.

Если F_n и F_p равны и сдвинуты по фазе на 90° , то есть если

$$\dot{F}_n = F_p e^{j\frac{\pi}{2}} = j\dot{F}_p \quad (12.10)$$

или

$$\dot{F}_n = F_p e^{j\frac{\pi}{2}} = -j\dot{F}_p, \quad (12.11)$$

то, согласно выражениям (12.8) и (12.9), будет существовать только одна из симметричных составляющих МДС. Так как обмотка сдвинута в пространстве также на 90° эл., то в этом случае возникает только одно вращающееся поле, как и в трехфазном двигателе при симметричной нагрузке фаз.

В качестве фазосмещающего элемента могут быть использованы активное ($Z_n = R$), индуктивное ($Z_n = j\omega L$) и емкостное ($Z_n = -j\frac{1}{\omega C}$) сопротивления (см. рис. 12.4).

Учитывая, что сопротивления самих обмоток имеют активные и индуктивные составляющие, можно заключить, что при $Z_n = R$ и $Z_n = -j\frac{1}{\omega C}$ ток I_n будет опережать I_p , а при $Z_n = j\omega L$ ток I_n будет отставать от I_p . Сдвиг $\psi = 90^\circ$ может быть достигнут только при емкостном сопротивлении. В двух других случаях всегда создаются два поля, вращающихся в противоположные стороны, но одно из них будет сильнее, в результате чего развивается пусковой момент M и при $M_n > M_{ст}$ двигатель пойдет в ход. При $Z_n = j\omega L$ направление вращения будет обратным по сравнению с двумя другими случаями.

Пусковые условия будут лучшими при включении емкости в пусковую фазу. Однако необходимая емкость C довольно велика, вследствие чего размеры и стоимость конденсатора также велики. Поэтому конденсаторный пуск применяется довольно редко, лишь при необходимости создания большого пускового момента. Пуск с помощью индуктивного сопротивления дает наихудшие результаты и в настоящее время почти не используется. Чаще всего применяется пуск с помощью активного сопротивления, при этом обычно сама пусковая обмотка выполняется с повышенным активным сопротивлением (достигается уменьшенным сечением обмоточного провода, а также намоткой части витков катушек в бифиляр). Иногда применяются также схемы пуска, когда в одну фазу включается активное, а в другую — индуктивное или емкостное сопротивление.

После того как двигатель при пуске достигнет определенной частоты вращения, пусковая обмотка отключается с помощью центробежного выключателя, реле времени, токового реле или вручную. При этом двигатель будет работать только с рабочей обмоткой, и относительно режима его работы действительно все сказанное в 12.1.

Типичный вид механических характеристик однофазных двигателей показан на рис. 12.6, *а* и *б*. Пунктирная линия в области $0 < s < 0,25$ соответствует включению обеих обмоток, а в области $0,25 < s < 1$ — включению только рабочей обмотки.

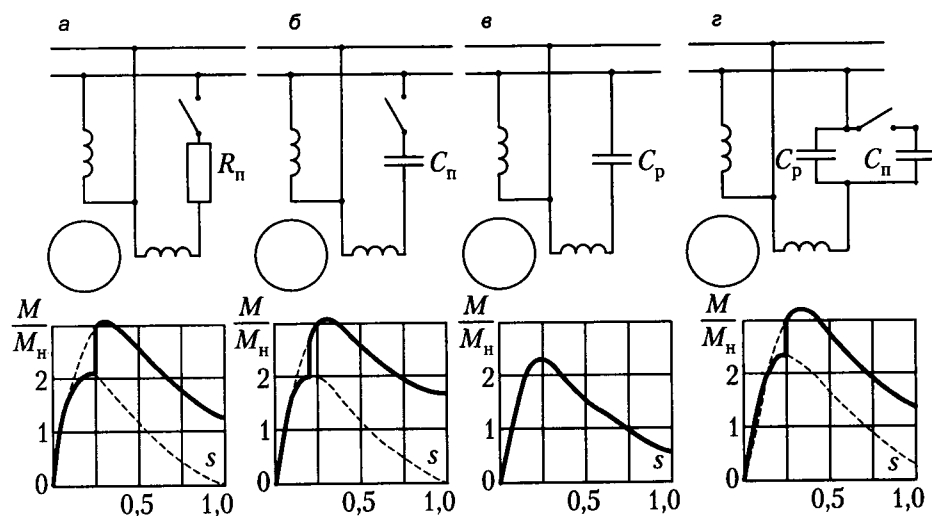


Рис. 12.6. Схемы включения и вид механических характеристик однофазных асинхронных двигателей: а, б — с пусковой обмоткой; в, г — конденсаторных

Для работы от однофазной сети могут быть использованы также трехфазные двигатели. К числу лучших схем включения таких двигателей относятся схемы, приведенные на рис. 12.7.

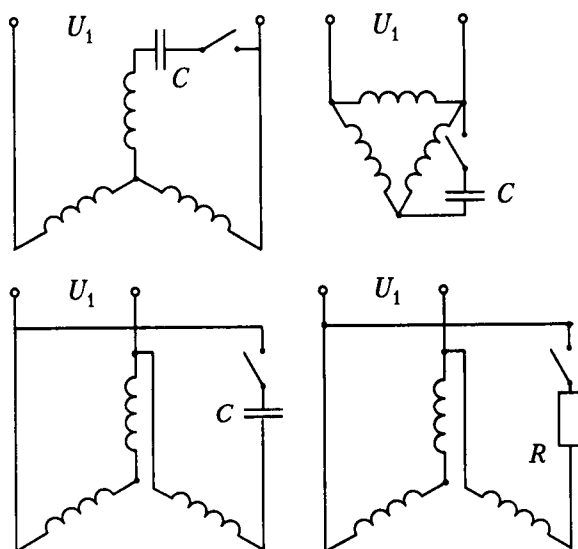


Рис. 12.7. Схемы включения трехфазных двигателей для работы от однофазной сети

Две нижние схемы применяются в случае, когда выведены все шесть концов обмотки. Двигатели с соединением обмоток согласно схемам на рис. 12.7 практически равноценны двигателям, которые спроектированы для работы как однофаз-

ные. Номинальная мощность при этом составляет 40...50 % от мощности в симметричном трехфазном режиме. После окончания пуска фаза с пусковым сопротивлением отключается.

Асинхронный конденсаторный двигатель (рис. 12.8) имеет на статоре две обмотки, обе являются рабочими, и в одну из этих обмоток включается емкость C_p , величина которой рассчитывается так, что при нормальной нагрузке существует только вращающееся поле прямой последовательности. При этом обе обмотки имеют фазные зоны по 90° эл. и сдвинуты относительно друг друга в пространстве также на 90° эл. Мощность обеих обмоток при $P = P_n$ также одинакова, но их числа витков, токи и напряжения различны. Конденсаторный двигатель, в сущности, представляет собой двухфазный двигатель, который подключен посредством конденсатора C_p к однофазной сети и при $P = P_n$ имеет симметричную нагрузку фаз. При других нагрузках симметрия МДС фаз нарушается, появляется также обратное поле, так как при различных нагрузках необходимые величины емкости для достижения симметричной нагрузки также различны.

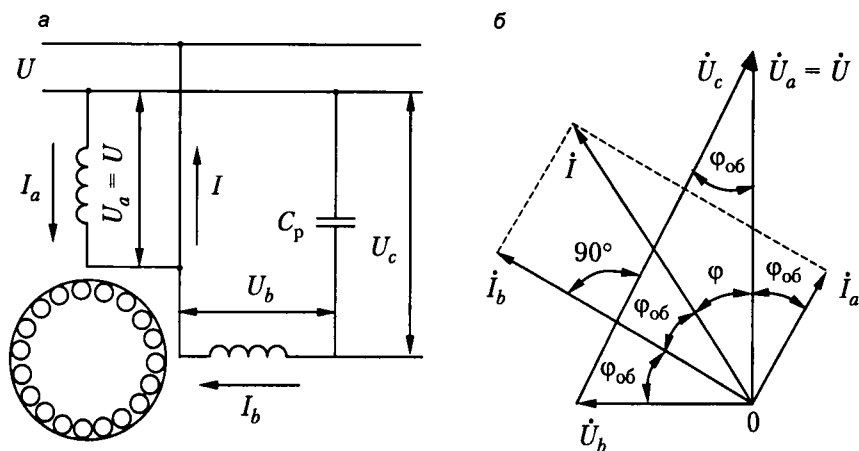


Рис. 12.8. Асинхронный конденсаторный двигатель: а — схема; б — векторная диаграмма при круговом поле

Величина емкости C_p , подобранная по рабочему режиму, недостаточна для получения высокого пускового момента (см. рис. 12.6, в). Поэтому в необходимых случаях на время пуска параллельно C_p включается добавочная пусковая емкость C_n (см. рис. 12.6, г).

Степень использования материалов в конденсаторном двигателе и его КПД значительно выше, чем у однофазных двигателей с пусковой обмоткой, и почти такие же, как у трехфазных двигателей. Коэффициент мощности конденсаторного двигателя из-за наличия конденсатора выше, чем у трехфазных двигателей равной мощности.

Двигатель с экранированными полюсами (рис. 12.9, а) имеет на статоре явно выраженные полюсы с однофазной обмоткой О и ротор с обмоткой в виде «белочьей клетки».

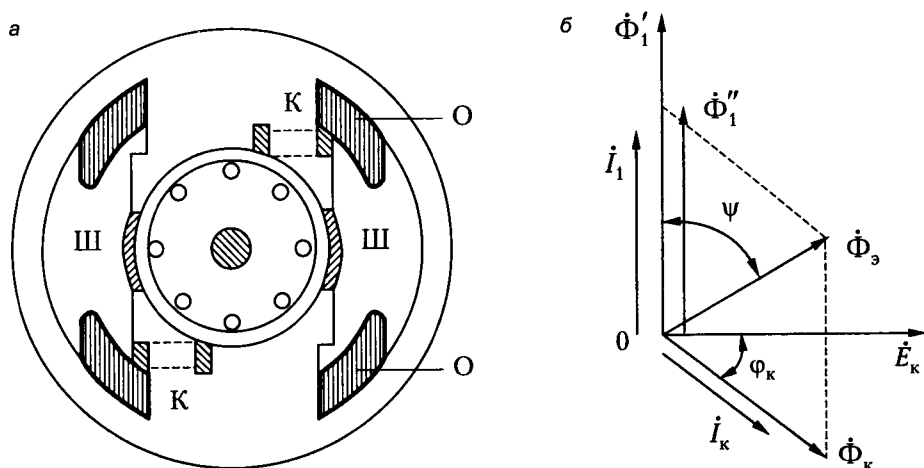


Рис. 12.9. Однофазный асинхронный двигатель с экранированными полюсами: а — схема; б — векторная диаграмма потоков статора

Часть обмотки каждого полюса охвачена (экранирована) короткозамкнутым витком К. Ток статора I_1 создает на протяжении неэкранированной и экранированной частей полюса пульсирующие потоки Φ'_1 и Φ''_1 соответственно (рис. 12.9, б). Поток Φ''_1 индуцирует в короткозамкнутом витке ЭДС E_k , которая отстает от Φ'_1 на 90° . Короткозамкнутый виток имеет определенное активное сопротивление, и его ток I_k отстает от ЭДС E_k на угол $\varphi_k < 90^\circ$. Ток I_k создает поток Φ_k , и результирующий поток экранированной части полюса

$$\Phi_s = \Phi'_1 + \Phi_k$$

сдвинут по фазе относительно потока неэкранированной части полюса Φ'_1 на векторный угол ψ . Так как потоки Φ'_1 и Φ_s сдвинуты и в пространстве, то возникает вращающееся поле. Это поле не круговое, а эллиптическое, то есть содержит составляющую обратной последовательности, так как потоки Φ'_1 и Φ_s не равны по величине и сдвинуты в пространстве и во времени на небольшие углы. Тем не менее при пуске создается вращающий момент $M_n = (0,2...0,5)M_n$.

Магнитное поле простейшего экранированного двигателя содержит значительную третью пространственную гармонику, которая вызывает большой провал кривой момента. Для улучшения формы поля применяют следующие меры: между наконечниками соседних полюсов устанавливают магнитные шунты Ш из листовой стали (см. рис. 12.9, а), увеличивают зазор под неэкранированной частью полюса, на каждом полюсе помещают два-три короткозамкнутых витка разной ширины.

Вследствие больших потерь в короткозамкнутом витке двигатель имеет низкий КПД (25...40 %). Экранированные двигатели простейшей конструкции строятся на мощности от долей ватта до 20...30 Вт, а двигатели усовершенствованной конструкции — до 120 Вт. Область применения этих двигателей — различные вентиляторы, проигрыватели, магнитофоны и пр.

Глава 13

Асинхронные машины автоматических устройств

13.1. Асинхронные исполнительные двигатели и тахогенераторы

Асинхронные исполнительные двигатели широко применяются в системах автоматического управления. Они представляют собой асинхронные двигатели небольшой мощности (0,1...300 Вт) с двухфазной обмоткой статора и короткозамкнутым ротором (рис. 13.1).

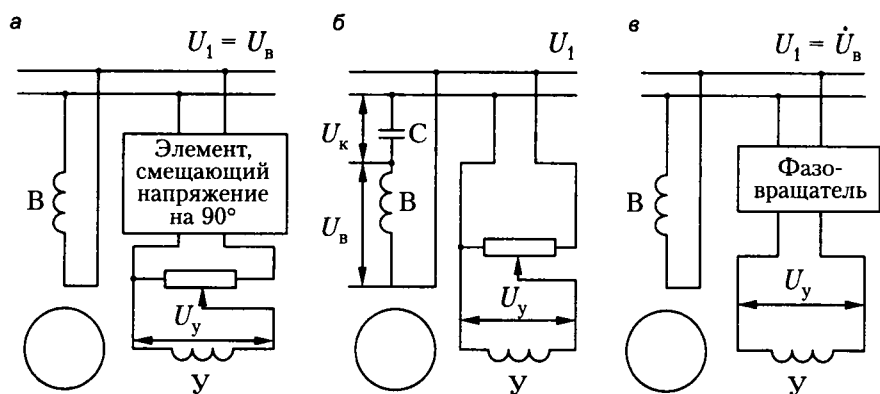


Рис. 13.1. Схемы включения асинхронных исполнительных двигателей

Одна из обмоток статора называется обмоткой возбуждения (В) и находится под постоянным напряжением U_B , вторая называется обмоткой управления (У) и питается напряжением U_Y , величина (рис. 13.1, а и б) или фаза (рис. 13.1, в) которого изменяется под воздействием управляющего сигнала. В первом случае управление называется *амплитудным*, а во втором — *фазовым*. В обоих случаях напряжения U_B и U_Y сдвинуты по фазе, в результате чего двигатель способен развивать вращающий момент.

Обычно к исполнительным двигателям предъявляются следующие требования:

- 1) отсутствие самохода, то есть необходимость самоторможения и остановки двигателя при снятии напряжения управления U_Y ;
- 2) устойчивая работа на всем диапазоне частот вращения;
- 3) изменение частоты вращения в широком диапазоне при изменении величины или фазы напряжения управления;
- 4) близкие к линейным механические ($M = f(n)$ при $U_Y = \text{const}$) и регулировочные ($n = f(U_Y)$ при $M = \text{const}$) характеристики;

- 5) большой пусковой момент;
- 6) малая мощность управления;
- 7) быстродействие;
- 8) надежность в работе;
- 9) малые габариты и масса.

Исполнительные двигатели строятся с таким расчетом, что круговое вращающееся поле в них возникает только при пуске. Это способствует получению большого пускового момента. Отсутствие самохода, устойчивая работа и линейность характеристик достигаются тем, что активное сопротивление ротора выбирается настолько большим, что критическое скольжение $s_m = (3...4)$. При этих условиях кривые моментов прямой последовательности M_1 и обратной последовательности M_2 имеют вид, изображенный на рис. 13.2.

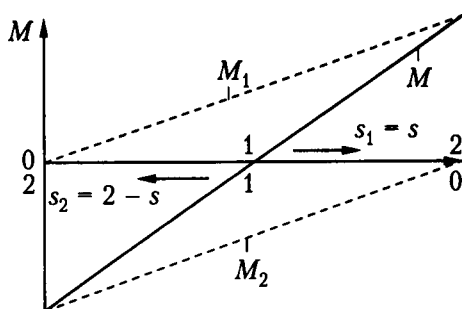


Рис. 13.2. Кривые вращающих моментов асинхронного исполнительного двигателя при $U_y = 0$

Из рисунка видно, что при снятии напряжения управления, когда токи прямой и обратной последовательностей равны, результирующий момент $M = M_1 + M_2$ в рабочем диапазоне скольжений ($0 < s < 1$) становится отрицательным, и поэтому при $U_y = 0$ ротор исполнительного двигателя, в отличие от нормального двигателя при работе в однофазном режиме, останавливается. Вместе с тем увеличение сопротивления ротора исполнительного двигателя приводит к снижению его номинальной мощности при тех же габаритах в два-три раза.

Вид механических и регулировочных характеристик асинхронных исполнительных двигателей при амплитудном управлении показан на рис. 13.3.

Асинхронные исполнительные двигатели имеют следующие разновидности конструкции ротора:

- ☐ с обмоткой в виде «белчьей клетки»;
- ☐ полый немагнитный ротор;
- ☐ полый ферромагнитный ротор.

Двигатель с полым немагнитным ротором (рис. 13.4) имеет внешний и внутренний статоры из листовой электротехнической стали, между которыми вращается тонкостенный ($0,2...1,0$ мм) ротор из алюминиевого сплава, имеющий форму стаканчика.

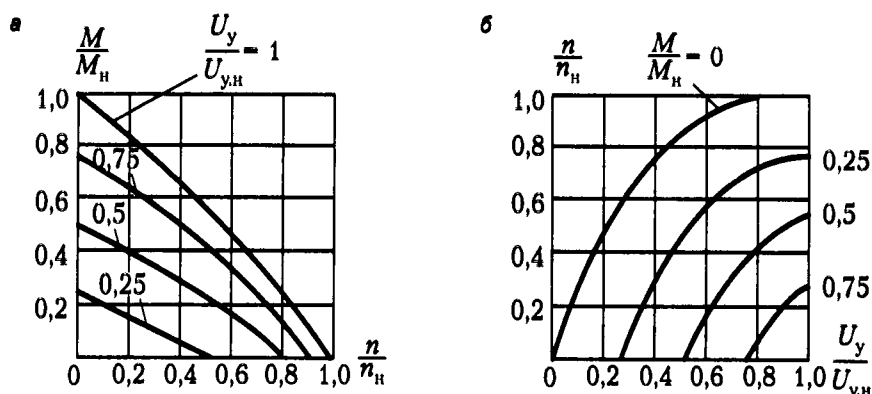


Рис. 13.3. Асинхронный исполнительный двигатель: а — механические и б — регулировочные характеристики при амплитудном управлении

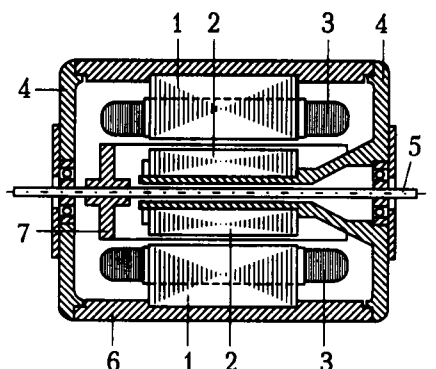


Рис. 13.4. Устройство асинхронного исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором: 1 — внешний статор; 2 — внутренний статор; 3 — обмотка; 4 — подшипниковые щиты; 5 — вал; 6 — корпус; 7 — полый ротор

Двухфазная обмотка обычно располагается на внешнем статоре. Двигатель с полым ферромагнитным ротором не имеет внутреннего статора, так как роль магнитопровода выполняет сам ротор. Иногда для улучшения технических показателей двигателя внешнюю цилиндрическую поверхность ферромагнитного ротора или его днища (торцевые пробки) покрывают медью.

Двигатели с полым немагнитным ротором имеют малую механическую инерцию и поэтому обладают большим быстродействием. Однако немагнитный зазор магнитной цепи, между внешним и внутренним статорами у них получается большой (0,5...1,5 мм), что приводит к уменьшению КПД и коэффициента мощности и к увеличению габаритов и веса. Последние два фактора в ряде случаев нивелируют преимущество этих двигателей по быстродействию. Эти двигатели также менее надежны в работе, чем двигатели с «беличьей клеткой».

Двигатели с полым ферромагнитным ротором имеют весьма большое активное сопротивление ротора, и поэтому их КПД еще ниже, чем у двигателей с полым немагнитным ротором.

Наиболее часто применяются двигатели с «беличьей клеткой» и полым немагнитным ротором. Исполнительные двигатели изготавливаются на номинальные частоты 50...1000 Гц.

В некоторых системах автоматического управления используются управляемые двигатели, роторы которых не вращаются, а лишь проворачиваются в пределах некоторого небольшого угла. Воздействие этих двигателей на управляемый объект зависит от величины развиваемого ими вращающегося момента, и такие двигатели называются *моментными*. Величина их момента зависит также от напряжения обмотки управления.

Асинхронные тахогенераторы. Тахогенераторы переменного тока можно выполнить в виде небольших синхронных генераторов, величина ЭДС которых при постоянном токе возбуждения пропорциональна частоте вращения. Однако такие тахогенераторы имеют переменную частоту, что является их существенным недостатком. Поэтому чаще применяются асинхронные тахогенераторы (рис. 13.5), устройство которых аналогично устройству исполнительного двигателя с полым ротором.

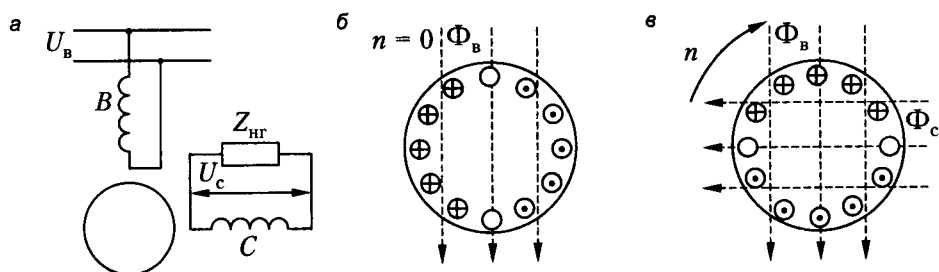


Рис. 13.5. Асинхронный тахогенератор: а — схема; распределение в роторе токов б — трансформации и в — вращения

Обмотка возбуждения В тахогенератора питается от сети переменного тока с $f = \text{const}$ и создает пульсирующий поток Φ_B . При неподвижном роторе (рис. 13.5, б) этот поток индуцирует в роторе ЭДС трансформации, в результате чего в роторе возникают токи, которые создают магнитный поток, действующий по оси обмотки возбуждения. Этот поток с сигнальной обмоткой С не сцепляется, так как эта обмотка сдвинута относительно обмотки В на 90° . Поэтому при $n = 0$ напряжение сигнальной обмотки $U_C = 0$. При вращении ротора в нем индуцируется также ЭДС вращения, в результате чего в роторе возникает также другая система токов (рис. 13.5, в), которая создает поток Φ_C , сцепляющийся с сигнальной обмоткой. Этот поток пульсирует с частотой тока возбуждения, значение его пропорционально n , и в обмотке С индуцируется ЭДС $E_C \sim n$. К этой обмотке присоединяется нагрузка в виде измерительного прибора или элемента системы автоматического регулирования.

13.2. Однофазные сельсины

Сельсины (сокращение, образованное от англ. *self-synchronizing* — самосинхронизирующийся) применяются для синхронного поворота или вращения двух или

нескольких осей, не связанных друг с другом механически, а также для некоторых других целей. Однофазные сельсины чаще всего имеют следующее устройство (рис. 13.6).

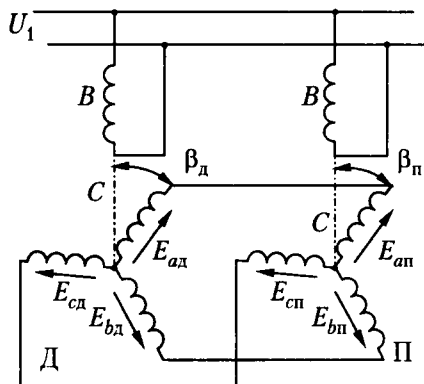


Рис. 13.6. Схемы включения сельсинов при индикаторном режиме работы

На явно выраженных полюсах статора расположена сосредоточенная обмотка возбуждения, а в пазах цилиндрического ротора — три распределенные обмотки синхронизации, сдвинутые друг относительно друга в пространстве на 120° эл. и аналогичные трехфазной обмотке нормальной машины переменного тока. Обмотки ротора соединяются с внешними цепями с помощью контактных колец и щеток. Сердечники статора и ротора собраны из листовой электротехнической стали.

Рассмотрим главные режимы работы однофазных сельсинов.

В индикаторном режиме работы (см. рис. 13.6) один сельсин-датчик Д управляет работой одного или несколько сельсинов-приемников П. Обмотки возбуждения В этих сельсинов включаются в общую сеть, а обмотки синхронизации С соединяются друг с другом. Пульсирующее поле возбуждения индуцирует ЭДС в «фазах» обмоток синхронизации. Если углы поворота соответствующих фаз датчика β_d и приемника β_p по отношению к осям полюсов одинаковы ($\beta_d = \beta_p$), то ЭДС соединенных друг с другом «фаз» обмоток синхронизации также одинаковы:

$$\dot{E}_{ад} = \dot{E}_{ап}; \quad \dot{E}_{бд} = \dot{E}_{бп}; \quad \dot{E}_{сд} = \dot{E}_{сп}$$

и направлены встречно. При этом в обмотках синхронизации не возникает никаких токов и электромагнитные моменты сельсинов равны нулю. Если же роторы сельсинов будут занимать неодинаковое положение, то *угол рассогласования*

$$\Delta\beta = \beta_d - \beta_p$$

будет не равен нулю и приведенные ранее равенства ЭДС нарушатся. В результате в обмотках синхронизации возникнут токи, и на роторы сельсинов будут действовать электромагнитные моменты M_d и M_p .

Более подробный анализ показывает, что моменты датчика и приемника имеют разные знаки и оба действуют в направлении уменьшения угла рассогласования $\Delta\beta$. Если бы момент сопротивления на валу сельсина-приемника был равен нулю, то $\Delta\beta = 0$ и ротор этого сельсина в точности воспроизводил бы движения

ротора сельсина-датчика, притом не только в режиме медленного поворота ротора, но и при его вращении с определенной частотой вращения. В действительности на ротор сельсина-приемника действуют определенные, хотя и небольшие тормозные моменты — от трения в подшипниках, на контактных кольцах и о воздух в сельсине, а также небольшой момент сопротивления механизма, соединенного с валом сельсина-приемника (стрелка или шкала указательного прибора-индикатора, движок небольшого реостата и др.). Поэтому всегда существует небольшая ошибка $\Delta\beta$ в передаче угла. Некоторая ошибка возникает также в результате различных неточностей, допущенных при изготовлении сельсинов, зубчатого строения их ротора и т. д. Сельсины различных классов точности имеют максимально допустимые значения углов рассогласования (ошибок) в пределах $0,25...2,5^\circ$. Максимальный момент сельсинов-приемников обычно находится в пределах $200...2000$ гс·см.

Раздел III

Синхронные машины

Глава 14

Магнитные поля и основные электромагнитные параметры обмоток синхронных машин

Общие положения. Магнитные поля, возбуждаемые в синхронных машинах, особенно большой мощности, характеризуются высокой интенсивностью и сложным распределением по их объему. Однако в активной зоне синхронной машины магнитное поле с достаточной точностью можно считать плоскопараллельным, то есть изменяющимся только в пределах поперечного сечения этой зоны. Поэтому в дальнейшем при анализе магнитных полей синхронных машин будем исходить из картины их распределения только в плоскости поперечного сечения активной зоны машины, причем только внутри ее активного объема, полагая в порядке допущения, что во внешнем пространстве эти поля отсутствуют вследствие сильного экранирующего действия ферромагнитного корпуса машины.

В соответствии со сказанными рассмотрим картины магнитных полей, возбуждаемых в синхронной машине отдельно обмотками возбуждения и якоря. При этом наибольшее внимание будем уделять картинам распределения в воздушном зазоре, в объеме которого в основном концентрируется энергия магнитного поля.

14.1. Магнитное поле и электромагнитные параметры обмотки возбуждения

Явнополюсная машина. На рис. 14.1 представлены схема магнитной цепи явнополюсной синхронной машины и примерная картина распределения магнитного поля возбуждения.

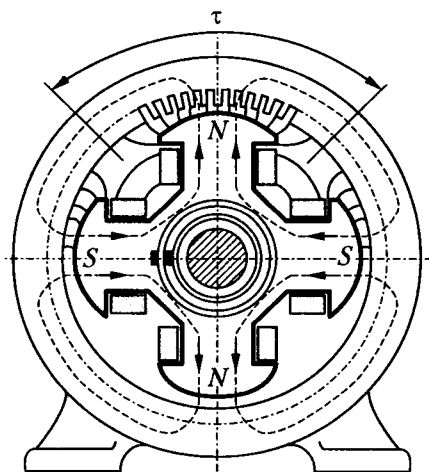


Рис. 14.1. Магнитное поле обмотки возбуждения явнополюсной синхронной машины

Видно, что представленная структура магнитной цепи подобна структуре машин постоянного тока. Поэтому и расчет магнитной цепи явнополюсной синхронной машины производится подобно расчету магнитной цепи машины постоянного тока, магнитная характеристика $\Phi_\delta = f(if)$ синхронной машины имеет такой же вид, как и у других электрических машин.

Рассмотрим подробнее картину распределения магнитного поля возбуждения в воздушном зазоре, представленную на рис. 14.2, а.

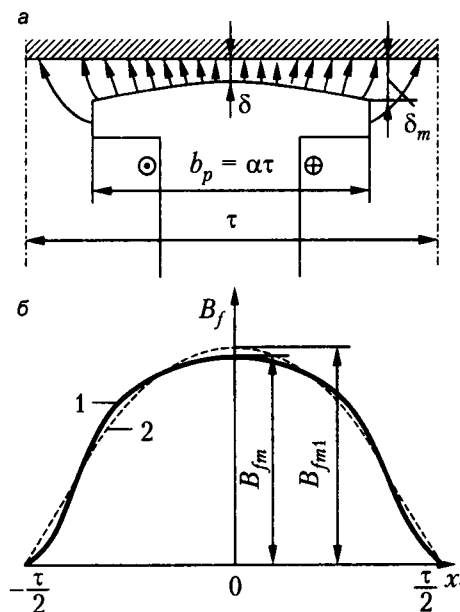


Рис. 14.2. Магнитное поле обмотки возбуждения явнополюсной синхронной машины в воздушном зазоре

Важной характеристикой этого поля является распределение нормальной составляющей магнитной индукции B_f вдоль воздушного зазора по поверхности статора. Как уже указывалось (см. 3.3), для того чтобы индуцируемая в обмотках якоря ЭДС изменялась во времени гармонически, необходимо обеспечить гармоническое распределение $B_f(x)$ вдоль зазора. С этой целью в явнополюсных синхронных машинах воздушный зазор делается неравномерным. Однако достичь полностью гармонического распределения $B_f(x)$ не удастся. На рис. 14.2, б показано реально достигаемое распределение $B_f(x)$ (кривая 1). Такую кривую распределения можно разложить на основную (кривая 2) и высшие гармоники, которые индуцируют в обмотке якоря основную и высшие гармоники ЭДС соответственно. Высшие гармоники ЭДС довольно малы, так как малы соответствующие гармоники поля и, кроме того, выбором шага и числа пазов на полюс и фазу обмотки якоря достигается уменьшение высших гармоник ЭДС. Поэтому в теории синхронных машин учитывается только основная гармоника ЭДС якоря, и, соответственно, потоком взаимной индукции между индуктором и якорем считается поток основной гармоники поля возбуждения (кривая 2 на рис. 14.2, б).

Отличие реального распределения $B_f(x)$ от гармонического принято характеризовать отношением амплитуды основной гармоники поля возбуждения B_{fm1} к действительному максимальному значению этого поля B_{fm} (см. рис. 14.2, б)

$$k_f = \frac{B_{fm1}}{B_{fm}}, \quad (14.1)$$

называемым *коэффициентом формы поля возбуждения*. Величина k_f (рис. 14.3) определяется конфигурацией пространства воздушного зазора и зависит от отношений δ_m/δ и δ/τ и от коэффициента полюсной дуги

$$\alpha = \frac{b_p}{\tau}.$$

Обычно $\delta_m/\delta = 1...2,5$; $\alpha = 0,65...0,75$ и $k_f = 0,95...1,15$.

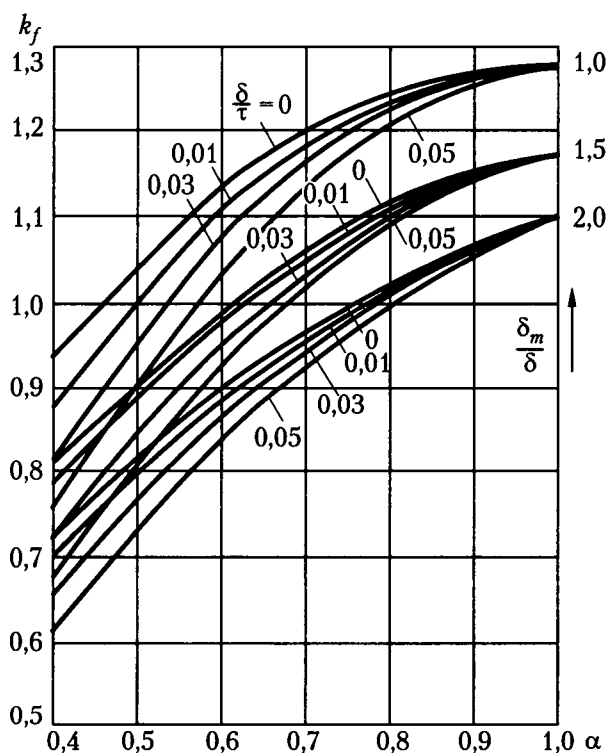


Рис. 14.3. Кривые коэффициента формы поля возбуждения явнополюсной синхронной машины k_f

МДС обмотки возбуждения на один полюс

$$F_f = \frac{w_f i_f}{2p}, \quad (14.2)$$

где w_f — число витков всей обмотки возбуждения; i_f — ток возбуждения.

Амплитуда основной гармоники поля возбуждения

$$B_{f m 1} = k_f B_{f m} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d} \delta} F_f k_f, \quad (14.3)$$

где k_δ — коэффициент воздушного зазора; $k_{\mu d}$ — коэффициент насыщения магнитной цепи по продольной оси, то есть по оси полюсов. В общем случае размер зазора в пределах полюсного наконечника не постоянен, и значение k_δ принято рассчитывать для среднего расчетного зазора

$$\delta_p = \delta + \frac{1}{3}(\delta_m - \delta).$$

На основании выражений (14.2) и (14.3)

$$B_{f m 1} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d} \delta} \frac{\omega_f k_f}{2p} i_f. \quad (14.4)$$

Поток основной гармоники поля возбуждения

$$\Phi_{f 1} = \frac{2}{\pi} B_{f m 1} \tau l_\delta,$$

или, согласно выражению (14.4),

$$\Phi_{f 1} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d} \delta} \frac{\omega_f k_f}{p} i_f. \quad (14.5)$$

Потокосцепление потока $\Phi_{f 1}$ с фазной обмотки якоря, когда ось этой фазы совпадает с продольной осью полюсов машины,

$$\Psi_{fad} = \omega k_{o6} \Phi_{f 1}. \quad (14.6)$$

При повороте ротора относительно фазы обмотки статора потокосцепление потока возбуждения с этой обмоткой изменяется по синусоидальному закону, следовательно, взаимная индуктивность обмотки возбуждения с фазой обмотки статора изменяется по такому же закону. Амплитуда этой индуктивности

$$M_{fad} = \frac{\Psi_{fad}}{i_f}$$

на основании выражений (14.5) и (14.6) равна

$$M_{fad} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d} \delta} \frac{\omega_f k_f \omega k_{o6}}{p}. \quad (14.7)$$

При вращении ротора с угловой частотой

$$\omega_1 = 2\pi f_1$$

потокосцепление потока основной гармоники поля возбуждения с фазой обмотки якоря изменяется по закону

$$\Psi_{fad t} = \Psi_{fad} \cos \omega_1 t = M_{fad} i_f \cos \omega_1 t,$$

при этом в якоре индуцируется ЭДС

$$e = -\frac{d\Psi_{fad}}{dt} = \omega_1 M_{fad} i_f \sin \omega_1 t.$$

Амплитуда и действующее значение этой ЭДС вычисляются по формулам:

$$\begin{cases} E_m = \omega_1 M_{fad} i_f = x_{fad} i_f; \\ E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{x_{fad}}{\sqrt{2}} i_f, \end{cases} \quad (14.8)$$

где

$$x_{fad} = \omega_1 M_{fad} \quad (14.9)$$

есть сопротивление взаимной индукции обмотки возбуждения с обмоткой якоря. Согласно выражению (14.7), амплитуда M_{fad} зависит от насыщения магнитной цепи, и ее значение в соответствии с (14.8) можно определить с помощью характеристики холостого хода $E = f(i_f)$ по формуле

$$M_{fad} = \frac{x_{fad}}{\omega_1} = \frac{\sqrt{2}E}{\omega_1 i_f}. \quad (14.10)$$

Индуктивные параметры обмотки возбуждения вычисляются по реальному значению потока в воздушном зазоре $\Phi_{f\delta}$, определяемому выражением

$$\Phi_{f\delta} = k_\Phi \Phi_{f1}, \quad (14.11)$$

где k_Φ — коэффициент формы потока, определяемый по реальной картине магнитного поля в зазоре.

Значение k_Φ определяется конфигурацией пространства воздушного зазора. Зависимость k_Φ от относительных размеров, характеризующих геометрию полюсных наконечников, показана на рис. 14.4.

Собственная индуктивность обмотки возбуждения от поля воздушного зазора

$$L_{f\delta} = \frac{\Psi_{f\delta}}{i_f} = \frac{w_f \Phi_{f\delta}}{i_f},$$

согласно выражению (14.11), определяется соотношением

$$L_{f\delta} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d} \delta} \frac{w_f^2}{p} k_f k_\Phi. \quad (14.12)$$

Кроме поля в воздушном зазоре обмотка возбуждения создает поток рассеяния в междуполюсном пространстве Φ_{fn} (рис. 14.5) и поток рассеяния лобовых частей Φ_{fl} . Поток Φ_{fn} можно приближенно рассчитывать так же, как поток пазового рассеяния.

Потокам Φ_{fn} и Φ_{fl} соответствуют индуктивности рассеяния паза, а также индуктивности рассеяния обмотки возбуждения L_{fn} и L_{fl} , формулы расчета кото-

рых приводятся в руководствах по проектированию электрических машин. В соответствии с этим полная индуктивность обмотки возбуждения

$$L_f = L_{f\delta} + L_{fn} + L_{fл}. \quad (14.13)$$

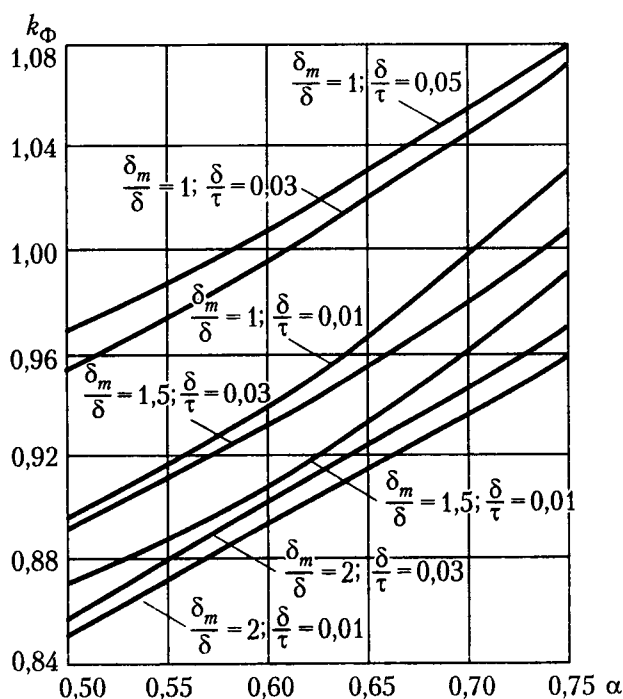


Рис. 14.4. Кривые коэффициента потока возбуждения явн полюсной синхронной машины k_Φ

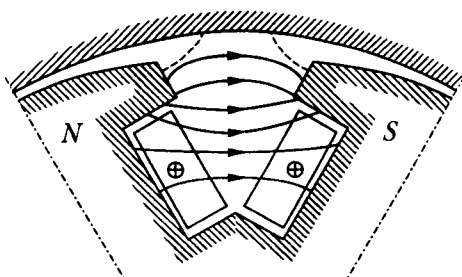


Рис. 14.5. Поле рассеяния обмотки возбуждения явн полюсной синхронной машины в междуполюсном пространстве

Реальный поток возбуждения в зазоре (см. рис. 14.2, кривая 1) сцепляется с обмоткой возбуждения полностью, а при создании потокоосцепления с обмоткой якоря во внимание принимается только его основная гармоника (см. рис. 14.2, кривая 2). Это обстоятельство, а также различный характер пространственного распределения обмоток возбуждения и якоря обуславливают наличие диффе-

ренциального рассеяния обмотки возбуждения, и индуктивность этого рассеяния является составляющей величины $L_{\text{в}}$.

В установившемся режиме работы $i_f = \text{const}$, и поэтому ЭДС самоиндукции обмотки возбуждения

$$e_f = -L_f \frac{di_f}{dt} = 0. \quad (14.14)$$

Однако в переходных режимах $e_f \neq 0$.

Активное сопротивление обмотки возбуждения r_f нетрудно вычислить по известным обмоточным данным (число витков, их сечение и длина).

Неявнополюсная машина. На рис. 14.6, а представлена картина магнитного поля возбуждения в воздушном зазоре неявнополюсной машины на протяжении полюсного деления.

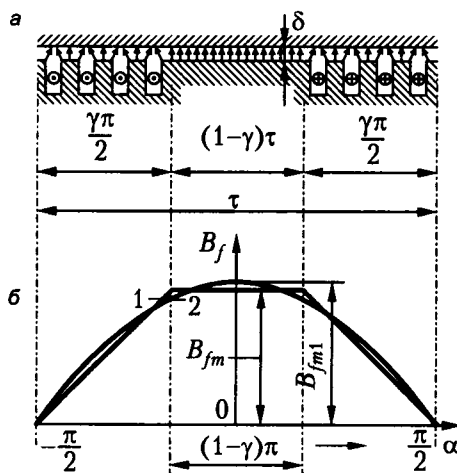


Рис. 14.6. Магнитное поле обмотки возбуждения неявнополюсной синхронной машины в воздушном зазоре

В таких машинах ширина открытия паза по сравнению с размером зазора δ невелика, а число пазов ротора велико ($Z_2 = 20 \dots 40$). Поэтому влияние пазов также невелико, и можно считать, что кривая распределения индукции поля возбуждения вдоль зазора имеет вид трапеции (рис. 14.6, б, кривая 1). Амплитуда основной гармоники этого поля (кривая 2)

$$\begin{aligned} B_{fm1} &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} B_f \cos \alpha d\alpha = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{(1-\gamma)\pi}{2}} B_{fm} \cos \alpha d\alpha + \\ &+ \frac{4}{\pi} \int_{\frac{(1-\gamma)\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{2}{\gamma\pi} B_{fm} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) \cos \alpha d\alpha = \frac{4}{\pi} \frac{\sin \frac{\gamma\pi}{2}}{\frac{\gamma\pi}{2}}. \end{aligned} \quad (14.15)$$

Элементарный поток на участке большого зубца

$$d\Phi' = B_{fm} l_\delta dx = B_{fm} l_\delta \frac{\tau}{\pi} d\alpha$$

сцепляется со всеми витками полюса $\frac{w_f}{2p}$, а элементарный поток на поверхности обмотанной части ротора

$$d\Phi'' = B_f l_\delta \frac{\tau}{\pi} d\alpha = \frac{2}{\gamma\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) B_{fm} l_\delta \frac{\tau}{\pi} d\alpha$$

сцепляется с количеством витков полюса, равным

$$\frac{2}{\gamma\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) \frac{w_f}{2p}.$$

Потокосцепление всей обмотки возбуждения

$$\Psi_{f\delta} = 2p \left[2 \int_{\alpha=0}^{\alpha=\frac{(1-\gamma)\pi}{2}} \frac{w_f}{2p} d\Phi' + 2 \int_{\alpha=\frac{(1-\gamma)\pi}{2}}^{\alpha=\frac{\pi}{2}} \frac{2}{\gamma\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) \frac{w_f}{2p} d\Phi'' \right].$$

Подставим сюда величины $d\Phi'$ и $d\Phi''$, вычислим интегралы, подставим

$$B_{fm} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d} \delta} \frac{w_f i_f}{2p}.$$

и разделим результат на i_f . В итоге получим:

$$L_{f\delta} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d} \delta} \frac{w_f^2}{2p} \tau l_\delta \left(1 - \frac{2}{3} \gamma \right). \quad (14.18)$$

Будем применять выражение (14.12) также для неявнополюсной машины, учитывая, что k_f в этом случае определяется равенством (14.16). Приравнявая при этом правые части равенств (14.12) и (14.18), найдем, что для неявнополюсной машины

$$k_\Phi = \frac{\pi}{2} \frac{1 - \frac{2}{3} \gamma}{k_f} = \frac{\pi^2}{8} \frac{1 - \frac{2}{3} \gamma}{k_{\phi f}}. \quad (14.19)$$

14.2. Магнитное поле и электромагнитные параметры обмотки якоря

Общие положения. При нагрузке обмотки якоря синхронной машины током она создает собственное магнитное поле, которое называется *полем реакции якоря*. Это поле, как и в машинах постоянного тока, неподвижно по отношению к полюсам индуктора и в пределах каждого двойного полюсного деления ориентирова-

но в направлении линии раздела токов якоря (см. раздел 2.3.2¹). Направление этого поля по отношению к полюсам индуктора, то есть характер реакции поля якоря определяется углом сдвига ψ между током якоря $\dot{I}$ и ЭДС $\dot{E}$. Напомним, при каком угле ψ реакция якоря будет поперечной, а при каком — продольной.

Продольная и поперечная реакция якоря. Рассмотрим действие реакции якоря многофазной синхронной машины при установившейся симметричной нагрузке (рис. 14.8).

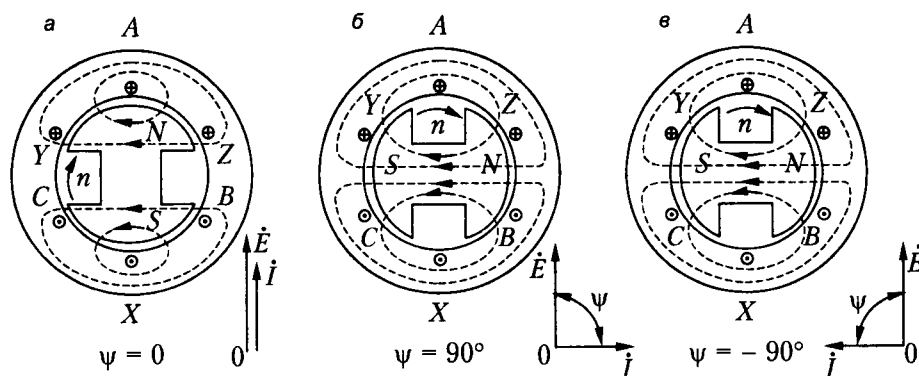


Рис. 14.8. Реакция якоря синхронной машины: а — поперечная; б — продольная размагничивающая; в — продольная намагничивающая

Для наглядности будем иметь в виду двухполюсную машину и предположим, что она работает в режиме генератора. Получаемые результаты нетрудно распространить также на двигательный режим работы. Ради простоты и наглядности на рис. 14.8 каждая фаза обмотки изображена в виде одного витка с полным шагом ($A-X$, $B-Y$, $C-Z$), а магнитные линии поля возбуждения не показаны.

Сначала рассмотрим случай, когда угол сдвига фаз ψ между током якоря $\dot{I}$ и ЭДС $\dot{E}$, индуцируемой в обмотке якоря полем возбуждения, равен нулю (рис. 14.8, а). Ротор вращается с электрической угловой частотой

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi \frac{n_1}{p},$$

и при положении ротора, изображенном на рис. 14.8, а, ЭДС фазы А максимальна. Так как $\psi = 0$, ток этой фазы также максимален и

$$i_a = I_m; \quad i_b = i_c = -\frac{1}{2} I_m.$$

Направления токов i_a , i_b и i_c нетрудно установить по правилу правой руки, и они указаны на рис. 14.8, а крестиками и точками. При этих направлениях токов магнитные линии поля реакции якоря в полюсах и теле якоря направлены, как показано на рис. 14.8, а, поперек оси полюсов d . Следовательно, поток реакции яко-

¹ Вольдек А. И., Попов В. В. Электрические машины. Введение в электромеханику. Машины постоянного тока и трансформаторы: Учебник для вузов. СПб., Питер, 2007.

ря Φ_a действует по поперечной оси. Такой характер поля реакции якоря при $\psi = 0$ сохраняется при любом положении вращающегося ротора, так как ротор и поле реакции якоря вращаются синхронно. Следовательно, при $\psi = 0$ реакция якоря синхронной машины является чисто поперечной.

Если ток I отстает от ЭДС E на $\psi = 90^\circ$, то максимум тока в фазе A наступает на четверть периода позднее по сравнению со случаем на рис. 14.8, *а* на четверть периода позднее, когда ротор повернется на 90° по часовой стрелке (рис. 14.8, *б*). Токи фаз на рис. 14.8, *б* имеют такие же значения, как и на рис. 14.8, *а*, вследствие чего и ориентация магнитного потока якоря в пространстве является такой же. Как видно из рис. 14.8, *б*, при отстающем токе и $\psi = 90^\circ$ реакция якоря действует по продольной оси и является по отношению к полю возбуждения чисто размагничивающей (продольная размагничивающая реакция якоря).

Если ток I опережает ЭДС E на $\psi = -90^\circ$, то максимум тока в фазе A наступает по сравнению со случаем рис. 14.8, *а* на четверть периода раньше и в этот момент времени ротор занимает по сравнению с рис. 14.8, *а* положение, повернутое на 90° против направления вращения (рис. 14.8, *в*). Токи фаз на рис. 14.8, *в* имеют такие же значения, как и на рис. 14.8, *а*. Из рис. 14.8, *в* видно, что при опережающем токе и $\psi = -90^\circ$ реакция якоря также действует по продольной оси, но является по отношению к полю возбуждения чисто намагничивающей, то есть она увеличивает поток по продольной оси машины (продольная намагничивающая реакция якоря).

При значениях угла ψ , отличных от рассмотренных ранее, магнитное поле якоря будет произвольно ориентировано по отношению к осям симметрии ротора. Анализ такой картины магнитного поля якоря, весьма затруднителен по причине магнитной несимметрии последнего. Для упрощения анализа одно такое сложное асимметричное поле удобнее представить двумя симметричными магнитными полями, ориентированными по осям магнитной симметрии ротора — d и q . Такой подход был предложен в 1895 г. французским электротехником А. Blondel и получил название *метода, или теории, двух реакций*. Такой подход, строго говоря, правомерен, если магнитная цепь машины ненасыщенная, то есть линейная. При невыполнении этого условия метод двух реакций следует рассматривать как приближенный, дающий, однако, как показала практика, удовлетворительные результаты.

Суть метода двух реакций заключается в следующем. Вектор тока $\vec{I}$ представляется двумя составляющими так, чтобы одна из них — $\vec{I}_q$ — совпадала по направлению с вектором $\vec{E}$, а другая — $\vec{I}_d$ — была ортогональна ему:

$$\vec{I} = \vec{I}_q + \vec{I}_d. \quad (14.20)$$

Такое разложение тока I на составляющие показано на рис. 14.9.

Составляющая $\vec{I}_q$ называется поперечным током якоря, поскольку она создает поперечное поле якоря, а составляющая $\vec{I}_d$ — продольным током якоря, поскольку она создает продольное поле. Из сказанного следует, что

$$I_d = I \sin \psi; \quad (14.21a)$$

$$I_q = I \cos \psi. \quad (14.21б)$$

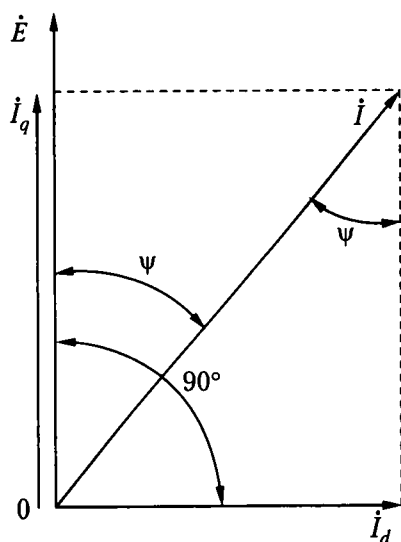


Рис. 14.9. Разложение тока якоря на продольную и поперечную составляющие

Магнитные поля и ЭДС продольной и поперечной реакции якоря. Рассмотрим основные гармоники МДС якоря при симметричной нагрузке.

Продольный ток I_d создает продольную МДС якоря с амплитудой

$$F_{ad} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{\text{об}}}{p} I_d, \quad (14.22)$$

а поперечный ток I_q создает поперечную МДС якоря с амплитудой

$$F_{aq} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{\text{об}}}{p} I_q. \quad (14.23)$$

МДС F_{ad} и F_{aq} можно рассматривать как составляющие полной МДС якоря

$$F_a = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{\text{об}}}{p} I \quad (14.24)$$

по осям d и q , причем

$$\begin{cases} F_{ad} = F_a \sin \psi; \\ F_{aq} = F_a \cos \psi. \end{cases} \quad (14.25)$$

Максимум волны МДС F_{ad} совпадает с продольной, а максимум волны МДС F_{aq} — с поперечной осью (рис. 14.10, кривые 1).

Если бы величина зазора была по всей окружности одинакова и равна его значению под серединой полюсного наконечника, то МДС F_{ad} и F_{aq} создали бы синусоидальные пространственные волны магнитного поля (кривые 2 на рис. 14.10) с амплитудами

$$\begin{cases} B_{adm} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}} F_{ad}; \\ B_{aqm} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu q}} F_{aq}. \end{cases} \quad (14.26)$$

Здесь коэффициенты насыщения $k_{\mu d}$ и $k_{\mu q}$ приняты разными для разных осей, так как условия насыщения по этим осям, вообще говоря, различны.

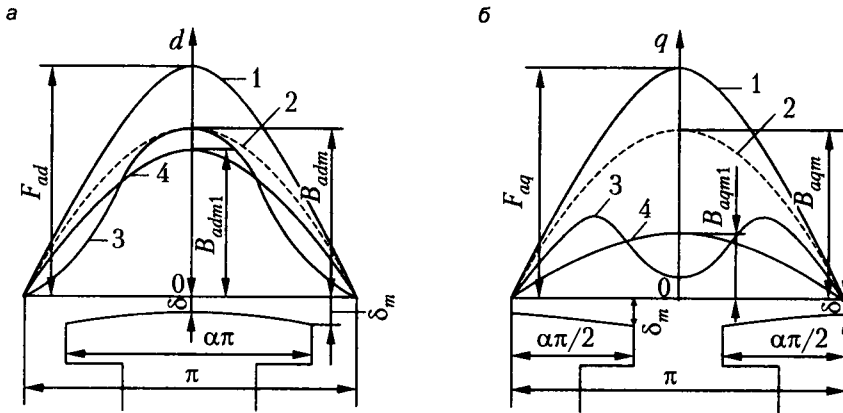


Рис. 14.10. Кривые поля реакции якоря явнополюсной синхронной машины: а — по продольной и б — по поперечной осям

Вследствие неравномерности воздушного зазора действительные кривые индукции 3 (см. рис. 14.10), создаваемой синусоидальными волнами МДС F_{ad} и F_{aq} , не будут синусоидальными. Эти кривые можно разложить на гармоники $v = 1, 3, 5, \dots$, причем в виде кривых 4 представлены основные гармоники ($v = 1$) поля продольной и поперечной реакции якоря с амплитудами B_{adm1} и B_{aqm1} . Все указанные гармоники поля вращаются синхронно с ротором и индуцируют в обмотке якоря ЭДС с частотами $f_v = v f_1$. Высшие гармоники ЭДС довольно малы, так как малы соответствующие гармоники поля и, кроме того, уменьшению этих гармоник ЭДС способствуют укорочение шага и распределение обмотки якоря. Опыт показывает, что ЭДС, индуцируемые полями реакции якоря, в действительности практически синусоидальны. Поэтому в теории синхронных машин учитываются только основные гармоники поля (кривые 4 на рис. 14.10).

Как видно из рис. 14.10, неравномерность воздушного зазора приводит к уменьшению амплитуд основных гармоник полей реакции якоря, и поэтому отношения

$$\begin{cases} k_{ad} = \frac{B_{adm1}}{B_{adm}} < 1; \\ k_{aq} = \frac{B_{aqm1}}{B_{aqm}} < 1, \end{cases} \quad (14.27)$$

меньше единицы, причем $k_{aq} < k_{ad}$.

Величины

$$k_{ad} = f\left(\alpha, \frac{\delta_m}{\delta}, \frac{\delta}{\tau}\right); \quad k_{aq} = f\left(\alpha, \frac{\delta_m}{\delta}, \frac{\delta}{\tau}\right)$$

называются коэффициентами формы поля продольной и поперечной реакции якоря соответственно и рассчитываются по картинам магнитного поля в зазоре. Кривые зависимостей k_{ad} и k_{aq} представлены на рис. 14.11. Для неявнополюсной синхронной машины вследствие равномерности зазора $k_{ad} = k_{aq} = 1$.

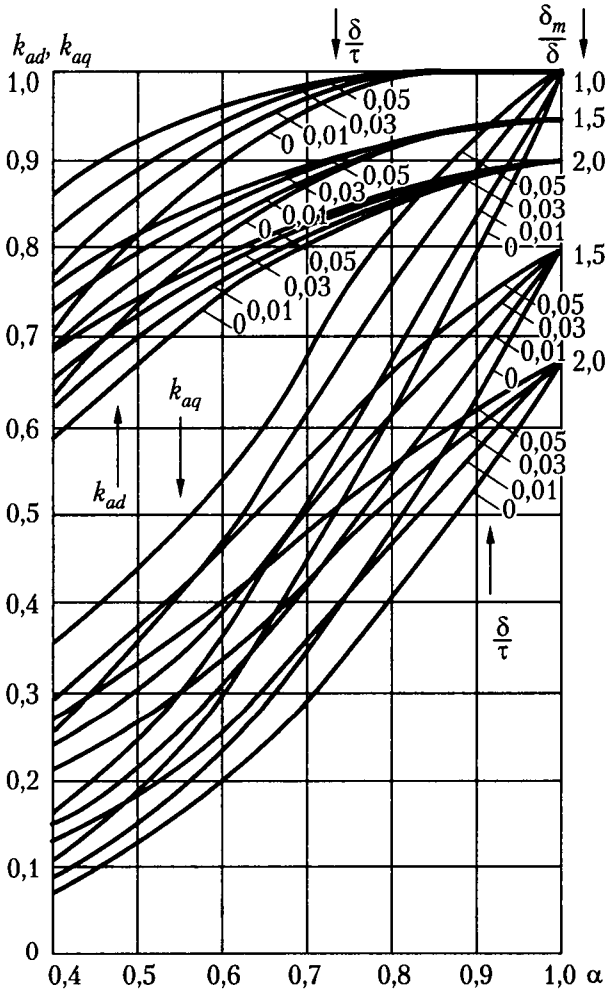


Рис. 14.11. Кривые коэффициентов формы поля реакции якоря явнополюсной машины k_{ad} и k_{aq}

Основные гармоники полей продольной и поперечной реакции якоря (см. рис. 14.10, кривые 4) создают потоки реакции якоря

$$\Phi_{ad} = \frac{2}{\pi} B_{adm1} \tau l_{\delta} = \frac{2}{\pi} k_{ad} B_{adm} \tau l_{\delta}; \quad \Phi_{aq} = \frac{2}{\pi} B_{aqm1} \tau l_{\delta} = \frac{2}{\pi} k_{aq} B_{aqm} \tau l_{\delta}.$$

Отсюда на основании равенств (14.22), (14.23) и (14.26) получим:

$$\begin{cases} \Phi_{ad} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\delta k_{\mu d}} \frac{m 2\sqrt{2}}{\pi^2} \frac{\omega k_{\phi}}{p} I_d k_{ad}; \\ \Phi_{aq} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\delta k_{\mu q}} \frac{m 2\sqrt{2}}{\pi^2} \frac{\omega k_{\phi}}{p} I_q k_{aq}. \end{cases} \quad (14.28)$$

Потоки Φ_{ad} и Φ_{aq} вращаются синхронно с ротором и индуцируют в обмотке якоря ЭДС самоиндукции

$$\begin{cases} E_{ad} = \pi \sqrt{2} f_1 \omega k_{\phi} \Phi_{ad}; \\ E_{aq} = \pi \sqrt{2} f_1 \omega k_{\phi} \Phi_{aq}, \end{cases} \quad (14.29)$$

которые называются *ЭДС продольной и поперечной реакции якоря*.

Индуктивные сопротивления реакции якоря. В соответствии с теорией двух реакций главные индуктивные сопротивления обмотки якоря, соответствующие магнитным потокам основной гармоники поля якоря в воздушном зазоре, определяются для каждой из составляющих тока I , поскольку они будут различными. Для определения индуктивных сопротивлений реакции якоря представим ЭДС E_{ad} и E_{aq} в виде

$$\begin{cases} E_{ad} = x_{ad} I_d; \\ E_{aq} = x_{aq} I_q, \end{cases} \quad (14.30)$$

где x_{ad} и x_{aq} — собственные индуктивные сопротивления самоиндукции обмотки якоря, обусловленные полями продольной и поперечной реакции якоря при симметричной нагрузке и называемые *индуктивными сопротивлениями продольной и поперечной реакции якоря* соответственно.

На основании выражений (14.28)–(14.30) получим:

$$\begin{cases} x_{ad} = 4mf_1 \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d}} \frac{\omega^2 k_{\phi}^2}{p} k_{ad}; \\ x_{aq} = 4mf_1 \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu q}} \frac{\omega^2 k_{\phi}^2}{p} k_{aq}. \end{cases} \quad (14.31)$$

Обратите внимание на то, что индуктивные сопротивления продольной x_{ad} и поперечной x_{aq} реакции якоря представляют собой эквивалентные индуктивные сопротивления фазы обмотки якоря с учетом взаимной индукции с другими фазами этой же обмотки. Этим сопротивлениям соответствуют эквивалентные индуктивности фазы обмотки

$$L_{ad} = \frac{x_{ad}}{\omega_1} \quad \text{и} \quad L_{aq} = \frac{x_{aq}}{\omega_1}.$$

В выражениях (14.31) множители $\frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\delta k_{\mu d}} k_{ad} = \Lambda_{\mu d}$ и $\frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\delta k_{\mu q}} k_{aq} = \Lambda_{\mu q}$ определяют магнитную проводимость воздушного зазора для потоков продольной и по-

перечной реакции якоря соответственно. Чем больше проводимость воздушного зазора, тем сильнее проявляется реакция якоря и тем больше будут x_{ad} и x_{aq} . В явнополюсных машинах $\Lambda_{\mu\delta d} > \Lambda_{\mu\delta q}$, а значит, $x_{ad} > x_{aq}$.

Эти сопротивления, выраженные в относительных единицах, равны

$$\begin{cases} x_{ad} = \frac{\sqrt{2}\mu_0 \tau k_{об}}{\pi k_\delta k_{\mu d} \delta} \frac{A_n}{B_{\delta n}} k_{ad}; \\ x_{aq} = \frac{\sqrt{2}\mu_0 \tau k_{об}}{\pi k_\delta k_{\mu d} \delta} \frac{A_n}{B_{\delta n}} k_{aq}. \end{cases} \quad (14.32)$$

Для неявнополюсной синхронной машины по причине равномерности зазора $k_{ad} = k_{aq} = 1$ и

$$x_{ad} = x_{aq}. \quad (14.33)$$

Из этих двух обозначений для неявнополюсной машины сохраним обозначение x_{ad} .

При проектировании машины с заданными мощностью, частотой вращения и способом охлаждения все величины, входящие в (14.32), за исключением δ , могут изменяться лишь в небольших пределах. Поэтому значения x_{ad} и x_{aq} практически обратно пропорциональны величине воздушного зазора. Для ограничения влияния реакции якоря желательно, чтобы значения x_{ad} и x_{aq} не превосходили определенных пределов, поэтому размер зазора δ в синхронных машинах приходится делать больше, чем это допустимо по механическим и иным условиям. Необходимо, однако, иметь в виду, что увеличение δ требует усиления обмотки возбуждения, что связано с увеличением расхода обмоточного провода. В ряде случаев по причине затруднений при размещении обмотки возбуждения требуется также некоторое увеличение габаритов машины. Поэтому уменьшение x_{ad} и x_{aq} ведет к удорожанию машины.

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря рассчитывается по формулам, выводимым в 5.3. Далее приведем только дополнительные соображения по их расчету.

МДС обмотки якоря наряду с основной гармоникой содержит также высшие гармоники. При равномерном зазоре поля высших гармоник индуцируют в обмотке якоря ЭДС основной частоты, которые учитываются в виде индуктивного сопротивления дифференциального рассеяния. При неравномерном зазоре (в частности, в явнополюсной синхронной машине) поля высших гармоник МДС искажаются и поэтому индуцируют ЭДС как основной, так и высших частот. ЭДС основной частоты при этом также учитывается в виде сопротивления дифференциального рассеяния, а высшими гармониками ЭДС, приняв во внимание изложенные ранее соображения, пренебрегают.

Кроме дифференциального рассеяния существуют также пазовое и лобовое рассеяния якоря. Вследствие магнитной несимметрии ротора явнополюсной синхронной машины одинаковые токи I_d и I_q создают различные поля и ЭДС дифференциального и лобового рассеяния. Однако эта разница невелика, и ею пре-

небрегают, поэтому индуктивные сопротивления рассеяния якоря $x_{\sigma a}$ для токов I_d и I_q принимают одинаковыми.

Можно также считать, что в пределах до $I \approx (2...2,5)I_n$ будет $x_{\sigma a} = \text{const}$. Обычно $x_{\sigma a} = 0,05...0,20$.

Активное сопротивление фазы обмотки якоря r_a нетрудно вычислить по известным обмоточным данным. Обычно $r_a = 0,005...0,02$, то есть это сопротивление довольно мало.

Синхронные индуктивные сопротивления. Потокосцепление рассеяния обмотки якоря $\Psi_{\sigma a}$ также можно разложить на составляющие по осям d и q (рис. 14.12):

$$\begin{cases} \Psi_{\sigma ad} = \Psi_{\sigma a} \sin \psi; \\ \Psi_{\sigma aq} = \Psi_{\sigma a} \cos \psi \end{cases} \quad (14.34)$$

и считать, что $\Psi_{\sigma ad}$ и $\Psi_{\sigma aq}$ создаются токами I_d и I_q соответственно.

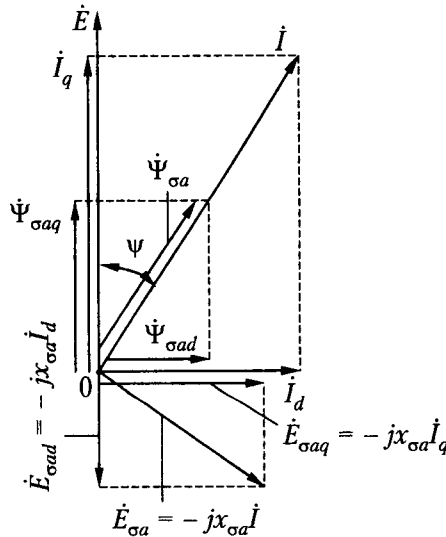


Рис. 14.12. Векторная диаграмма потоковосцеплений и ЭДС рассеяния якоря синхронной машины

Точно так же можно разложить на составляющие полную ЭДС рассеяния якоря $E_{\sigma a}$ (рис. 14.12):

$$\begin{cases} E_{\sigma ad} = E_{\sigma a} \sin \psi = x_{\sigma a} I \sin \psi = x_{\sigma a} I_d; \\ E_{\sigma aq} = E_{\sigma a} \cos \psi = x_{\sigma a} I \cos \psi = x_{\sigma a} I_q. \end{cases} \quad (14.35)$$

ЭДС $E_{\sigma ad}$ и E_{aq} , а также ЭДС $E_{\sigma ad}$ и E_{aq} совпадают по фазе (см. рис. 14.12), поэтому их можно попарно сложить арифметически:

$$\begin{cases} E_d = E_{ad} + E_{\sigma ad} = x_{ad} I_d + x_{\sigma a} I_d; \\ E_q = E_{aq} + E_{\sigma aq} = x_{aq} I_q + x_{\sigma a} I_q, \end{cases} \quad (14.36)$$

или

$$\begin{cases} E_d = x_d I_d; \\ E_q = x_q I_q, \end{cases} \quad (14.37)$$

где

$$\begin{cases} x_d = x_{ad} + x_{\sigma a}; \\ x_q = x_{aq} + x_{\sigma a}. \end{cases} \quad (14.38)$$

ЭДС E_d и E_q являются составляющими полной ЭДС самоиндукции якоря по осям d и q . Сопротивления x_d и x_q называют, соответственно, *продольным и поперечным синхронными индуктивными сопротивлениями обмотки якоря*, причем словом «синхронные» подчеркивается, что эти сопротивления соответствуют нормальному установившемуся синхронному режиму работы с симметричной нагрузкой фаз.

Значение $x_{\sigma a}$ значительно меньше x_{ad} и x_{aq} . Поэтому значения x_d и x_q также определяются главным образом размером зазора машины δ .

14.3. Приведение электромагнитных величин и параметров обмоток синхронной машины

Магнитные связи между обмотками статора и ротора синхронной машины, наблюдаемые в системе координат d, q , неподвижных по отношению к ротору, аналогичны магнитным связям между обмотками трансформатора. Естественно поэтому и для анализа электромагнитных процессов в магнитосвязанных обмотках синхронной машины воспользоваться методологией приведения обмоток, как это делалось для трансформаторов и асинхронных машин.

Рассмотрим особенности процедур приведения обмоток в синхронных машинах применительно к различным режимам их работы.

Приведение МДС и тока якоря к обмотке возбуждения. При анализе установившихся симметричных режимов работы синхронных машин часто возникает необходимость определения с учетом насыщения потоков и ЭДС, создаваемых совместным действием токов и МДС возбуждения и якоря. Однако магнитные характеристики синхронных машин, представленные обычно характеристиками холостого хода, устанавливают зависимость потока и ЭДС только от тока или МДС возбуждения. Чтобы воспользоваться такими магнитными характеристиками для поставленных ранее задач анализа, необходимо найти ток и МДС возбуждения, эквивалентные данному току или МДС якоря, или, иначе говоря, привести ток или МДС якоря к обмотке возбуждения.

Условимся приведенные к обмотке возбуждения величины, относящиеся к якорю, отмечать штрихами. Методология приведения обмоток (см. 14.1) заключается в том, что токи и МДС реальной и приведенной обмоток должны создавать одинаковые основные гармоники магнитного поля в воздушном зазоре. В продольной оси магнитное поле якоря возбуждается МДС $F_{ad'}$ и создаваемая ею амплитуда основной гармоники поля равна $\frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu\delta}} F_{ad} k_{ad}$ (см. 14.2). Амплитуда

основной гармонике поля, создаваемой МДС приведенной обмотки якоря (идентичной обмотке возбуждения), равна $\frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu\delta} \delta} F'_{ad} k_f$.

Из условия равенства этих амплитуд получим:

$$F'_{ad} = k_d F_{ad}, \quad (14.39)$$

где

$$k_d = k_{ad} / k_f. \quad (14.40)$$

Аналогично для приведенной к обмотке возбуждения поперечной МДС якоря получим:

$$F'_{aq} = k_q F_q, \quad (14.41)$$

где

$$k_q = k_{aq} / k_f. \quad (14.42)$$

Величины k_d и k_q называются коэффициентами реакции якоря. Кривые этих коэффициентов для явнополюсных машин изображены на рис. 14.13.

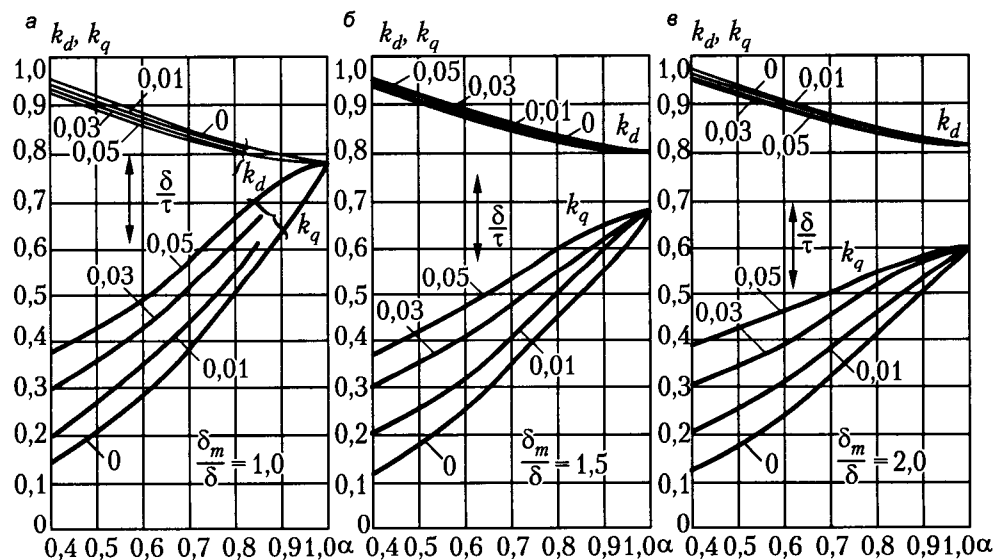


Рис. 14.13. Кривые коэффициентов реакции якоря явнополюсной синхронной машины k_d и k_q

Вместо приведенных МДС можно рассматривать также приведенные токи якоря. Если в выражение (14.29) подставить F_{ad} из (14.22) и $F'_{ad} = F_f$ из (14.2) с заменой в последнем равенстве i_f приведенным к обмотке возбуждения продольным током I'_d , то получим:

$$I'_d = k_{id} I_d, \quad (14.43)$$

где коэффициент приведения продольного тока якоря

$$k_{id} = \frac{m_2 \sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{o6}}{\omega_f} k_d. \quad (14.44)$$

Аналогично, приведенный к обмотке возбуждения поперечный ток якоря

$$I'_q = k_{iq} I_q, \quad (14.45)$$

где коэффициент приведения поперечного тока якоря

$$k_{iq} = \frac{m_2 \sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{o6}}{\omega_f} k_q. \quad (14.46)$$

Для неявнополюсных машин $k_{ad} = k_{aq} = 1$, а k_f определяется равенством (14.16), поэтому для них

$$k_d = k_q = \frac{\pi}{4} \frac{\gamma \frac{\pi}{2}}{\sin \frac{\gamma \pi}{2}}. \quad (14.47)$$

В связи с этим в неявнополюсных машинах можно выполнять приведение МДС якоря F_a и тока I без разложения их на составляющие, причем

$$F'_a = k_d F_a \quad (14.48)$$

и

$$I' = k_{id} I. \quad (14.49)$$

Приведение обмотки возбуждения к обмотке якоря. При нормальном установившемся режиме работы синхронной машины с симметричной нагрузкой фаз процесс взаимной индукции между якорем и индуктором происходит односторонне: поток возбуждения вращается относительно якоря и индуцирует в его обмотке ЭДС, но поток реакции якоря неподвижен относительно индуктора, и поэтому в обмотке возбуждения и успокоительной обмотке, расположенных на индукторе, ЭДС не индуцируются. Однако в неустановившихся, несимметричных и других особых режимах работы синхронной машины процесс взаимной индукции протекает двусторонне, то есть потоки якоря индуцируют ЭДС и токи также и в обмотках индуктора. При этом обмотку якоря синхронной машины можно рассматривать как первичную. При такой двусторонней трансформаторной связи для исследования указанных режимов работы целесообразно привести обмотку возбуждения к обмотке якоря подобно тому, как это делается при рассмотрении трансформаторов и асинхронных машин.

Процедуру приведения обмотки возбуждения будем по-прежнему рассматривать как воображаемую ее замену обмоткой, идентичной обмотке якоря, с сохранением энергетических соотношений и соблюдением идентичности электромагнитных процессов. Так как реальная обмотка возбуждения является однофазной, а приведенная — многофазной, то коэффициенты приведения тока k_i и напряжения k_u будут различными, как и у асинхронной машины при $m_1 \neq m_2$. Токи «фаз» приве-

денной обмотки возбуждения составляют симметричную m -фазную систему токов, создающую магнитный поток по продольной оси. В нормальном установившемся режиме работы эти токи постоянны («застывший m -фазный переменный ток»). При этом следует представить себе также, что ось одной из фаз приведенной обмотки возбуждения совпадает с продольной осью машины. Эту фазу можно назвать основной и ток этой фазы i'_f и напряжение u'_f рассматривать в качестве тока и напряжения приведенной обмотки возбуждения. В симметричном установившемся режиме работы i'_f и u'_f соответствуют амплитудам тока и напряжения «застывшего переменного тока» m -фазной обмотки.

Реальная обмотка возбуждения с током i_f и приведенная обмотка с током i'_f должны создавать одинаковое поле основной гармоники в воздушном зазоре. Поэтому

$$\frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}} \frac{\omega_f}{2p} i_f k_f = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}} \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{\phi 6}}{p} \frac{i'_f}{\sqrt{2}} k_{ad},$$

откуда

$$i'_f = \frac{i_f}{k_i}, \quad (14.50)$$

где

$$k_i = \frac{2m}{\pi} \frac{\omega k_{\phi 6}}{\omega_f} k_d \quad (14.51)$$

представляет собой коэффициент приведения тока возбуждения, отличающийся от k_{ad} (см. формулу (14.44)) на $\sqrt{2}$.

Мощности реальной и приведенной обмоток возбуждения должны быть одинаковыми. Если u_f — напряжение на зажимах реальной обмотки возбуждения и u'_f — напряжение приведенной обмотки возбуждения, то

$$u_f i_f = m \frac{u'_f}{\sqrt{2}} \frac{i'_f}{\sqrt{2}},$$

откуда

$$u'_f = \frac{2}{m} \frac{i_f}{i'_f} u_f = \frac{2}{m} k_i u_f,$$

или

$$u'_f = k_u u_f, \quad (14.52)$$

где

$$k_u = \frac{2}{m} k_i = \frac{4}{\pi} \frac{\omega k_{\phi 6}}{\omega_f} k_d \quad (14.53)$$

является коэффициентом приведения напряжения возбуждения.

Коэффициент приведения сопротивлений и индуктивностей

$$k = k_u k_i = \frac{2}{m} k_i^2 = \frac{8m}{\pi^2} \frac{\omega^2 k_{\phi}^2}{\omega_f^2} k_d^2, \quad (14.54)$$

причем приведенные сопротивления и индуктивности определяются соотношениями

$$r'_f = k r_f; \quad L'_f = k L_f. \quad (14.55)$$

Полученные коэффициенты приведения действительны как для явнополюсных, так и для неявнополюсных машин.

Приведенные взаимоиндуктивности обмотки возбуждения. Приведенные взаимоиндуктивности обмоток возбуждения M'_{fad} и якоря M'_{afd} , как и взаимоиндуктивности идентичных обмоток приведения синхронной машины, будут одинаковыми в силу принципа взаимности. Поскольку потоки взаимоиндукции принято определять только от основной гармоники поля в зазоре, то приведенные взаимоиндуктивности будут равны также эквивалентной индуктивности фазной обмотки якоря от основной гармоники поля в зазоре L_{ad} . Таким образом,

$$M'_{fad} = M'_{afd} = L_{ad}. \quad (14.56)$$

В соответствии с выражениями (14.12) и (14.54) приведенное значение индуктивности обмотки возбуждения от поля в зазоре

$$L'_{f\delta} = k L_{f\delta} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d} \delta} \frac{8m}{\pi^2} \frac{\omega^2 k_{\phi}^2}{p} \frac{k_\phi k_{ad}^2}{k_f}. \quad (14.57)$$

Разность

$$L'_{fa} = L'_{f\delta} - M'_{fad} = L_{f\delta} - L_{ad} \quad (14.58)$$

является приведенной индуктивностью дифференциального рассеяния обмотки возбуждения, которую можно представить в виде

$$L'_{fa} = k_{fa} L_{ad}, \quad (14.59)$$

где

$$k_{fa} = \frac{4}{\pi} \frac{k_\phi k_{ad}}{k_f} - 1 = \frac{4}{\pi} k_\phi k_d - 1 \quad (14.60)$$

есть коэффициент дифференциального рассеяния обмотки возбуждения. Для неявнополюсной машины

$$k_{fa} = \frac{\pi^2}{8} \frac{1 - \frac{2}{3} \gamma}{k_{\phi f}^2} - 1. \quad (14.61)$$

В соответствии с изложенным приведенную полную индуктивность обмотки возбуждения

$$L'_f = k L_f \quad (14.62)$$

можно представить в виде

$$L'_f = L_{ad} + L'_{f\sigma}, \quad (14.63)$$

где

$$L'_{f\sigma} = L'_{fd} + kL_{fn} + kL_{fn} = L'_{fd} + L'_{fn} + L'_{fn} \quad (14.64)$$

является приведенной индуктивностью рассеяния обмотки возбуждения.

14.4. Электромагнитные параметры успокоительной обмотки

В нормальных установившихся режимах работы многофазной синхронной машины основная гармоника МДС реакции якоря вращается синхронно с ротором, неизменна по величине и поэтому токов в успокоительной (демпферной) или пусковой обмотке, расположенной в полюсных наконечниках, не индуцирует. При этих условиях относительно небольшие токи в стержнях успокоительной обмотки индуцируются только в результате действия высших гармоник МДС обмотки якоря и зубцовых пульсаций магнитного поля. Эти токи вызывают добавочные потери, которые учитываются при определении КПД. Однако при неустановившихся, несимметричных и других особых режимах работы потоки основных гармоник поля реакции якоря Φ_{ad} и Φ_{aq} изменяются или пульсируют во времени и индуцируют в стержнях успокоительной обмотки токи, симметрично распределенные относительно продольной d и поперечной q осей симметрии ротора соответственно. Картина распределения этих токов в стержнях успокоительной или пусковой обмотки показана на рис. 14.14 и 14.15.

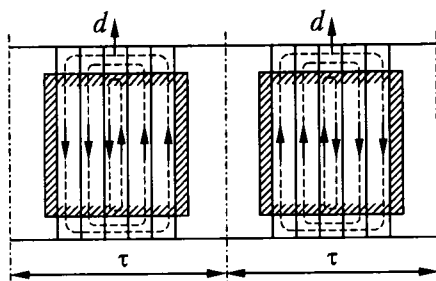


Рис. 14.14. Распределение продольных токов в успокоительной обмотке

Эти токи создают в воздушном зазоре магнитные поля определенной формы, которые можно разложить на основную и высшие гармоники.

Основные гармоники поля успокоительной обмотки образуют поле взаимной индукции с обмоткой якоря, а высшие гармоники — поле дифференциального рассеяния успокоительной обмотки. Кроме того, существуют также поля пазового и лобового рассеяния успокоительной обмотки.

Ротор явнополюсной синхронной машины в магнитном отношении несимметричен. Кроме того, его успокоительная или пусковая обмотка несимметрична и в электрическом отношении, так как контуры токов, образуемые стержнями и уча-

стками торцовых замыкающих колец этой обмотки, различны для токов, индуцируемых продольным и поперечным потоками реакции якоря (см. рис. 14.14 и 14.15). Поэтому количественные соотношения, характеризующие электромагнитные процессы, для осей d и q различны.

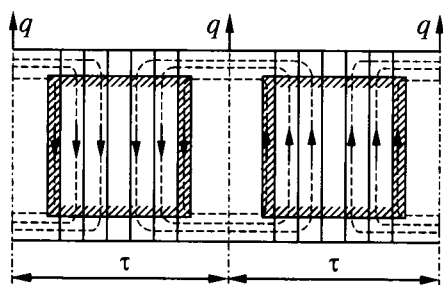


Рис. 14.15. Распределение поперечных токов в успокоительной обмотке

Строго говоря, вследствие отмеченной магнитной и электрической несимметрии в успокоительной обмотке необходимо рассматривать каждый контур тока как отдельную обмотку или отдельную цепь тока. В уточненной теории переходных процессов и других особых режимов действие успокоительной обмотки учитывается именно так. Однако для большинства практических целей задачу можно упростить и рассматривать по каждой оси одну эквивалентную успокоительную обмотку с эквивалентными токами I_{yd} , I_{yq} и эквивалентными параметрами. Можно считать, что такие эквивалентные обмотки представляют собой короткозамкнутые витки с полным шагом (рис. 14.16). Активные сопротивления r_{yd} , r_{yq} и индуктивности L_{yd} , L_{yq} эквивалентных успокоительных обмоток по разным осям различны.

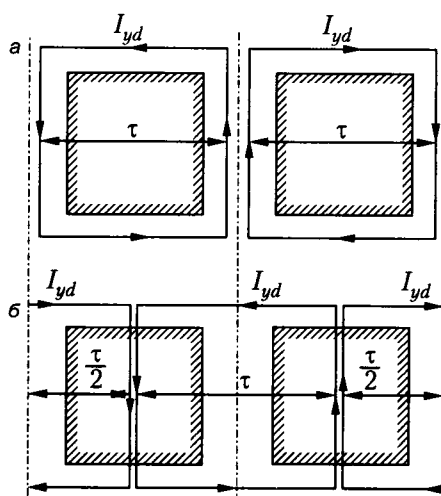


Рис. 14.16. Эквивалентные успокоительные обмотки: а — продольной оси; б — поперечной оси

Токи и параметры успокоительных обмоток также можно привести к обмотке якоря. При этом взаимная индуктивность с обмоткой якоря для продольной оси будет равна L_{ad} , а для поперечной оси L_{aq} . Полные приведенные собственные индуктивности успокоительной обмотки вычисляются по формулам:

$$\begin{cases} L'_{yd} = L_{ad} + L'_{\sigma yd}; \\ L'_{yq} = L_{aq} + L'_{\sigma yq}, \end{cases} \quad (14.65)$$

где $L'_{\sigma yd}$ и $L'_{\sigma yq}$ — приведенные индуктивности рассеяния успокоительной обмотки для продольной и поперечной осей соответственно. Очевидно, что $L'_{yd} > L'_{yq}$. Вместо полной успокоительной обмотки (см. рис. 14.14 и 14.15) иногда применяют также неполную успокоительную обмотку (рис. 14.17), которая не имеет междуполусных соединений.

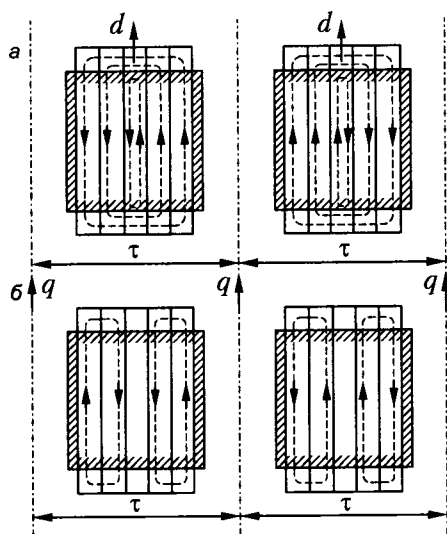


Рис. 14.17. Распределение токов в неполной успокоительной обмотке:
а — продольных; б — поперечных

Отсутствие междуполусных соединений не влияет на величину и распределение токов, а также на величину параметров успокоительной обмотки по продольной оси. Однако действие такой обмотки по поперечной оси значительно ослабляется, так как активное сопротивление r_{yq} и индуктивность рассеяния $L'_{\sigma yq}$ увеличиваются, а ток эквивалентной обмотки I'_{yq} уменьшается. Поэтому неполные успокоительные обмотки применяются редко.

Отметим, что в каждом реальном стержне успокоительной обмотки протекает ток, равный сумме продольного и поперечного токов стержня (см. рис. 14.14 и 14.15), и по причине того что эти токи протекают в разных направлениях, суммарные токи стержней, расположенных симметрично относительно центра полюсного наконечника, различны.

Неявнополюсные синхронные машины, имеющие массивный ротор, обычно лишены специальной успокоительной обмотки, и ее роль играет само тело ротора.

Это же справедливо для явнополюсных машин с массивными полюсами. Действие массивного ротора и массивных полюсов можно заменить действием эквивалентных успокоительных обмоток. В неявнополюсной машине, имеющей цилиндрический ротор, параметры таких обмоток для обеих осей можно принять одинаковыми. Из-за возникновения поверхностного эффекта параметры r'_{yd} , r'_{yq} , $L'_{\sigma yd}$ и $L'_{\sigma yq}$ переменны и зависят от частоты или скорости изменения токов i_{yd} , i_{yq} . Строго говоря, то же самое справедливо и для обычных успокоительных и пусковых обмоток, так как сечение стержней этих обмоток довольно велико.

Определенное действие оказывают также вихревые токи, индуцируемые при изменении Φ_{ad} и Φ_{aq} в элементах магнитной цепи ротора явнополюсной машины, имеющей полюсы из листовой стали, что эквивалентно наличию некоторой дополнительной успокоительной обмотки. Однако этот эффект мал и обычно не учитывается.

Следует отметить также, что приведенная взаимная индуктивность между обмоткой возбуждения и успокоительной больше, а рассеяние между ними меньше, чем между этими двумя обмотками и обмоткой якоря. Это обусловлено тем, что указанные две обмотки расположены на индукторе поблизости и неподвижны друг относительно друга. Последнее обстоятельство определяет, что взаимная индуктивность обмоток возбуждения и успокоительной обусловлена также высшими гармониками их полей в воздушном зазоре. То же самое характерно и для двухклеточного асинхронного двигателя, в котором взаимная индуктивность между обмотками ротора также больше, чем между обмотками ротора и обмоткой статора. Однако в синхронных машинах этим обстоятельством часто пренебрегают.

Необходимо подчеркнуть, что взаимная индукция между поперечной успокоительной обмоткой и обмоткой возбуждения отсутствует.

14.5. О современных методах расчета и анализа электромагнитных полей в электрических машинах

Основополагающие разделы теории электрических машин, как следует из всего сказанного ранее, базируются на представлениях о структуре и характеристиках магнитных полей, возбуждаемых в отдельных конструктивных элементах электрических машин. Особое значение для теории электрических машин имеют адекватные представления о распределении магнитного поля в воздушном зазоре машины, выступающего в качестве энергоносителя при электромеханическом преобразовании энергии.

На разных исторических этапах становления и развития теории и практики электромашиностроения разрабатывались различные методы расчета магнитных полей и магнитных характеристик электрических машин. Эффективно использовались и используются до настоящего времени методы расчета электромагнитных процессов на базе теории электрических цепей, на синтезе расчета теории цепей и электромагнитных полей и полевые методы. Получаемые результаты, иногда весьма приближенно отражающие истинную картину распределения магнитных полей, позволили, тем не менее, правильно сформулировать концептуальные

положения теории и определить основные пути совершенствования и повышения качества электрических машин.

Изложенные в данной книге основные положения теории электрических машин, вытекающие из анализа структуры и характеристик электромагнитных полей, были разработаны различными исследователями и специалистами в большинстве случаев на основе приближенных методов расчета и анализа этих полей, а также во многом благодаря инженерной смекалке и интуиции.

Современные компьютерные технологии радикально изменили ситуацию в отношении возможностей расчета электромагнитных полей в электрических машинах. Эти технологии весьма эффективно и быстро внедряются в теорию и практику электромашиностроения, становятся доступными для широкого круга исследователей и специалистов.

В инженерно-расчетной практике широко используются различные программные продукты, ориентированные на решение как двухмерных, так и трехмерных полей различной физической природы. Некоторые наиболее известные программы приведены в табл. 14.1. Их применение совместно с традиционными методами анализа позволяет при значительно меньшем количестве допущений существенно повысить точность и адекватность результатов расчета поля и его важнейших характеристик.

Таблица 14.1. Программные продукты моделирования низкочастотных электромагнитных полей методом конечных элементов

Компания	Страна	Продукт	Версия
<i>Ansys</i>	США	Ansys Emag	8.1
<i>Cedgat (Magsoft)</i>	Франция (США)	Flux 2D/3D	9.1
<i>Infolytica</i>	Канада	MagNet 2D/3D ElecNet 2D/3D	6
<i>Vector Fields</i>	Великобритания	Opera 2D/3D	10
<i>Comsol</i>	Швеция	FemLab (used MathLab)	3.0
ПК «ТОР»	Россия	ELCUT	5.2

Для решения многообразного круга различных по сложности полевых задач применительно к электрическим машинам довольно эффективным является пакет ELCUT, разработанный производственным кооперативом «ТОР» и известный во многих версиях с 1990 г.

Пакет ELCUT — это интерактивный программный комплекс для моделирования двухмерных полей методом конечных элементов. Он позволяет рассчитывать поля электрической, магнитной и температурной природы, а также поля упругих напряжений и деформаций. Пакет ELCUT может решать как самостоятельные, так и взаимосвязанные полевые задачи, описываемые уравнениями Лапласа, Пуассона, Гельмгольца и диффузии в плоскопараллельной и осесимметричной постановке в расчетной области произвольной формы. Детальный перечень задач и соответствующих уравнений поля приведен в табл. 14.2.

Таблица 14.2. Возможности пакета ELCUT по расчету двумерных полей различной физической природы

Тип задач	Основные уравнения поля	Особенности задачи	Области применения
Магнитные задачи	Уравнения Лапласа и Пуассона для векторного магнитного потенциала	Нелинейная зависимость магнитной проницаемости от поля. Постоянные магниты	Магнитное поле постоянных токов и постоянных магнитов
	Уравнение Гельмгольца для комплексного векторного потенциала	Линейные свойства материалов, постоянная частота, параллельное и последовательное соединение проводников. Источники поля — напряжения или токи	Магнитное поле квазистационарных переменных токов с учетом вихревых токов. Частота до десятков мегагерц
	Уравнение диффузии для векторного магнитного потенциала	Нелинейные материалы. Граничные условия и источники могут быть функциями времени	Квазистационарный электромагнитный процесс с одновременным учетом насыщения от вихревых токов и постоянных магнитов
Электрические задачи	Уравнение Пуассона для скалярного электрического потенциала	Линейные свойства среды. Источники поля — заданные потенциалы, заряды. Учитываются изолированные (плавающие в поле) проводники	Электростатическое поле: вычисляются градиенты напряженности поля, емкости проводников
		Источники — заданные потенциалы и поверхностные токи	Растекание токов в сплошном проводящем массиве
Тепловые задачи	Уравнение Пуассона для температуры	Нелинейная теплопроводность. Источник, зависящий от температуры. Граничные условия I и II рода. Конвективный и радиационный теплообмен	Расчет стационарного температурного поля. Возможен импорт распределения токов для вычисления источников
	Уравнение для диффузии температуры	Источники и граничные условия могут зависеть от времени и координат	Переходный тепловой процесс
Задачи расчета упругих напряжений и деформаций	Линейное уравнение в перемещениях	Изотропные и ортотропные упругие константы. Сосредоточенные и распределенные нагрузки. Пружинный подвес, объемные силы	Стационарное напряженное состояние. Возможен импорт теплового состояния, магнитных и электростатических сил

Пакет ELCUT помимо интерфейса на русском языке отличается от родственных пакетов двумя немаловажными чертами: дружественным и интуитивно ясным пользовательским интерфейсом, а также высокой скоростью решения задач и не требовательностью к ресурсам компьютера.

Традиционно считается, что полевые расчеты применяются в тех случаях, когда необходимо проанализировать локальные особенности проектируемой конструкции или уточнить существующие инженерные методики расчета. Доступность и легкость ELCUT, высокая степень автоматизации рабочих процедур и понятный интерфейс дают возможность использовать пакет не только в исключительных ситуациях, но и в повседневных расчетах как в профессиональной деятельности, так и в учебном процессе.

Пакет ELCUT постоянно развивается и обогащается все новыми и новыми программными модулями и приложениями, которые, с одной стороны, расширяют возможности использования пакета, а с другой — облегчают процесс анализа результатов расчета. В частности, в последних версиях комплекса ELCUT повышена максимальная размерность сетки конечных элементов до нескольких миллионов узлов, введен ряд специальных надстроек, которые представляют собой вспомогательные программы или компоненты, служащие для добавления в ELCUT новых возможностей. Новой чертой ELCUT является возможность обращения к его функциям из сторонних программ, что позволяет объединять полевые расчеты с другими видами анализа, а также интегрировать пакет ELCUT в комплекс программ САПР.

В качестве иллюстрации применения пакета ELCUT для расчета магнитных полей в электрических машинах нетрадиционной конструкции на рис. 14.18 и 14.19 для половины полюсного деления приведены, соответственно, геометрические модели и картины магнитных полей для неявнополюсной синхронной машины с немагнитным ротором и беспазовым ферромагнитным статором. На рис. 14.19 через j_f и j_Y, j_A обозначены расчетные значения плотностей токов в обмотке ротора и в фазных зонах Y, A обмотки статора с диаметральной шагом.

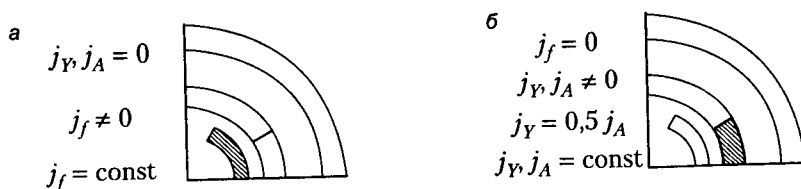


Рис. 14.18. Неявнополюсная синхронная машина с немагнитным ротором и беспазовым ферромагнитным статором. Геометрические модели для расчета магнитных полей: а — обмотки ротора; б — обмотки статора

Понятие зазора как таковое в рассматриваемой модели магнитной системы машины отсутствует. Поэтому очевидно, что закон Ома для магнитной цепи при расчете поля в такой конструкции применить нельзя и единственный верный путь — это полевая постановка магнитной задачи.

На рис. 14.19 магнитное поле обмотки ротора соответствует режиму холостого хода машины, а магнитное поле обмотки статора — полю продольной реакции

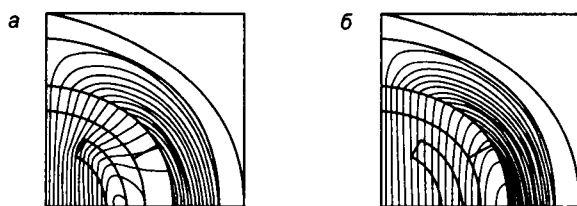


Рис. 14.19. Магнитные поля неявнополюсной синхронной машины с немагнитным ротором и беспазовым ферромагнитным статором: *а* — обмотки ротора; *б* — обмотки статора

якоря. Картины магнитных полей показывают, что в активной зоне машины (в зоне расположения обмоток ротора и статора) их распределение носит крайне неравномерный характер.

14.6. Особенности магнитных связей обмоток синхронных машин в статических и динамических режимах.

Динамические индуктивные параметры

Магнитные связи между обмотками статора и ротора электрических машин в установившихся режимах, как уже отмечалось, осуществляются магнитными полями неподвижными друг относительно друга. Это является одним из фундаментальных принципов электромеханического преобразования энергии. В машинах, имеющих собственные источники электромагнитного возбуждения на постоянном токе, эти поля оказываются неподвижными по отношению к индуктору и вращающимся — по отношению к якорю. Естественно, что и электромагнитное воздействие этих полей на обмотки индуктора и якоря оказывается различным. К обмотке индуктора эти поля нейтральны, то есть оказываются статическими. В обмотках якоря эти поля индуцируют ЭДС вращения, в результате чего и происходит электромеханическое преобразование энергии.

При оценках магнитных связей между обмотками статора и ротора большое значение приобретает рациональный выбор системы пространственных координат, в которых эти поля будут определяться. От этого будет зависеть вид математической модели, характеризующий магнитные связи. Для синхронных машин, как и для машин постоянного тока, наиболее удобной является система координат, неподвижная по отношению к ротору (индуктору) и совмещенная с плоскостью его поперечного сечения так, чтобы координатные оси совпали с осями магнитной симметрии d и q . Тогда в симметричных установившихся режимах работы синхронной машины магнитное поле якоря в этой системе координат будет восприниматься как статическое, в общем случае произвольно ориентированное по отношению к ротору. Это поле, согласно теории двух реакций, удобнее представлять в виде двух симметричных полей — продольного и поперечного, — ориентированных по осям d и q соответственно. Тогда и источники этих полей можно представить в виде двух виртуальных электрических контуров d и q , магнитные оси которых совпадают с координатными осями d и q . Эти виртуальные контуры принято считать идентичными реальным фазным обмоткам, такими, чтобы про-

текающие в них токи I_d и I_q создавали в воздушном зазоре магнитные потоки, эквивалентные потокам продольной Φ_{ad} и поперечной Φ_{aq} реакции якоря. При таком восприятии магнитная связь обмоток синхронной машины, имеющей на роторе только обмотку возбуждения f , может быть представлена системой трех контуров, как показано на рис. 14.20.

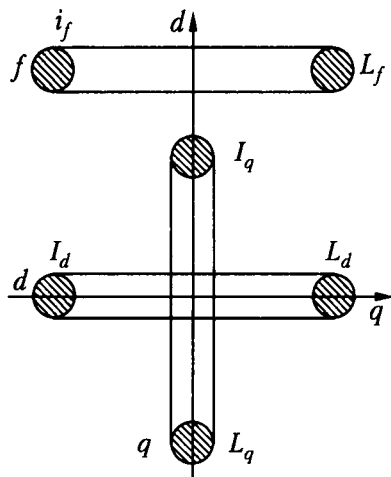


Рис. 14.20. Магнитные связи обмоток статора и ротора синхронной машины без успокоительных обмоток

В представленной схеме магнитных связей, полученной для симметричных установившихся режимов работы машины, токи в реальном (f) и виртуальных (d и q) контурах одинаково воспринимаются как постоянные токи. В силу отмеченных особенностей восприятия этих токов и возбуждаемых ими магнитных полей эквивалентные электромагнитные параметры обмоток M_{afd} , $L_d = \frac{x_d}{\omega_1}$ и $L_q = \frac{x_q}{\omega_1}$ можно

считать статическими. Индуктивные сопротивления $x_d = x_{sa} + x_{ad}$ и $x_q = x_{sa} + x_{aq}$ в соответствии с их структурой могут быть представлены схемами замещения, показанными на рис. 14.21, которые аналогичны схемам замещения трансформатора при холостом ходе. Такая аналогия обусловлена тем, что как у трансформатора в режиме холостого хода, так и у контуров d и q , связанных статическим магнитным полем, вторичные обмотки не оказывают никакого влияния на магнитную проводимость для потока, возбуждаемого первичной обмоткой.

Схемы, приведенные на рис. 14.21 будут правильно описывать магнитные связи и в динамических режимах, то есть при переменных токах, когда возникает трансформаторная связь между магнитосвязанными контурами, которой не было при постоянном токе. При этом можно использовать статические само- и взаимноиндуктивности, однако только в тех случаях, когда нет таких существенных факторов, под влиянием которых динамические само- и взаимноиндуктивности могут отличаться от статических. К числу таких факторов относятся нелинейность магнитных характеристик, наличие скрытых электрических контуров в виде массивных элементов магнитопровода и т. п.

моткой возбуждения осталось неизменным, как это следует из закона магнитной инерции. Что же касается магнитной проводимости путей для потоков рассеяния $\Phi_{\sigma a}$ и $\Delta\Phi_{\sigma a}$, то она оказывается одинаковой как для статического, так и для динамического поля. Из сопоставления картин поля, представленных на рис. 14.22, видно, что магнитная проводимость путей для динамически изменяющегося потока меньше, чем для статического, поэтому и эквивалентные динамические индуктивности будут меньше, чем статические.

Из структуры представленных магнитных связей обмоток статора и ротора в динамических режимах, сопровождающихся возникновением трансформаторных связей между ними, следует, что для определения эквивалентных динамических параметров этих обмоток можно воспользоваться теорией схем замещения трансформаторов. Согласно этой теории, магнитная связь контуров d и f , расположенных в продольной оси, аналогична магнитной связи двухобмоточного трансформатора, у которого вторичная обмотка замкнута накоротко. Следовательно, эквивалентная индуктивность (или индуктивное сопротивление) любого из контуров можно определить из соответствующей схемы замещения такого трансформатора для режима короткого замыкания.

В теории синхронных машин при определении динамических параметров принято считать равными нулю активные сопротивления каждой из замкнутых обмоток, или, другими словами, считать эти обмотки сверхпроводящими. При таких допущения численные значения получаемых эквивалентных динамических параметров будут точно соответствовать лишь началу любого динамического или переходного процесса, когда все реальные электрические контуры проявляют себя как сверхпроводящие в силу принципа магнитной инерции. Это означает, что получаемые значения эквивалентных динамических параметров могут быть использованные при анализе любых переходных электромагнитных процессов в синхронных машинах, при этом следует учитывать, что результаты анализа будут соответствовать только начальному интервалу времени, и тем точнее, чем меньше этот интервал.

Отмеченная специфика эквивалентных динамических параметров нашла свое отражение и в их названиях. Так, динамические индуктивности (или индуктивные сопротивления) называются *переходными*, если на роторе имеется только одна обмотка возбуждения. Такие параметры обозначаются штрихом в качестве надстрочного индекса над соответствующим символом. Схемы замещения для продольного x'_d и поперечного x'_q переходных индуктивных сопротивлений обмотки якоря представлены на рис. 14.23, здесь сопротивление $x_{\sigma f}$ представляет собой индуктивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения, приведенное к обмотке якоря.

Эквивалентные динамические индуктивности (или индуктивные сопротивления) для синхронных машин с успокоительными (демпферными) обмотками на роторе называются *сверхпереходными*. Они обозначаются соответствующими символами, но только с двумя надстрочными штрихами. При их определении предполагается, что реальная успокоительная (демпферная) обмотка может быть представлена двумя эквивалентными контурами ud и uq , расположенными симметрично относительно продольной и поперечной осей ротора соответственно. В таких условиях магнитосвязанными контурами в продольной оси оказываются контуры d, f

и yd , а в поперечной — q и yq , как показано на рис. 14.24. Такие связи эквивалентны трех- и двухобмоточным трансформаторам соответственно. Следовательно, сверхпереходные индуктивные сопротивления обмотки якоря — продольное x_d'' и поперечное x_q'' — могут быть представлены схемами замещения, аналогичными, соответственно, трехобмоточному и двухобмоточному трансформаторам. Такие схемы показаны на рис. 14.25, а, б где сопротивления $x_{\sigma yd}$ и $x_{\sigma yq}$ представляют собой индуктивные сопротивления рассеяния соответствующих демпферных контуров, приведенные к обмотке якоря.

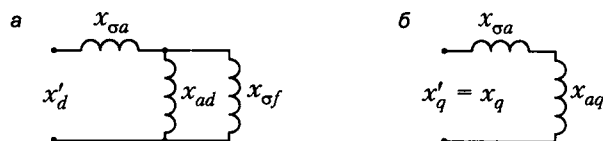


Рис. 14.23. Схемы замещения для переходных индуктивных сопротивлений обмотки якоря

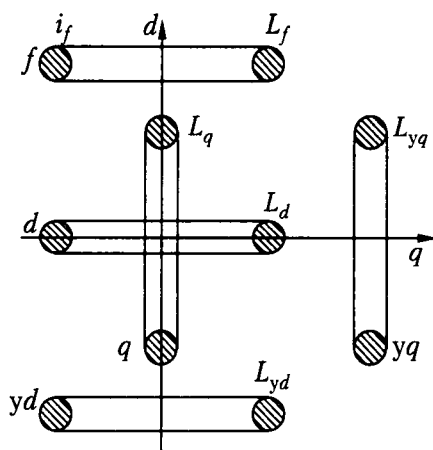


Рис. 14.24. Магнитные связи обмоток статора и ротора синхронной машины с демпферными обмотками

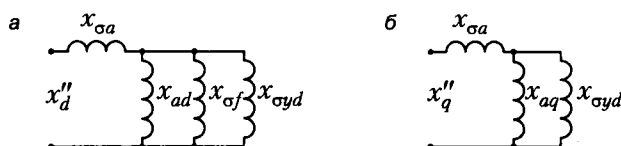


Рис. 14.25. Схемы замещения для сверхпереходных индуктивных сопротивлений обмотки якоря

Отметим, что на представленных схемах замещения обмотка якоря выступает в качестве первичной обмотки трансформатора. Если же необходимо определить переходные (x'_f) или сверхпереходные (x''_f ; x''_{yd} и x''_{yq}) индуктивные сопротивления других магнитосвязанных контуров, то и для них можно построить аналогичные схемы замещения. При этом в качестве первичной обмотки следует принять выбранный контур, а все остальные, магнитосвязанные с ним, считать короткозамкнутыми.

Глава 15

Синхронные генераторы. Симметричные установившиеся режимы работы

15.1. Математическая модель электромагнитных процессов в синхронном генераторе

Установившиеся режимы работы синхронных генераторов обычно анализируются в предположении постоянства их частоты вращения. В таких условиях анализу подлежат только лишь электромагнитные процессы. Физическую взаимосвязь этих процессов в ненасыщенной машине можно представить логической схемой (рис. 15.1).

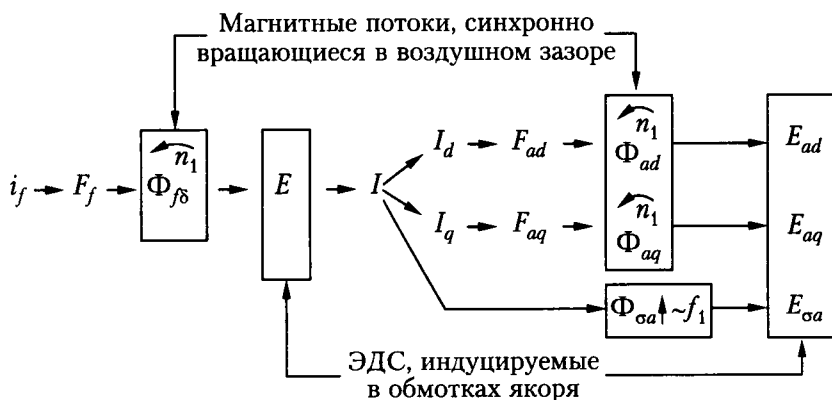


Рис. 15.1. Логическая схема электромагнитных процессов в ненасыщенном синхронном генераторе

Поясним эту схему. Ток возбуждения i_f создает в воздушном зазоре МДС F_f , под действием которой возбуждается магнитный поток $\Phi_{f\delta}$. Вращаясь относительно статора с частотой n_1 , этот поток индуцирует в обмотках якоря симметричную систему фазных ЭДС E .

При подключении к генератору симметричной нагрузки в обмотках якоря возникает симметричная система фазных токов I . В результате в воздушном зазоре возникает вращающаяся с частотой n_1 волна МДС якоря. Представляя гармоническую волну этой МДС двумя вращающимися волнами, F_{ad} и F_{aq} , считаем, что каждая из них создает магнитный поток, соответственно, продольной Φ_{ad} и поперечной Φ_{aq} реакции якоря.

Таким образом, можно представить, что в воздушном зазоре генератора при нагрузке взаимодействуют три гармонические волны МДС, неподвижные по отно-

шению к ротору и вращающиеся с частотой n_1 по отношению к статору. Представляя эти волны изображающими векторами, можно записать уравнение МДС

$$\dot{F}_f + \dot{F}_{ad} + \dot{F}_{aq} = \dot{F}_\delta, \quad (15.1)$$

где $\dot{F}_\delta$ — изображающий вектор результирующей МДС в воздушном зазоре.

В ненасыщенной машине для каждой МДС можно определить соответствующий магнитный поток, а именно — $\Phi_{f\delta}$, Φ_{ad} и Φ_{aq} . Представляя эти потоки изображающими векторами, можно записать:

$$\dot{\Phi}_{fd} + \dot{\Phi}_{ad} + \dot{\Phi}_{aq} = \dot{\Phi}_\delta, \quad (15.2)$$

где $\dot{\Phi}_\delta$ — изображающий вектор результирующего магнитного потока в воздушном зазоре, и считать, что каждый из упомянутых вращающихся магнитных потоков индуцирует в обмотках якоря симметричную «звезду» ЭДС — $\dot{E}$, $\dot{E}_{ad}$ и $\dot{E}_{aq}$ (см. 14.2). Результат взаимодействия этих ЭДС можно представить в виде

$$\dot{E} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} = \dot{E}_\delta, \quad (15.3)$$

где $\dot{E}_\delta$ — изображающий вектор результирующей ЭДС от основной гармоники результирующего поля в зазоре.

С обмотками якоря генератора при нагрузке также сцепляется пульсирующий магнитный поток рассеяния $\Phi_{\sigma a}$, который индуцирует в них симметричную «звезду» ЭДС рассеяния — $E_{\sigma a}$, изображающий вектор которой

$$\dot{E}_{\sigma a} = -jx_{\sigma a}\dot{I}. \quad (15.4)$$

Проведенный анализ взаимодействия магнитных и электрических процессов в ненасыщенном синхронном генераторе в симметричных установившихся режимах позволяет записать их математическую модель в виде системы уравнений, определяющей электрические процессы в фазной обмотке якоря:

$$\dot{U} = \dot{E} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma a} - r_a \dot{I}; \quad (15.5a)$$

$$\dot{E} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} = \dot{E}_\delta; \quad (15.5b)$$

$$E_\delta = f_1(\Phi_\delta), \quad (15.5b)$$

и магнитные процессы в магнитопроводе машины;

$$\Phi_\delta = f_2(F_\delta); \quad (15.6a)$$

$$\dot{F}_\delta = \dot{F}_f + \dot{F}_{ad} + \dot{F}_{aq}. \quad (15.6b)$$

Уравнение (15.5a) иногда удобно с учетом известных выражений для ЭДС (см. выражение (14.2)) представлять в виде

$$\dot{U} = \dot{E} - jx_{ad}\dot{I}_d - jx_{aq}\dot{I}_q - jx_{\sigma a}\dot{I} - r_a\dot{I} \quad (15.7a)$$

или

$$\dot{U} = \dot{E} - jx_d\dot{I}_d - jx_q\dot{I}_q - r_a\dot{I}. \quad (15.7b)$$

При расчетах для неявнополюсной синхронной машины, у которой $x_d = x_q$, нет необходимости представлять ток I составляющими по осям d и q . Уравнение напряжений (15.7b) в этом случае принимает более простой вид:

$$\dot{U} = \dot{E} - jx_d\dot{I} - r_a\dot{I}. \quad (15.7b)$$

Если же магнитопровод синхронного генератора насыщен, тогда математическая модель рассматриваемых процессов принимает следующий вид:

$$\dot{U} = \dot{E}_\delta - \dot{E}_{\sigma a} - r_a \dot{I}; \quad (15.8a)$$

$$E_\delta = f_1(\Phi_\delta); \quad (15.8б)$$

$$\Phi_\delta = f_2(F_\delta); \quad (15.8в)$$

$$\dot{F}_\delta = \dot{F}_f + \dot{F}_{ad} + \dot{F}_{aq}. \quad (15.8г)$$

15.2. Векторные диаграммы синхронных генераторов

Анализ режимов работы синхронных генераторов производится методом векторных диаграмм, графически интерпретирующих их математическую модель. Конечные цели анализа, достигаемые при построении векторных диаграмм, определяются исходными данными для исследуемого режима. Так, если известны условия возбуждения ($i_f, \dot{E}$), величина и характер тока нагрузки ($\dot{I}$), из диаграммы будем определять $\dot{U}$ — напряжение на зажимах генератора. Если же в качестве исходных данных исследуемого режима задаются $\dot{U}$ и $\dot{I}$, то из диаграммы будем определять $\dot{E}$, а следовательно, и значение тока i_f , при котором заданный режим может быть реализован.

Вначале построим векторную диаграмму синхронного явнополюсного генератора, полагая известными векторы $\dot{E}$ и $\dot{I}$. Разместим на комплексной плоскости векторы $\dot{E}$ и $\dot{I}$, сдвинутые на угол ψ друг относительно друга, как показано на рис. 15.2. Величина и знак угла ψ определяются характером нагрузки. В рассматриваемом случае нагрузка является активно-индуктивной.

Далее определяем продольный $\dot{I}_d$ и поперечный $\dot{I}_q$ токи якоря как соответствующие проекции вектора $\dot{I}$ на направления осей d и q . (Напомним, что направления вектора E и оси q совпадают.) Затем строим вектор $\dot{U}$ в соответствии с уравнением напряжений (15.7, б). Окончательный вид векторной диаграммы показан на рис. 15.2.

В теории синхронных машин угол θ между векторами $\dot{E}$ и $\dot{U}$ называется *углом нагрузки*. Он определяет нагрузку синхронной машины во время ее работы в составе энергосистемы.

В генераторном режиме работы ЭДС $\dot{E}$ всегда опережает $\dot{U}$ и угол θ считается положительным. Название этого угла происходит от того, что величина θ зависит от нагрузки генератора ($P = mUI \cos \phi$). Действительно, из диаграммы (см. рис. 15.2) видно, что, например, при $U = \text{const}$, $I = \text{const}$ и уменьшении абсолютной величины ϕ составляющая тока якоря I_q увеличивается, соответственно, увеличиваются также E_{aq} и θ .

Отметим одну особенность представленной диаграммы. Если от конца вектора $\dot{U} + r_a \dot{I}$ (точка A на диаграмме) отложить вектор $jx_q \dot{I}$, то его конец (точка Q) будет располагаться на прямой, совпадающей с направлением вектора $\dot{E}$ и, соответственно, оси q .

Действительно, в прямоугольном треугольнике ABQ угол при вершине A равен ψ , а гипотенуза

$$AQ = \frac{AB}{\cos \psi} = \frac{x_q I_q}{\cos \psi} = \frac{x_q I \cos \psi}{\cos \psi} = x_q I.$$

Векторная диаграмма для неявнополюсного синхронного генератора при рассматриваемых исходных данных будет строиться несколько проще, поскольку нет необходимости разлагать ток $\dot{I}$ на составляющие. Векторная диаграмма для такого генератора, построенная в соответствии с уравнением (15.7в), представлена на рис. 15.3.

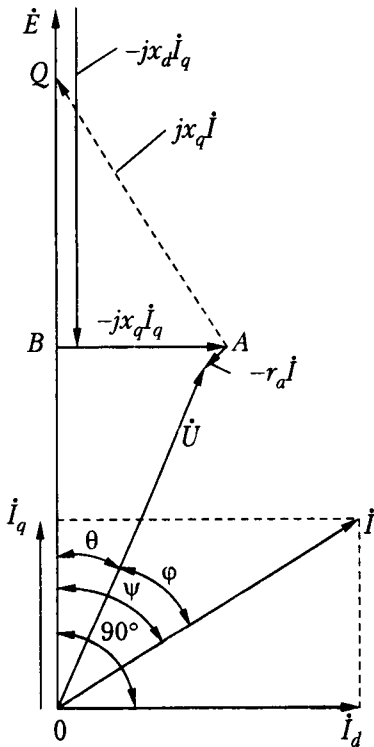


Рис. 15.2. Векторная диаграмма явнополюсного синхронного генератора

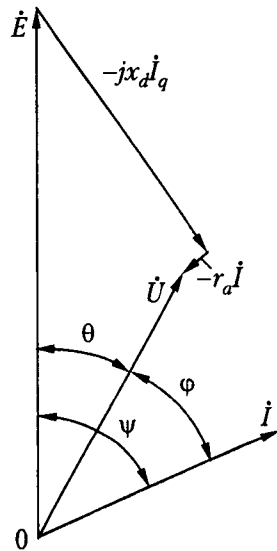


Рис. 15.3. Векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора

Построим теперь векторную диаграмму явнополюсного синхронного генератора при условии, что в качестве исходных данных заданы векторы $\dot{U}$ и $\dot{I}$. Поскольку из диаграммы в этом случае следует определить $\dot{E}$, разрешим уравнение напряжений (15.7б) относительно $\dot{E}$:

$$\dot{E} = \dot{U} + jx_d \dot{I}_d + jx_q \dot{I}_q + r_a \dot{I}. \tag{15.9}$$

Видно, что для векторной интерпретации этого уравнения необходимо предварительно разложить ток $\dot{I}$ на составляющие $\dot{I}_d$ и $\dot{I}_q$, для чего надо сначала найти на диаграмме направления координатных осей d и q . Для этого на комплексной

плоскости строим вектор $\vec{U} + r_a \vec{I}$ и из конца найденного вектора откладываем вектор $jx_q \vec{I}$ (см. рис. 15.2). Конец этого вектора (точка Q) будет лежать на направлении вектора $\vec{E}$ (ось q). Соединяя точку Q с полюсом диаграммы O , получим направление вектора $\vec{E}$ и определим угол ψ . Далее можно разложить ток $\vec{I}$ на продольную $\vec{I}_d$ и поперечную $\vec{I}_q$ составляющие и построить вектор $\vec{E}$ в соответствии с уравнением (15.9).

Представленные векторные диаграммы справедливы для любого симметричного установившегося режима работы синхронного генератора, если в каждом случае пользоваться значениями параметров x_{ad} и x_{aq} или x_d и x_q , соответствующими реальному состоянию насыщения магнитной цепи в рассматриваемом режиме работы.

15.3. Характеристики синхронных генераторов

Характеристики синхронных генераторов устанавливают функциональную зависимость между их параметрами режима — U , I и i_f — при $f = f_1 = \text{const}$ (или $n_1 = n_n = \text{const}$) и $\cos \varphi = \text{const}$.

По количеству параметров режима их взаимозависимости, как и в генераторах постоянного тока, определяют три семейства характеристик.

1. Нагрузочные характеристики:

$$U = f(i_f) \text{ при } I = \text{const.}$$

Характеристика при $I = 0$ называется характеристикой холостого хода.

2. Внешние характеристики:

$$U = f(I) \text{ при } i_f = \text{const.}$$

3. Регулировочные характеристики:

$$i_f = f(I) \text{ при } U = \text{const.}$$

Характеристика при $U = 0$ называется характеристикой короткого замыкания.

Представим каждую из этих характеристик.

Нагрузочные характеристики. Рассмотрим сначала характеристику холостого хода. В этом режиме

$$U \approx E = 4,44 f_1 k_{o61} \Phi_{\delta}.$$

Следовательно, зависимость $U = f(i_f)$ подобна основной кривой намагничивания $\Phi_{\delta} = f_1(i_f)$, то есть она отражает основные свойства магнитопровода — насыщение (всех элементов магнитопровода) и гистерезис (ротора). В расчетных характеристиках холостого хода гистерезис обычно не показывается, а во внимание принимается средняя кривая между нисходящей и восходящей ветвями петли гистерезиса. Характеристики холостого хода для крупных машин — турбо- и гидрогенераторов — принято определять в относительных единицах, принимая за базисное напряжение $U_6 = U_n$, а за базисный ток возбуждения такое значение i_{δ} , при котором $E = U_n$. Такие характеристики для однотипных генераторов оказы-

ваются примерно одинаковыми, и их принято называть *нормальными*. Вид нормальных характеристик для отечественных турбо- (Т) и гидрогенераторов (Г) показан на рис. 15.4.

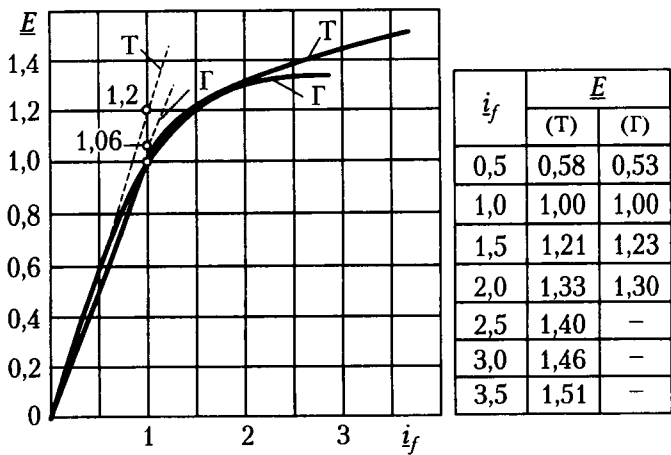


Рис. 15.4. Нормальные характеристики холостого хода турбо- и гидрогенераторов

Из семейства нагрузочных характеристик, определяемых для различных значений $\cos \varphi$, наибольший практический интерес представляет характеристика при $\cos \varphi = 0$, называемая *индукционной*. Такая характеристика обычно определяется для $I = I_n$. В режиме индукционной характеристики ток якоря I является продольным. Особенность этого режима иллюстрируется векторной диаграммой (рис. 15.5), построенной по выражениям (15.66), (15.7а) и (15.7б) при допущении, что $r_a \approx 0$.

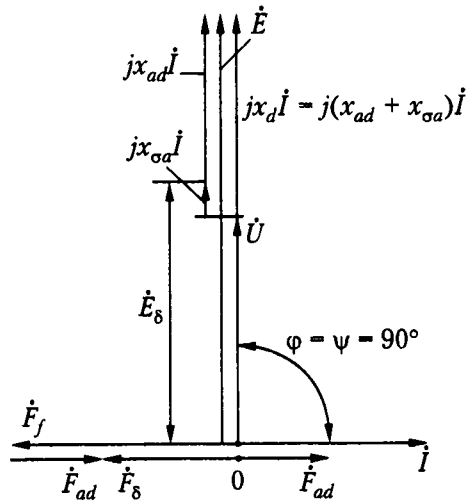


Рис. 15.5. Векторная диаграмма синхронного генератора при индуктивной нагрузке

С учетом этих особенностей напряжение на зажимах генератора можно определять алгебраическим уравнением

$$U = E_\delta - x_{\delta a} I, \quad (15.10a)$$

где E_δ — результирующая ЭДС, индуцируемая в обмотке якоря результирующим магнитным потоком

$$\Phi_\delta = \Phi_{f\delta} - \Phi_{ad}, \quad (15.10б)$$

который возбуждается результирующей МДС

$$F_\delta = F_f - F_{ad}. \quad (15.10в)$$

Значения $x_{\delta a} I$ и F_{ad} в (15.10а) и (15.10в) вследствие постоянства тока I в режиме индукционной нагрузочной характеристики следует считать постоянными.

Поскольку результирующий магнитный поток Φ_δ ориентирован в направлении продольной оси ротора, можно считать, что зависимость $\Phi_\delta = f(F_\delta)$ идентична основной кривой намагничивания машины $\Phi_{f\delta} = f(i_f)$, если, конечно, МДС F_{ad} приведена к обмотке возбуждения и выражена в масштабе тока возбуждения.

Очевидно также, что и зависимость $E_\delta = f(i_f)$ будет идентична характеристике холостого хода $E = f(i_f)$, если под i_f подразумевать результирующую МДС, выраженную в масштабе тока возбуждения. С учетом отмеченных особенностей режима определим вид индукционной характеристики. Для этого, пользуясь характеристикой холостого хода (рис. 15.6), определим напряжение U на зажимах генератора, работающего в режиме индукционной характеристики с $I = I_n = \text{const}$, при некотором токе i_f .

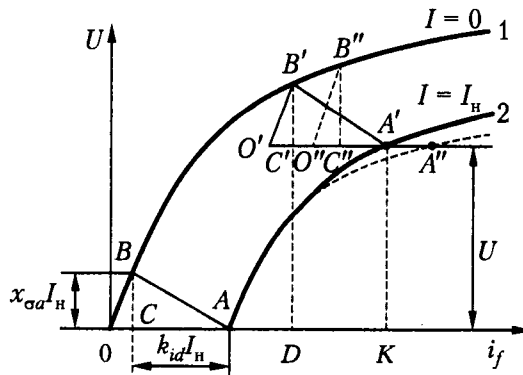


Рис. 15.6. Индукционная нагрузочная характеристика и реактивный треугольник синхронного генератора

Пусть значение этого тока определено, к примеру, отрезком OK , а МДС размагничивающей продольной реакции якоря F'_{ad} , приведенной к обмотке возбуждения и выраженной в масштабе тока возбуждения, определена отрезком $KD = k_{id} I_n$. Тогда отрезок OD определит в масштабе тока возбуждения результирующую МДС $F_\delta = F_f - F_{ad}$, по которой найдем значение E_δ , определяемое отрезком DB' . Вычитая арифметически из E_δ падение напряжения $x_{\delta a} I_n$, представленное отрезком $B'C'$

(см. выражение (15.10а)), найдем искомое напряжение, определяемое длиной отрезка DC' . Для получения искомой точки индукционной характеристики строим ординату $U = |DC'|$ при заданном токе возбуждения $i_f = |0K|$.

Из рассмотренного примера видно, что реализация алгоритма определения U при заданном токе i_f связана с построением указанным образом на координатной плоскости характеристики холостого хода прямоугольного треугольника $A'B'C'$, который называется реактивным. Если этот треугольник поступательно перемещать так, чтобы вершина B' скользила по характеристике холостого хода, (кривая 1 на рис. 15.6), то вершина A' опишет искомую индукционную нагрузочную характеристику (кривая 2).

Из картины расположения кривых 1 и 2 видно, что индукционная характеристика подобна характеристике холостого хода, однако смещена по отношению к ней вправо на величину F'_{ad} и вниз на величину $x_{ca}I$.

Если известны экспериментальные характеристики холостого хода и индукционная, то можно построить реактивный треугольник и определить по нему важные электромагнитные параметры машины — x_{ca} и F_{ad} . Рассмотрим такую возможность и встречающиеся на пути ее реализации методологические проблемы.

Как показывает опыт, экспериментальная индукционная характеристика (пунктирная кривая на рис. 15.6) несколько отличается от характеристики, построенной с помощью характеристики холостого хода и реактивного треугольника, и отклоняется от нее вправо, и тем больше, чем больше U . Причина этого отклонения заключается в том, что при одинаковых магнитных потоках в воздушном зазоре в режимах холостого хода и индукционной нагрузки потоки рассеяния обмотки возбуждения при индукционной нагрузке больше, чем при холостом ходе. В результате увеличивается насыщение полюсов и ярма ротора. Увеличивается магнитное сопротивление путей для потока Φ_δ . Значит, при индукционной нагрузке для проведения одинакового магнитного потока Φ_δ потребуются большая МДС F_f и больший ток i_f , нежели при холостом ходе. Таким образом, сформулированную ранее гипотезу о поступательном перемещении реактивного треугольника следует считать приближенной.

В теории синхронных машин широко используется методика экспериментального определения x_{ca} и F'_{ad} из характеристик холостого хода и индукционной. Изложим алгоритм этой методики. Предварительно отпустим реактивный треугольник на ось абсцисс так, чтобы он занял положение треугольника ABC , соответствующее режиму короткого замыкания. В таком режиме

$$BC = x_{ca}I_n = E_\delta; OA = F_f; AC = F'_{ad} \text{ и } OC = F_{ca}.$$

Будем рассматривать треугольник OBA , полагая, что его конфигурация и размеры сторон будут оставаться неизменными и при других значениях U . Отметим, что в треугольнике OBA известна сторона OA . Переместим теперь треугольник OBA на уровень напряжения $U = U_n$, разместив вершину A на экспериментально определенной характеристике (пунктирная кривая на рис. 15.6) так, чтобы известная сторона OA заняла положение $O'A''$.

Проведя далее через точку O'' прямую, параллельную начальной части характеристики холостого хода, то есть отрезку OB , найдем точку пересечения B'' , которая и будет вершиной реактивного треугольника. Опустив из B'' перпендикуляр на $A''O''$, найдем отрезок $B''C''$, откуда

$$x_{\sigma a} = \frac{B''C''}{I_n}.$$

Отрезок $A''C''$ определит МДС F'_{ad} в масштабе тока возбуждения с учетом реальных условий насыщения.

Поскольку теоретическая и экспериментальная индуктивные нагрузочные характеристики отличаются друг от друга (см. рис. 15.6), то и построенные по ним реактивные треугольники — соответственно, треугольник $O'B'A'$ и треугольник $O''B''C''$ — будут различными. Поэтому из экспериментальной индукционной характеристики вместо $x_{\sigma a}$ получаем сопротивление

$$x_p = \frac{B''C''}{I_n} > x_{\sigma a},$$

которое называется индуктивным сопротивлением Потье, или расчетным индуктивным сопротивлением рассеяния обмотки якоря, эмпирически учитывающим условия насыщения ротора.

Использование этого сопротивления как некоторого эмпирического параметра при построении векторных диаграмм и других электромагнитных расчетах насыщенных синхронных машин дает результаты, хорошо согласующиеся с опытом.

Внешние характеристики. Если напряжение на зажимах синхронного генератора представить в виде (15.8а):

$$\dot{U} = \dot{E}_\delta - jx_\sigma \dot{I} - r_a \dot{I},$$

нетрудно убедиться в том, что в силу малости величин $x_{\sigma a}$ и r_a напряжение определяется в основном результирующей ЭДС E_δ . Характер изменения этой ЭДС при изменении тока, а точнее, результирующего потока в зазоре Φ_δ , индуцирующего эту ЭДС, и будет в основном определять вид внешней характеристики. Величина Φ_δ при $i_f = \text{const}$ наиболее чувствительна к потоку продольной реакции якоря, поскольку последний ориентирован в направлении потока возбуждения. При наличии продольной реакции якоря результирующий поток в продольной оси $\Phi_{\delta d}$ может либо уменьшаться, если реакция якоря размагничивающая (индуктивная нагрузка), либо возрастать, если реакция намагничивающая (емкостная нагрузка). Этим, то есть характером нагрузки, и определяются вид и различие внешних характеристик синхронных генераторов, представленных на рис. 15.7.

Здесь предполагается, что для каждой нагрузки ток $i_f = i_{fn}$, он определяется так, чтобы при $I = I_n$ также $U = U_n$. Ток i_{fn} при номинальной нагрузке генератора ($U = U_n$, $I = I_n$, $\cos \varphi = \cos \varphi_n$, $f = f_n$) называется номинальным током возбуждения.

Важным показателем внешней характеристики является номинальное изменение напряжения синхронного генератора ΔU_n , то есть изменение его напряжения при изменении нагрузки от нуля до номинального значения при неизменном токе

возбуждения. Эта величина обычно определяется в процентах от номинального напряжения

$$\Delta U_{\text{н}} = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} \cdot 100 \% = (25...35)\%$$

и характеризует жесткость внешней характеристики. Для данного генератора эта величина зависит еще и от характера подключенной нагрузки.

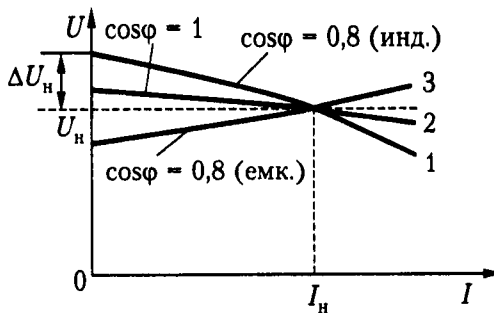


Рис. 15.7. Внешние характеристики синхронного генератора

Регулировочные характеристики. Вид этих характеристик, определяющих, как нужно изменять ток возбуждения, чтобы при изменении нагрузки напряжение на зажимах генератора осталось бы неизменным, также в основном зависит от характера реакции якоря, и в первую очередь от продольной реакции якоря. На рис. 15.8 представлены регулировочные характеристики для различных видов нагрузки. Нетрудно установить физическое соответствие этих характеристик внешним характеристикам, представленным на рис. 15.7.

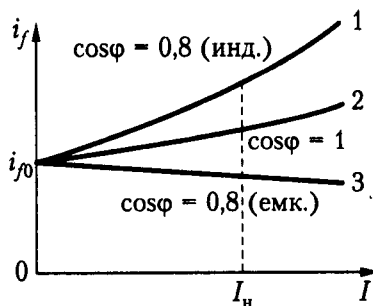


Рис. 15.8. Регулировочные характеристики синхронного генератора

Вид регулировочных характеристик объясняется характером действия реакции якоря. При отстающем токе (кривая 1) продольная реакция якоря является размагничивающей, и для компенсации ее влияния на величины $\Phi_{\text{в}}$ и U с увеличением I необходимо значительно увеличивать ток возбуждения i_f . При чисто активной нагрузке (кривая 2) размагничивающая продольная реакция якоря слабее, и требуется меньшее увеличение i_f . При опережающем токе (кривая 3)

продольная реакция якоря стремится увеличивать Φ_{δ} и U , вследствие чего для сохранения $U = \text{const}$ необходимо с увеличением I уменьшать i_f . Обычно $\cos \varphi_n = 0,8$ (инд.), и поэтому при переходе от холостого хода ($U = U_n; I = 0$) к номинальной нагрузке ($U = U_n; I = I_n$) необходимо значительно (до 1,7...2,2 раза) увеличить ток возбуждения. Это увеличение тем больше, чем больше x_d .

Характеристика короткого замыкания (ХКЗ) снимается при замыкании зажимов всех фаз обмотки якоря накоротко (симметричное короткое замыкание) и определяет зависимость $I = f(i_f)$ при $U = 0$ и $f = f_n$.

Если пренебречь весьма незначительным активным сопротивлением якоря ($r_a = 0$), то сопротивление цепи якоря в режиме короткого замыкания можно считать чисто индуктивным. Поэтому $\psi = 90^\circ$, $I_q = 0$, $I_d = I$, и на основании выражения (15.76)

$$\dot{E} = jx_d \dot{I}. \quad (15.11)$$

Уравнению (15.11) соответствуют схема замещения (рис. 15.9, а) и векторная диаграмма (рис. 15.9, б).

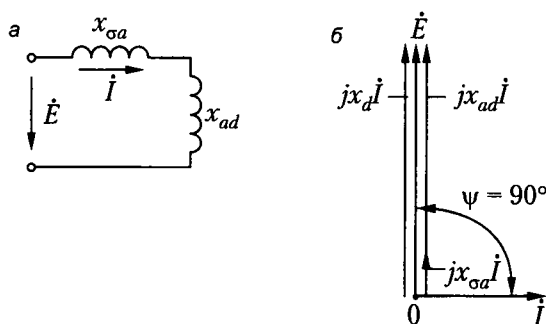


Рис. 15.9. Синхронный генератор при симметричном установившемся коротком замыкании: а — схема замещения; б — векторная диаграмма напряжений

При коротком замыкании реакция якоря является чисто размагничивающей, ЭДС E_δ от результирующего потока воздушного зазора, вычисляемая выражением

$$E_\delta = E - x_{ad} I = x_{\sigma a} I,$$

весьма мала, вследствие чего и поток Φ_δ мал. Поэтому при коротком замыкании магнитная цепь не насыщена, и ХКЗ $I = f(i_f)$ прямолинейна (рис. 15.10).

Опытное определение x_d . Опытные характеристика холостого хода (ХХХ) и ХКЗ (рис. 15.10) позволяют определить опытное значение продольного синхронного сопротивления x_d . Обычно находят ненасыщенное значение этого сопротивления $x_{d\infty}$ которое, в отличие от насыщенного значения x_d , для каждой машины вполне определенное. Чтобы определить $x_{d\infty}$ для какого-либо значения тока возбуждения, например, $i_f = 0A$ (см. рис. 15.10), по спрямленной ненасыщенной ХХХ 3 находят $E_\infty = AA''$ и по ХКЗ — I , после чего в соответствии с равенством (15.11) вычисляют

$$x_{d\infty} = \frac{E_\infty}{I}. \quad (15.12)$$

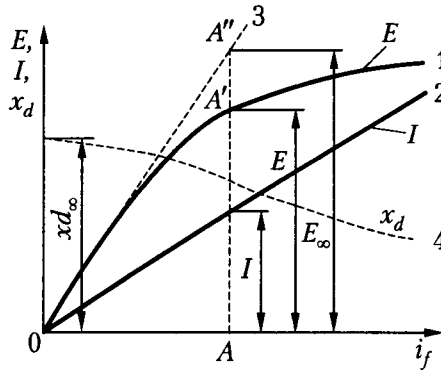


Рис. 15.10. Синхронный генератор: 1 — характеристика холостого хода; 2 — характеристика короткого замыкания

Если E_∞ и I выражены в относительных единицах, то и $x_{d\infty}$ получается в этих же единицах.

Если вместо E_∞ в равенство (15.11) подставить значение $E_\infty = AA'$ для той же величины i_f (см. рис. 15.10), то отношение

$$x_d = \frac{E}{I} = \frac{E_\infty}{k_{\mu d} I} = \frac{x_{d\infty}}{k_{\mu d}} \quad (15.13)$$

будет определять насыщенное значение x_d при таком насыщении магнитной цепи, которое соответствует данному значению E . Кривая 4 (см. рис. 15.10) представляет собой насыщенные значения $x_d = f(i_f)$.

Отношение короткого замыкания (ОКЗ). Отношением короткого замыкания $I_{к0}$, согласно ГОСТ, называется отношение установившегося тока короткого замыкания, определенного при таком токе возбуждения i_{f0} , при котором в режиме холостого хода $E = U_n$ при $n = n_n$, к номинальному току якоря I_n :

$$k_{\text{ОКЗ}} = \frac{I_{к0}}{I_n}. \quad (15.14)$$

В соответствии с рис. 15.11 и изложенным ранее

$$I_{к0} = \frac{U_n}{x_d}, \quad (15.15)$$

где x_d — насыщенное значение продольного синхронного сопротивления, соответствующее $E_\delta = U_n$.

На основании выражений (15.14) и (15.15)

$$k_{\text{ОКЗ}} = \frac{U_n}{x_d I_n} = \frac{1}{x_d} = \frac{k_{\mu d}}{x_{d\infty}}, \quad (15.16)$$

то есть ОКЗ равно обратному значению x_d . У многих машин $x_d > 1$, и тогда $k_{\text{ОКЗ}} < 1$, то есть ток короткого замыкания в указанных условиях меньше номи-

нального. Отсюда можно сделать вывод, что установившийся ток короткого замыкания синхронных генераторов вообще относительно не очень велик, что объясняется сильной размагничивающей реакцией якоря.

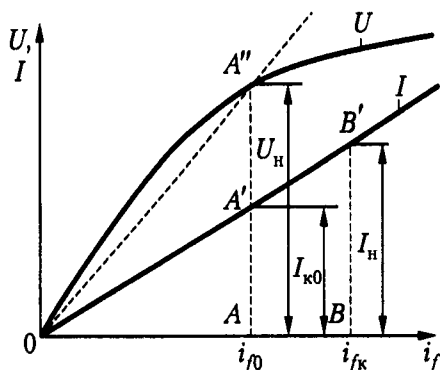


Рис. 15.11. Определение отношения короткого замыкания

Если i_{f0} и i_{fk} — соответственно, токи возбуждения на холостом ходу, когда $U = U_H$, и при установившемся коротком замыкании, когда $I = I_H$, то на основании подобия треугольников OAA' и OBV' (см. рис. 15.11) $k_{OKЗ}$ можно определить по выражению

$$k_{OKЗ} = \frac{i_{f0}}{i_{fk}}. \quad (15.17)$$

Как будет показано в дальнейшем, значение ОКЗ, как и значение x_d , определяет предельную нагрузку, которую способен нести генератор при установившемся режиме работы, причем чем больше ОКЗ, тем больше предельная нагрузка. Поэтому ОКЗ является важным параметром синхронных машин.

15.4. Векторные диаграммы синхронных генераторов при насыщении магнитопровода

Учет насыщения при построении векторных диаграмм позволяет более точно проанализировать режимы работы генераторов. Такой учет представляется необходимым для современных генераторов, характеризующихся повышенной интенсивностью магнитных полей и процессов.

Сложившиеся методики учета насыщения базируются, как правило, на использовании основных кривых намагничивания и насыщенных значений индуктивных параметров машины. Изложим сначала методику построения векторных диаграмм для насыщенных неявнополюсных генераторов. При построении диаграммы используется математическая модель машины с насыщенным магнитопроводом, уравнения которой для неявнополюсной машины принимают вид

$$\dot{U} = \dot{E}_s - jx_{sa}\dot{I} - r_a\dot{I}; \quad (15.18a)$$

$$E_\delta = f_1(\Phi_\delta); \quad (15.186)$$

$$\Phi_\delta = f_2(F_\delta); \quad (15.18в)$$

$$\dot{F}_\delta = \dot{F}_f + \dot{F}_a. \quad (15.18г)$$

Исходными данными при построении диаграммы считаем векторы $\dot{U}$ и $\dot{I}$. Обычно диаграмма строится на плоскости графика, где построена характеристика холостого хода, при этом полюс диаграммы совмещен с началом координат. Такая диаграмма называется диаграммой Потье, по фамилии автора. Вид диаграммы Потье, построенной при $I = I_n$ и допущении $r_a = 0$, показан на рис. 15.12.

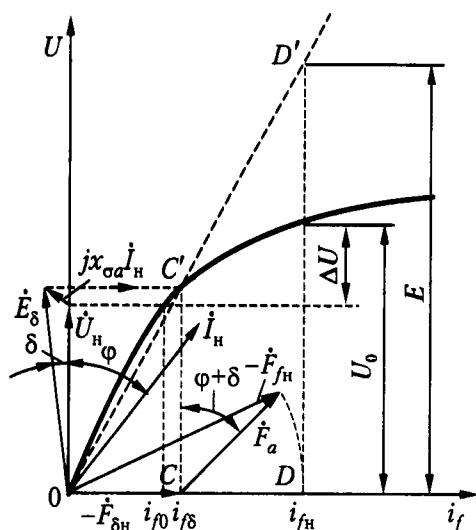


Рис. 15.12. Диаграмма Потье для неявнополюсного генератора

Диаграмма Потье строится следующим образом. Сначала на плоскость чертежа наносим исходные векторы $\dot{U}$ и $\dot{I}$, согласно масштаб напряжения с характеристикой холостого хода. Затем, реализуя уравнение (15.18а) при принятом допущении, находим вектор

$$\dot{E}_\delta = \dot{U} + jx_{sa}\dot{I}.$$

Переносим этот вектор на ось ординат и пользуясь характеристикой холостого хода, находим значение $i_{f\delta}$ — результирующую МДС ($-\dot{F}_\delta$), выраженную в масштабе тока возбуждения. Заметим, что величина E_δ , определяемая ординатой точки C' на характеристике холостого хода, определяет степень насыщения магнитной цепи в данном режиме работы.

После определения E_δ и $i_{f\delta}$ приступаем к построению треугольника МДС в соответствии с (15.18г). Для этого к концу вектора $i_{f\delta}$ прибавляем вектор $k_{id}\dot{I}$ — МДС реакции якоря $\dot{F}_a$, выраженной в масштабе тока возбуждения. Обратим внимание на то, что этот вектор сдвинут относительно тока $\dot{I}$ на угол δ из-за предварительного поворота на этот угол вектора $\dot{E}_\delta$. Разность двух векторов, $\dot{E}_\delta$ и $\dot{F}_a$

(на диаграмме — $i_{f\delta}$ и $k_{id} \dot{I}$), согласно (15.18г), и будет определять искомое значение МДС возбуждения $\dot{F}_{fн}$, а точнее, искомый ток возбуждения $i_{fн}$ в принятых масштабах измерения. Перенеся вектор $i_{fн}$ на ось абсцисс и пользуясь характеристикой холостого хода, найдем напряжение на зажимах генератора после сброса нагрузки U_0 . Если диаграмму построить для номинального тока якоря, то разность $U_0 - U = \Delta U_n$ определит номинальное изменение напряжения, а значит, и жесткость внешней характеристики генератора для заданной нагрузки. Аналогично, по разности $i_{fн} - i_{f0}$ определяется жесткость регулировочной характеристики генератора при заданной нагрузке.

Обычно при построении диаграммы Портье вместо $x_{\sigma d}$ используют x_p , что дает более точные результаты, так как при этом учитывается дополнительное насыщение магнитной цепи индуктора от потоков рассеяния возбуждения.

Построение векторных диаграмм для насыщенных явнополюсных синхронных генераторов весьма затрудняется тем, что исходная математическая модель должна учитывать взаимное влияние потоков $\Phi_{\delta d}$ и $\Phi_{\delta q}$ на насыщение магнитопровода по осям d и q . В литературе излагаются различные методы и подходы для учета указанных обстоятельств. Однако практически каждый из них является приближенным. Наиболее грубым, но, тем не менее, дающим удовлетворительные результаты является такой метод, согласно которому векторная диаграмма для явнополюсной машины строится так же, как и для машины неявнополюсной. Это означает, что условия насыщения для результирующего магнитного потока в зазоре Φ_δ принимаются такими же, как и для потока по продольной оси $\Phi_{\delta d}$.

Глава 16

Параллельная работа синхронных машин

16.1. Включение синхронных генераторов на параллельную работу

Современные мощные синхронные генераторы работают, как правило, в составе энергосистемы, на общую сеть. Благодаря этому достигаются повышенная надежность энергоснабжения потребителей, возможность маневрирования сезонными энергоресурсами и другие выгоды. Все параллельно работающие генераторы должны выдавать в сеть ток одинаковой частоты. Поэтому они должны вращаться синхронно, и их частоты вращения должны быть обратно пропорциональны числам их пар полюсов.

Совместной параллельной работе генераторов должна предшествовать специальная процедура включения, называемая *синхронизацией*, в процессе которой на холостом ходу генератора проверяются и выполняются следующие обязательные условия включения:

- напряжение включаемого генератора U_r должно быть равно напряжению сети U_c или уже работающего генератора;
- частота генератора f_r должна равняться частоте сети f_c ;
- чередование фаз генератора и сети должно быть одинаковым;
- напряжения U_r и U_c должны быть в фазе.

При указанных условиях векторы напряжений генератора и сети совпадают и вращаются с одинаковой частотой (рис. 16.1), разности напряжений между контактами выключателя при включении генератора (рис. 16.2) равны

$$\dot{U}_{rA} - \dot{U}_{cA} = \dot{U}_{rB} - \dot{U}_{cB} = \dot{U}_{rC} - \dot{U}_{cC} = 0, \quad (16.1)$$

и поэтому при включении не возникает никакого толчка тока.

Равенство напряжений достигается регулированием тока возбуждения генератора и контролируется с помощью вольтметра. Изменение частоты и фазы напряжения генератора достигается изменением частоты вращения генератора. Правильность чередования фаз необходимо проверять только при первом включении генератора после монтажа или сборки схемы. Совпадение напряжений по фазе контролируется с помощью ламп, нулевых вольтметров или специальных синхроноскопов, а в автоматических синхронизаторах — с помощью специальных измерительных элементов.

Неправильная синхронизация может вызвать серьезную аварию. Действительно, если например, напряжения U_r и U_c будут в момент включения генератора на параллельную работу сдвинуты по фазе на 180° , то это эквивалентно короткому замыканию при удвоенном напряжении ($\dot{U}_r - \dot{U}_c = 2\dot{U}_c$). При таком включении ударный ток может в два раза превысить ток при обычном коротком замыкании.

Для проверки выполнения условий синхронизации используются специальные приборы, называемые *синхроноскопами*. Простейшим из них является ламповый синхроноскоп.

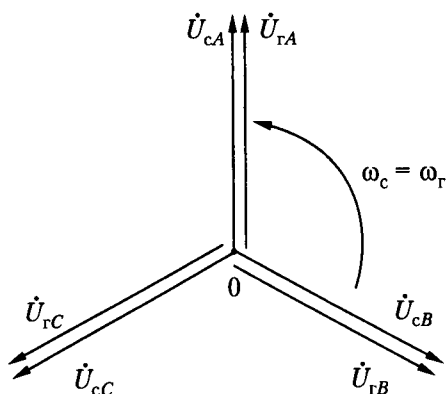


Рис. 16.1. Векторные диаграммы напряжений сети (U_c) и генератора (U_r) при идеальных условиях включения на параллельную работу

Синхронизация с помощью лампового синхроноскопа может осуществляться по схеме на погасание или на вращение света. Схема синхронизации на погасание света представлена на рис. 16.2, *а*, где слева изображен генератор Γ_1 , уже работающий на шины станции и сеть, а справа — включаемый на параллельную работу генератор Γ_2 с вольтметром V , вольтметровым переключателем Π и с ламповым синхроноскопом C , каждая из ламп 1, 2, 3 которого включена между контактами одной и той же фазы или полюса выключателя B_2 . При соблюдении приведенных ранее условий и равенства (16.1) напряжения на всех лампах одновременно равны нулю и лампы не светятся, что указывает на возможность включения генератора Γ_2 с помощью выключателя B_2 на параллельную работу.

Достичь точного равенства частот $f_r = f_c$ в течение даже небольшого промежутка времени практически невозможно, и поэтому напряжения $U_r - U_c$ на лампах 1, 2, 3 (рис. 16.2, *а*) пульсируют с частотой $f_r - f_c$ (рис. 16.3), и если эта частота мала, то лампы загораются и погасают с такой же частотой.

Частота $f_r - f_c$ соответствует частоте пульсаций напряжения (пунктирные кривые на рис. 16.3, *б*). Регулированием частоты генератора необходимо добиться того, чтобы частота загорания и погасания ламп была минимальна (период 3–5 с), и произвести затем включение выключателя B_2 в тот момент времени, когда лампы не горят.

При малой частоте погасания лампы гаснут раньше, чем напряжение достигнет нуля, и загораются также при $U > 0$. Поэтому, если реализуется схема, изображенная на рис. 16.2, *а*, трудно выбрать правильный момент включения. В этом отношении предпочтительной является схема на рис. 16.2, *б*, в которой лампа 1 включена так же, как на схеме, приведенной на рис. 16.2, *а*, а лампы 2 и 3 — между различными фазами генератора и сети. Поэтому в данном случае при соблюдении перечисленных ранее условий и равенства (16.1) лампа 1 не светится, а лам-

пы 2 и 3 находятся под линейным напряжением и светятся с одинаковой яркостью, что и является критерием правильности момента включения. При $f_r - f_c \neq 0$ лампы 1, 2 и 3 (см. рис. 16.2, б) загораются и гаснут поочередно, и создается впечатление вращающегося света, причем при $f_r > f_c$ вращение происходит в одну сторону, а при $f_r < f_c$ — в другую. Частота вращения равна $f_r - f_c$, и необходимо добиться того, чтобы она была минимальна (период 3–5 с).

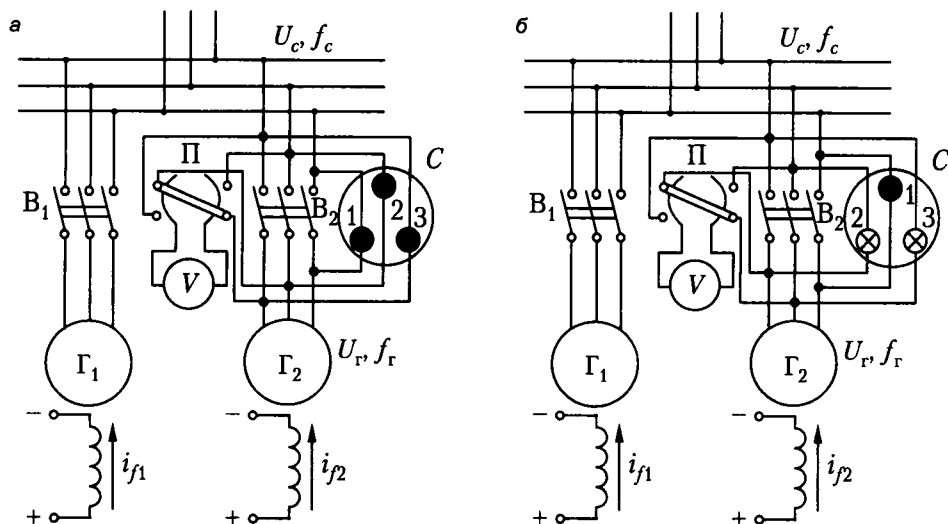


Рис. 16.2. Схемы синхронизации генератора с помощью ламповых синхроскопов с включением: а — на погасание и б — на вращение света

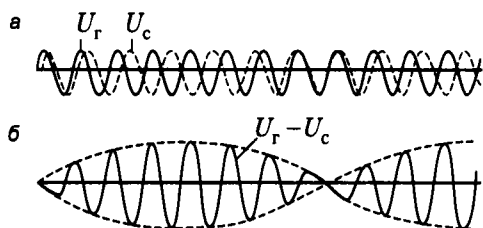


Рис. 16.3. Кривые изменения во времени напряжений: а — генератора, б — сети и ламп ($U_g - U_c$) при неравенстве частот сети и генератора

Отметим, что если при реализации схемы, приведенной на рис. 16.2, а, вместо одновременного погасания и зажигания всех трех ламп получится вращение света, а при реализации схемы, изображенной на рис. 16.2, б, — одновременное погасание и зажигание ламп, это будет указывать на неправильность чередования фаз генератора и сети. При этом необходимо поменять местами начала двух фаз обмотки статора генератора.

Для более точного выбора момента включения параллельно одной из ламп (см. рис. 16.2, а) включают вольтметр, имеющий растянутую шкалу в области нуля (нулевой вольтметр).

Другие методы синхронизации. Синхронизация с помощью ламп и нулевого вольтметра применяется только в случае использования генераторов малой мощности. Для мощных генераторов используют электромагнитный синхроскоп, к которому подаются напряжения генератора и сети. Этот прибор работает на принципе вращающегося магнитного поля, и при $f_r \neq f_c$ его стрелка вращается с частотой $f_r - f_c$ в ту или иную сторону в зависимости от того, какая частота больше. Если момент включения выбран правильно, стрелка синхроскопа обращена вертикально вверх.

При высоком напряжении приборы синхронизации включаются через трансформаторы напряжения. В этом случае необходимо позаботиться о том, чтобы фазировка (чередование фаз) этих трансформаторов была правильной.

Синхронизация генераторов является весьма ответственной операцией и требует от эксплуатационного персонала большого внимания. Для исключения ошибок персонала и облегчения его работы пользуются автоматическими синхронизаторами, которые автоматически регулируют U_r и f_r синхронизируемых генераторов в нужных направлениях и при достижении необходимых условий автоматически включают генераторы на параллельную работу.

Чтобы упростить процедуры включения, условия синхронизации иногда выполняются приближенно. Такое включение называется *грубой синхронизацией*.

Чаще включение на параллельную работу производят по методу самосинхронизации. Сущность самосинхронизации заключается в том, что генератор включается в сеть в невозбужденном состоянии ($U_r = 0$) при частоте вращения, близкой к синхронной (допускается отклонение до 2 %). При этом отпадает необходимость в точном выравнивании частот, величины и фазы напряжений, благодаря чему процесс синхронизации предельно упрощается и возможность ошибочных действий исключается. После включения невозбужденного генератора в сеть немедленно включается ток возбуждения и генератор втягивается в синхронизм (то есть частота его вращения достигнет синхронной работы и $f_r = f_c$).

При самосинхронизации, как и при грубой синхронизации, неизбежно возникновение значительного толчка тока. Поэтому такие методы включения применяются в тех случаях, если толчок тока не будет превосходить допустимого значения, равного обычно $3,5 I_n$.

16.2. Синхронные режимы параллельной работы синхронных машин

Режим работы синхронной машины в составе энергосистемы при синхронной частоте вращения называется *синхронным*. Рассмотрим особенности этого режима, считая в целях упрощения анализа, что энергосистема, к которой подключена рассматриваемая машина, является бесконечно мощной, то есть в ней $U = \text{const}$ и $f = \text{const}$. Такую энергосистему в дальнейшем иногда будем представлять в виде бесконечно мощного генератора, у которого внутренние сопротивления обмотки якоря равны нулю и, следовательно, $E_s = U$, а инерционная постоянная бесконечно велика, так что его частота вращения всегда постоянна.

Условия работы синхронной машины в составе мощной энергосистемы принципиально отличаются от условий автономной работы, поскольку величина и частота напряжения на зажимах рассматриваемой синхронной машины всегда, при любой ее нагрузке остаются постоянными. Рассмотрим особенности синхронного режима параллельной работы, полагая в целях упрощения, что генератор неявнополюсный и сопротивление обмотки якоря $r_a = 0$. В этом случае ток якоря, согласно (15.7в), определяется простой зависимостью

$$\dot{I} = \frac{\dot{E} - \dot{U}}{jx_d} = \frac{\Delta \dot{U}}{jx_d}. \quad (16.2)$$

Изменение реактивной мощности. Режим синхронного компенсатора. Предположим, что при включении на параллельную работу условия синхронизации возбужденного генератора были соблюдены в точности, то есть $\dot{U}_r = \dot{U}_c$ или $\dot{E} = \dot{U}_c = \dot{U}$. Тогда, согласно равенству (16.2), $\dot{I} = 0$, то есть машина не примет на себя никакой нагрузки.

Теперь увеличим ток возбуждения. В результате увеличится $\dot{E}$ (рис. 16.4, а) и возникнет ток $\dot{I}$ (см. выражение (16.2)), отстающий от $\Delta \dot{U}$, а также от $\dot{E}$ и $\dot{U}$ на 90° . Таким образом, машина будет отдавать в сеть чисто индуктивный ток и реактивную мощность. Если ток возбуждения уменьшить, так что $E < U$ (рис. 16.4, б), ток $\dot{I}$ также будет отставать от $\Delta \dot{U}$ на 90° , но опережать $\dot{E}$ и $\dot{U}$ на 90° , то есть машина будет отдавать в сеть емкостной ток и потреблять из сети реактивную мощность.

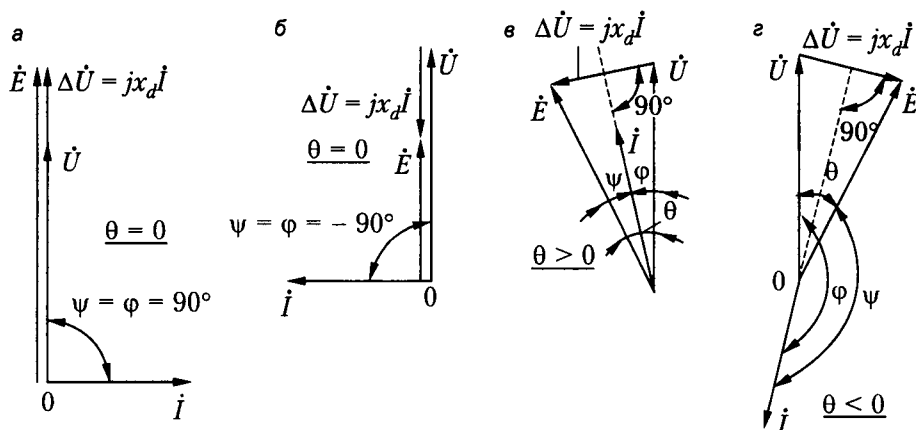


Рис. 16.4. Векторные диаграммы неявнополюсной синхронной машины при работе в режиме: а, б — компенсатора; в — генератора; г — двигателя

Таким образом, изменение тока возбуждения синхронной машины вызовет в ней только реактивные токи или изменение реактивного тока и реактивной мощности. При $E > U$ синхронная машина считается *перевозбужденной*, а при $E < U$ — *недовозбужденной*. При равенстве активной мощности нулю перевозбужденная синхронная машина по отношению к сети эквивалентна емкости, а недовозбужденная — индуктивности.

Синхронная машина, не несущая активной нагрузки и загруженная реактивным током, называется *синхронным компенсатором*. Такие компенсаторы применяются для повышения коэффициента мощности и поддержания нормального уровня напряжения в сетях. Если, например, такой компенсатор установить в районе большой промышленной нагрузки и перевозбудить его, то он будет снабжать асинхронные двигатели промышленных предприятий реактивной мощностью, питающая сеть и генераторы электрических станций будут полностью или частично разгружены от этой мощности, коэффициент мощности генераторов и сети повысится, потери мощности и падения напряжения в них уменьшатся и напряжение сети у потребителей сохранится на нормальном уровне.

Изменение активной мощности. Режимы генератора и двигателя. Изменение активной мощности синхронной машины, как это следует из фундаментальных принципов электромеханического преобразования энергии, возможно только при изменении механической мощности на ее валу. Увеличим, например, движущий механический момент на ее валу. Тогда равенство моментов на валу нарушится, ротор генератора ускорится, а вектор $\vec{E}$ начнет опережать вектор $\vec{U}$ (см. рис. 16.4, в), между ними возникнет некоторый угол θ , называемый углом нагрузки. При этом возникнет ток $\vec{I}$, отстающий от $\Delta\vec{U} = \vec{E} - \vec{U}$ на 90° , но имеющий активную и реактивную составляющие по отношению к напряжению $\vec{U}$ (см. рис. 16.4, в). В результате в сеть будет отдаваться активная мощность

$$P = mUI \cos \varphi > 0,$$

получаемая в процессе электромеханического преобразования механической энергии, подведенной к валу машины. Угол нагрузки θ будет увеличиваться до тех пор, пока возникающий тормозной электромагнитный момент не уравновесит механический момент, приложенный к валу. По достижении баланса моментов ротор вновь начнет вращаться с синхронной частотой вращения и наступит установившийся режим синхронного генератора.

Если ротор генератора притормозить, создав на его валу механическую нагрузку, то ЭДС $\vec{E}$ отстанет от $\vec{U}$ на некоторый угол θ , возникнет ток $\vec{I}$, при котором (см. рис. 16.4, з) активная мощность

$$P = mUI \cos \varphi < 0$$

потребляется из сети. Машина будет работать в режиме двигателя.

Угол нагрузки θ принято считать положительным в генераторном режиме и отрицательным — в двигательном.

Все изложенное ранее будет верно и для явнополюсной машины, с той лишь разницей, что векторные диаграммы будут несколько сложнее.

Специфика преобразования энергии в синхронных машинах нормальной конструкции, с вращающимся индуктором и возбудителем на общем валу, работающих в составе энергосистемы, иллюстрируется энергетическими диаграммами (рис. 16.5), где $p_{\text{мх}}$ — механические потери, $p_{\text{в}}$ — потери на возбуждение синхронной машины, включая потери в возбудителе, $p_{\text{д}}$ — добавочные потери от высших гармоник поля в стали статора и ротора, $p_{\text{мг}}$ — основные магнитные потери и $p_{\text{эл}}$ — электрические потери в обмотке якоря.

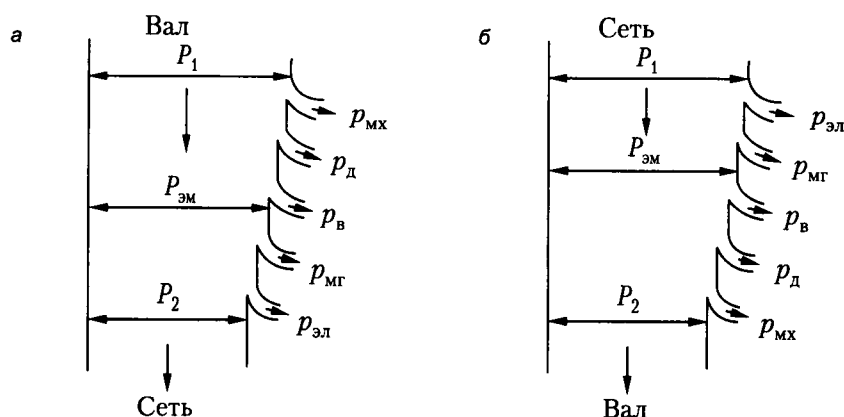


Рис. 16.5. Энергетические диаграммы: а — синхронного генератора; б — двигателя

В случае генератора P_1 — это потребляемая с вала механическая мощность и P_2 — отдаваемая в сеть электрическая мощность, а в случае двигателя P_1 — потребляемая из сети электрическая мощность и P_2 — развиваемая на валу механическая мощность. Электромагнитная мощность $P_{эм}$ передается с помощью магнитного поля с ротора на статор в случае генератора и в обратном направлении — в случае двигателя. Добавочные потери покрываются за счет механической мощности на роторе. Механические потери возбуждателя включаются в потери $p_{мх}$.

Отметим некоторые особенности параллельной работы синхронных генераторов на сеть ограниченной мощности. Главная особенность такой работы заключается в том, что изменение режима работы одного генератора может оказывать заметное влияние на режим работы других генераторов. Поэтому все процедуры управления работающим генератором, связанные с изменением его тока возбуждения или механического момента на валу, могут привести к заметным изменениям величины напряжения и частоты в сети и к дисбалансу генерирующих активной и реактивной мощностей в системе.

Для того чтобы обеспечить надлежащее качество электрической энергии, генерируемой в энергосистеме ограниченной мощности, необходимо одновременно и согласованно выполнять требуемые процедуры управления на всех генераторах, образующих систему ограниченной мощности. Кроме того, в таких системах может оказаться более сложной проблема обеспечения устойчивости параллельной работы генераторов.

16.3. Угловые характеристики мощности синхронных машин

Как было установлено ранее, мощность синхронной машины P зависит от угла нагрузки θ между векторами ЭДС $\vec{E}$ и напряжения $\vec{U}$ машины. Зависимость $P = f(\theta)$ при $E = \text{const}$ и $U = \text{const}$ называется *угловой характеристикой активной мощности синхронной машины*. Изучение этой зависимости позволяет установить ряд важных свойств синхронной машины. Определим вид этой характеристики, ис-

ходя из векторной диаграммы, представленной на рис. 15.2, принимая в качестве допущения, что $r_a \approx 0$. Считаем также, что $P_m = 0$ и активная мощность P численно равна мощности электромагнитной $P_{эм}$. Спроецируем компоненты векторной диаграммы (см. рис. 15.2) на направление вектора $\vec{E}$ и на направление, перпендикулярное ему. Тогда получим:

$$E = x_d I_d + U \cos \theta; x_q I_q = U \sin \theta,$$

откуда

$$\begin{cases} I_d = \frac{E - U \cos \theta}{x_d}; \\ I_q = \frac{U \sin \theta}{x_q}. \end{cases} \quad (16.3)$$

Учитывая, что, согласно рис. 15.2, $\varphi = \psi - \theta$, для активной мощности генератора имеем

$$\begin{aligned} P &= mUI \cos \varphi = mUI \cos (\varphi - \theta) = \\ &= mU(I \cos \psi \cos \theta + I \sin \psi \sin \theta) = mU(I_q \cos \theta + I_d \sin \theta). \end{aligned}$$

Заменив здесь I_d и I_q в соответствии с формулами (16.3), получим:

$$P = \frac{mU^2}{x_q} \sin \theta \cos \theta + \frac{mEU}{x_d} \sin \theta - \frac{mU^2}{x_d} \sin \theta \cos \theta,$$

или

$$P = \frac{mEU}{x_d} \sin \theta + \frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta. \quad (16.4)$$

Уравнение (16.4) и является искомым математическим выражением угловой характеристики мощности, согласно которому $P = f(E, U, \theta, x_d, x_q)$. Поскольку электромагнитный момент $M = \frac{P}{\Omega} = \frac{pP}{\omega}$ пропорционален мощности P , то и зависи-

мость $M = f(E, U, \theta, x_d, x_q)$ имеет подобный вид.

В выражение (16.4) необходимо подставлять насыщенные значения x_d и x_q , соответствующие величине результирующей ЭДС E_δ при данном режиме, и значение E по спрямленной насыщенной ХХХ, соответствующей этому же значению E_δ . Учитывая, что значение $x\sigma_a I$ довольно мало, можно принять $E_\delta \approx U$. Равенством (16.4) можно пользоваться также тогда, когда под U понимается напряжение не на зажимах машины, а в какой-нибудь удаленной точке линии, соединенной с машиной (например, за повышающим трансформатором, на приемном конце линии и т. д.). В этом случае в величины x_d и x_q нужно включить также индуктивное сопротивление линии до рассматриваемой точки. Угол нагрузки θ во всех случаях измеряется между ЭДС от поля возбуждения генератора E и рассматриваемым напряжением U .

Проанализируем выражение (16.4), полагая, что машина работает параллельно с сетью бесконечной мощности, а поэтому $U = \text{const}$ и $f = \text{const}$. Предположим также, что ток возбуждения генератора не меняется, а $\mu_c = \text{const}$ и, следовательно, $x_d = \text{const}$ и $x_q = \text{const}$. В таких условиях активная мощность будет только функцией угла нагрузки θ . Вид получающейся угловой характеристики мощности представлен на рис. 16.6. Мощность определена здесь в относительных единицах.

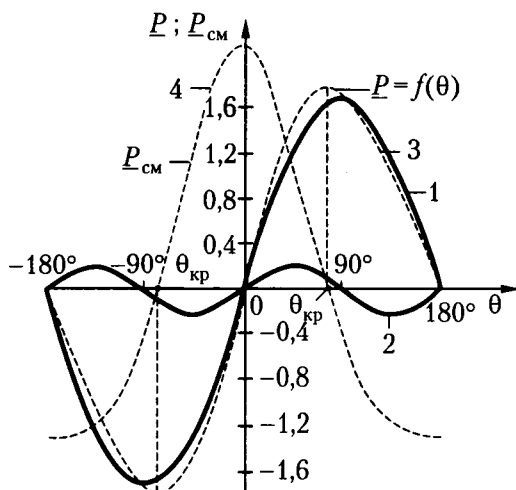


Рис. 16.6. Угловая характеристика активной мощности возбужденного явнополюсного генератора при $E = 1,87$, $U = 1$, $x_d = 1,1$, $x_q = 0,75$

Кривые 1 и 2 на этом рисунке изображают отдельные составляющие активной мощности, равные, соответственно,

$$\frac{mUE}{x_d} \sin \theta \quad \text{и} \quad \frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta.$$

Кривая 3 (пунктирная) изображает полную активную мощность. Представленные кривые определяют угловую характеристику в пределах $-\pi \leq \theta \leq \pi$. Диапазон $-\pi \leq \theta \leq 0$ соответствует двигателю режиму $P < 0$, а диапазон $0 \leq \theta \leq \pi$ — генераторному режиму ($P > 0$).

Теоретически, волны угловой характеристики могут быть построены и для больших значений углов нагрузки. Однако повторяющиеся волны будут отражать лишь периодическое чередование режимов работы, поэтому достаточно ограничиться рассмотрением угловой характеристики лишь в пределах $-\pi < \theta < \pi$.

Найденная угловая характеристика мощности (16.4) определяет также электромагнитный момент

$$M = \frac{P_{\text{эм}}}{\Omega} = \frac{P}{\Omega} = \frac{P}{\omega}. \quad (16.5)$$

Моментно-угловая характеристика, как следует из (16.5), подобна угловой характеристике активной мощности.

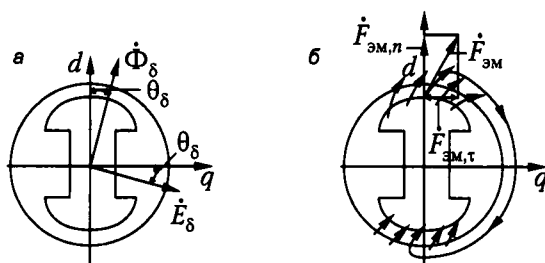


Рис. 16.8. Явнополюсный синхронный генератор: а — векторная диаграмма; б — картина результирующего магнитного поля и электромагнитных сил

Линии эти ориентированы под углом θ_δ к продольной оси ротора. Угол θ_δ называют внутренним углом нагрузки. Силы магнитного тяжения $\vec{F}_{эм}$, возникающие в упругих трубках результирующего магнитного поля, естественно, также будут направлены под углом θ_δ к продольной оси ротора. Тангенциальные составляющие этих сил $\vec{F}_{эмт}$, пропорциональные $\sin \theta_\delta$, и создают электромагнитный момент. Заметим, что в силу малости x_{oa} можно принять $\theta_\delta \approx \theta$.

Вторая составляющая мощности, $\frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta$, имеет место только в явнополюсной машине и не зависит от возбуждения. Это означает, что явнополюсная синхронная машина в состоянии развивать мощность при синхронном режиме работы в составе энергосистемы и без возбуждения. В этом случае в машине существует только поток реакции якоря. При цилиндрическом роторе (рис. 16.9, а), когда $x_d = x_q$, положение ротора относительно вращающегося поля реакции якоря не имеет значения, поэтому машина не развивает электромагнитного момента и мощности. В явнополюсной машине ротор стремится занять по отношению к вращающемуся полю такое положение, при котором сопротивление магнитному потоку и энергия магнитного поля минимальны. Если при этом приложенный к валу момент $M_{ст} = 0$, то $\theta = 0$ (рис. 16.9, б) и электромагнитный момент, действующий на ротор, также равен нулю. При этом также и $P = 0$.

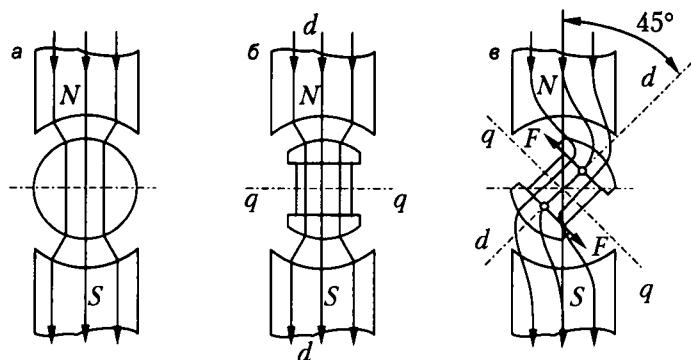


Рис. 16.9. Картины магнитного поля невозбужденной синхронной машины (N-S — условные полюсы потока реакции)

Если вал нагружен внешним моментом, то положение ротора относительно поля смещается, $\theta \neq 0$ и в машине развиваются электромагнитный момент и активная мощность (рис. 16.9, в).

У невозбужденной явнополюсной машины электромагнитный момент развивается исключительно вследствие неравномерности воздушного зазора ($x_d \neq x_q$) и поэтому называется *реактивным*. Реактивный режим работы может возникнуть, например, в случае, когда при параллельной работе с сетью явнополюсный генератор по какой-либо причине теряет возбуждение (неисправность возбудителя, ложное срабатывание автомата гашения поля и т. д.) и был при этом слабо загружен. Последнее обстоятельство значимо потому, что предельная мощность, которую может развивать генератор в этом режиме, невелика.

16.4. Статическая устойчивость работы синхронной машины в составе энергосистемы. Синхронизирующие мощность и момент. Статическая перегружаемость синхронных машин

Предположим, что нерегулируемый ($E = \text{const}$) ненасыщенный неявнополюсный синхронный генератор работает параллельно с сетью бесконечной мощности. Его угловая характеристика активной мощности, определяемая выражением

$$P = \frac{mUE}{x_d} \sin \theta, \quad (16.6)$$

в таких условиях работы будет функцией только угла нагрузки. Вид этой характеристики показан на рис. 16.10.

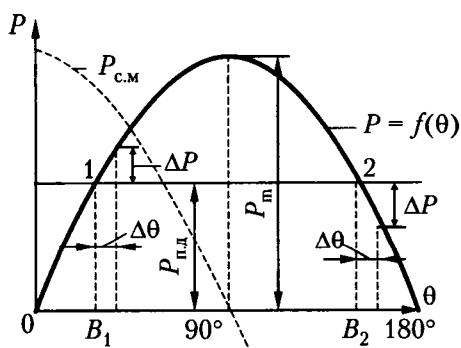


Рис. 16.10. Угловая характеристика активной мощности неявнополюсного синхронного генератора

Видно, что при увеличении P от нуля угол θ будет расти от $\theta = 0$, и при критическом угле нагрузки $\theta_{кр} = 90^\circ$ будет достигнута максимальная мощность $P = P_m$, которую способен развивать генератор,

$$P_m = \frac{mUE}{x_d}. \quad (16.7)$$

Предположим теперь, что к валу генератора подведена мощность $P_{п.д.}$, развиваемая первичным двигателем, которая преобразуется в электрическую P и отдается в сеть. Пренебрегая потерями в генераторе, будем считать, что $P_{п.д.} = P$. Мощность $P_{п.д.}$ не зависит от угла θ и поэтому изображена на рис. 16.10 горизонтальной прямой, которая пересекается с характеристикой электрической мощности $P = f(\theta)$ в точках 1 и 2. В этих точках $P_{п.д.} = P$, и, следовательно, обе они могли бы соответствовать нормальному установившемуся режиму работы. Однако устойчивым режимом является только работа в точке 1.

Действительно, если при работе в точке 1 в результате небольшого случайного преходящего возмущения угол θ увеличится на $\Delta\theta$, то электрическая мощность генератора превысит мощность первичного двигателя на ΔP . Вследствие этого на валу будет действовать избыточный тормозящий электромагнитный момент

$$\Delta M = \frac{\Delta P}{\Omega} = \frac{p\Delta P}{\omega}, \quad (16.8)$$

и ротор генератора будет притормаживаться. Угол θ будет уменьшаться, и восстановится устойчивый установившийся режим работы в точке 1. Если при работе в точке 2 (рис. 16.10) угол θ увеличится на $\Delta\theta$, то мощность генератора будет на ΔP меньше мощности турбины, ротор будет ускоряться, угол θ возрастет еще больше и т. д. В результате генератор выйдет из синхронизма или при благоприятных условиях перейдет в устойчивый режим работы на последующих положительных полуволнах после «проскальзывания» ротора на четное число полюсных делений. Если же при работе в точке 2 угол θ уменьшится, то вследствие нарушения баланса мощностей этот угол будет уменьшаться и дальше, пока этот баланс не восстановится в точке 1.

Таким образом, работа неявнополюсного генератора устойчива в области $0 < \theta < 90^\circ$ и неустойчива в области $90^\circ < \theta < 180^\circ$. Аналогичным образом можно установить, что неявнополюсный синхронный двигатель работает устойчиво в области $0 > \theta > -90^\circ$.

Нетрудно убедиться в том, что работа явнополюсного генератора также будет устойчива лишь на восходящей части угловой характеристики мощности (см. рис. 16.6), то есть в области $0 < \theta < \theta_{кр}$, и неустойчива на нисходящей ее части, то есть в области $\theta_{кр} < \theta < 180^\circ$. Аналогичным образом можно установить области устойчивой работы явнополюсного синхронного двигателя.

В рассмотренных примерах предполагалось, что случайно возникающее возмущение угла $\Delta\theta$ довольно мало. Устойчивость режима работы синхронной машины под действием малых (теоретически бесконечно малых) возмущений называется статической, а сам устойчивый режим называется статически устойчивым режимом. Введение такого понятия в механике характерно для всех нелинейных динамических систем, к числу которых относится и синхронная машина. В таких системах помимо статической устойчивости, или «устойчивости в малом»,

рассматривается отдельно еще и «устойчивость в большом», то есть при возникновении конечных, больших возмущений.

Критериями статической устойчивости режима работы синхронной машины в составе энергосистемы, как следует приведенного анализа, можно считать отношение приращений ΔP и $\Delta \theta$:

□ если

$$\frac{\Delta P}{\Delta \theta} > 0, \quad (16.9a)$$

режим устойчив;

□ если

$$\frac{\Delta P}{\Delta \theta} < 0, \quad (16.9b)$$

режим неустойчив.

Разность ΔP между подводимой к машине и отдаваемой ею в сеть мощностями, под воздействием которой восстанавливается устойчивое состояние режима работы, называется синхронизирующей мощностью. Аналогично, момент $M = \frac{\Delta P}{\Delta \Omega}$

можно назвать синхронизирующим моментом.

При малых отклонениях $\Delta \theta$ и ΔP , когда малый участок угловой характеристики допустимо линеаризовать, можно записать:

$$\Delta P = P_{\text{см}} \Delta \theta; \quad (16.10a)$$

$$\Delta M = M_{\text{см}} \Delta \theta, \quad (16.10b)$$

где $P_{\text{см}}$ и $M_{\text{см}}$ — коэффициенты синхронизирующей мощности и синхронизирующего момента соответственно. На основании выражений (16.4) и (16.10)

$$P_{\text{см}} = \frac{\partial P}{\partial \theta} = \frac{mUE}{x_d} \cos \theta + mU^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\theta; \quad (16.11a)$$

$$M_{\text{см}} = \frac{\partial P}{\partial \theta} = \frac{P_{\text{см}}}{\Omega} = \frac{pP_{\text{см}}}{\omega}. \quad (16.11b)$$

Зависимость $P_{\text{см}}$ (в относительных единицах) от угла нагрузки θ показана на рис. 16.6 (кривая 4). Положительный знак этого коэффициента является одним из критериев статической устойчивости.

Линейная зависимость синхронизирующей мощности и момента от угла $\Delta \theta$ (в области малых его отклонений) обусловлена физической природой электромагнитных сил, действующих на ротор со стороны синхронно вращающегося магнитного поля якоря. Силы эти, как и в механической пружине, возникают в результате упругого тяжения трубок магнитного поля. Поэтому любые возникающие отклонения угла $\Delta \theta$ будут сопровождаться колебаниями ротора около некоторого угла равновесия θ_1 . Чтобы ускорить затухание таких колебаний, на роторе размещают успокоительную (демпферную) обмотку. Возникающий от действия этой обмот-

ки электромагнитный момент, являясь по своей природе асинхронным, пропорционален скольжению, то есть скорости изменения угла $\Delta\theta$, а потому проявляет себя аналогично механическому амортизатору.

Статическая перегружаемость. При увеличении P , как следует из угловой характеристики, увеличивается угол θ , и при $\theta = \theta_{кр}$ мощность достигает максимального значения $P = P_m$. При дальнейшем увеличении механической мощности на валу машина выйдет из синхронизма и ее ротор будет вращаться асинхронно, с некоторым скольжением s относительно поля статора (поля реакции якоря). Если она работает в качестве двигателя, частота вращения ротора будет меньше синхронной ($s > 0$), а если в качестве генератора — больше синхронной ($s < 0$). Подобный асинхронный режим является ненормальным и недопустим, так как он опасен для машины и нарушает нормальную работу сети, машин и механизмов, соединенных с синхронной машиной. Поэтому при эксплуатации синхронных машин необходимо заботиться о том, чтобы их устойчивая синхронная работа была в достаточной степени обеспечена.

При работе синхронные машины могут подвергаться кратковременным перегрузкам. Кроме того, вследствие уменьшения напряжения, например, при коротких замыканиях в сети, максимальная мощность P_m , которую способна развивать машина, снижается. Поэтому необходимо, чтобы машина имела достаточный запас мощности, то есть чтобы значение P_m было достаточно велико. Этот запас и определяет так называемую статическую перегружаемость.

Статическая перегружаемость синхронной машины k_n характеризуется отношением P_m при $U = U_n$ и $i_f = i_{fn}$ к номинальной мощности P_n :

$$k_n = \frac{P_m}{P_n} = \frac{M_m}{M_n}. \quad (16.12)$$

Значение k_n тем больше, чем меньше угол θ_n при номинальной нагрузке. Обычно $\theta_n = 20...35^\circ$.

Номинальная мощность

$$P_n = mU_n I_n \cos \varphi_n = S_n \cos \varphi_n = \frac{mU_n^2}{Z_n} \cos \varphi_n. \quad (16.13)$$

Примем в выражении (16.7) $U = U_n$ и $E = E_n$. Тогда на основании выражений (16.7), (16.12) и (16.13) для неявнополюсной машины

$$k_n = \frac{E_n}{x_d} \frac{1}{\cos \varphi_n}. \quad (16.14)$$

Из уравнений (16.6) и (16.7) можно также получить

$$k_n = \frac{1}{\sin \theta_n}. \quad (16.15)$$

Статическая перегружаемость явнополюсных машин может также определяться выражениями вида (16.14) и (16.15), если в них ввести добавочный множитель, учитывающий влияние второго члена уравнения (16.4).

$I = f(i_f)$ при разных значениях $P = \text{const}$. Эти зависимости по их виду называются U -образными характеристиками. Минимальное значение I для каждой кривой определяет активную составляющую тока якоря I_a и мощность

$$P = mUI_a,$$

для которой построена данная кривая. Нижняя кривая соответствует $P = 0$, причем i_{f0} — значение тока возбуждения при $E = U$. Правые части кривых соответствуют перевозбужденной машине и отдаче в сеть индуктивного тока и реактивной мощности, а левые части — недовозбужденной машине, отдаче в сеть емкостного тока и потреблению реактивной мощности. Кривая $\varphi = 0$ или $\cos \varphi = 1$ отклоняется при увеличении мощности вправо, так как вследствие падения напряжения $x_{sa}I$ возрастают значения E_δ и необходимый ток возбуждения при $\cos \varphi = 1$.

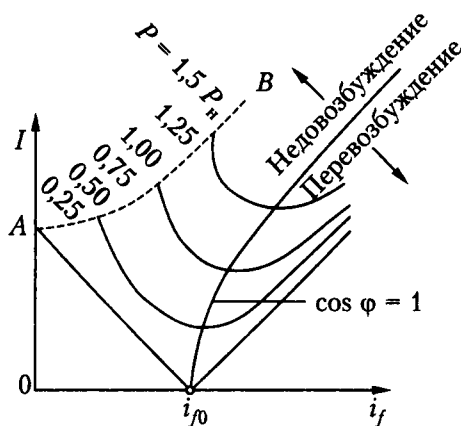


Рис. 16.12. U -образные характеристики синхронной машины

Точка A на рис. 16.12 соответствует холостому ходу невовозбужденной машины. При этом из сети потребляется намагничивающий ток

$$I = \frac{U}{x_d}.$$

Угол нагрузки θ возрастает при движении вдоль кривых справа налево, так как при меньших i_f и E угол θ при $P = \text{const}$ увеличивается. Линия AB представляет собой границу устойчивости, на которой $\theta = \theta_{кр}$. При дальнейшем уменьшении i_f машина выпадает из синхронного режима. U -образные характеристики генератора и двигателя практически не отличаются друг от друга.

Глава 17

Синхронные двигатели и компенсаторы

17.1. Синхронные двигатели

Синхронные двигатели имеют по сравнению с асинхронными большое преимущество, заключающееся в том, что благодаря возбуждению постоянным током они могут работать с $\cos \varphi = 1$ и не потребляют при этом реактивной мощности из сети, а при работе с перевозбуждением даже отдают реактивную мощность в сеть. В результате улучшается коэффициент мощности сети и уменьшаются падение напряжения и потери в ней, а также повышается коэффициент мощности генераторов, работающих на электростанциях. Максимальный момент синхронного двигателя пропорционален U , а у асинхронного — U^2 . Поэтому при понижении напряжения синхронный двигатель сохраняет большую нагрузочную способность. Кроме того, использование возможности увеличения тока возбуждения синхронных двигателей позволяет увеличивать надежность их работы при аварийных понижениях напряжения в сети и тем самым улучшать условия работы энергосистемы в целом. Вследствие большего размера воздушного зазора добавочные потери в стали и клетке ротора синхронных двигателей меньше, чем у асинхронных, благодаря чему КПД синхронных двигателей обычно выше.

В то же время конструкция синхронных двигателей сложнее, чем устройство короткозамкнутых асинхронных двигателей, и, кроме того, синхронные двигатели должны иметь возбудитель или иное устройство для питания обмотки возбуждения постоянным током. Вследствие этого синхронные двигатели в большинстве случаев дороже короткозамкнутых асинхронных двигателей.

Пуск синхронных двигателей также сложнее, и регулировать частоту их вращения удобно только регулированием частоты напряжения. Тем не менее, применение синхронных двигателей постоянно расширяется, и они строятся на мощности до $P_n = 60\,000$ кВт.

Способы пуска синхронных двигателей. Для синхронных двигателей могут применяться все способы включения в сеть, рассмотренные ранее для генераторов. Однако потребность во вспомогательном двигателе, который смог бы разогнать синхронный двигатель до синхронной или близкой к ней скорости, является существенным недостатком этих способов. Поэтому пуск с помощью вспомогательного двигателя применяется обычно для синхронных двигателей большой мощности или при включении в маломощную сеть. В подавляющем большинстве случаев применяется асинхронный пуск синхронных двигателей. Для того чтобы асинхронный пуск синхронных двигателей был успешным, они снабжаются мощной демпферной обмоткой, способной выдерживать значительные токи. В силу этих целевых особенностей демпферная обмотка синхронных двигателей называется пусковой.

Полагая, что синхронный двигатель имеет на своем валу возбудитель, рассмотрим возможные процедуры пуска.

□ Пуск с разрядным сопротивлением. Схема такого пуска показана на рис. 17.1, *a*.

При пуске по схеме, изображенной на рис. 17.1, *a*, контакты 7 разомкнуты, а контакт 8 замкнут. При этом обмотка возбуждения двигателя 2 замкнута через сопротивление 6, и асинхронный пуск происходит в наиболее благоприятных условиях. В конце асинхронного пуска, при $s \approx 0,05$, срабатывает частотное реле, обмотка которого (на рисунке не показана) подключена к сопротивлению 6, и включает контактор цепи возбуждения. Контакты 7 контактора при этом замыкаются, а контакт 8 размыкается. В результате в обмотку 2 подается ток возбуждения, и двигатель втягивается в синхронизм.

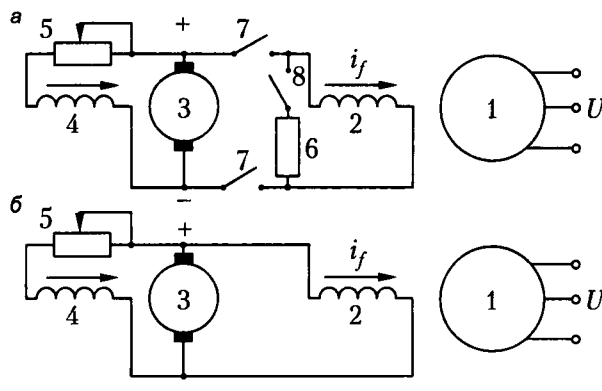


Рис. 17.1. Схемы цепи возбуждения синхронного двигателя с машинными возбудителями при пуске: *a* — с разрядным сопротивлением; *б* — с наглухо отключенным возбудителем; 1 — якорь двигателя; 2 — обмотка возбуждения двигателя; 3 — якорь возбудителя; 4 — обмотка возбуждения возбудителя; 5 — реостат возбуждения возбудителя; 6 — разрядное сопротивление; 7 и 8 — контакты контактора или автомата гашения поля

□ Пуск с наглухо включенным возбудителем.

Пуск по схеме, изображенной на рис. 17.1, *б*, отличается определенной сложностью. Поэтому в последнее время все чаще применяется схема с наглухо присоединенным возбудителем (рис. 17.1, *б*). В этом случае при пуске по цепи якоря 3 протекает переменный ток, который, однако, не причиняет вреда. При $n = (0,6 \dots 0,7)n_n$ возбудитель возбуждается и возбуждает синхронный двигатель, благодаря чему при приближении к синхронной частоте вращения двигатель втягивается в синхронизм.

Пуск по схеме, изображенной на рис. 17.1, *б*, происходит в менее благоприятных условиях. Тем не менее, этот способ обеспечивает надежное втягивание двигателя в синхронизм, если момент нагрузки на валу $M_{ст}$ при $n \approx n_n$ не превышает $(0,4 \dots 0,5)M_n$. Совершенствуя пусковую обмотку двигателя, можно достичь надежного втягивания в синхронизм при $M_{ст} = M_n$. Пуск по этой схеме по своей простоте приближается к пуску короткозамкнутого асинхронного двигателя и поэтому в последние годы находит все более широкое применение.

Обычно производится прямой асинхронный пуск синхронных двигателей путем включения на полное напряжение сети. При тяжелых условиях пуска (большие

падения напряжения в сети и опасность перегрева пусковой обмотки или массивного ротора) выполняется реакторный или автотрансформаторный пуск при пониженном напряжении, как и в случае короткозамкнутых асинхронных двигателей.

Кроме указанных способов пуска возможны и другие, например, частотный пуск, при котором двигатель питается от отдельного регулируемого источника тока, частота которого плавно поднимается от нуля до номинальной. В этом случае двигатель входит в синхронизм уже при весьма малой частоте вращения. Необходимость в регулируемом источнике питания ограничивает области применения этого способа пуска.

В последние годы успешно внедряются системы возбуждения синхронных двигателей с питанием обмотки возбуждения от сети переменного тока через полупроводниковые выпрямители. В связи с этим несколько видоизменяются и схемы пуска синхронных двигателей.

17.2. Анализ режимов работы синхронных двигателей. Векторные диаграммы

Для анализа режимов работы синхронных двигателей, в принципе, можно воспользоваться математическими моделями, составленными для генераторов. Однако поскольку двигатель является потребителем активной электрической мощности, целесообразно в уравнение напряжений для цепи якоря ввести напряжение сети $\dot{U}_c$ в качестве напряжения источника энергии взамен напряжения $\dot{U}$, обозначающего ранее падение напряжения на подключенной нагрузке.

Очевидно, что

$$\dot{U}_c = -\dot{U}. \quad (17.1)$$

С учетом сказанного уравнение напряжений для цепи якоря принимает вид

$$\dot{U}_c = -\dot{E} + jx_d \dot{I}_d + jx_q \dot{I}_q + r_a \dot{I} \quad (17.2a)$$

для явнополюсного двигателя и

$$\dot{U}_c = -\dot{E} + jx_d \dot{I} + r_a \dot{I} \quad (17.26)$$

для неявнополюсного двигателя.

Уравнения для взаимодействующих магнитных потоков и МДС остаются такими же, как и для генератора.

При построении векторных диаграмм для синхронного двигателя в качестве исходных данных принимаются обычно считающиеся известными комплексы $\dot{U}_c$ и $\dot{I}$ и, соответственно, условия возбуждения. Условия возбуждения указывают, как синхронная машина воспринимается сетью — как емкость или как индуктивность. В качестве примера построим векторную диаграмму синхронного двигателя при перевозбуждении. Такие условия возбуждения указывают на то, что двигатель будет восприниматься сетью как емкость, а значит, задаваемый комплекс $\dot{I}$ будет опережать $\dot{U}_c$, как показано на рис. 17.2. Искомой величиной при таких исходных данных будет комплекс $\dot{E}$, по значению которого затем можно найти i_f ,

необходимый для реализации заданного режима. Чтобы построить комплекс $\dot{E}$, равный

$$-\dot{E} = \dot{U}_c - jx_d \dot{I}_d - jx_q \dot{I}_q - r_a \dot{I}_a, \quad (17.3)$$

необходимо предварительно разложить вектор $\dot{I}$ на составляющие $\dot{I}_d$ и $\dot{I}_q$. Для этого, как и в случае генератора, добавим к $\dot{U}_c$ вектор $-r_a \dot{I}_a$, найдем точку A (рис. 17.2), от которой затем построим вектор $-jx_q \dot{I}_q$ и найдем точку Q , лежащую на направлении вектора $\dot{E}$. Соединив Q с полюсом диаграммы 0 , найдем направление вектора $\dot{E}$, а значит, и положения осей d и q . Спроецировав затем вектор $\dot{I}$ на эти оси, найдем искомые составляющие тока $-\dot{I}_d$ и $\dot{I}_q$. Дальнейшее построение векторной диаграммы синхронного двигателя связано с реализацией выражения (17.3), как показано на рис. 17.2. Видно, что $|\dot{E}| > |\dot{U}_c|$, что и соответствует режиму перевозбуждения.

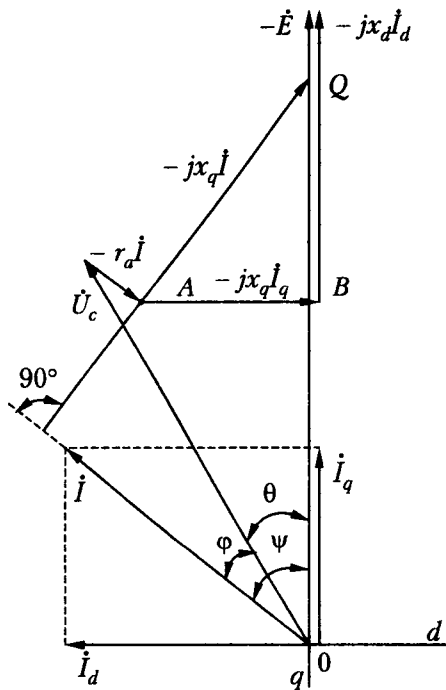


Рис. 17.2. Векторная диаграмма явнопольного двигателя при перевозбуждении

Рабочие характеристики синхронного двигателя. Под рабочими характеристиками синхронного двигателя понимают функциональные зависимости подводимой электрической мощности P_1 , тока якоря I , полезного момента на валу M , коэффициента мощности $\cos \varphi$ и КПД η от полезной механической мощности на валу P_2 при $U_c = U_n = \text{const}$, $f_c = f_n = \text{const}$, $i_f = i_{fn} = \text{const}$. На рис. 17.3 такие характеристики представлены для перевозбужденного двигателя. Заметим, что вид этих характеристик, особенно для кривых тока I и $\cos \varphi$, определяется значением тока возбуждения. Так, если двигатель работает с перевозбуждением, то, как сле-

дует из представленных характеристик, его $\cos \varphi$ с уменьшением P_2 такие уменьшается, а отдаваемая в сеть реактивная мощность Q увеличивается. Отсюда следует, что перевозбужденные недогруженные синхронные двигатели, в отличие от асинхронных, способствуют улучшению коэффициента мощности сети, что является их положительным качеством.

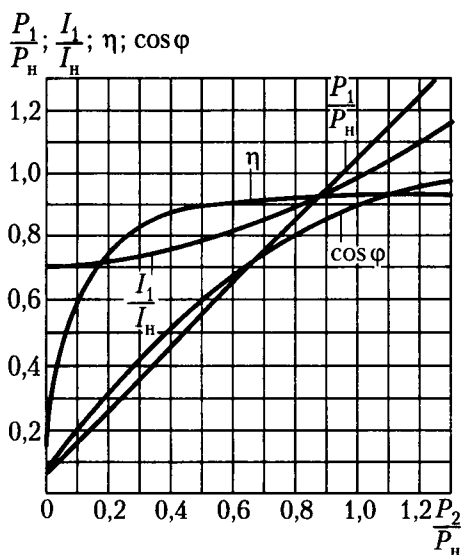


Рис. 17.3. Рабочие характеристики явнополюсного двигателя с $P_n = 560$ кВт, $U_n = 6000$ В, $f = 50$ Гц, $n_n = 600$ об./мин, $\cos \varphi = 0,8$ (перевозбуждение)

17.3. Синхронные компенсаторы

Как уже указывалось, синхронные компенсаторы предназначаются для компенсации коэффициента мощности сети и поддержания нормального уровня напряжения сети в районах сосредоточения потребительских нагрузок. Нормальным является перевозбужденный режим работы синхронного компенсатора, когда он отдает в сеть реактивную мощность. В связи с этим компенсаторы, как и служащие для тех же целей батареи конденсаторов, устанавливаемые на потребительских подстанциях, называют также *генераторами реактивной мощности*. Однако в периоды спада потребительских нагрузок (например, ночью) нередко возникает необходимость работы синхронных компенсаторов в недовозбужденном режиме, когда они потребляют из сети индуктивный ток и реактивную мощность. Такая ситуация вызывается тем, что напряжение сети стремится возрасти и для поддержания его на нормальном уровне необходимо загрузить сеть индуктивными токами, вызывающими в ней дополнительные падения напряжения. Для этого каждый синхронный компенсатор снабжается автоматическим регулятором возбуждения или напряжения, который регулирует значение его тока возбуждения так, что напряжение на зажимах компенсатора остается постоянным.

Синхронные компенсаторы лишены приводных двигателей и с точки зрения режима своей работы, в сущности, являются синхронными двигателями, работа-

ющими на холостом ходу. Поэтому синхронные компенсаторы загружены также небольшим активным током и потребляют из сети активную мощность для покрытия своих потерь. Компенсаторы строятся на мощность до $S_n = 100\,000$ кВ·А и имеют явнополюсную конструкцию, обычно с $2p = 6$ или 8. Мощные компенсаторы имеют водородное охлаждение.

Для реализации асинхронного пуска все синхронные компенсаторы снабжаются пусковыми обмотками в полюсных наконечниках или их полюсы делаются массивными. При этом используется способ прямого, а в необходимых случаях — реакторного пуска. Иногда мощные компенсаторы пускаются в ход также с помощью пусковых фазных асинхронных двигателей, укрепляемых с ними на одном валу. Для синхронизации с сетью при этом обычно используется метод самосинхронизации.

Так как синхронные компенсаторы не развивают активной мощности, то вопрос о статической устойчивости работы для них теряет остроту. Поэтому они изготавливаются с меньшим воздушным зазором, чем генераторы и двигатели, и соответственно этому значения x_d и x_q у них больше. Уменьшение зазора позволяет облегчить обмотку возбуждения и удешевить машину.

Номинальная полная мощность синхронного компенсатора

$$S_n = mU_n I_n \quad (17.4)$$

соответствует его работе с перевозбуждением. Наибольшее значение тока $I_{нв}$ и мощности $S_{нв}$ в недовозбужденном режиме получаются при работе в реактивном режиме с $i_f = 0$ и $E = 0$. Если пренебречь потерями, то, согласно выражению (16.2), при этом

$$I_{нв} = \frac{E - U_n}{jx_d} = j \frac{U_n}{x_d}, \quad (17.5)$$

и соответствующая полная мощность

$$S_{нв} = mU_n I_{нв} = \frac{mU_n^2}{x_d}. \quad (17.6)$$

Согласно равенствам (17.4) и (17.6),

$$\frac{S_{нв}}{S_n} = \frac{U_n}{x_d I_n} = \frac{1}{x_d}. \quad (17.7)$$

Обычно $x_d = 1,5 \dots 2,2$ и $S_{нв}/S_n = 0,45 \dots 0,67$.

В большинстве случаев в недовозбужденном режиме требуются меньшие мощности, чем в перевозбужденном, и указанные значения для отношения (17.7) удовлетворяют эксплуатационным требованиям.

Глава 18

Несимметричные режимы работы синхронных генераторов

18.1. Физические особенности несимметричных режимов

В практике эксплуатации синхронных генераторов иногда наблюдаются такие режимы, когда мощные однофазные потребители нарушают их симметричную нагрузку. Возможны и аварийные ситуации, обусловленные, например, несимметричными короткими замыканиями, которые могут стать длительными. Очевидно, что физические процессы электромеханического преобразования энергии в этих режимах будут отличаться от таковых при симметричной нагрузке.

Рассмотрим некоторые физические особенности несимметричных режимов на примере короткого замыкания. Для определенности будем полагать, что на роторе имеется только одна обмотка возбуждения, а на статоре — только одна короткозамкнутая фазная обмотка. Оценим частотный спектр токов, индуцированных в этом режиме в обмотках статора и ротора, и обусловленные этими токами структурные изменения магнитного поля в воздушном зазоре генератора.

Переменный ток основной частоты f_1 , индуцированный в короткозамкнутой обмотке статора магнитным потоком возбуждения $\Phi_{\text{в}}$, будет создавать пульсирующее магнитное поле якоря. Представим его двумя полями — прямым и обратным, вращающимися с одинаковой частотой $n_1 = f_{1/p}$, но в разные стороны.

Прямо вращающееся магнитное поле якоря неподвижно по отношению к ротору и образует с потоком возбуждения единое магнитное поле, необходимое для электромеханического преобразования энергии. Обратное поле будет вращаться с частотой $2n_1$ по отношению к ротору, индуцируя в его обмотке возбуждения переменный ток удвоенной частоты $2f_1$. Этот ток, в свою очередь, возбудит пульсирующее магнитное поле ротора, которое также представим двумя полями — прямо и обратно вращающимися с частотой $2n_1$ по отношению к ротору.

Очевидно, что прямое поле ротора будет вращаться с частотой $3n_1$ по отношению к статору, а обратное — с частотой n_1 . Следовательно, прямое поле будет индуцировать в короткозамкнутой обмотке якоря ток утроенной частоты $3f_1$, а обратное поле ротора образует единое магнитное поле с обратным полем якоря, вращающимся с частотой n_1 . Из сказанного становится очевидной физика дальнейшего развития электромагнитных процессов, возникающих в обмотках статора и ротора.

Логическая схема этих процессов представлена на рис. 18.1, где указаны частоты индуцированных токов, а стрелками показаны обусловившие их электромагнитные связи.

Видно, что в рассматриваемом несимметричном режиме в обмотке статора индуцируется спектр токов нечетных гармоник, а в обмотке ротора — спектр то-

ков четных гармоник. Поскольку с каждой гармоникой тока связано прямо-, или обратнотекущее магнитное поле с частотой, увеличивающейся по мере роста номера гармоник, нетрудно представить и происшедшие структурные изменения магнитного поля в зазоре. Наличие такого количества гармоник тока и магнитного поля в зазоре создает дополнительные воздействия на конструктивные элементы синхронного генератора, что необходимо учитывать при проектировании генератора.

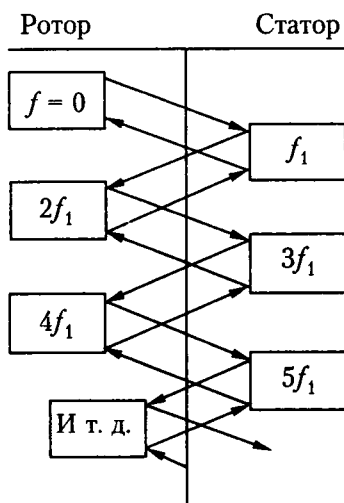


Рис. 18.1. Логическая схема формирования частотного спектра токов ротора и статора

Рассмотрим некоторые из этих дополнительных воздействий.

- 1. Потери энергии и нагрев ротора.** Токи повышенных частот, индуцируемые в обмотках и массивных конструкциях ротора, вызывают в них дополнительные потери и нагрев. Особенно опасны такие токи для массивных роторов турбогенераторов. По глубине ротора эти токи распределяются в условиях резкого поверхностного эффекта, то есть в относительно тонком слое (толщиной несколько миллиметров), и поэтому характеризуются большой плотностью на поверхности ротора.
- 2. Вибрации.** Взаимодействие вращающихся с разной частотой вращения и в разные стороны магнитных потоков в воздушном зазоре приводит к возникновению пульсирующих тангенциальных электромагнитных сил и, соответственно, пульсирующих электромагнитных моментов. Кроме того, в результате взаимодействия этих же магнитных полей возникают переменные радиальные электромагнитные силы. Все эти силы вызывают дополнительную вибрацию частей машины, шум и ослабление запрессовки сердечника статора. Особенно опасны пульсирующие силы для сварных соединений.
- 3. Искажение симметрии напряжений. Перенапряжения.** Сложная структура прямо- и обратнотекущих магнитных полей в воздушном зазоре обуславливает сложный гармонический спектр ЭДС, индуцируемых в обмотках

статора. Эти ЭДС не всегда уравниваются соответствующими падениями напряжения, поэтому на отдельных фазах обмотки статора возможны большие искажения напряжений, вплоть до опасных перенапряжений.

Большой спектр гармоник тока, индуцированных в обмотках статора и ротора при несимметричных режимах, возникает, как видно из рассмотренного примера, лишь потому, что одноосная обмотка возбуждения и неполнофазная обмотка статора не способны создать вращающееся магнитное поле. Поэтому для ограничения электромагнитного процесса возникновения высших гармоник тока в обмотках машины на роторе предусматривают конструктивные структуры, способные создавать вращающиеся круговые или хотя бы эллиптические магнитные поля. В явнополюсных синхронных генераторах эту роль выполняют демпферные (успокоительные) обмотки. В машинах неявнополюсных (типа турбогенераторов) эту роль успешно выполняет массивный ротор с электропроводными пазовыми клиньями. Такими мерами удастся существенно ограничить высшие гармоники токов в обмотках статора и ротора синхронных генераторов при несимметричных режимах, а следовательно, и перечисленные ранее дополнительные воздействия на элементы машины.

18.2. Методы исследования несимметричных режимов

Общим методом исследования установившихся несимметричных режимов работы синхронных генераторов является метод симметричных составляющих, согласно которому несимметричная система токов якоря (равно как ЭДС и напряжения) представляется тремя симметричными системами — прямой ($\dot{I}_1$), обратной ($\dot{I}_2$) и нулевой ($\dot{I}_0$) последовательностей. Действие каждой из них рассматривается отдельно. Такой подход при нелинейной магнитной характеристике машины следует считать приближенным, дающим, однако, удовлетворительные результаты.

Токи и сопротивления прямой последовательности. При симметричной нагрузке синхронного генератора существуют только токи прямой последовательности, поэтому все изложенное в главах 14 и 15 относится к работе синхронных машин с токами прямой последовательности. Введенные там синхронные сопротивления x_d и x_q являются индуктивными сопротивлениями фазных обмоток якоря синхронной машины для составляющих тока прямой последовательности I_d и I_q .

Принципиальной особенностью нормального режима работы синхронной машины с токами прямой последовательности является то, что ротор машины вращается синхронно с полем токов прямой последовательности или полем реакции якоря, и поэтому это поле не индуцирует в цепях индуктора никаких токов. По этой причине сопротивления x_d и x_q определяются как статические, то есть при отсутствии трансформаторных связей магнитного поля якоря с обмотками ротора. В силу этого значения этих сопротивлений, аналогичных сопротивлению трансформатора при холостом ходе, довольно велики.

Токи и сопротивления обратной последовательности. Токи обратной последовательности создают в воздушном зазоре магнитное поле реакции якоря обратной

последовательности, которое вращается по отношению к статору с синхронной частотой вращения в обратном направлении, а по отношению к ротору — с удвоенной синхронной частотой вращения.

Обратносинхронное поле якоря в силу отмеченных ранее физических особенностей (см. раздел 18.1) возбуждает такой электромагнитный процесс, при котором в обмотках статора и ротора индуцируются высшие гармоники тока, которые не могут в явном виде учитываться при использовании метода симметричных составляющих. Отмеченная особенность электромагнитных процессов учитывается при определении сопротивлений для токов обратной последовательности.

Следуя теории метода симметричных составляющих, представим полное сопротивление фазной обмотки якоря для тока обратной последовательности $\dot{I}_2$ в виде

$$Z_2 = r_2 + jx_2, \quad (18.1)$$

где r_2 и x_2 — активное и индуктивное сопротивления обратной последовательности соответственно.

При определении сопротивлений r_2 и x_2 будем исходить из физической картины вращающегося обратно-синхронного поля якоря. Определим сначала x_2 , учитывая, что это сопротивление в основном определяется магнитной проводимостью путей для обратносинхронного поля реакции якоря. Вследствие появления трансформаторных связей между обмотками ротора и статора, возникающих при обратносинхронном поле реакции якоря, проводимость эта должна определяться как динамическая (см. раздел 14.6).

При этом следует иметь в виду, что магнитная проводимость путей для обратно-синхронного поля реакции якоря, возникающая в результате его вращения по отношению к несимметричному ротору, будет периодически меняться. Следовательно, будет периодически изменяться и x_2 . В машине с демпферными обмотками будет наблюдаться изменение в пределах от x_d'' (когда обратносинхронное поле реакции якоря ориентировано в направлении продольной оси ротора) до x_q'' (когда оно ориентировано по поперечной оси ротора). В машине без демпферных обмоток диапазон изменения x_2 будет от x_d' до x_q .

В расчетах по методу симметричных составляющих во внимание принимается лишь постоянная составляющая x_2 , определяемая либо по среднему значению магнитной проводимости путей для обратносинхронного поля реакции якоря, либо по среднему значению магнитного сопротивления тех же путей.

При усреднении магнитной проводимости получим:

$$x_2 = \frac{x_d'' + x_q''}{2} \quad (18.2a)$$

для машин с демпферными обмотками и

$$x_2 = \frac{x_d' + x_q}{2} \quad (18.26)$$

для машин без демпферных обмоток.

При усреднении магнитного сопротивления получим:

$$x_2 = \frac{2x_d''x_q''}{x_d'' + x_q''} \quad (18.3a)$$

или

$$x_2 = \frac{2x_d'x_q}{x_d' + x_q}, \quad (18.36)$$

соответственно, для машин с демпферными обмотками или без них.

Сопротивление x_2 , определяемое по выражениям (18.3), лучше соответствует случаю, когда напряжения обмотки статора синусоидальны, а токи несинусоидальны.

Если последовательно с обмоткой статора включаются значительные индуктивные сопротивления, то токи обратной последовательности синусоидальны, а напряжения обмотки статора несинусоидальны. В этом случае x_2 лучше определять по выражениям (18.2).

Что касается сопротивления r_2 , то оно больше r_a за счет «вносимых» сопротивлений ротора, обусловленных потерями в роторе от гармоник поля. Тем не менее, обычно $r_2 < x_2$, поэтому можно считать $z_2 \approx x_2$. Заметим также, что сопротивление x_2 , аналогичное сопротивлению трансформатора при коротком замыкании, значительно меньше x_d и x_q . Сопротивления z_2 , x_2 и r_2 можно определить по измеренным значениям U_2 , I_2 и потребляемой активной мощности P_2 , если подключить синхронную машину к источнику с симметричной системой напряжений и вращать ротор против поля с синхронной частотой вращения. Во избежание перегрева ротора необходимо, чтобы $I_2 = (0,2 \dots 0,25)I_n$. Если машина не имеет успокоительных обмоток и контуров, то для получения более правильных результатов надо из осциллограмм выделить основные гармоники тока и напряжения.

Токи и сопротивления нулевой последовательности. Токи нулевой последовательности обмотки статора I_0 создают в воздушном зазоре только пульсирующие поля гармоник $v = 3, 9, 15 \dots$, а основная гармоника поля будет отсутствовать. Эти гармоники индуцируют в обмотках возбуждения и успокоительной токи, значение которых довольно невелико.

Сопротивление нулевой последовательности

$$Z_0 = r_0 + jx_0. \quad (18.4)$$

Индуктивное сопротивление нулевой последовательности x_0 по причине отсутствия поля основной гармоник довольно невелико и определяется полями пазового и лобового рассеяния обмотки статора и указанными гармониками поля в зазоре. Можно считать, что $x_{\sigma a} = x_0$, если обмотка якоря выполнена с диаметрально-шаговым, и $x_{\sigma a} > x_0$, если шаг укороченный. Это происходит потому, что при укороченном шаге встречаются пазы, в которых полный ток нулевой последовательности оказывается равным нулю. Соответственно, в них будут отсутствовать потоки пазового рассеяния. Активное сопротивление нулевой последовательности r_0 в результате возникновения потерь, вызываемых гармониками поля

в роторе, несколько больше активного сопротивления обмотки статора r_a , но разность $r_0 - r_a$ невелика, и $r_0 \approx r_a$. Вращающий момент, создаваемый токами I_0 , практически равен нулю.

Сопротивления z_0 , x_0 и r_0 можно определить опытным путем, если при вращении машины с синхронной частотой вращения питать последовательно включенные фазы обмотки статора током I_0 .

18.3. Несимметричные короткие замыкания

Основные уравнения. Рассмотрим установившиеся несимметричные короткие замыкания на зажимах генератора с соединением обмоток в «звезду» в предположении, что они происходят при работе на холостом ходу, и определим значения токов коротких замыканий. Для этого прежде всего составим уравнения, связывающие между собой токи (I_1 , I_2 , I_0), сопротивления (Z_1 , Z_2 , Z_0) и напряжения (U_1 , U_2 , U_0) разных последовательностей, причем U_1 , U_2 и U_0 являются составляющими напряжений фаз U_a , U_b , U_c в месте короткого замыкания (рис. 18.2).

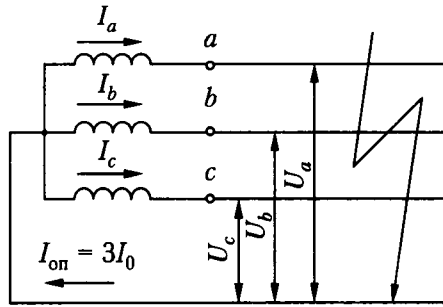


Рис. 18.2. Токи и напряжения фаз генератора при несимметричном коротком замыкании

Ток возбуждения индуцирует только ЭДС прямой последовательности $E_1 = E$, и поэтому $E_2 = E_0 = 0$. Так как цепи фаз вплоть до места короткого замыкания симметричны, то уравнения напряжений для разных последовательностей независимы друг от друга и имеют вид

$$\begin{cases} \dot{E} = \dot{U}_1 + Z_1 \dot{I}_1; \\ 0 = \dot{U}_2 + Z_2 \dot{I}_2; \\ 0 = \dot{U}_0 + Z_0 \dot{I}_0. \end{cases} \quad (18.5)$$

Зависимости между токами и напряжениями фаз и их симметричными составляющими имеют вид

$$\begin{cases} \dot{I}_a = \dot{I}_0 + \dot{I}_1 + \dot{I}_2; \\ \dot{I}_b = \dot{I}_0 + a^2 \dot{I}_1 + a \dot{I}_2; \\ \dot{I}_c = \dot{I}_0 + a \dot{I}_1 + a^2 \dot{I}_2; \end{cases} \quad (18.6)$$

$$\begin{cases} \dot{U}_a = \dot{U}_0 + \dot{U}_1 + \dot{U}_2; \\ \dot{U}_b = \dot{U}_0 + a^2 \dot{U}_1 + a \dot{U}_2; \\ \dot{U}_c = \dot{U}_0 + a \dot{U}_1 + a^2 \dot{U}_2, \end{cases} \quad (18.7)$$

где $a = e^{j(2\pi/3)}$; $a^2 = e^{j(4\pi/3)}$, причем $1 + a + a^2 = 0$.

Величины Z_1 , Z_2 , Z_0 и E будем считать заданными. Тогда девять уравнений (18.5)–(18.7) будут содержать двенадцать неизвестных токов и напряжений. Поэтому для их определения в каждом случае необходимо составить три дополнительных уравнения, исходя из конкретных особенностей каждого вида короткого замыкания.

Сначала целесообразно определить симметричные составляющие токов и напряжений, а затем по уравнениям (18.6) и (18.7), найти фазные величины. Из уравнений (18.5) можно определить симметричные составляющие напряжений:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \dot{E} - Z_1 \dot{I}_1; \\ \dot{U}_2 = -Z_2 \dot{I}_2; \\ \dot{U}_0 = -Z_0 \dot{I}_0. \end{cases} \quad (18.8)$$

Если подставить значения $\dot{U}_1$, $\dot{U}_2$, $\dot{U}_0$ в уравнения (18.7), то последние приобретают вид

$$\begin{cases} \dot{U}_a = \dot{E} - Z_1 \dot{I}_1 - Z_2 \dot{I}_2 - Z_0 \dot{I}_0; \\ \dot{U}_b = a^2 (\dot{E} - Z_1 \dot{I}_1) - a Z_2 \dot{I}_2 - Z_0 \dot{I}_0; \\ \dot{U}_c = a (\dot{E} - Z_1 \dot{I}_1) - a^2 Z_2 \dot{I}_2 - Z_0 \dot{I}_0. \end{cases} \quad (18.9)$$

Согласно выражениям (18.9), напряжения фаз равны разности ЭДС фаз $\dot{E}$, $a^2 \dot{E}$ и $a \dot{E}$ и падений напряжения от токов разных последовательностей в сопротивлениях соответствующих последовательностей.

Уравнения (18.5) и (18.9) действительны не только для несимметричных коротких замыканий, но и для общего случая несимметричной нагрузки синхронного генератора.

Однофазное короткое замыкание. В этом случае, согласно схеме рис. 18.3, а,

$$\dot{U}_a = 0; \quad (18.10)$$

$$\dot{I}_b = \dot{I}_c = 0. \quad (18.11)$$

Соотношения (18.10) и (18.11) представляют собой необходимые дополнительные уравнения.

Просуммируем соотношения (18.6) и учтем (18.11). Тогда

$$\dot{I}_a = 3\dot{I}_0. \quad (18.12)$$

Вычислим по (18.6) разность $\dot{I}_b - \dot{I}_c$ и учтем равенство (18.11). Тогда

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2. \quad (18.13)$$

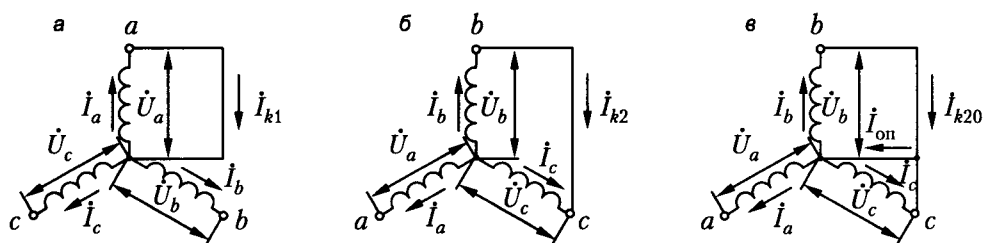


Рис. 18.3. Схемы короткого замыкания синхронного генератора: *а* — однофазного; *б* — двухфазного; *в* — двухфазного на нейтраль

Подставив (18.12) и (18.13) в первое уравнение (18.6), найдем

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \frac{1}{3} \dot{I}_a. \quad (18.14)$$

Просуммируем уравнения (18.5). Тогда на основании выражения (18.14) получим:

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \frac{\dot{E}}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_0}, \quad (18.15)$$

и ток однофазного короткого замыкания

$$\dot{I}_{к1} = \dot{I}_a = \frac{3\dot{E}}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_0}. \quad (18.16)$$

Теперь можно воспользоваться равенствами (18.8) и (18.9), однако соответствующих преобразований здесь производить не будем.

Активные сопротивления r_1, r_2, r_0 малы, и их можно принять равными нулю. При этих условиях токи будут чисто индуктивными и ток I_1 — продольным. Поэтому при указанном предположении

$$Z_1 = jx_1 = jx_d; \quad Z_2 = jx_2; \quad Z_0 = jx_0. \quad (18.17)$$

На основе полученных соотношений с учетом условий (18.17) составлены векторные диаграммы токов и напряжений при однофазном коротком замыкании (рис. 18.4).

Двухфазное короткое замыкание. В данном случае, согласно рис. 18.3, *б*,

$$\dot{U}_b = \dot{U}_c; \quad (18.18)$$

$$\dot{I}_a = 0; \quad (18.19)$$

$$\dot{I}_b + \dot{I}_c = 0. \quad (18.20)$$

Суммируя уравнения (18.6) и учитывая (18.19) и (18.20), получим $\dot{I}_0 = 0$.

Из первого уравнения (18.6) на основании (18.19) следует, что $\dot{I}_1 + \dot{I}_2 = 0$, а из последнего уравнения (18.5) и (18.18) следует, что $\dot{U}_0 = 0$.

Вычисляя по уравнениям (18.7) разность $\dot{U}_b - \dot{U}_c$ и учитывая (18.18), получим $\dot{U}_1 = \dot{U}_2$.

Вычисляя теперь с учетом полученных соотношений разность первого и второго уравнений (18.5), находим

$$\dot{E} = Z_1 \dot{I}_1 - Z_2 \dot{I}_2 = (Z_1 + Z_2) \dot{I}_1,$$

откуда

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}}{Z_1 + Z_2}. \quad (18.21)$$

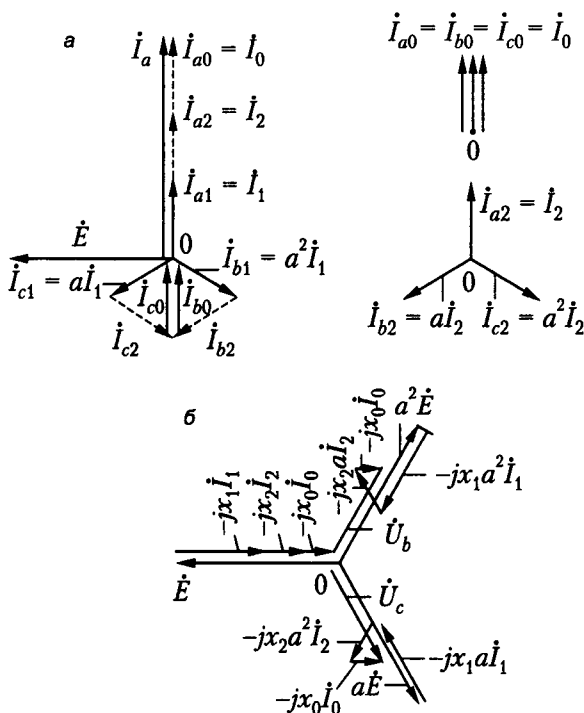


Рис. 18.4. Векторные диаграммы при однофазном коротком замыкании:
а — токов; б — напряжений

На основании выражений (18.6) и (18.21) ток двухфазного короткого замыкания

$$\dot{I}_{k2} = \dot{I}_b = -\dot{I}_c = a^2 \dot{I}_1 + a \dot{I}_2 = (a^2 - a) \dot{I}_1.$$

Так как

$$\begin{aligned} a^2 - a &= e^{j(4\pi/3)} - e^{j(2\pi/3)} = (\cos 240^\circ + j \sin 240^\circ) - (\cos 120^\circ + j \sin 120^\circ) = \\ &= \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}\right) - \left(-\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}\right) = -j\sqrt{3}, \end{aligned}$$

то

$$\dot{I}_{k2} = -j\sqrt{3} \dot{I}_1 = \frac{-j\sqrt{3} \dot{E}}{Z_1 + Z_2}. \quad (18.22)$$

числа короткозамкнутых фаз их токи уменьшаются. Характеристики коротких замыканий, иллюстрирующие сказанное, изображены на рис. 18.6.

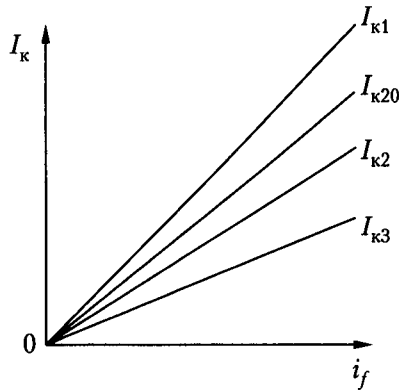


Рис. 18.6. Характеристики несимметричных и симметричных коротких замыканий синхронного генератора

При вычислении токов коротких замыканий всегда можно пользоваться соотношениями (18.17). Отметим, что наряду с рассмотренными токами основной частоты при несимметричном роторе (при отсутствии успокоительных обмоток и контуров) возникают также высшие гармоники токов.

Глава 19

Асинхронные режимы работы синхронных машин

Предварительные замечания. В практике эксплуатации синхронных машин бывают случаи, когда отдельные машины выпадают из синхронизма и их роторы начинают вращаться относительно поля якоря (статора) асинхронно, с некоторым скольжением s . Это случается вследствие перегрузки машин, значительного падения напряжения в сети и потери возбуждения в результате каких-либо неисправностей в системе возбуждения или ошибочного срабатывания автомата гашения поля.

При выпадении из синхронизма синхронная машина ведет себя подобно асинхронной, но из-за различия конструкций ротора и наличия в общем случае тока возбуждения асинхронный режим синхронной машины имеет ряд особенностей.

Широко применяется асинхронный пуск синхронных двигателей и компенсаторов, когда невозбужденная машина подключается к сети и ее частота вращения достигает почти синхронной частоты, как у асинхронного двигателя.

Асинхронные режимы работы невозбужденной и возбужденной синхронных машин существенным образом отличаются друг от друга. Рассмотрим в первую очередь установившийся асинхронный режим невозбужденной синхронной машины.

19.1. Асинхронный режим невозбужденной синхронной машины

Схемы замещения и их параметры. Если бы ротор синхронной машины обладал магнитной и электрической симметрией, то работа этой машины в асинхронном режиме без возбуждения ничем не отличалась бы от работы асинхронной машины. Однако в общем случае такой симметрии нет.

Пусть обмотка статора (якоря) трехфазной синхронной машины включена в сеть. Токи якоря при этом создают вращающееся поле, перемещающееся относительно несимметричного ротора с частотой скольжения. Для анализа явлений, обусловленных несимметричным ротором, разложим вращающееся относительно него поле на два пульсирующих поля, одно из которых действует по продольной (d), а другое по поперечной (q) оси ротора. Эти поля пульсируют со сдвигом по фазе на 90° , и частота их пульсации $f_2 = sf_1$. Кроме того, как и в случае асинхронной машины, рабочий процесс синхронной машины в асинхронном режиме можно привести к эквивалентному процессу при неподвижном роторе. Далее можно представить себе, что у такой машины с неподвижным ротором на статоре вместо трехфазной обмотки имеется эквивалентная двухфазная обмотка, причем одна фаза этой обмотки создает магнитный поток, пульсирующий по продольной оси ротора, а другая фаза — поток, пульсирующий по поперечной оси (рис. 19.1), причем напряжения этих фаз U и jU сдвинуты по фазе на 90° .

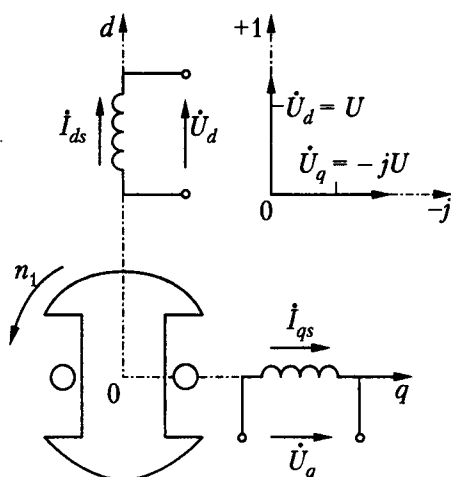


Рис. 19.1. Схема эквивалентной двухфазной синхронной машины при асинхронном режиме с заторможенным ротором

В подобной двухфазной системе взаимная индукция между фазами отсутствует, и явления по осям d и q можно рассматривать независимо друг от друга. В результате вместо одной схемы замещения, как в случае симметричной асинхронной машины, для синхронной машины получаем две схемы замещения (рис. 19.2) — для продольной и поперечной осей ротора.

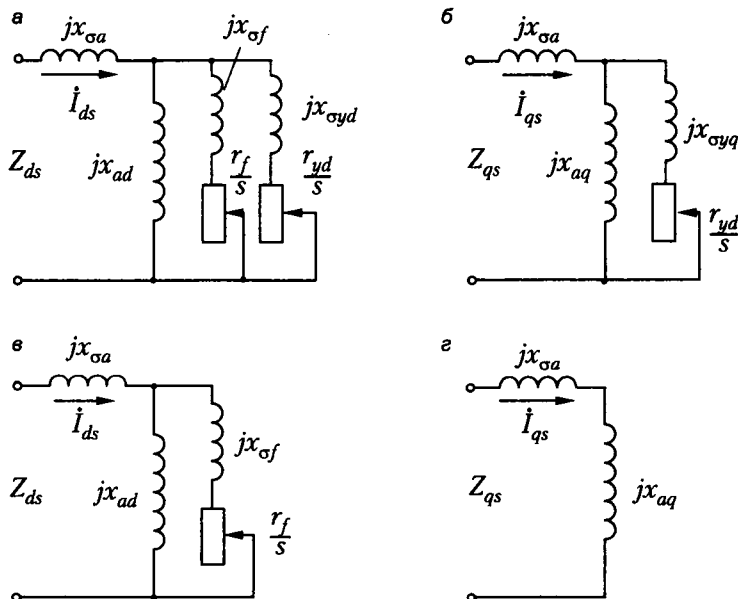


Рис. 19.2. Схемы замещения синхронной машины в асинхронном режиме:
а, б — при наличии успокоительной обмотки; в, г — при ее отсутствии;
а, в — по продольной оси; б, г — по поперечной оси

При наличии успокоительной или пусковой обмотки (рис. 19.2, *a* и *б*) в схеме для продольной оси имеются две вторичные цепи, как и в случае двухклеточного асинхронного двигателя, а в схеме для поперечной оси — одна вторичная цепь. При отсутствии указанных обмоток (рис. 19.2, *в* и *г*) количество вторичных цепей уменьшается на единицу. На схемах принято $r_a = 0$ и не учитываются потери в стали ротора. При наличии в цепи возбуждения добавочного сопротивления (например, сопротивления гашения поля) его значение должно включаться в r_f .

В основе рассмотрения явлений, возникающих в схемах, изображенных на рис. 19.1 и 19.2, лежит представление о двухфазной машине. Поэтому сопротивления схем на рис. 19.2 также следовало бы считать эквивалентными сопротивлениями двухфазной машины. Однако чтобы избежать введения в рассмотрение новых параметров, будем предполагать, что сопротивления в этих схемах представляют собой параметры m -фазной машины, которые определены в предыдущих главах. Будем считать также, что приложенные к двухфазной обмотке (см. рис. 19.1) и схемам, приведенным на рис. 19.2, напряжения U являются фазными напряжениями реальной m -фазной обмотки (обычно $m = 3$). При этом токи I_{ds} и I_{qs} будут соответствовать токам m -фазной обмотки. То обстоятельство, что анализ рассматриваемых явлений связывается с представлением о двухфазной машине, а U , I и Z соответствуют фазам m -фазной машины, учитывается надлежащим образом в дальнейшем при вычислении моментов и мощностей.

Сопротивления синхронной машины по осям d и q в асинхронном режиме Z_{ds} и Z_{qs} представляют собой сопротивления схем, приведенных на рис. 19.2, и являются функциями скольжения s . При $s \geq 1$ для определения модулей сопротивлений Z_{ds} и Z_{qs} обычно можно принять $r_f = r_{yd} = r_{yq} = 0$, и тогда вместо схем, изображенных на рис. 19.2, получим схемы, приведенные на рис. 14.23 и 14.25. Следовательно, при $s \geq 1$ в случае наличия успокоительной обмотки $z_{ds} \approx x''_d$, $z_{qs} \approx x''_q$, а при ее отсутствии, $z_{qs} \approx x'_q \approx x_q$. Из рис. 19.2 следует, что при $s = 0$ имеем $Z_{ds} = x_d$ и $Z_{qs} = x_q$.

Токи и электромагнитные моменты. В соответствии с изложенной концепцией электромагнитных связей (см. рис. 19.1 и 19.2) продольный $\dot{I}_{ds}$ и поперечный $\dot{I}_{qs}$ токи якоря находим по выражениям

$$\dot{I}_{ds} = \frac{\dot{U}}{Z_{ds}}; \quad \dot{I}_{qs} = \frac{-j\dot{U}}{Z_{qs}}. \quad (19.1)$$

Так как $Z_{ds} \neq Z_{qs}$, то токи $\dot{I}_{ds}$, $\dot{I}_{qs}$ составляют несимметричную двухфазную систему, и их можно разложить на токи прямой ($\dot{I}_1$) и обратной ($\dot{I}_2$) последовательности:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \frac{\dot{I}_{ds} + j\dot{I}_{qs}}{2} = \left(\frac{1}{Z_{ds}} + \frac{1}{Z_{qs}} \right) \frac{\dot{U}}{2}; \\ \dot{I}_2 = \frac{\dot{I}_{ds} - j\dot{I}_{qs}}{2} = \left(\frac{1}{Z_{ds}} - \frac{1}{Z_{qs}} \right) \frac{\dot{U}}{2}. \end{cases} \quad (19.2)$$

Токи $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ создают МДС и магнитные поля прямой и обратной последовательности, вращающиеся относительно ротора с частотами вращения, соответственно, sn_1 и $-sn_1$, где n_1 — синхронная частота вращения, а относительно статора — с частотами

$$\begin{cases} n_{1c} = n + sn_1 = (1-s)n_1 + sn_1 = n_1; \\ n_{2c} = n - sn_1 = (1-s)n_1 - sn_1 = (1-2s)n_1. \end{cases} \quad (19.3)$$

Из (19.3) следует, что частота тока $\dot{I}_1$ равна $f_{1c} = f_1$, а частота тока $\dot{I}_2$ — $f_{2c} = (1-2s)f_1$. Обратите внимание на то, что частота тока $\dot{I}_2$ равна основной частоте f_1 только при $s = 0$ и $s = 1$.

Токи $\dot{I}_1$, как и в рассмотренном ранее режиме работы асинхронного двигателя с несимметричным ротором (см. 10.2), определяют электромагнитную мощность P_1 , которая передается на ротор и создает вращающий электромагнитный момент M_1 . Мощность P_1 для m -фазной машины при принятом допущении об отсутствии потерь в статоре

$$P_1 = mUI_{1a}, \quad (19.4)$$

где I_{1a} — активная составляющая тока I_1 , определяемая из выражения (19.2) и равная

$$I_{1a} = \frac{1}{2}(I_{dsa} + I_{qsa}).$$

Определяя активные составляющие токов I_{dsa} и I_{qsa} из схемы замещения (см. рис. 19.2), получим:

$$P_1 = \frac{m}{2}(I_{ds}^2 r_{ds} + I_{qs}^2 r_{qs}). \quad (19.5)$$

Соответственно, вращающий электромагнитный момент

$$M_1 = \frac{pP_1}{\omega_1} = \frac{pm}{2\omega_1}(I_{ds}^2 r_{ds} + I_{qs}^2 r_{qs}). \quad (19.6)$$

Магнитное поле токов I_2 создает электромагнитный момент $M_2 \neq 0$ только тогда, когда сопротивление обмотки статора $r_a \neq 0$, так как в отношении этого поля ротор является первичной, а статор — вторичной стороной (см. раздел 10.2).

Момент, создаваемый токами I_2 ,

$$M_2 = -\frac{pm}{\omega_1} I_2^2 \frac{r_a}{1-2s}. \quad (19.7)$$

Кроме того, при $r_a \neq 0$ электромагнитная мощность, передаваемая на ротор, уменьшается на $mI_1^2 r_a$. Поэтому в общем случае асинхронный вращающий момент

$$M_a = M_1 + M_2 - \frac{pmI_1^2 r_a}{\omega_1}. \quad (19.8)$$

При $r_a \neq 0$ в области $s \approx 0,5$ возникает провал результирующего момента M_a , то есть проявляется одноосный эффект (см. раздел 10.2).

Если машина имеет полную успокоительную или пусковую обмотку, массивный ротор или массивные полюсы с междуполосными перемычками, то параметры машины по разным осям при скольжениях $|s| \geq 0,05$ близки друг к другу: $Z_{ds} \approx Z_{qs}$ и $x_d'' \approx x_q''$. В этих случаях $I_{ds} \approx I_{qs}$ и $I_2 \approx 0$. Поэтому асинхронный режим является почти симметричным, $M_2 \approx 0$, и одноосный эффект практически не проявляется. При отсутствии успокоительной или пусковой обмотки и при шихтованном роторе сопротивления Z_{ds} и Z_{qs} значительно отличаются друг от друга, поэтому в этом случае одноосный эффект проявляется сильно.

Кроме рассмотренных электромагнитных моментов при $Z_{ds} \neq Z_{qs}$ в результате взаимодействия вращающихся относительно друг друга прямого и обратного полей возникает знакопеременный момент, пульсирующий с частотой $2sf_1$. При большой частоте пульсации этот момент не оказывает никакого влияния на движение ротора, но при $-0,02 < s < 0,02$ ротор попеременно ускоряется и замедляется, и его частота вращения будет колебаться. При $s = 0$ этот момент превращается из пульсирующего в постоянный и представляет собой реактивный момент.

Зависимости $M_a = f(s)$ для различных типов синхронных генераторов (в допустимом диапазоне скольжений) представлены на рис. 19.3.

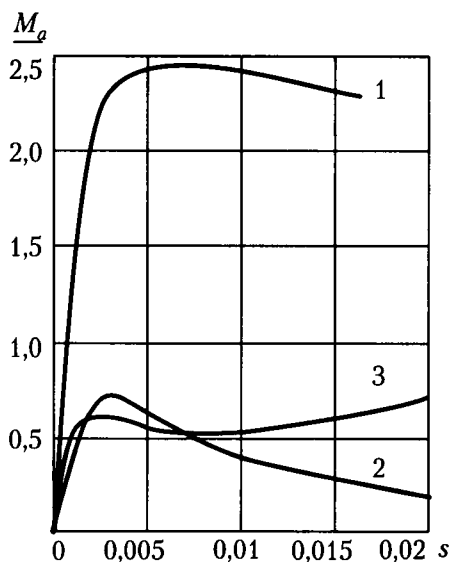


Рис. 19.3. Зависимость асинхронного вращающего момента синхронного генератора от скольжения при замкнутой накоротку обмотке возбуждения: 1 — турбогенератор; 2 — гидрогенератор без успокоительной обмотки; 3 — гидрогенератор с успокоительной обмоткой

Из этих зависимостей видно, что турбогенераторы, имеющие массивный ротор, способны развивать в асинхронном режиме довольно большую мощность. Асинхронные характеристики гидрогенераторов менее благоприятны.

19.2. Асинхронный режим возбужденной синхронной машины

Асинхронный режим возбужденной синхронной машины, как уже указывалось, возникает в результате ее перегрузки или падения напряжения в сети, а также при подаче возбуждения генератору после потери возбуждения или при использовании метода самосинхронизации в двигателе при его асинхронном пуске.

При вращении синхронной машины со скольжением s постоянный ток возбуждения i_f индуцирует в обмотке якоря ЭДС E_k и токи I_k частоты $(1-s)f_1$. Токи I_k накладываются на ток частоты f_1 , протекающий в якоре под действием напряжения сети. Так как в самой сети ЭДС и напряжений частоты $(1-s)f_1$ нет, то относительно ЭДС E_k и тока I_k обмотку якоря можно считать замкнутой накоротко через сеть, сопротивление которой можно принять равным нулю. Поэтому ток I_k эквивалентен току установившегося короткого замыкания синхронного генератора.

В случае неявнополюсной машины

$$I_k = \frac{(1-s)E}{\sqrt{r_a^2 + (1-s)^2 x_d^2}}, \quad (19.9)$$

где E и x_d — соответственно, ЭДС, индуцируемая током возбуждения i_f , и продольное синхронное сопротивление при $s = 0$.

Выражение (19.9) действительно также для явнополюсных машин при малых s с большой точностью, а при больших s — приближенно.

Токи I_k загружают машину мощностью

$$P_k = m I_k^2 r_a = \frac{m(1-s)^2 E^2 r_a}{r_a^2 + (1-s)^2 x_d^2}, \quad (19.10)$$

в результате чего на ротор действует тормозной момент

$$M_k = \frac{p P_k}{\omega_1}, \quad (19.11)$$

который стремится уменьшить частоту вращения ротора.

Кроме того, при асинхронном ходе возбужденной машины в результате взаимодействия потока возбуждения, вращающегося с частотой $(1-s)n_1$, и потока якоря от токов частоты сети f_1 , вращающегося с частотой n_1 , возникает сильный пульсирующий момент M_{fa} , который имеет частоту sf_1 и накладывается на асинхронный момент M_a и на момент M_k . Если нагрузка на валу и скольжение s не слишком велики, то под воздействием момента M_{fa} машина втягивается в синхронизм, так как в течение отрезка времени, когда M_{fa} действует в нужном направлении, частота вращения ротора n может достичь синхронной n_1 и даже превзойти ее (рис. 19.4). При этом после некоторого количества колебаний частоты вращения ротора около синхронного значения работы и затухания этих колебаний наступит установившийся синхронный режим работы.

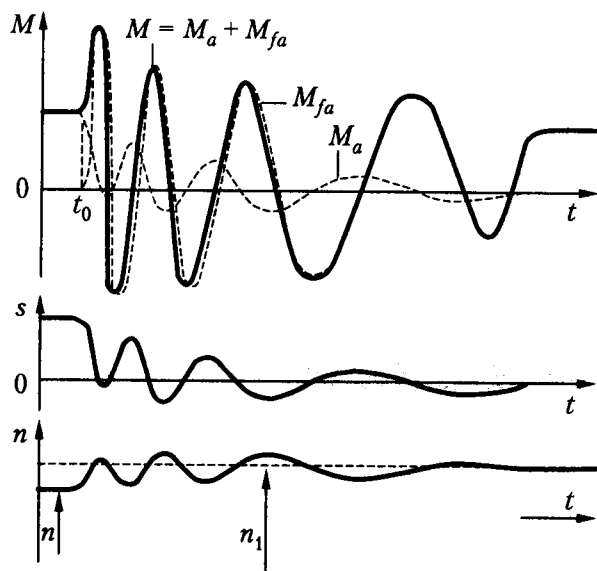


Рис. 19.4. Характер изменения вращающего момента M , скольжения s и частоты вращения n при втягивании машины в синхронизм после включения тока возбуждения в момент времени t_0

Отметим, что на холостом ходу или при небольшой нагрузке на валу явнополюсная синхронная машина, вращающаяся с небольшим скольжением, способна втянуться в синхронизм и без возбуждения, в результате действия реактивного момента, который при $s \neq 0$ также пульсирует с частотой sf_1 . В этом случае после включения тока возбуждения полярность полюсов может не соответствовать необходимой полярности, и тогда произойдет «проскальзывание» ротора относительно поля якоря на одно полюсное деление, причем одновременно возникнет кратковременный всплеск тока статора. Подобный переход не представляет для машины никакой опасности.

Глава 20

Некоторые особенности работы синхронных машин в составе энергосистем

20.1. Механическая модель синхронной машины, включенной в состав энергосистемы

Для того чтобы выявить основные физические особенности работы синхронной машины в составе энергосистемы, представим последнюю в виде эквивалентного синхронного генератора бесконечно большой мощности. В соответствии с рассмотренными ранее признаками такой системы ротор этого эквивалентного генератора будет всегда, независимо от режима, вращаться с синхронной частотой n_1 . Совместим мысленно два вращающихся ротора — эквивалентного генератора и рассматриваемой машины, как показано на рис. 20.1.

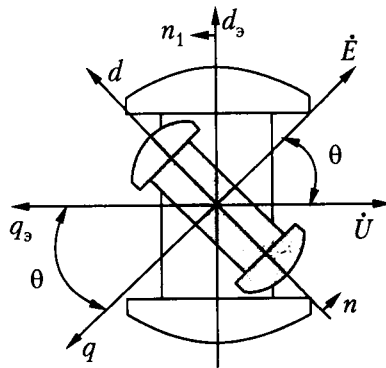


Рис. 20.1. Модель работы синхронной машины в составе энергосистемы

Условимся определять взаимное расположение роторов углом между соответствующими осями их магнитной симметрии, например, между осями q_s и q . Разместим на плоскости поперечного сечения вращающихся роторов изображающие векторы $\dot{U}$ (напряжение в сети бесконечной мощности) и $\dot{E}$ (ЭДС, индуцированная в обмотке якоря, рассматриваемого генератора магнитным потоком возбуждения).

Вектор $\dot{E}$, как известно, будет направлен по оси q , а вектор $\dot{U}$ как ЭДС генератора бесконечно большой мощности — по оси q_s . Взаимное расположение векторов $\dot{U}$ и $\dot{E}$ и осей d, q и d_s, q_s показано на рис. 20.1. Видно, что рассматриваемый ранее угол нагрузки θ теперь можно трактовать как угол рассогласования двух рассматриваемых роторов. Из физики такого его представления следует:

$$\theta = \theta_0 + \omega_1 \int_0^t \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} dt = \theta_0 + \omega_1 \int_0^t s dt, \quad (20.1)$$

где θ_0 — начальное значение угла, определяемое постоянной нагрузкой генератора; $\omega_1 = \text{const}$ — угловая частота вращения эквивалентного генератора; ω — угловая частота вращения рассматриваемой машины; s — относительное скольжение двух роторов — суть скольжение ротора рассматриваемого генератора по отношению к синхронно вращающемуся магнитному полю якоря.

Рассмотрим, как связаны между собой эти вращающиеся роторы, какие электромагнитные силы действуют между ними. Для этого выделим из рис. 20.1 только магнитные оси q_3 и q , как показано на рис. 20.2. Поскольку ось q_3 вращается с постоянной частотой ω_1 , удобно считать ее неподвижной и рассматривать только относительное перемещение оси q , определяемое углом θ .

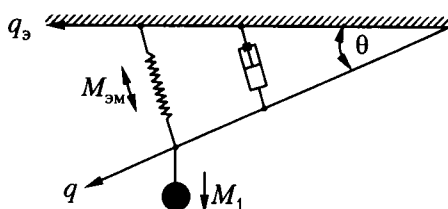


Рис. 20.2. Механический аналог ротора синхронной машины, работающей в составе энергосистемы

Известно, что на ротор рассматриваемой машины действуют синхронизирующий момент, пропорциональный изменению угла нагрузки $\Delta\theta$, если оно невелико. Аналогом этих процессов в механике являются упругие силы пружины, которые пропорциональны ее деформации (сжатию или растяжению). Используя такой механический аналог, можно считать, что оба ротора — q_3 и q — имеют упругую связь, подобную, пружине. Наличие такой пружины и показано на рис. 20.2. Физически упругая связь двух роторов обусловлена упругими свойствами тяжения трубок магнитного поля в зазоре рассматриваемой машины.

При изменении угла θ , а значит, при возникновении скольжения s на ротор рассматриваемой машины начинает действовать успокоительный асинхронный электромагнитный момент (см. раздел 19.2), который при малых скольжениях пропорционален значению скольжения $s = \frac{1}{\omega_1} \frac{d\theta}{dt}$ или скорости изменения угла θ .

Аналогом таких сил в механике являются силы вязкого трения. На использовании таких сил основана работа всякого рода амортизаторов, предназначенных для успокоения механических колебаний.

Следовательно, к упругой связи типа «пружина» между двумя рассматриваемыми роторами надо добавить связь типа «амортизатор», обусловленную действием успокоительных асинхронных моментов и механических сил трения. Такая связь схематично показана на рис. 20.2 в виде амортизатора.

Таким образом, механическую модель синхронной машины в составе энергосистемы можно представить в виде механической системы совместно вращающихся роторов, имеющих между собой упругие (синхронизирующий момент) и амортизационные (успокоительный момент) связи. В случае если сеть бесконечно

мощная, ее эквивалентный ротор всегда вращается с постоянной частотой n_1 . Такая модель представляется физически наглядной для пояснения особенностей работы синхронной машины в составе энергосистемы при изменениях режима нагрузки машины.

20.2. Колебания и динамическая устойчивость синхронных машин

Из представленной на рис. 20.2 механической модели видно, что в этой системе при изменении режима работы (изменение M_1) могут возникать колебания угла нагрузки θ . С этими колебаниями неразрывно связаны колебания мощности P и тока якоря I . Рассмотрим возможные причины колебаний угла θ , обусловленных колебаниями частот вращения синхронных машин. Предварительно напомним, что в механике различают колебания вынужденные и свободные.

Вынужденные колебания синхронной машины возникают в случаях, когда механический момент на валу непостоянен и содержит пульсирующие составляющие. Чаще всего это бывает при соединении синхронных машин с поршневыми машинами, например, дизельного первичного двигателя для генератора и поршневого компрессора для двигателя. Вынужденные колебания становятся особенно опасными, если их частота f_v близка к частоте собственных или свободных колебаний синхронной машины. Для ослабления вынужденных колебаний дизель-генераторные и им подобные агрегаты снабжаются маховиками.

Свободные колебания синхронной машины, работающей в составе энергосистемы, возникают как естественная реакция механической инерционно-колебательной системы на любые внезапные или резкие изменения режима ее работы. Частота, амплитуда и затухание свободных колебаний зависят от величины воздействия, вызвавшего изменение режима. Проще всего параметры колебаний определяются, если эти воздействия малы. В этом случае закономерности изменения угла $\Delta\theta$ определяются однородным линейным дифференциальным уравнением моментов

$$\frac{J}{p} \frac{d^2 \Delta\theta}{dt^2} + M_y \frac{d\Delta\theta}{dt} + M_{с.м} \Delta\theta = 0, \quad (20.2)$$

где M_y , $M_{с.м}$ — соответственно, коэффициенты успокоительного и синхронизирующего моментов; J — момент инерции вращающихся частей.

Решение этого уравнения имеет вид

$$\Delta\theta = (A_1 \cos \omega_0 t + A_2 \sin \omega_0 t) e^{-t/T_k}, \quad (20.3)$$

где A_1 , A_2 — постоянные интегрирования, определяемые из начальных условий;

$T_k = \frac{2J}{pM_y}$ — постоянная времени затухания свободных колебаний;

$\omega_0 = \sqrt{\frac{pM_{с.м}}{J} - \frac{p^2 M_y^2}{4J^2}} \approx \sqrt{\frac{pM_{с.м}}{J}}$ — угловая частота свободных колебаний.

Частота колебаний синхронных машин большой мощности обычно невелика — составляет приблизительно 0,5...2,0 Гц. Успокоительный момент синхронной машины, обусловленный механическими силами трения, также невелик. Успокоение колебаний ротора синхронной машины происходит в основном за счет асинхронного момента, обусловленного индуцированными в роторе токами. При этом большая часть успокоительного момента создается токами, индуцированными в успокоительной (демпферной) или пусковой обмотке. Обмотка возбуждения создает довольно слабый успокоительный момент.

В синхронных машинах малой мощности, имеющих слабую успокоительную обмотку и повышенные значения r_a , результирующее значение коэффициента M_y может стать иногда отрицательным. В результате возникающий в процессе колебаний ротора успокоительный момент $M_y \frac{d\Delta\theta}{dt}$ будет способствовать не затуханию,

а, напротив, увеличению амплитуды колебаний. Такое явление принято называть *самораскачиванием*. Амплитуда колебаний при самораскачивании достигнув определенной величины, обычно стабилизируется в результате нелинейных зависимости электромагнитных моментов от угла θ и скольжения. Самораскачивание обычно не наблюдается у машин с $P_n > 10...20$ кВт.

Гармонические колебания ротора синхронной машины, работающей в составе энергосистемы, возникают, как уже отмечалось, лишь при малых (теоретически, бесконечно малых) отклонениях угла $\Delta\theta$, в пределах которых допустима линеаризация кривых, определяющих функциональную зависимость синхронизирующих и успокоительных моментов. Характер колебаний определяется статической устойчивостью исходного режима. При статически устойчивом режиме колебания будут затухающими, при статически неустойчивом — незатухающими. Выпадение машины из синхронизма происходит чаще всего в процессе колебаний со все увеличивающейся амплитудой (колебательная неустойчивость). Иногда выпадение из синхронизма может происходить при монотонном увеличении угла (апериодическая неустойчивость).

При действии конечных и внезапных возмущений характер движения ротора изменяется, колебания ротора становятся нелинейными вследствие изменения характера функциональных зависимостей электромагнитных моментов от параметров режима. В связи с этим возникает необходимость отдельно оценивать устойчивость режима работы синхронной машины при действии конечных возмущений. Такую устойчивость, в отличие от статической устойчивости (устойчивость в «малом»), называют динамической устойчивостью (или устойчивостью в «большом»). Динамическая устойчивость зависит как от величины и длительности возмущения, так и от параметров машины, величины предшествующей нагрузки и прочих условий. В большинстве случаев при таких возмущениях возникают колебания ротора с большой амплитудой угла. В результате режим работы может оказаться неустойчивым, и машина выпадает из синхронизма.

При резких изменениях режима работы синхронной машины, обусловленных, например, внезапными короткими замыканиями, в машине возникают сложные переходные электромагнитные и механические процессы, чаще называемые электромеханическими. В результате в обмотках ротора возникают апериодические токи, что приводит к увеличению ЭДС E , индуцируемой в обмотке якоря, видо-

изменяется угловая характеристика активной мощности и увеличивается ее амплитуда. Эти процессы предопределяют более сложный характер движения ротора, нежели при действии малых возмущений.

На рис. 20.3 представлены угловые характеристики активной мощности синхронного генератора в установившемся и переходном режимах. Из них следует, что помимо увеличения амплитуды характеристики в переходном режиме происходит смещение вправо критического угла $\theta_{кр}$, при котором достигается максимум активной мощности.

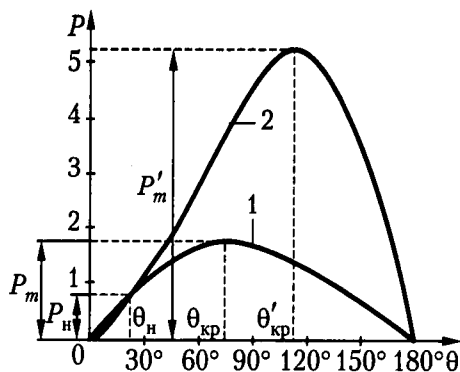


Рис. 20.3. Угловые характеристики активной мощности синхронного генератора: 1 — в установившемся режиме; 2 — в переходном режиме

Отметим, что угловая характеристика 2 определена на рис. 20.3 для начального момента времени переходного электромагнитного процесса. В дальнейшем по мере затухания переходного процесса уменьшается апериодический ток в обмотке возбуждения и вместе с ним уменьшаются амплитуда и конфигурация переходной угловой характеристики. Поэтому в подобного рода переходных процессах устойчивыми могут оказаться лишь несколько начальных колебаний ротора, при которых синхронизирующий момент ΔM_c еще оказывается значительным. Отмеченные особенности поведения синхронной машины, работающей в составе энергосистемы, вынуждают принимать специальные меры для ослабления негативных для потребителя последствий, обусловленных колебаниями режимных параметров энергии, а также для повышения пределов устойчивости, как статической, так и динамической. Эффективной мерой в этом отношении является автоматическое регулирование тока возбуждения. Реализуется эта мера с помощью специальных автоматических регуляторов возбуждения (АРВ), обеспечивающих автоматическое регулирование величины тока возбуждения пропорционально изменению какого-либо из режимных параметров. Иногда в законы регулирования вводятся сигналы, пропорциональные производным по времени от режимных параметров, определяющие, как известно, тенденцию изменения регулируемого режимного параметра. АРВ, реализующие такие законы регулирования, называются *регуляторами сильного действия*. С их помощью удается обеспечивать более плавное протекание переходного процесса, обусловленного изменением условий работы машины, добиться более высоких пределов мощности, устойчиво передаваемой в энергосистему или потребляемой из нее. Все современные синхронные генераторы и компенсаторы, как правило, оснащены АРВ.

Глава 21

Специальные типы синхронных машин

21.1. Вентильные двигатели

Одним из требований, предъявляемых к электродвигателям, работающим в системах автоматизированного электропривода, является широкий диапазон регулирования их частоты вращения. В таких условиях основное достоинство синхронных двигателей — постоянство частоты вращения — становится их недостатком. Широкий диапазон регулирования частоты вращения и хорошая управляемость двигателей постоянного тока, к сожалению, не всегда могут быть реализованы из-за недостатков, связанных с работой щеточно-коллекторного узла. Поэтому по мере развития электромашиностроения естественным было решение убрать щетки с коллектором так, чтобы секции обмоток якоря коммутировали с помощью полупроводниковых ключей (вентилей). В результате был разработан новый тип электродвигателей, получивших название *вентильных двигателей* (ВД), которые можно считать бесколлекторными аналогами электрических машин постоянного тока. Замена механического коммутатора (коллектора) статистическим полупроводниковым преобразователем стала возможной (и успешно реализована в мощных тихоходных электроприводах мощностью свыше 10 МВт) по мере развития и освоения во второй половине XX столетия мощных тиристорov и силовых транзисторов.

«Классический» вентильный двигатель может быть определен как электрический двигатель, имеющий датчик положения ротора (ДПР), управляющий полупроводниковым преобразователем, осуществляющим согласованную коммутацию обмотки якоря. Разнообразные схемы ВД могут различаться типами полупроводникового преобразователя и источника питания, конструкцией системы возбуждения и обмотки якоря, наличием или отсутствием ДПР как явного конструктивного элемента и рядом других признаков. Однако зачастую двигатели, различающиеся некоторыми из этих признаков, имеют близкие или даже идентичные характеристики.

Принципиальная схема ВД со звеном постоянного тока и инвертором тока, характерная для двигателей средней и большой мощности, изображена на рис. 21.1. Силовая часть схемы полупроводникового преобразователя содержит:

- УВ — управляемый вентиль на однооперационных тиристорах;
- ВК — вентильный коммутатор (ведомый инвертор, также собранный на однооперационных тиристорах);
- L_d — сглаживающий дроссель.

Электромеханическая часть схемы включает в себя собственную синхронную машину (СМ) с электромагнитным возбудителем и ДПР, управляющий тиристорами VT1–VT6 вентильного коммутатора.

Кратко рассмотрим назначение и работу некоторых элементов и всей схемы в целом. ДПР представляет собой встроенный в машину узел, состоящий из чув-

ствительных элементов, закрепленных на статоре, и сигнальных элементов, закрепленных на роторе. В качестве сигнальных элементов в настоящее время используются фотодатчики (чаще всего с дискретным выходом — декодеры) и индукционные датчики (чаще с аналоговым выходом — резольверы). ДПП задает порядок и частоту переключения элементов вентильного коммутатора. Система управления вентильным коммутатором обеспечивает усиление и формирование синхронизирующих сигналов. При движении ротора СМ происходит переключение тиристоров ВК по сигналам от ДПП.

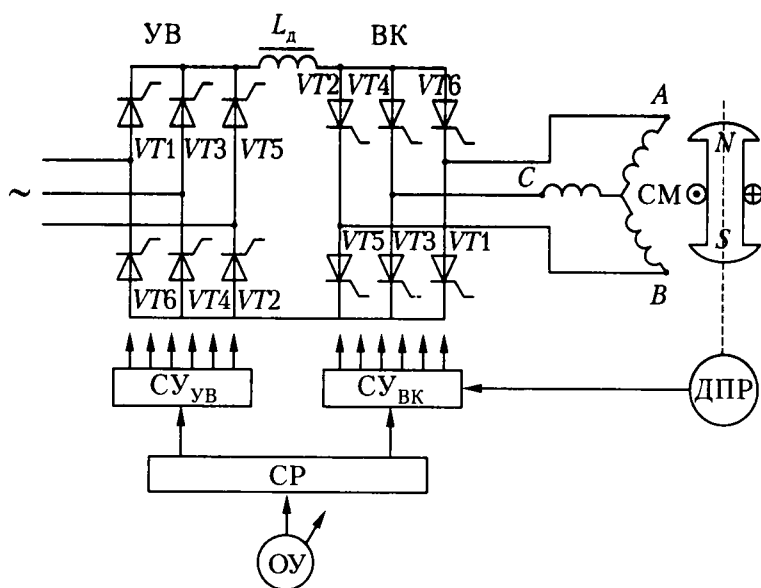


Рис. 21.1. Схема вентильного двигателя со звеном постоянного тока и инвертором тока: ОУ — орган управления; СР — система регулирования; СУуВ — система управления управляемым выпрямителем; СУВК — система управления вентильным коммутатором

Чтобы пояснить работу силовой цепи ВК — трехфазного мостового генератора — представим в целях упрощения тиристоры в виде идеальных ключей, мгновенно открывающихся и закрывающихся по сигналам управления, поступающим на базу приборов. В таких условиях, благодаря поочередному включению тиристоров ВК формирует трехфазную систему двухполярных напряжений прямоугольной формы. В результате фазные обмотки будут последовательно обтекаться токами, форма которых также будет примерно прямоугольной. Эти токи и создают вращающееся магнитное поле в воздушном зазоре ВД.

Рассмотрим подробнее процессы формирования прямоугольных импульсов тока в фазных обмотках ВД, изображенного на рис. 21.1. Представим порядок коммутации элементов ВК (последовательность открытия тиристоров за один цикл) в виде таблицы (табл. 21.1).

При указанном порядке коммутации элементов ВК кривые изменения фазных токов ВД будет иметь вид, указанный на рис. 21.2.

Таблица 21.1. Порядок коммутации элементов ВК

Номер коммутации	I	II	III	IV	V	VI
Номера тириستоров	1	1	5	5	3	3
	2	4	4	6	6	2

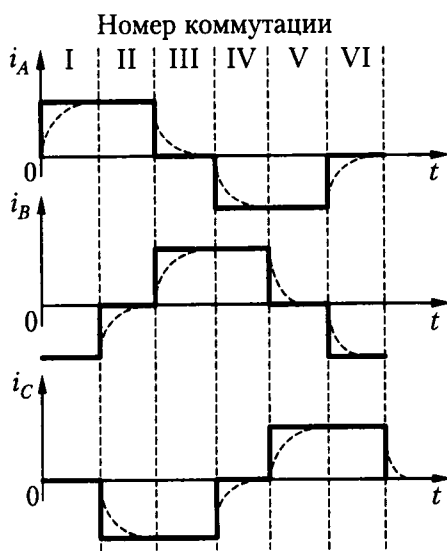


Рис. 21.2. Кривые изменения фазных токов ВД при питании от ВК (непрерывная линия — идеальные ключи; штриховая — реальные ключи)

Протекая по фазным обмоткам якоря ВД, эти токи создают фазные МДС — F_A , F_B и F_C , пространственное распределение которых в воздушном зазоре, как и в обычных синхронных двигателях, можно считать гармоническим. Эти пространственные гармонические волны фазных МДС будем представлять соответствующими изображающими векторами — F_A , F_B , F_C . Геометрическая сумма этих векторов определит изображающий вектор МДС трехфазной обмотки якоря $F_a = F_A + F_B + F_C$.

На рис. 21.3 показано пространственное расположение этих векторов для всех моментов времени, соответствующих принятому порядку коммутации элементов ВК. Напомним, что векторы фазных МДС ориентируются в направлении одноименных магнитных осей обмоток (A, B, C).

На рис. 21.3, а эти векторы, естественно, представлены лишь для тех фазных обмоток, по которым в рассматриваемый момент времени протекает ток. Кривые изменения фазных токов соответствуют кривым, изображенным на рис. 21.2. На рис. 21.3, б показано изменение пространственного положения изображающего вектора F_a за полный цикл коммутации ВК.

Как следует из рис. 21.3, б, пространственная волна МДС обмотки якоря, а следовательно, и возбуждаемое ею магнитное поле реакции якоря вращаются. Однако это вращение будет не равномерным, а скачкообразным. На период, когда ток

в фазной обмотке не изменяется, магнитное поле как бы «замирает», а после коммутации тиристоров быстро проворачивается, делая «скачок» на некоторый угол. Частота вращения поля якоря определяется частотой переключения тиристоров, которая, в свою очередь, определяется частотой вращения ротора ВД и ДПР.

Порядок коммутации элементов ВК

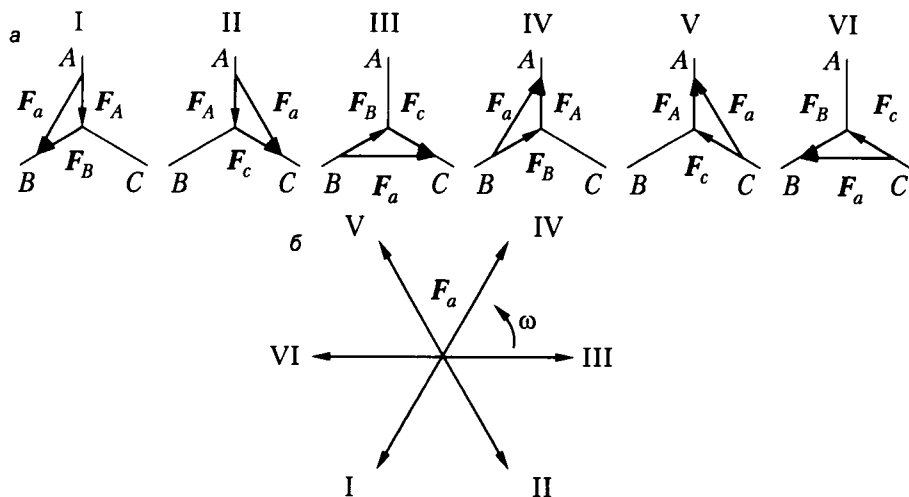


Рис. 21.3. Изменение пространственного расположения изображающих векторов фазных МДС (F_A , F_B , F_C) и МДС трехфазной обмотки якоря (F_a) в процессе коммутации ВК

Вращающееся поле якоря, увлекая за собой ротор, создает электромагнитный момент, подобно тому, как это происходит в синхронном двигателе. В силу указанных особенностей вращения магнитного поля якоря электромагнитный момент будет пульсирующим. Значение электромагнитного момента, как известно, существенно зависит от взаимной ориентации магнитных полей возбуждения и якоря. В машинах постоянного тока, аналогом которого является ВД, ориентация магнитных полей определяется положением щеток на коллекторе. Если щетки установлены по линии геометрической нейтрали, то эти поля ориентированы взаимно перпендикулярно. В ВД ориентация магнитных потоков якоря и возбуждения обеспечивается системой управления ВК, что представляет определенную научно-техническую проблему.

Регулирование частоты вращения ВД, как и в машинах постоянного тока, осуществляется током возбуждения или напряжением питания. Регулирование напряжения питания осуществляется либо изменением выходного напряжения выпрямителя (УВ), либо введением в инвертор (ВК) напряжения широтно-импульсной модуляции, когда изменение фазного напряжения осуществляется регулированием ширины (длительности) импульсов.

Выявленные закономерности изменения фазных токов ВД, как отмечалось, установлены в предположении, что тиристоры можно представить в виде идеальных ключей. Реальные характеристики тиристоров несколько видоизменяют эти закономерности. Реальные кривые токов, показанные на рис. 21.2 пунктирными

линиями, оказываются более гладкими, так как ток скачкообразно изменяться не может. Однако несинусоидальность токов и напряжений, питающих ВД, остается значительной. Наличие высших гармоник тока вызывает дополнительные электрические и магнитные потери, пульсации электромагнитного момента, снижение энергетических показателей. Тем не менее, ВД находит все более широкое применение. Объясняется это тем, что ВД близки по реализуемым характеристикам к двигателям постоянного тока, благодаря отсутствию щеточно-коллекторного узла более надежны и долговечны, проще в эксплуатации и сервисном обслуживании. Электроприводы, выполненные на базе ВД, обеспечивают возможность регулирования частоты вращения в диапазоне 1 : 10 000.

21.2. Машины двойного питания

Двигатель двойного питания по своей конструкции представляет собой асинхронную машину с фазным ротором, обе обмотки которой питаются переменным током обычно от общей сети, с параллельным или последовательным включением обмоток статора и ротора (рис. 21.4, а).

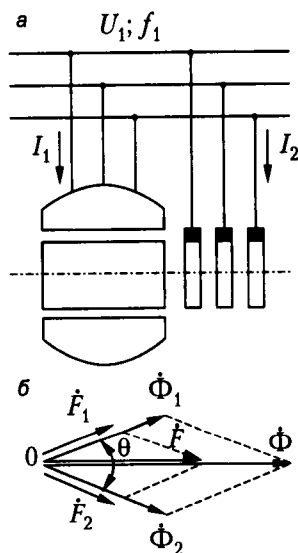


Рис. 21.4. Машина двойного питания: а — схема; б — векторная диаграмма МДС и потоков

Токи статора I_1 и ротора I_2 создают МДС F_1, F_2 и потоки Φ_1, Φ_2 , которые вращаются относительно статора и ротора соответственно с частотами вращения $n_1 = f_1/p$. Эти МДС и потоки вращаются синхронно, если

$$\frac{f_1}{p} = n \pm \frac{f_1}{p},$$

где n — частота вращения ротора и знак «плюс» относится к случаю, когда МДС ротора вращается относительно ротора в сторону его вращения, а знак «минус» —

когда это вращение происходит в обратном направлении. Согласно этому соотношению, в первом случае $n = 0$, что не представляет практического интереса, и во втором случае

$$n = \frac{2f_1}{p}, \quad (21.1)$$

то есть частота вращения ротора равна двойной частоте вращения обычной синхронной машины. При этом синхронно вращающиеся поля статора и ротора создают вращающий момент M , машина может работать в режимах двигателя и генератора и, в сущности, представляет собой синхронную машину. Момент M создается, когда пространственный угол θ между $\vec{F}_1$ и $\vec{F}_2$ (рис. 21.4, б) отличен от нуля или 180° , так как в противном случае оси полюсов магнитных полей статора и ротора совпадают и тангенциальные усилия не создаются.

Машины двойного питания находят некоторое применение в специальных случаях в качестве двигателей. Их недостатком является то, что при пуске их нужно привести во вращение при помощи вспомогательного двигателя. Кроме того, их успокоительные моменты малы, и эти машины подвержены качаниям. В общем случае возможно питание статора и ротора токами разных частот.

Асинхронизированная синхронная машина, предложенная А. А. Горевым, отличается от обычной синхронной машины тем, что она имеет две обмотки возбуждения — одну по продольной и другую по поперечной оси. Поэтому ее ротор имеет, в сущности, двухфазную обмотку. В нормальном режиме работы обмотки возбуждения питаются постоянным током, и этот режим ничем не отличается от режима работы обычной синхронной машины. Однако в аварийных режимах, когда синхронное вращение ротора с полем статора нарушается (при коротких замыканиях в сети, качаниях ротора и пр.), обмотки возбуждения питаются переменными токами частоты скольжения, сдвинутыми по фазе на 90° , вследствие чего образуется поле возбуждения, вращающееся относительно ротора. Частота токов возбуждения sf_1 регулируется автоматически и непрерывно таким образом, что поля возбуждения и якоря вращаются синхронно, благодаря чему они создают вращающий момент постоянного знака. В результате не происходит выпадения машины из синхронизма, и устойчивость ее работы повышается, что и составляет преимущество данной машины.

По своей природе рассмотренная машина аналогична машине двойного питания. Для реализации отмеченного преимущества этой машины кратность (потолок) напряжения возбуждения должна быть высокой ($k_{fm} \geq 4 \dots 5$) и необходимо применять регуляторы сильного действия. Питание обмоток возбуждения целесообразно осуществлять от ионных или полупроводниковых преобразователей частоты. В настоящее время изготовлены и успешно эксплуатируются асинхронизированные турбогенераторы мощностью до 200 МВт.

21.3. Индукторные синхронные машины

В ряде установок (для индукционного нагрева металлов, сварки специальных сплавов, гироскопических и радиолокационных установках и пр.) применяется

одно- или трехфазный ток повышенной частоты (400...30 000 Гц). Синхронные генераторы нормальной конструкции, имеющие частоту $f = pn$, для этого случая не подходят, так как увеличение частоты вращения n у них ограничено условиями механической прочности, а увеличение числа полюсов $2p$ ограничено минимально возможным по условиям размещения обмоток полюсным делением. Поэтому в этих случаях применяются генераторы особой конструкции, называемые *индукторными*, которые основаны на действии зубцовых пульсаций магнитного потока. Роторы всех видов индукторных генераторов имеют вид зубчатых колес и не имеют обмоток, что повышает надежность их работы, а обмотки возбуждения постоянного тока и якорные обмотки переменного тока располагаются на статорах. В некоторых случаях вместо обмоток возбуждения применяются постоянные магниты.

В последнее время находят применение также индукторные двигатели, развивающие при питании током повышенной частоты умеренные частоты вращения. Их устройство аналогично устройству индукторных генераторов.

Генератор, изображенный на рис. 21.5, а, имеет по два пакета статора и ротора и кольцевидную обмотку возбуждения. Он называется *одноименнополюсным*, так как магнитная полярность каждого пакета вдоль всей окружности неизменна. Генератор, изображенный на рис. 21.5, б, является *однопакетным* и называется *разноименнополюсным*. В больших пазах его статора расположена обмотка возбуждения, а в малых пазах — обмотка переменного тока.

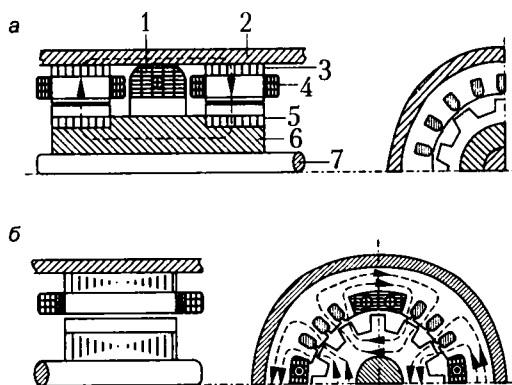


Рис. 21.5. Устройство индукторного генератора: а — одноименнополюсного; б — разноименнополюсного; 1 — катушка возбуждения; 2 — корпус; 3 — пакет статора; 4 — обмотка переменного тока; 5 — пакет ротора; 6 — втулка ротора; 7 — вал

Кривая распределения индукции магнитного поля вдоль окружности ротора для генераторов, показанных на рис. 21.5, изображена на рис. 21.6.

Можно представить себе, что пульсирующая волна этого поля движется вместе с ротором, а постоянная составляющая магнитного поля B_0 неподвижна относительно статора и ЭДС в катушке с любым шагом от этого неподвижного поля равна нулю. Поэтому эта часть потока не производит полезной работы и вызывает ухудшение степени использования материалов машины. Зубцам ротора при-

дают такую форму, чтобы кривая, изображенная на рис. 21.6, приближалась к синусоиду. Тогда пульсирующая составляющая поля с амплитудой

$$B_m = \frac{B_{\max} - B_{\min}}{2}$$

индуцирует в проводниках обмотки переменного тока синусоидальную ЭДС с частотой

$$f = Z_2 n, \quad (21.2)$$

где Z_2 — число зубцов ротора.

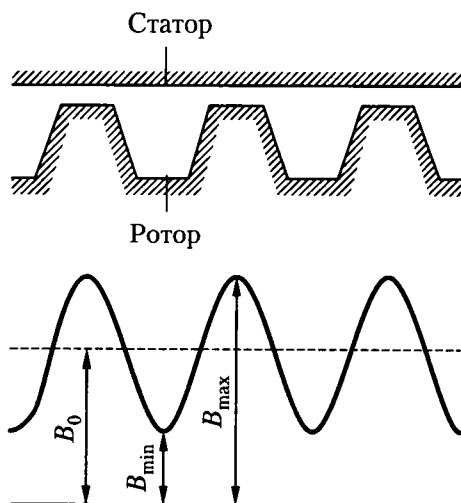


Рис. 21.6. Кривая поля в зазоре индукторных генераторов, выполненных по схеме, приведенной на рис. 21.5

Шаги катушек этой обмотки должны быть такими (см. рис. 21.5), чтобы одна сторона катушки находилась против зубца, а другая — против паза ротора. В этом случае ЭДС переменного тока проводников катушки будут арифметически складываться. Потокосцепления обмоток возбуждения генераторов (см. рис. 21.6) при вращении ротора остаются постоянными, и поэтому в этих обмотках переменная ЭДС не индуцируется, что является положительным фактором.

При $f \geq 3000$ Гц целесообразно применять конструкцию статора, предложенную Л. Ж. Гюи. В этой конструкции большие зубцы статора, охватываемые обмотками, имеют гребенчатую форму, и зубцы соседних полюсов статора сдвинуты относительно зубцов ротора на половину зубцового деления (рис. 21.7, а).

Благодаря этому потоки различных половинок полюсов Φ' и Φ'' различны (рис. 21.7, б), и при смещении ротора на одно зубцовое деление поток, сцепляющийся с катушкой обмотки якоря 2, изменяется от значения $+(\Phi' - \Phi'')$ до значения $-(\Phi' - \Phi'')$. В этой обмотке индуцируется ЭДС частоты f , определяемой равенством (21.2). В то же время потокосцепление с обмоткой возбуждения 1 не изменяется.

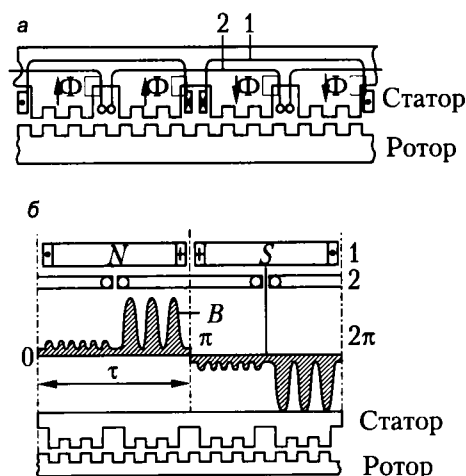


Рис. 21.7. Однофазный индукторный генератор с гребенчатой зубцовой зоной:
а — принцип устройства; б — кривая магнитного поля

Применяются и другие разновидности индукторных машин. В трехфазных машинах вместо двух больших зубцов, как на рис. 21.5, на протяжении двойного полюсного деления размещается шесть больших зубцов, и малые зубцы соседних больших зубцов статора сдвинуты относительно зубцов ротора не на половину, а на $1/6$ малого зубцового деления (рис. 21.8). Благодаря этому потоки соседних больших зубцов статора изменяются со сдвигом по фазе не на 180° , а на 60° , что используется для получения в фазах A, B, C обмотки якоря ЭДС, сдвинутых на 120° .

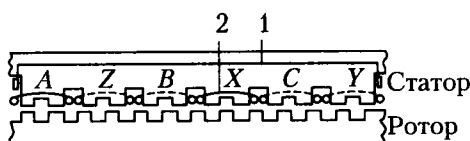


Рис. 21.8. Принцип устройства трехфазного индукторного генератора с гребенчатой зубцовой зоной

Из-за повышенной частоты обмотка якоря индукторной машины имеет повышенные синхронные сопротивления x_d и x_q . Поэтому для улучшения характеристик этой машины во многих случаях последовательно с обмоткой якоря включаются конденсаторы.

21.4. Некоторые другие разновидности синхронных машин

Одноякорные преобразователи. В обмотке якоря машины постоянного тока протекает переменный ток. Если соединить эту обмотку также с контактными кольцами (рис. 21.9, а), получим на них напряжение переменного тока U .

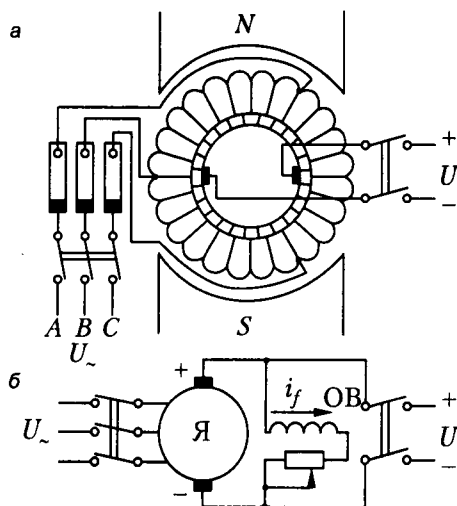


Рис. 21.9. Одноякорный преобразователь: а — принцип устройства; б — схема

Такая машина называется *одноякорным преобразователем*. Питание ее обмотки возбуждения постоянным током производится обычно со стороны коллектора, так же как и в машинах постоянного тока с параллельным возбуждением. Поэтому в конструктивном отношении одноякорный преобразователь представляет собой машину постоянного тока, снабженную контактными кольцами. Последние помещают на валу со стороны, противоположной коллектору. Для улучшения коммутации машина имеет добавочные полюсы.

Одноякорный преобразователь обычно пускается в ход по способу асинхронного пуска синхронного двигателя, для чего в его полюсных наконечниках помещается пусковая обмотка. При наличии напряжения в сети постоянного тока его можно пустить в ход так же, как двигатель постоянного тока, и затем синхронизировать с сетью переменного тока. В настоящее время одноякорные преобразователи успешно вытесняются полупроводниковыми преобразователями.

Синхронные двигатели малой мощности. Для некоторых механизмов необходимы двигатели малой мощности с постоянной частотой вращения (лентопротяжные механизмы киноаппаратов, электрические часы, аппараты связи и т. д.). В качестве таких двигателей применяются синхронные двигатели без обмоток возбуждения. Отсутствие обмоток возбуждения упрощает конструкцию двигателей и их эксплуатацию, а также повышает надежность их работы. Во многих случаях такие двигатели являются однофазными.

Устройство статора многофазных маломощных синхронных двигателей ничем не отличается от устройства статора нормальных синхронных и асинхронных машин, а статоры однофазных асинхронных двигателей имеют такое же устройство, как и статоры однофазных асинхронных двигателей (с рабочей и пусковой обмотками, конденсаторные, с экранированными полюсами на статоре). Пуск однофазных синхронных и асинхронных двигателей производится одинаково (в конце пуска синхронные двигатели втягиваются в синхронизм под действием

синхронного электромагнитного момента). Поэтому в дальнейшем рассматриваются особенности устройства роторов синхронных двигателей без обмотки возбуждения.

Синхронные двигатели с постоянными магнитами обычно имеют цилиндрические роторы из магнитотвердых сплавов (ални, алнико и др.) и пусковую обмотку в виде «беличьей клетки». Ротор из магнитотвердого сплава изготавливается литьем и плохо поддается механической обработке, поэтому выполнение в нем литой «беличьей клетки» невозможно. Из-за этого ротор изготавливается обычно составным — с обычным ротором короткозамкнутого асинхронного двигателя посередине и двумя дисками из магнитотвердого сплава по краям. Степень использования материалов в таких двигателях получается малой, и поэтому они обычно строятся мощностью до 30...40 кВт. Генераторы с постоянными магнитами не нуждаются в пусковой обмотке и строятся мощностью $P_n = 5...10$ кВт·А, а в ряде случаев до $P_n = 100$ кВт·А. Однако из-за дороговизны магнитотвердые сплавы применяются в особых случаях, когда требуется повышенная надежность работы двигателя.

Реактивные синхронные двигатели. Явнополюсные синхронные машины без обмотки возбуждения называются *реактивными*. Различные конструкции роторов синхронных реактивных двигателей изображены на рис. 21.10.

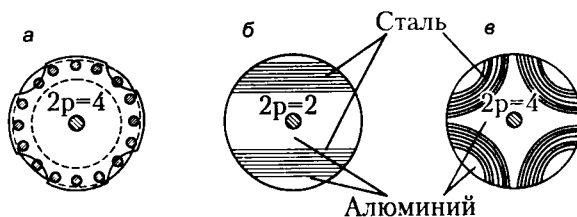


Рис. 21.10. Конструкция роторов синхронных реактивных двигателей

Ротор, показанный на рис. 21.10, а, распространен наиболее широко, изготавливается из листовой электротехнической стали и снабжается пусковой обмоткой в виде «беличьей клетки». Его полюсы имеют форму выступов. Роторы, изображенные на рис. 21.10. б и в, изготавливаются путем заливки стальных пакетов алюминием, причем алюминий выполняет роль пусковой обмотки.

Реактивные двигатели имеют низкий $\cos \varphi$, и поэтому также низкий КПД (при $P_n = 20...40$ Вт КПД $\eta = 0,3...0,4$), а их масса обычно больше массы асинхронных двигателей такой же мощности. У однофазных конденсаторных реактивных синхронных двигателей $\cos \varphi$ улучшается за счет конденсаторов.

Реактивные двигатели обычно изготавливают мощностью до 50...100 Вт, но когда большое значение имеют простая конструкция и повышенная надежность, рассчитываются также и на значительно большие мощности.

Синхронные гистерезисные двигатели. Низкие энергетические и массовые показатели синхронных реактивных двигателей явились стимулом для разработки и применения гистерезисных двигателей. Роторы таких двигателей изготавливаются из специальных магнитотвердых сплавов, имеющих широкую петлю гисте-

резиса (например, сплав виккалой). Имея массивную конструкцию ротора, эти двигатели при пуске развивают также асинхронный вращающий момент. Однако этот момент значительно меньше гистерезисного момента, вследствие чего пуск, а также втягивание в синхронизм и работа происходят за счет гистерезисного момента вращения.

Разница между двигателями с постоянными магнитами и гистерезисными состоит в том, что у первых ротор подвергается специальному предварительному намагничиванию, а у вторых намагничивается полем статора двигателя.

Гистерезисные двигатели имеют лучшие показатели, чем реактивные, и строятся мощностью до 300...400 Вт.

Реактивно-гистерезисный двигатель (рис. 21.11) с редуктором был предложен в 1916 г. Г. Е. Уорреном (Henry Ellis Warren) и широко применяется до настоящего времени для привода электрических часов, протягивания ленты в самопишущих приборах и т. д.

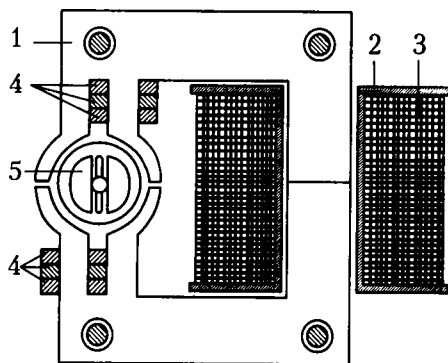


Рис. 21.11. Реактивно-гистерезисный двигатель: 1 — магнитопровод статора; 2 — каркас; 3 — катушка возбуждения; 4 — короткозамкнутые витки; 5 — ротор

Статор этого двигателя имеет экранированные полюсы, а ротор состоит из 6–7 пластин из закаленной стали толщиной 0,4 мм. Пластины имеют форму колец с перемычками. Магнитное сопротивление ротора в направлении перемычек меньше, и поэтому $x_d \neq x_q$. Ротор посажен на валик с помощью прорезей в перемычках пластин и соединен с редуктором. Ротор вместе с редуктором заключен в герметический корпус (на рис. 21.11 не показан).

Пуск двигателя происходит за счет асинхронного (вихревого) и гистерезисного моментов, а работа — за счет гистерезисного и реактивного моментов, причем последний в 2–3 раза больше гистерезисного.

Раздел IV

Коллекторные машины переменного тока

Глава 22

Однофазные двигатели с последовательным возбуждением

Принцип действия и свойства двигателя. Однофазные последовательные двигатели имеют такое же устройство и схему соединения обмоток (рис. 22.1), как и последовательные двигатели постоянного тока, однако во избежание больших потерь на вихревые токи сердечник статора однофазного последовательного двигателя собирается из листов электротехнической стали, изолированных друг от друга.

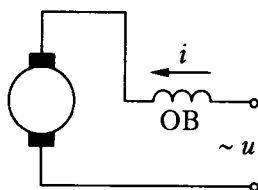


Рис. 22.1. Схема однофазного последовательного коллекторного двигателя

В рассматриваемом двигателе поток полюсов Φ и ток якоря i являются переменными, совпадают по фазе (рис. 22.2) и меняют свой знак одновременно. Поэтому знак вращающего момента M не меняется и момент действует в неизменном направлении, но пульсирует с двойной частотой тока. Так как ротор двигателя обладает значительной механической инерцией, то частота его вращения почти постоянна, и можно сказать, что двигатель реагирует только на среднее значение вращающего момента $M_{\text{ср}}$.

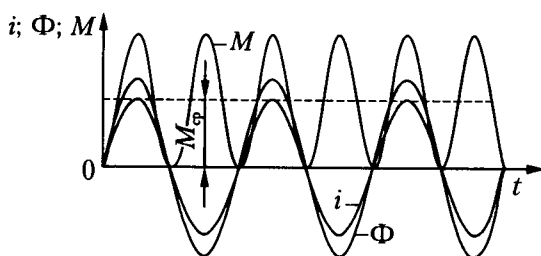


Рис. 22.2. Кривые тока, потока и момента однофазного последовательного коллекторного двигателя

Из-за наличия потерь в стали и короткозамкнутых (коммутируемых) витков обмотки якоря поток Φ и ток i последовательного двигателя в действительности сдвинуты по фазе на весьма небольшой угол α , и на протяжении этого угла момент M имеет другой знак. Это приводит к небольшому уменьшению $M_{\text{ср}}$, что не имеет существенного значения. В случае параллельного включения якоря и обмотки возбуждения (ОВ) их токи в общем случае будут сдвинуты на значитель-

ный угол α , что вызовет значительное уменьшение $M_{ср}$. Поэтому однофазные двигатели с параллельным возбуждением почти не нашли практического применения.

Обмотка якоря однофазного последовательного двигателя обладает определенным индуктивным сопротивлением x_a , вызванным потоком якоря и потоками рассеяния якоря. Обмотка возбуждения также обладает определенным индуктивным сопротивлением x_f . Индуктивное сопротивление двигателя $x = x_a + x_f$ и активное сопротивление $r = r_a + r_f$ обуславливают падение напряжения $jx\dot{I}$ и $r\dot{I}$.

Уравнение напряжения для последовательного двигателя переменного тока имеет вид

$$\dot{U} = \dot{E} + r\dot{I} + jx\dot{I}, \quad (22.1)$$

где $\dot{E}$ — ЭДС якоря, которая индуцируется в результате вращения якоря в магнитном поле полюсов и совпадает по фазе с потоком Φ .

В соответствии с равенством (22.1) на рис. 22.3 изображена векторная диаграмма двигателя. Видно, что наличие индуктивного сопротивления x вызывает сдвиг фаз φ между напряжением $\dot{U}$ и током двигателя $\dot{I}$. Обычно $\cos \varphi_n \approx 0,70 \dots 0,95$, причем $\cos \varphi_n$ тем больше, чем больше частота вращения двигателя. Угол сдвига между током и потоком Φ , то есть угол магнитного запаздывания, определяется магнитными потерями.

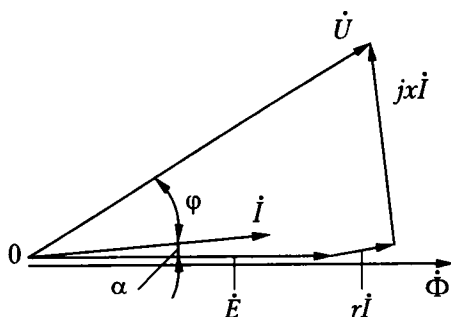


Рис. 22.3. Векторная диаграмма однофазного последовательного коллекторного двигателя

Механические $n = f(M)$ и скоростные $n = f(I)$ характеристики последовательных двигателей переменного и постоянного тока имеют одинаковый характер, то есть с увеличением нагрузки частота вращения этих двигателей сильно уменьшается.

Коммутация. В коммутируемых секциях обмотки якоря однофазного двигателя индуцируются реактивная ЭДС e_r и трансформаторная ЭДС $e_{тр}$. Реактивная ЭДС обусловлена изменением тока в коммутируемых секциях, пропорциональна частоте вращения n и току якоря I и совпадает по фазе с этим током. Трансформаторная ЭДС индуцируется вследствие изменения потока полюсов с частотой тока сети, пропорциональна этой частоте и потоку полюсов Φ или току I и сдвинута по фазе относительно потока на 90° . ЭДС $e_{тр}$ существенно ухудшает условия коммутации однофазных последовательных двигателей по сравнению с двигателями постоянного тока.

Маломощные ($P_n \leq 0,5$ кВт) последовательные двигатели строятся без добавочных полюсов, и для улучшения их коммутации можно сдвигать щетки с геометрической нейтрали против вращения якоря. Мощные последовательные двигатели изготавливаются с добавочными полюсами и компенсационной обмоткой на статоре. Все обмотки двигателя включаются последовательно (рис. 22.4). Компенсационная обмотка, как и в двигателях постоянного тока, предназначена для компенсации потока реакции якоря. Применение этой обмотки уменьшает индуктивное сопротивление двигателя, повышает его коэффициент мощности и улучшает условия коммутации.

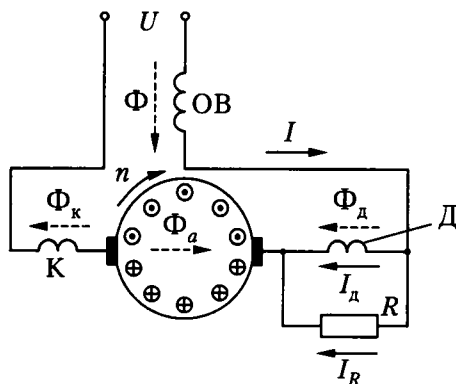


Рис. 22.4. Схема однофазного последовательного коллекторного двигателя с компенсационной обмоткой и добавочными полюсами: ОВ — обмотка возбуждения; К — компенсационная обмотка; Д — обмотка добавочных полюсов; R — активное сопротивление

ЭДС e_r и $e_{тр}$ сдвинуты по фазе на 90° , и ЭДС $e_{тр}$ не зависит от частоты вращения. Эти обстоятельства затрудняют компенсацию ЭДС $e_{тр}$ с помощью добавочных полюсов. Шунтирование обмотки добавочных полюсов активным сопротивлением R (см. рис. 22.4) позволяет достичь полной компенсации $e_{тр}$ при определенной частоте вращения. В этом случае (рис. 22.4 и 22.5)

$$\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_R,$$

и так как индуктивное сопротивление обмотки добавочных полюсов значительно больше ее активного сопротивления, то $\dot{I}_d$ и $\dot{I}_R$ сдвинуты по фазе почти на 90° и ток добавочных полюсов $\dot{I}_d$ отстает от тока двигателя $\dot{I}$.

Ток $\dot{I}_d$, в свою очередь, можно разложить на две составляющие: $\dot{I}_r$ и $\dot{I}_{тр}$ (рис. 22.5), причем $\dot{I}_r$ совпадает по фазе с током $\dot{I}$, а $\dot{I}_{тр}$ отстает от него на 90° . Поток добавочных полюсов, создаваемый токами $\dot{I}_r$ и $\dot{I}_{тр}$, будут индуцировать в коммутируемых секциях ЭДС, направленные, соответственно, против ЭДС e_r и $e_{тр}$. Поэтому при надлежащем выборе числа витков обмотки добавочных полюсов и значения сопротивления R можно достичь полной компенсации ЭДС e_r и $e_{тр}$ и хороших условий коммутации при определенной частоте вращения n . Но поскольку ЭДС $e_{тр}$ пропорциональна f , а ЭДС, индуцируемая током $\dot{I}_{тр}$ в коммутируемой секции, пропорциональна n , то при других значениях n компенсация $e_{тр}$ нарушается и условия коммутации ухудшаются.

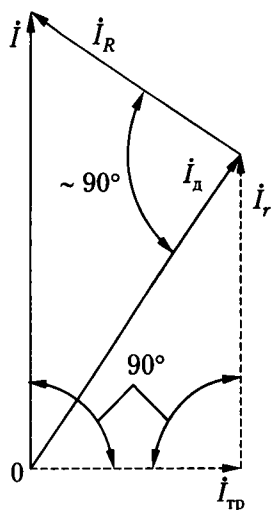


Рис. 22.5. Векторная диаграмма тока обмотки добавочных полюсов, шунтированной активным сопротивлением

Принимаются также другие меры для улучшения коммутации однофазных последовательных двигателей, но в целом качество коммутации этих двигателей значительно хуже, чем у машин постоянного тока.

Глава 23

Репульсионные двигатели

Репульсионными называются однофазные коллекторные двигатели, в которых обмотка ротора (якоря) не имеет электрической связи со статором и питающей сетью. Щетки этих двигателей замкнуты накоротко, и передача электрической энергии ротору происходит только трансформаторным путем через магнитное поле. Частота вращения этих двигателей регулируется поворотом щеток, а их пуск производится прямым включением на полное напряжение сети. Простота пуска и регулирования частоты вращения обусловила определенное распространение репульсионных двигателей небольшой мощности (до $P_n = 20 \dots 30$ кВт).

На рис. 23.1, а представлена схема репульсионного двигателя с двумя обмотками на статоре (двигатель Аткинсона).

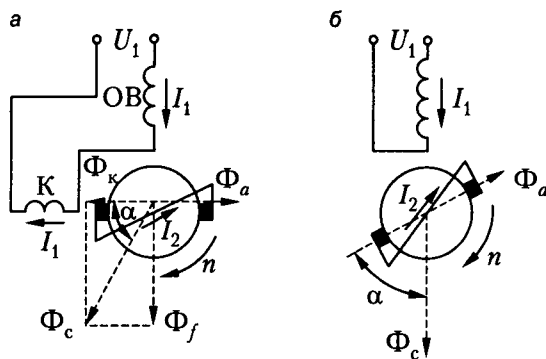


Рис. 23.1. Репульсионные двигатели с одним комплектом щеток:
а — с двумя; б — с одной обмоткой на статоре

Поток Φ_f обмотки ОВ индуцирует в обмотке якоря только ЭДС вращения, пропорциональную частоте вращения, а поток Φ_k обмотки К — только ЭДС трансформации, значение которой не зависит от частоты вращения. Передача электрической энергии ротору производится через обмотку К. Очевидно, что обмотки ОВ и К (рис. 23.1, а) можно объединить в одну общую обмотку (рис. 23.1, б) и тем самым упростить устройство статора. Образование вращающего момента, действующего на ротор двигателя, можно истолковывать как результат отталкивания полюсов якоря Φ_a от полюсов поля статора Φ_c . Это и дало основание называть эти двигатели репульсионными.

На рис. 23.2 изображены схемы репульсионного двигателя с одной обмоткой на статоре и одним комплектом щеток (двигатель Томсона) при разных положениях щеток. На рис. 23.2, а угол α между осью обмотки статора и осью щеток якоря равен нулю. В этом положении при $n = 0$ в яcore индуцируется максимальный ток I_2 , но момент $M = 0$. Это положение щеток называется *положением короткого замыкания*. При $\alpha = 90^\circ$ (рис. 23.2, б) ток в обмотке якоря при $n = 0$ не индуцируется, и это положение щеток называется *положением холостого хода*.

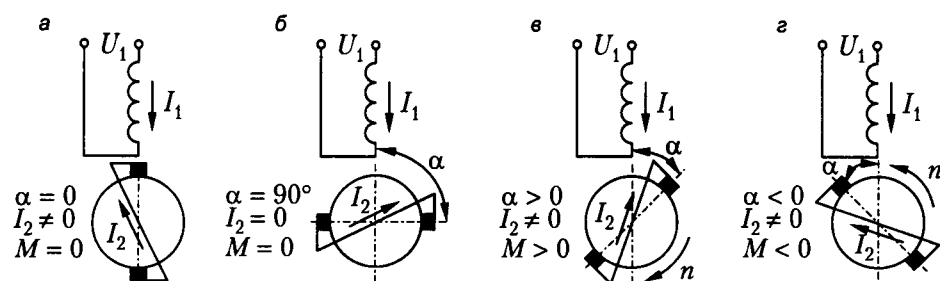


Рис. 23.2. Репульсионный двигатель с одним комплектом щеток в различных положениях

При $\alpha \neq 0$ и $\alpha \neq 90^\circ$ двигатель развивает момент ($M \neq 0$), и направление вращения двигателя совпадает с направлением поворота щеток из положения $\alpha = 0$ (рис. 23.2, в и г). Зависимости пускового момента и пускового тока двигателя от угла α представлены на рис. 23.3.

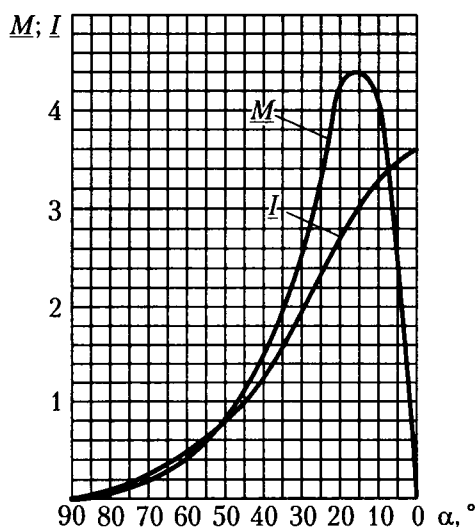


Рис. 23.3. Пусковые характеристики репульсионного двигателя

При $\alpha = \text{const}$ механические характеристики $n = f(M)$ репульсионного двигателя являются мягкими, то есть репульсионные двигатели по своим рабочим свойствам аналогичны последовательным двигателям постоянного и переменного тока.

Существуют также репульсионные двигатели с двойным комплектом щеток (двигатель Дери, рис. 23.4).

У двигателя, изображенного на рис. 23.4, а, взаимное расположение щеток неизменно и все щетки поворачиваются одновременно, а у двигателя, показанного на рис. 23.4, б, щетки A_1-A_2 неподвижны, а щетки B_1-B_2 являются поворотными. В обоих случаях часть обмотки якоря не обтекается током, что улучшает форму кривой МДС обмотки якоря и условия коммутации. В двигателе, изображенном на рис. 23.4, б, кроме того, при повороте щеток B_1-B_2 на угол 2α ось магнитного

поля якоря поворачивается только на угол α , что позволяет более тонко регулировать частоту вращения.

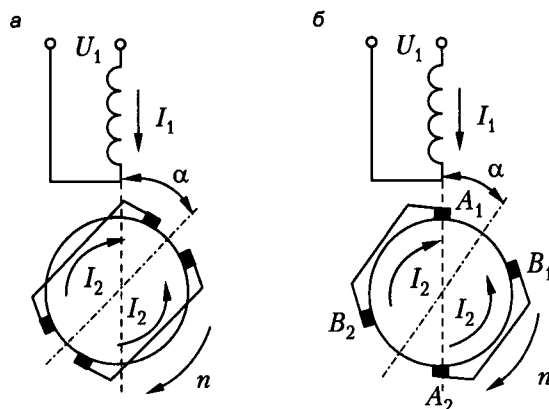


Рис. 23.4. Репульсионные двигатели с двумя комплектами щеток

Так как у репульсионных двигателей положение щеток не фиксировано, то применение добавочных полюсов невозможно. Статоры этих двигателей выполняются с неявно выраженными полюсами. Улучшение условий коммутации возможно в основном только с использованием щеток с повышенным переходным сопротивлением и путем уменьшения числа витков секций обмотки якоря.

Глава 24

Многофазные коллекторные двигатели

Трехфазный коллекторный двигатель с параллельным возбуждением и двойным комплектом щеток (двигатель Шраге). Трехфазный коллекторный двигатель по принципу действия представляет собой асинхронный двигатель, во вторичную цепь которого для регулирования частоты вращения с помощью коллектора вводится добавочная ЭДС E_d частоты скольжения (см. 8.2). Коллектор при этом служит для преобразования частоты сети f_1 в частоту скольжения $f_2 = sf_1$ (см. 1.3). В трехфазном параллельном коллекторном двигателе устройство для получения ЭДС E_d соединено параллельно (электрически или электромагнитно) с первичной цепью двигателя, и механические характеристики этого двигателя подобны характеристикам двигателя постоянного тока с параллельным возбуждением.

Наиболее широкое распространение имеет трехфазный параллельный двигатель с питанием через ротор, предложенный в 1910 г. почти одновременно немецкими электротехниками Х. Шраге и Р. Рихтером. В этом двигателе (рис. 24.1) трехфазная первичная обмотка 1 расположена на роторе и питается от сети (зажимы A_1, B_1, C_1) через контактные кольца, а фазы вторичной обмотки 2 расположены на статоре. Источником добавочной ЭДС E_d является добавочная обмотка ротора, которая расположена в общих пазах с первичной обмоткой 1, по своему устройству аналогична якорной обмотке машины постоянного тока и соединена с коллектором К (на рис. 24.1 эта обмотка не показана). С помощью щеток a_1-a_2, b_1-b_2 и c_1-c_2 добавочная обмотка соединяется со вторичной обмоткой 2.

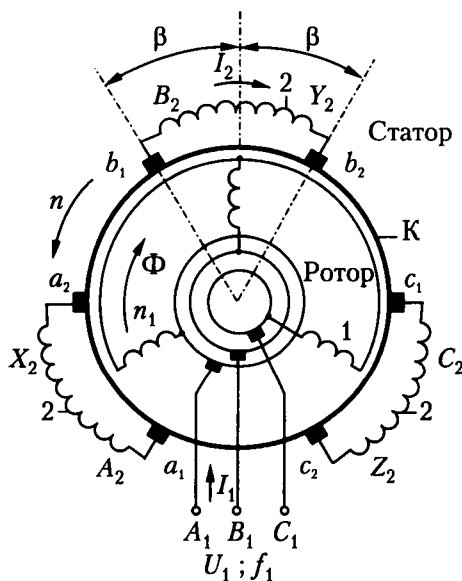


Рис. 24.1. Принципиальная схема двигателя Шраге

Намагничивающий ток первичной обмотки 1 создает магнитный поток Φ , который вращается относительно ротора с частотой $n_1 = f_1/p$ и индуцирует в первичной и добавочной обмотках ЭДС частоты f_1 , а во вторичной обмотке ЭДС частоты $f_2 = sf_1$. Значение вводимой во вторичную цепь добавочной ЭДС E_d пропорционально длине дуги коллектора между щетками данной фазы (например, $b_1 - b_2$). Вторичный поток I_2 протекает по вторичной обмотке 2 с частотой f_2 и по добавочной обмотке ротора с частотой f_1 . Преобразование частоты тока f_1 в частоту f_2 производится коллектором.

Для регулирования величины ЭДС E_d и изменения ее направления щетки a_1, b_1, c_1 присоединяются к одной, а щетки a_2, b_2, c_2 — к другой подвижной щеточной траверсе. Траверсы, в свою очередь, посредством зубчатой или иной передачи соединены со штурвалом или исполнительным двигателем, с помощью которых траверсы и щетки можно перемещать друг относительно друга в противоположных направлениях (рис. 24.2). Щетки обеих траверс расположены на коллекторе со сдвигом в осевом направлении и могут заходить друг за друга.

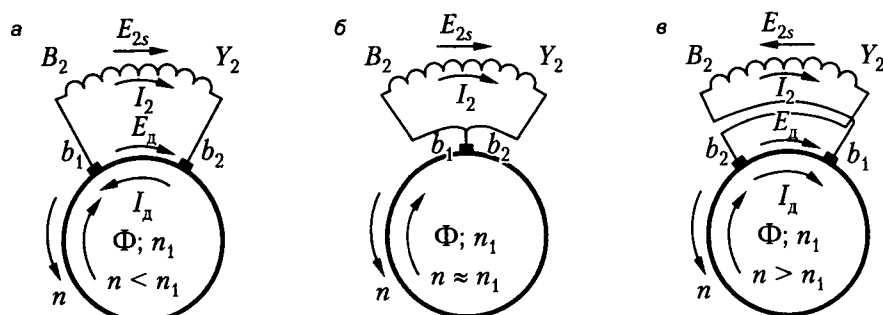


Рис. 24.2. Принцип регулирования скорости вращения двигателя Шраге

В случае, представленном на рис. 24.2, а, частота вращения двигателя ниже синхронной ($n < n_1$), ЭДС E'_d направлена навстречу вторичной ЭДС E'_{2s} и активная составляющая тока I'_2 направлена согласно с ЭДС вторичной обмотки $E'_{2s} = sE'_s$ (рис. 24.3, а). При этом мощность скольжения

$$P_s = sP_{эм}$$

передается из вторичной обмотки в добавочную и из нее через магнитное поле трансформаторным путем в первичную обмотку. Если щетки b_1 и b_2 (см. рис. 24.2, а) будем сближать друг с другом, то E'_d станет уменьшаться, а частота вращения n — увеличиваться. При совмещении щеток b_1 и b_2 (см. рис. 24.2, б и 24.3, б) $E'_d = 0$ и машина работает в режиме обычного асинхронного двигателя, с небольшим положительным скольжением s .

Если затем щетки раздвинем в противоположных направлениях (см. рис. 24.2, в и 24.3, в), то ЭДС E'_d будет вводиться во вторичную цепь в обратном направлении и частота вращения двигателя станет выше синхронной. При этом мощность скольжения будет потребляться добавочной обмоткой из первичной обмотки и передаваться во вторичную обмотку. При фиксированном положении щеток ме-

ханические характеристики двигателя Шраге $M = f(n)$ подобны тем же характеристикам обычных асинхронных двигателей.

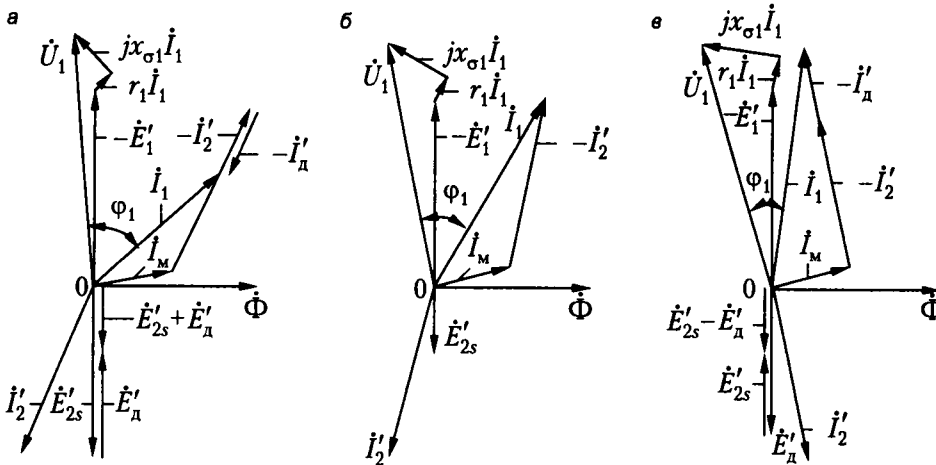


Рис. 24.3. Векторные диаграммы двигателя Шраге

На рис. 24.3 первичный ток I_1 представлен в виде суммы трех составляющих:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_m + (-\dot{I}'_2) + (-\dot{I}'_d),$$

где $\dot{I}'_2$ — приведенный к первичной обмотке ток вторичной обмотки; $\dot{I}'_d$ — приведенный к первичной обмотке ток добавочной обмотки ротора. Следует иметь в виду, что не приведенные токи $I_d = I_2$.

На рис. 24.2 щетки b_1 и b_2 во всех положениях расположены симметрично относительно фазы вторичной обмотки. При этом ЭДС E'_d сдвинута по фазе относительно ЭДС E'_{2s} на 180° и влияет только на частоту вращения двигателя. Если механизм поворота щеток устроен так, что щетки вместо положения, изображенного на рис. 24.2, а, занимают несимметричное относительно вторичной обмотки положение (рис. 24.4, а), то фаза ЭДС E'_d изменится в сторону отставания на некоторый угол α . В этом случае вектор тока $\dot{I}'_2$ повернется в сторону опережения (рис. 24.4, б) и будет иметь составляющую, совпадающую по фазе с потоком Φ , что приведет к улучшению $\cos \varphi_1$ двигателя или даже к работе последнего с опережающим током. Отметим также, что ранее строились двигатели, в которых добавочная ЭДС E'_d имела по отношению к ЭДС E'_{2s} сдвиг по фазе на 90° и совпадала по фазе с вектором Φ . В этом случае E'_d почти не влияет на частоту вращения и вызывает только компенсацию $\cos \varphi_1$ двигателя. Такие машины называются *компенсированными асинхронными двигателями*.

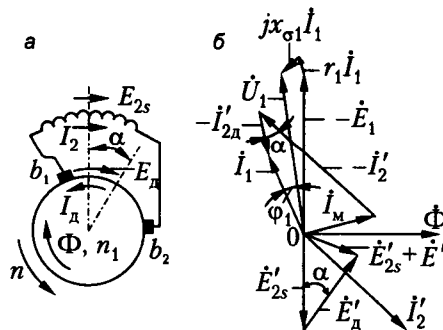


Рис. 24.4. Принцип компенсации коэффициента мощности двигателя Шраге

Пуск двигателей Шраге обычно производится прямым включением в сеть при установке щеток в положение, соответствующее наименьшей частоте вращения. В более мощных двигателях для уменьшения пускового тока применяют также пусковые реостаты, фазы которых включают последовательно с фазами вторичной обмотки.

Особенности коммутации двигателей Шраге. При вращении ротора двигателя Шраге секции его добавочной обмотки переходят поочередно из одних участков окружности $a_1a_2b_1b_2c_1c_2$ (см. рис. 24.2) в другие, причем во время этого перехода они замыкаются щетками накоротко и происходит их коммутация с соответствующим изменением тока секции. Время коммутации мало по сравнению с периодом изменения переменного тока обмотки, и поэтому можно считать, что изменение тока в коммутируемой секции равно разности мгновенных значений токов в соседних участках добавочной обмотки в момент коммутации. Например, при переходе секции из участка обмотки b_2b_1 (см. рис. 24.2) на участок b_1a_2 ток в секции изменяется от мгновенного значения тока I_2 в фазе B_2Y_2 вторичной обмотки в этот момент времени до нуля. В других видах многофазных коллекторных машин изменение тока коммутируемой секции равно разности мгновенных значений токов соседних фаз.

Вследствие указанного изменения тока в коммутируемой секции индуцируется такая же реактивная ЭДС e_r , равная сумме ЭДС само- и взаимной индукции, как и в машинах постоянного тока. Разница заключается лишь в том, что в результате протекания в обмотке переменного тока значение e_r в последовательно коммутируемых секциях различно и изменяется в фазе с током данной фазы вторичной обмотки. Поэтому можно сказать, что ЭДС e_r изменяется в фазе с током обмотки, соединенной с коллектором. Реактивная ЭДС e_r в коллекторных машинах переменного тока (КМПТ) оказывает такое же влияние на коммутацию, как и в машинах постоянного тока. То обстоятельство, что в КМПТ e_r является переменной, не имеет существенного значения.

Однако в коммутируемых секциях КМПТ наряду с реактивной ЭДС возникает также трансформаторная ЭДС $e_{тр}$, которая индуцируется основным магнитным потоком Φ . В многофазных машинах эта ЭДС возникает в результате вращения Φ относительно коммутируемых секций. Величина ЭДС $e_{тр}$ не зависит от нагрузки машины, эта ЭДС существует также при неподвижной машине и сдвинута по фазе относительно ЭДС e_r . Наличие трансформаторной ЭДС и трудности ее компенсации являются основными причинами затрудненных условий коммутации КМПТ, в частности, многофазных коллекторных двигателей, работающих на принципе вращающегося магнитного поля и не имеющих добавочных полюсов.

Трехфазные коллекторные двигатели с параллельным возбуждением и питанием через статор. Наряду с двигателями Шраге строятся также двигатели (рис. 24.5) с первичной обмоткой 1, расположенной на статоре. Вторичная обмотка 2 при этом размещена на роторе, выполняется по принципу якорных обмоток машин постоянного тока и соединена с коллектором. При этом для введения во вторичную цепь добавочной ЭДС используется устройство 3 (например, трансформатор с регулируемым вторичным напряжением или двоянный индукционный регулятор), которое включается параллельно первичной цепи.

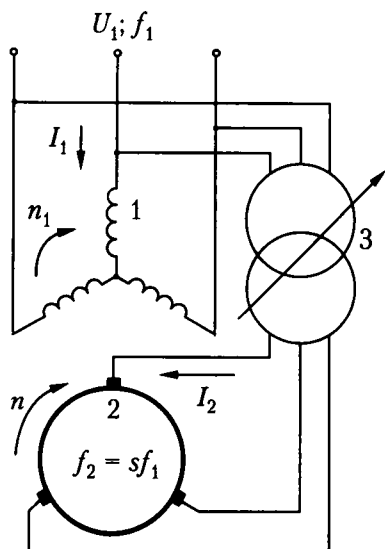


Рис. 24.5. Принципиальная схема трехфазного коллекторного двигателя с параллельным возбуждением с питанием через статор

В двигателях с питанием через статор также действует трансформаторная ЭДС, и эти двигатели тоже не имеют добавочных полюсов. В ряде случаев для уменьшения вторичного тока и облегчения коммутации вторичная система выполняется шестифазной и на коллекторе устанавливается шестифазная система щеток со сдвигом соседних щеточных пальцев на 60° эл.

Отсутствие контактных колец в первичной цепи позволяет строить двигатели высокого напряжения с питанием через статор. Эти двигатели выпускаются мощностью до $P_n = 1500$ кВт, хотя обычно $P_n \leq 150 \dots 200$ кВт. Характеристики двигателей с питанием через статор и через ротор практически одинаковы.

Трехфазные коллекторные двигатели с последовательным возбуждением (рис. 24.6) имеют последовательное соединение обмотки статора и обмотки ротора, присоединенной к коллектору.

В двигателях высокого напряжения применяется трансформатор, который включается между сетью и обмотками статора и ротора. В обмотке ротора индуцируется ЭДС от вращающегося поля. Кроме того, в цепь ротора вводится добавочная ЭДС или напряжение, так как обмотка ротора соединена последовательно с обмоткой статора и напряжение сети распределяется между этими двумя обмотками.

Рассматриваемый двигатель развивает вращающий момент в случае, когда угол α между осью фазы обмотки статора и осью соответствующей эквивалентной фазы ротора (см. рис. 24.6) отличен от нуля и 180° , так как в противном случае оси магнитных потоков, создаваемых обмотками статора и ротора, совпадают и касательные механические усилия, действующие на ротор, равны нулю. Обычно щетки сдвигают против направления вращения поля. В этом случае ротор вращается по направлению поля, вследствие чего частота перемagnetивания ротора и величина трансформаторной ЭДС уменьшаются. Нормально $\alpha = 130 \dots 160^\circ$.

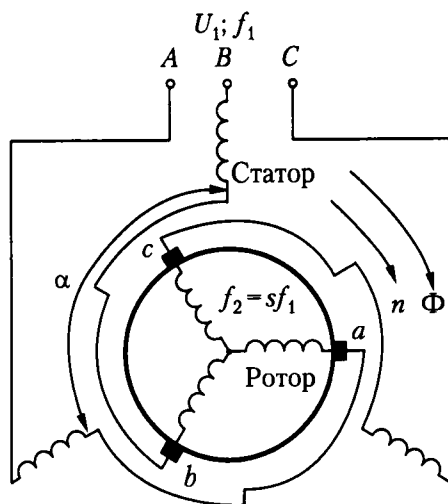


Рис. 24.6. Принципиальная схема трехфазного коллекторного двигателя с последовательным возбуждением

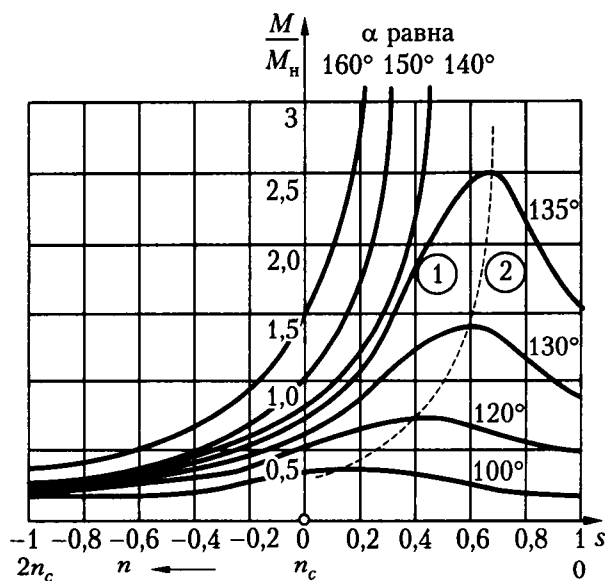


Рис. 24.7. Кривые вращающего момента трехфазного коллекторного двигателя с последовательным возбуждением

Вид механических характеристик рассматриваемого двигателя изображен на рис. 24.7, где пунктирная линия разделяет области устойчивой (1) и неустойчивой (2) работы. В устойчивой области эти характеристики подобны характеристикам двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением. Для регулирования частоты вращения двигатель снабжается механизмом поворота щеток. Пуск двигателя производится при $\alpha \approx 160^\circ$.

Раздел V

Переходные процессы в трансформаторах и электрических машинах

Общие положения. Переходные процессы в трансформаторах и электрических машинах возникают при различных изменениях их режима работы, обусловленных, например, значительными изменениями нагрузок или всевозможными аварийными ситуациями. Физические воздействия на конструктивные элементы трансформатора и машины, возникающие в таких процессах, могут достигать предельно допустимых или даже опасных величин, из-за чего конструктивная структура машин рассчитывается и проектируется с обязательным учетом этих воздействий. Сведения о характере протекания переходных процессов важны и необходимы не только при проектировании электрических машин, но и при их эксплуатации.

Переходные процессы в электрических машинах в общем случае следует рассматривать как электромеханические процессы, при которых изменяются электрические, магнитные и механические параметры режима. Математическая модель таких процессов представляет собой сложную дифференциальную систему уравнений, решение которой в большинстве случаев возможно только с использованием компьютерных технологий. Поэтому детальный анализ таких процессов предусмотрен в специальных курсах изучения электрических машин.

Однако некоторые переходные процессы можно рассматривать как электромагнитные, когда изменяются только электромагнитные параметры режима, а частота вращения остается практически неизменной. Такие процессы возникают, например, при внезапных коротких замыканиях и т. п. В дальнейшем будут рассмотрены особенности протекания переходных электромагнитных процессов в обмотках электрических машин и трансформаторов как в системах магнитосвязанных электрических контуров — реальных и виртуальных.

Глава 25

Переходные электромагнитные процессы в трансформаторах

25.1. Включение трансформатора под напряжение на холостом ходу

Вначале рассмотрим включение однофазного трансформатора в сеть с синусоидальным напряжением $u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \psi)$ на холостом ходу, когда вторичная обмотка разомкнута (рис. 25.1).

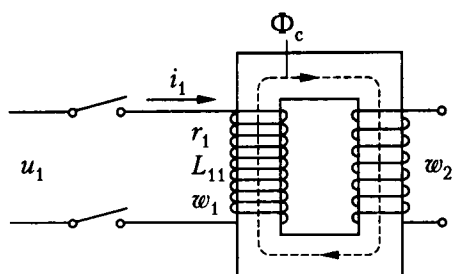


Рис. 25.1. Схема включения трансформатора под напряжение на холостом ходу

Ненасыщенный трансформатор. Допустим сначала, что сердечник трансформатора не насыщен и поэтому индуктивность обмотки $L_{11} = \text{const}$. Возникающий при включении переходный электромагнитный процесс описывается уравнением

$$U_{1m} \sin(\omega t + \psi) = r_1 i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt}. \quad (25.1)$$

Закономерность изменения тока i_1 в переходном процессе определяется из решения этого уравнения при известных начальных условиях. Из физических соображений ток i_1 удобно представить в виде суммы двух составляющих:

$$i_1 = i_1' + i_1'', \quad (25.2)$$

из которых первая

$$i_1' = I_{1m} \sin(\omega t + \psi - \varphi_0), \quad (25.3)$$

где

$$I_{1m} = \frac{U_{1m}}{\sqrt{r_1^2 + \omega^2 L_{11}^2}}; \quad \varphi_0 = \arctg \frac{\omega L_{11}}{r_1}, \quad (25.4)$$

представляет собой установившийся, или вынужденный, синусоидальный ток, обусловленный действием приложенного напряжения u_1 , а вторая составляющая

$$i_1'' = -I_{1m} \sin(\psi - \varphi_0) e^{-\frac{t}{T_1}} \quad (25.5)$$

есть так называемый свободный аperiodический ток, затухающий до нуля с постоянной времени

$$T_1 = \frac{L_{11}}{r_1}.$$

Начальное значение свободного тока всегда равно по величине и обратно по знаку начальному значению установившегося тока. Если включение происходит с такой начальной фазой напряжения ψ , что $\psi - \varphi_0 = 0$, то $i_1'' = 0$ и в цепи сразу возникает установившийся режим (рис. 25.2, а). Если же $\psi - \varphi_0 = \pm \frac{\pi}{2}$, то i_1'' достигает максимально возможного значения, равного при $t = 0$ амплитуде переменного тока I_{1m} (рис. 25.2, б).

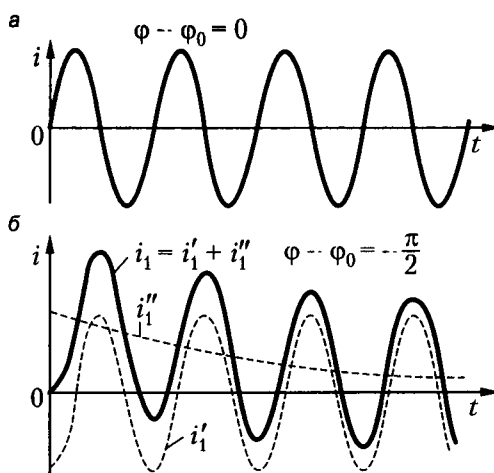


Рис. 25.2. Ток включения в ненасыщенном трансформаторе

Таким образом, свободный ток представляет собой реакцию инерционной, обладающей индуктивностью цепи на импульс, стремящийся изменить ее режим. Этот свободный ток «сглаживает» переход к новому режиму, не допуская мгновенных конечных по значению изменений тока, которые в инерционной цепи невозможны.

Максимальное мгновенное значение тока достигается примерно через полпериода после включения и при достаточно большом T_1 равно $i_{1\max} \approx 2I_{1m}$.

Насыщенный трансформатор. В реальном трансформаторе магнитная цепь является нелинейной из-за насыщения. По этой причине и $L_{11} \neq \text{const}$, а следовательно, ЭДС самоиндукции в (25.1), необходимо записывать в виде

$$-\frac{d(L_{11} i_1)}{dt}, \quad (25.6)$$

где $L_{11} i_1 = \psi_1 = \omega_1 \Phi_c$ — потокосцепление потока Φ_c с первичной обмоткой.

Уравнение переходного процесса удобнее записать относительно потока Φ_c , полагая, что

$$-\frac{d(L_{11}i_1)}{dt} = -w_1 \frac{d\Phi_c}{dt}; \quad i_1 = \frac{w_1 \Phi_c}{L_{11}}.$$

Тогда вместо выражения (25.1) получим:

$$\frac{U_{1m}}{w_1} \sin(\omega t + \psi) = \frac{r_1}{L_{11}} \Phi_c + \frac{d\Phi_c}{dt}. \quad (25.7)$$

Интегрирование этого уравнения весьма затрудняется тем, что здесь $L_{11} \neq \text{const}$ и определяется нелинейной связью $\Phi_c = f(i_1)$, то есть магнитной характеристикой трансформатора. Однако из-за малости падения напряжения $r_1 i_1$ по сравнению с ЭДС самоиндукции $-\frac{d(L_{11}i_1)}{dt}$ можно приближенно принять $L_{11} = \text{const}$.

При таком допущении решение выражения (25.7) по аналогии с решением (25.1) можно представить в виде

$$\Phi_c = \Phi'_c + \Phi''_c, \quad (25.8)$$

где

$$\Phi'_c = \Phi_{cm} \sin(\omega t + \psi - \varphi) \quad (25.9)$$

представляет собой установившийся или вынужденный поток в сердечнике, обусловленный приложенным напряжением,

$$\Phi_{cm} = \frac{L_{11} U_{1m}}{w_1 \sqrt{r_1^2 + \omega^2 L_{11}^2}}; \quad (25.10)$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L_{11}}{r_1} \approx \frac{\pi}{2}, \quad (25.11)$$

Свободный аperiодический поток в сердечнике Φ''_c , равен

$$\Phi''_c = C e^{-\frac{\eta t}{L_{11}}}, \quad (25.12)$$

где C — постоянная интегрирования, определяемая начальными условиями.

В момент включения сердечник может иметь некоторый поток $\pm \Phi_{\text{ост}}$ остаточного намагничивания. Поэтому, принимая в дальнейшем $\varphi = \pi/2$, на основании формул (25.8), (23.9) и (25.12) для момента времени $t = 0$ получим:

$$[\Phi_c]_{t=0} = [\Phi'_c + \Phi''_c]_{t=0} = -\Phi_{cm} \cos \psi + C = \pm \Phi_{\text{ост}},$$

откуда

$$C = \Phi_{cm} \cos \psi \pm \Phi_{\text{ост}}$$

и следовательно,

$$\Phi''_c = (\Phi_{cm} \cos \psi \pm \Phi_{\text{ост}}) e^{-\frac{\eta t}{L_{11}}}. \quad (25.13)$$

Объединяя выражения для Φ'_c и Φ''_c , окончательно запишем:

$$\Phi_c = -\Phi_{cm} \cos(\omega t + \psi) + (\Phi_{cm} \cos \psi \pm \Phi_{ост}) e^{-\frac{r_1 t}{L_{11}}}. \quad (25.14)$$

Наиболее благоприятный случай включения имеет место, когда $\psi = \pi/2$ (напряжение в момент включения переходит через максимум) и $\Phi_{ост} = 0$. Тогда

$$\Phi_c = -\Phi_{cm} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = \Phi_{cm} \sin \omega t, \quad (25.15)$$

то есть сразу устанавливается нормальный режим с синусоидально изменяющимся потоком и переходный электромагнитный процесс отсутствует.

Наименее благоприятен случай, когда $\psi = 0$ или $\psi = 180^\circ$ (напряжение в момент включения переходит через нуль), а поток $\Phi_{ост}$ в момент $t = 0$ направлен встречно потоку Φ'_c . В этом случае, согласно (25.14),

$$\Phi_c = -\Phi_{cm} \cos \omega t + (\Phi_{cm} + \Phi_{ост}) e^{-\frac{r_1 t}{L_{11}}}. \quad (25.16)$$

Вид кривой $\Phi = f(t)$ для данного случая показан на рис. 25.3.

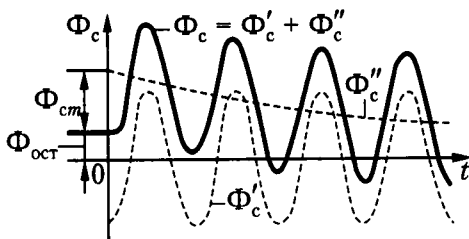


Рис. 25.3. Изменение магнитного потока $\Phi_c = f(t)$ при неблагоприятном моменте включения трансформатора под напряжение

Максимальное значение Φ_c достигается примерно через полпериода после включения, то есть при $\omega t = \pi$. При этом

$$e^{-\frac{r_1 t}{L_{11}}} = e^{-\frac{r_1 \pi}{\omega L_{11}}} \approx 1, \quad (25.17)$$

так как обычно $r_1 \ll \omega L_{11}$. Поэтому на основании выражения (25.16)

$$\Phi_{c \max} \approx 2\Phi_{cm} + \Phi_{ост}. \quad (25.18)$$

Таким образом, $\Phi_{c \max}$ более чем в два раза превышает нормальное значение рабочего потока, и, следовательно, сердечник чрезвычайно сильно насыщается. Это, в свою очередь, приводит к возникновению весьма больших намагничивающих токов.

Если магнитная характеристика трансформатора $\Phi_c = f(i_1)$ (правый верхний квадрант на рис. 25.4) и кривая $\Phi_c = f(t)$ изменения потока, согласно выражению (25.16) (левая часть рис. 25.4), известны, то можно построить кривую изменения тока включения $i_1 = f(t)$ (нижняя часть рис. 25.4).

Практика показывает, что во многих случаях максимальные значения тока включения могут превышать амплитуду установившегося тока холостого хода в 100...150 раз и, соответственно, в несколько раз — амплитуду номинального тока. Такие броски тока включения вызывают осложнения при конструировании и настройке защитных токовых реле трансформаторов, так как могут вызвать ложное срабатывание этих реле при включении трансформатора на холостом ходу.

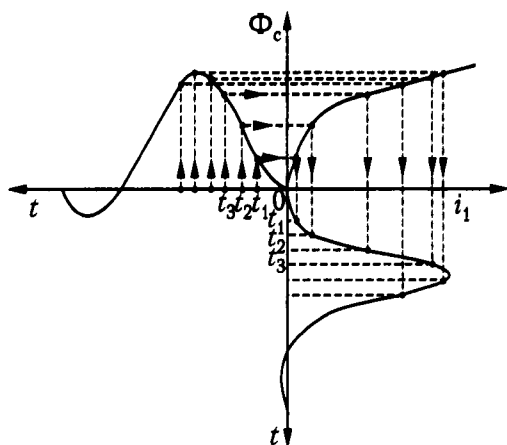


Рис. 25.4. Построение кривой тока включения

25.2. Внезапное короткое замыкание трансформатора

Рассмотрим процесс внезапного короткого замыкания на вторичных зажимах однофазного трансформатора (рис. 25.5, а), полагая при этом, что действующее значение напряжения U_1 остается неизменным.

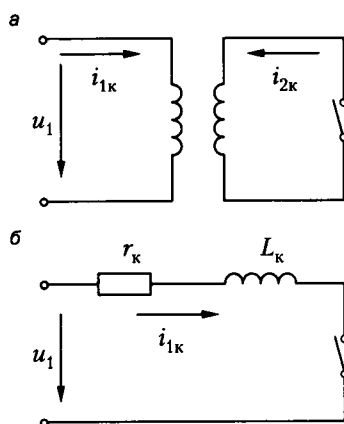


Рис. 25.5. Схема короткого замыкания трансформатора

При внезапном коротком замыкании так же, как и при установившемся коротком замыкании, можно пренебречь намагничивающим током и положить в основу расчета упрощенную схему замещения трансформатора (рис. 25.5, б). Параметры этой схемы

$$r_k = r_1 + r'_2; \quad L_k = \frac{x_k}{\omega} = \frac{x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2}}{\omega}$$

можно считать постоянными.

Согласно схеме, изображенной на рис. 25.5, б, электромагнитный процесс внезапного короткого замыкания на вторичных зажимах трансформатора описывается дифференциальным уравнением

$$U_{1m} \sin(\omega t + \psi) = r_k i_{1k} + L_k \frac{di_{1k}}{dt}, \quad (25.19)$$

аналогичным уравнению (25.1).

Следуя этой аналогии, представим и ток внезапного короткого замыкания i_{1k} двумя составляющими,

$$i_{1k} = i'_{1k} + i''_{1k}, \quad (25.20)$$

где i'_{1k} — установившийся ток короткого замыкания,

$$i'_{1k} = I_{1km} \sin(\omega t + \psi - \varphi_k), \quad (25.21)$$

а i''_{1k} — свободный ток короткого замыкания,

$$i''_{1k} = i''_{1k0} e^{-\frac{r_k t}{L_k}}, \quad (25.22)$$

где i''_{1k0} — значение свободного тока при $t = 0$.

В общем случае, когда перед коротким замыканием трансформатор работал под нагрузкой,

$$[i_{1k}]_{t=0} = [i'_{1k} + i''_{1k}]_{t=0} = i_{10}, \quad (25.23)$$

где

$$i_{10} = I_{1nrm} \sin(\psi - \varphi_{nr}) \quad (25.24)$$

представляет собой мгновенное значение тока нагрузки в момент короткого замыкания. Естественно, что $I_{1nrm} < I_{1km}$.

Подставив в выражение (25.23) значения i'_{1k} , i''_{1k} и i_{10} из (25.21), (25.22) и (25.24), найдем:

$$i''_{1k0} = I_{1nrm} \sin(\psi - \varphi_{nr}) - I_{1km} \sin(\psi - \varphi_k). \quad (25.25)$$

Окончательно получим:

$$i_{1k} = I_{1km} \sin(\omega t + \psi - \varphi_k) - [I_{1km} \sin(\psi - \varphi_k) - I_{1nrm} \sin(\psi - \varphi_{nr})] e^{-\frac{r_k t}{L_k}}. \quad (25.26)$$

Если короткое замыкание произошло на холостом ходу, то есть при $I_{\text{нгр}} = 0$, то

$$i_{1к} = I_{1км} \sin(\omega t + \psi - \varphi_k) - I_{1км} \sin(\psi - \varphi_k) e^{-\frac{r_k t}{L_k}}. \quad (25.27)$$

Ток короткого замыкания имеет индуктивный характер, и $0 < \varphi_k < 90^\circ$. Обычно нагрузка трансформатора также имеет индуктивный характер, и поэтому $0 < \varphi_{\text{нг}} < 90^\circ$. При этих условиях, как видно из выражения (25.25), предшествующая нагрузка вызывает уменьшение свободного апериодического тока, а тем самым уменьшение пиковых значений тока короткого замыкания. И наоборот, при емкостном характере предшествующей нагрузки $i''_{1к0}$ увеличивается. На практике емкостная нагрузка трансформаторов почти не используется, и поэтому наиболее неблагоприятным является случай короткого замыкания на холостом ходу, описываемый равенством (25.27). Этот случай и будем иметь в виду в дальнейшем.

При $\psi - \varphi_k = \pm \pi/2$ свободный апериодический ток и пики полного тока имеют наибольшие значения. Полагая $\psi - \varphi_k = -\pi/2$, получим:

$$i_{1к} = -I_{1км} \cos \omega t + I_{1км} e^{-\frac{r_k t}{L_k}}. \quad (25.28)$$

Максимальное, или ударное, значение тока $i_{1к. \text{уд}}$ достигается приблизительно через промежуток времени $t = \pi/\omega$ после начала короткого замыкания:

$$i_{1к. \text{уд}} = I_{1км} \left(1 + e^{-\frac{\pi r_k}{x_k}} \right). \quad (25.29)$$

Множитель в скобках этого выражения

$$k_{\text{уд}} = 1 + e^{-\frac{\pi r_k}{x_k}} \quad (25.30)$$

называется *ударным коэффициентом* и показывает, во сколько раз ударный ток короткого замыкания больше амплитуды установившегося тока короткого замыкания. В зависимости от значения r_k/x_k этот коэффициент может изменяться в пределах $k_{\text{уд}} = 1 \dots 2$. Для мощных трансформаторов $k_{\text{уд}} = 1,7 \dots 1,8$, а для малых $k_{\text{уд}} = 1,2 \dots 1,3$.

При внутренних коротких замыканиях в трансформаторе, когда вследствие повреждения изоляции накоротко замыкается часть витков обмотки трансформатора, кратности тока в поврежденной части обмотки еще больше, так как напряжение или ЭДС этой части обмотки уменьшаются пропорционально квадрату числа витков, а индуктивное сопротивление уменьшается пропорционально квадрату числа витков.

Действие токов короткого замыкания выражается в усиленном нагреве обмоток трансформатора и в возникновении значительных электромагнитных сил, действующих на обмотки.

В современных электрических системах и сетях применяются быстродействующие релейные защиты или плавкие предохранители, и поврежденные участки сетей и поврежденное оборудование выключаются из сети в течение десятых долей секунды после начала короткого замыкания. При внешних коротких замыканиях обмотки трансформаторов не успевают нагреваться до опасной температу-

ры. Однако при внутренних коротких замыканиях проводники замкнутых витков обычно частично расплавляются и трансформатор сильно повреждается.

На рис. 25.6 показана картина магнитного поля рассеяния трансформатора с концентрическими обмотками при коротком замыкании.

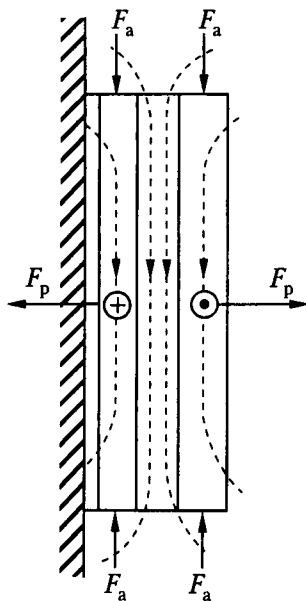


Рис. 25.6. Характер магнитного поля рассеяния и электромагнитные силы при коротком замыкании трансформатора

Из рассмотрения этой картины магнитного поля следует, что на обмотки действуют электромагнитные силы двоякого рода:

- 1) радиальные силы F_p , стремящиеся сжать внутреннюю обмотку и растянуть наружную обмотку в радиальном направлении;
- 2) аксиальные силы F_a , стремящиеся сжать обмотки в аксиальном направлении.

При отключении части витков (например, при регулировании напряжения) характер распределения поля рассеяния меняется, что также приводит к изменению действующих электромагнитных сил. При этом заметно возрастают аксиальные силы.

Действующие на обмотку электромагнитные силы пропорциональны квадрату тока, и при коротких замыканиях они весьма велики. Поэтому обеспечение необходимой надежности крепления обмоток является одной из важнейших задач проектирования трансформаторов.

25.3. Перенапряжения в трансформаторах

Общие сведения о перенапряжениях. В работающих электрических сетях возникают кратковременные импульсы напряжений, значения которых могут во много раз превышать нормальные рабочие напряжения. Такие импульсы напря-

жений называются *перенапряжениями*. Перенапряжения вызываются различными причинами:

- 1) коммутационными операциями (включение и выключение линий, трансформаторов и вращающихся электрических машин);
- 2) замыканиями на землю через электрическую дугу;
- 3) грозовыми разрядами непосредственно в линиях электропередачи или вблизи от них. В последнем случае высокое напряжение в проводах линии электропередачи индуцируется токами молнии.

Наиболее опасными обычно являются атмосферные перенапряжения, вызываемые грозовыми разрядами. Амплитуды атмосферных перенапряжений достигают миллионов вольт.

Перенапряжения имеют характер кратковременных аperiodических или периодических импульсов или волн. Возникающие на каком-либо участке сети волны перенапряжения распространяются по воздушным линиям электропередачи со скоростью, близкой к скорости света, и достигают подстанций с установленным на них оборудованием, в том числе трансформаторов. Для защиты электрических сетей и подстанций от перенапряжений устанавливаются разрядники, существенным элементом которых являются искровые промежутки. Одни полюсы искровых промежутков соединены с линией, а другие — с землей. При перенапряжении искровой промежуток пробивается, и электрический заряд волны перенапряжения отводится в землю. Однако волна перенапряжения при этом полностью не исчезает, так как размер искрового промежутка необходимо выбрать настолько большим, чтобы после отвода заряда волны перенапряжения в землю на искровом промежутке не возникла электрическая дуга под воздействием нормального рабочего напряжения сети. Возникновению этой дуги способствует ионизация искрового промежутка под воздействием разряда волны перенапряжения. Поэтому разрядники обеспечивают снижение амплитуд волн перенапряжений до значений, которые все же в несколько раз превышают нормальное рабочее напряжение. Такие волны перенапряжений также достигают трансформаторов.

Характерная форма волны перенапряжения имеет вид аperiodического импульса (рис. 25.7, а).

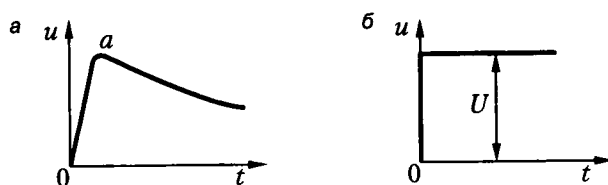


Рис. 25.7. Волна перенапряжения: а — аperiodическая; б — прямоугольная

Начальный, быстро или круто поднимающийся участок $0a$ называется *фронтом волны*, а спадающий участок — *хвостом волны*. Длительность действия волны обычно составляет десятки микросекунд, а длительность фронта волны — несколько микросекунд или даже доли микросекунды. Таким образом, волну пере-

напряжения можно рассматривать как первую полуволну некоторого периодического напряжения, имеющего весьма большую частоту $f \approx 10\,000 \dots 50\,000$ Гц. При приближенном анализе волну с крутым фронтом (рис. 25.7, а) можно заменить прямоугольной волной (рис. 25.7, б).

Схема замещения обмоток трансформатора при перенапряжениях. Между отдельными витками и катушками обмоток, а также между ними и заземленными частями трансформатора (сердечник, бак и т. д.) существуют определенные емкости, которые шунтируют названные элементы обмоток. Эти емкости столь малы, что соответствующие емкостные сопротивления

$$x_c = \frac{1}{\omega C}$$

при рабочей частоте $f = 50$ Гц весьма велики и не оказывают какого-либо заметного влияния на работу трансформатора. Поэтому ранее, при рассмотрении нормальных и аварийных процессов, протекающих с нормальной частотой, эти емкости во внимание не принимались. Однако при действии волн перенапряжений, которые движутся и изменяются с большой скоростью или большой частотой, влияние этих емкостей имеет первостепенное значение.

Схема замещения трансформатора при перенапряжениях, учитывающая все виды связи (кондуктивная, индуктивная, емкостная) между отдельными элементами обмоток и между ними и землей, является чрезвычайно сложной. По этой причине точный анализ процессов, происходящих в трансформаторе при перенапряжениях, весьма труден. Поэтому ограничимся рассмотрением упрощенной схемы замещения обмотки трансформатора при волновых процессах (рис. 25.8, а), которая позволит выяснить основные характерные особенности возникающих явлений.

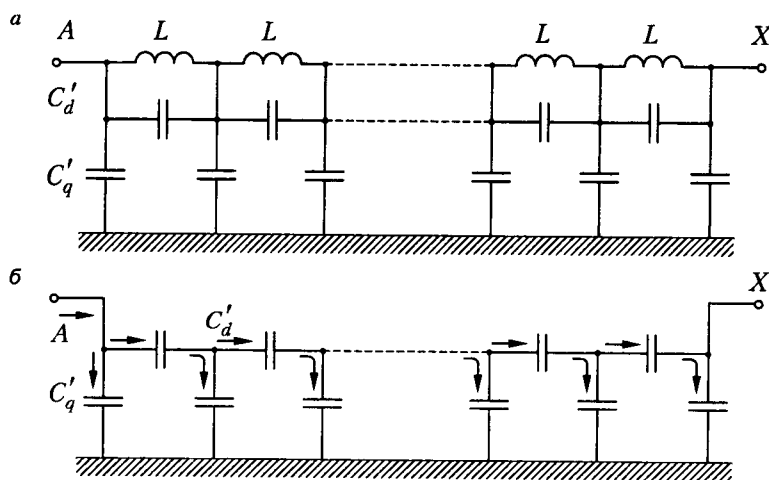


Рис. 25.8. Обмотка трансформатора: а — упрощенная схема замещения; б — емкостная цепочка

На рис. 25.8, а индуктивности L представляют собой индуктивности элементов обмотки (витков и катушек), C_d' — емкости между этими элементами, или так

называемые *продольные емкости*, а C'_q — емкости между указанными элементами и землей, или *поперечные емкости*. Активные сопротивления элементов обмотки на схеме не учитываются.

Таким образом, согласно рис. 25.8, а, обмотка представляется в виде однородной электрической цепи, полная продольная емкость которой

$$C_d = \frac{1}{\sum \frac{1}{C'_d}}$$

и полная поперечная емкость

$$C_q = \sum C'_q.$$

Заряд входной емкости. При подходе волны перенапряжения к зажимам трансформатора напряжение на них вследствие большой крутизны фронта волны очень быстро возрастает. Скорость этого процесса настолько велика, что ток, создаваемый электрическим зарядом волны, из-за большой индуктивности обмотки сначала проходит не по виткам обмотки, а по ее емкостной цепи (рис. 25.8, б). Поэтому в момент подхода волны трансформатор в целом действует как некоторая емкость $C_{вх}$, называемая *входной емкостью*.

Процесс заряда емкостей цепи обмотки (см. рис. 25.8, б) при подходе волны длится доли микросекунды. Этот процесс называется *зарядом входной емкости*, а устанавливающееся в результате его распределение потенциалов или напряжения вдоль цепи обмотки — *начальным распределением напряжения*. В начале этого процесса (рис. 25.9) напряжение волны на зажимах трансформатора падает до нуля, а затем волна отражается и напряжение на зажимах возрастает до двукратного значения амплитуды волны U .

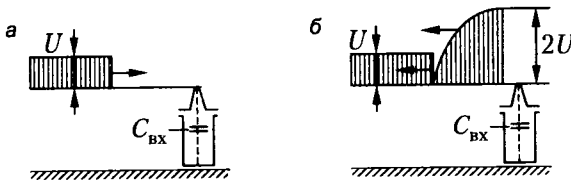


Рис. 25.9. Трансформатор: а — подход прямоугольной волны напряжения; б — заряд входной емкости

Начальное распределение напряжения. Как видно из рис. 25.8, б, при начальном заряде обмотки токи и электрические заряды распределяются по цепочке продольных емкостей неравномерно, так как по мере продвижения от начала обмотки А к ее концу Х все больше тока и зарядов ответвляется через поперечные емкости на землю. Поэтому через ближайшие к началу обмотки А продольные емкости проходит большой ток, и они несут большие электрические заряды, а по направлению к концу обмотки Х заряды продольных емкостей уменьшаются. В результате и падения напряжения на элементах продольных емкостей уменьшаются от начала обмотки А к ее концу Х. Вследствие этого начальное распределение напряжения вдоль обмотки получается неравномерным.

Начальные распределения напряжения вдоль обмотки для разных значений $\alpha = \sqrt{C_q/C_d}$ приведены на рис. 25.10, а и б. Обычно $C_q > C_d$ и $\alpha = 5 \dots 15$. Как видно из рис. 25.10, при таких значениях α распределение напряжения для заземленных и незаземленных обмоток практически одинаково. Кроме того, при $\alpha \geq 5$ распределение напряжения вдоль обмотки весьма неравномерно.

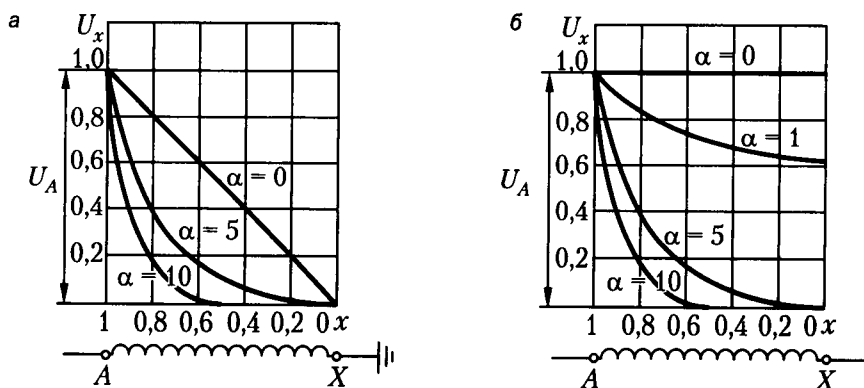


Рис. 25.10. Начальное распределение напряжения: а — при заземленной и б — незаземленной нейтрали

Высокочастотные электромагнитные колебания. Как указывалось ранее, в начальный момент подхода волны перенапряжения заряды не могут проникнуть через индуктивные элементы схемы замещения (см. рис. 25.8, а), вследствие чего возникает неравномерное начальное распределение напряжения. Однако при дальнейшем продвижении волны электрические заряды будут проходить также через индуктивности, и через некоторое время установится конечное распределение напряжения. При заземленной нейтрали напряжение будет спадать равномерно к концу обмотки, а незаземленная обмотка на всем протяжении будет иметь одинаковый потенциал.

Ввиду наличия в схеме замещения обмотки (см. рис. 25.8) индуктивностей и емкостей обмотка в целом и ее части по отношению к быстро протекающим электромагнитным процессам представляют собой колебательные контуры. Переход от начального распределения к конечному будет происходить в виде высокочастотных колебаний. При этом амплитуда высокочастотных колебаний напряжения может быть значительной. В отдельных частях обмотки напряжение относительно земли может стать больше напряжения падающей на обмотку волны $\dot{U}_A$. Так, например, при незаземленной нейтрали напряжение в конце обмотки почти удваивается и волна перенапряжений отражается от конца обмотки с почти удвоенной амплитудой. Из-за наличия потерь (электрические потери в обмотках, диэлектрические потери в изоляции и магнитные потери в сердечнике) эти колебания в конечном счете затухают, в результате чего и устанавливается распределение напряжения.

Защита трансформаторов от перенапряжений. Как следует из изложенного, волны перенапряжений, достигающие трансформатора, могут вызвать опасность повреждения его изоляции, вследствие чего возникает необходимость борьбы

с этой опасностью. Для этой цели начальные и концевые катушки высоковольтных обмоток трансформатора выполняются с усиленной изоляцией, а нейтрали обмоток с напряжением 35 кВ и выше заземляются либо непосредственно, либо через сопротивления, значения которых для высокочастотных колебательных процессов малы. Кроме того, принимаются меры, направленные на частичное или по возможности более полное предотвращение электромагнитных колебаний в обмотке. Очевидно, что для этого необходимо добиваться изменения кривой начального распределения напряжения таким образом, чтобы она по возможности приближалась к кривой конечного распределения. Этого можно достичь изменением емкостных связей обмотки.

Простейшим мероприятием подобного рода является применение емкостных экранированных колец у начала обмотки на 35 кВ и выше (рис. 25.11, а).

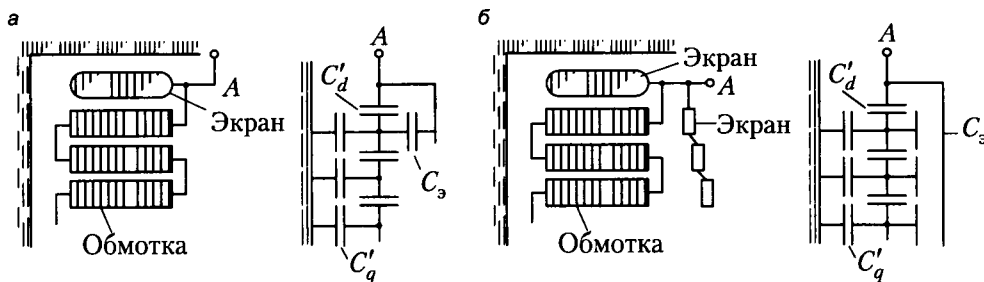


Рис. 25.11. Экранированные кольца: а — в начале обмотки; б — вокруг первых катушек обмотки

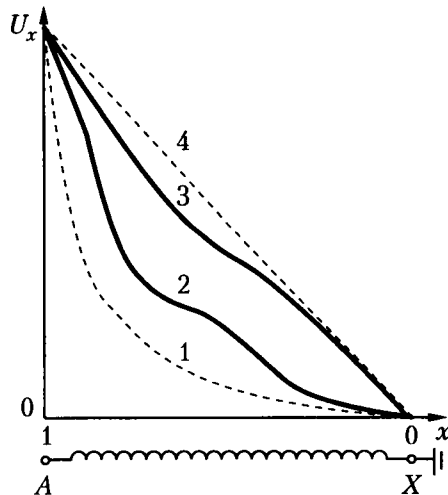


Рис. 25.12. Начальное распределение напряжения : 1 — у обмотки без экранированных колец; 2 — с экранированным кольцом у начала обмотки; 3 — с экранированным кольцом вокруг первых катушек; 4 — конечное распределение

Экранированное кольцо представляет собой картонный металлизированный диск, разрезанный по радиусу во избежание образования короткозамкнутого витка и соединенный с началом обмотки. Емкость этого кольца по отношению к виткам началь-

ной катушки обозначена C_3 на схеме емкостной цепочки обмотки (рис. 25.11, *а*). Эта емкость шунтирует продольные емкости витков концевой катушки и повышает их потенциал (рис. 25.12).

Лучшие результаты можно получить, если охватить экранными кольцами также ряд последующих катушек обмотки (см. рис. 25.11, *б*) и соединить эти кольца с началом обмотки. Распределение емкостей этих колец в емкостной цепочке обмотки показано на этом рисунке. Наличие таких колец приводит к повышению потенциала начальных и последующих катушек обмотки, причем можно получить почти равномерное начальное распределение напряжения (рис. 25.12, кривая 3).

Имеются также и другие эффективные способы борьбы с вредным воздействием волн перенапряжений.

Глава 26

Переходные электромагнитные процессы в электрических машинах

1. **Некоторые особенности переходных электромагнитных процессов в электрических машинах.** Закономерности изменения электромагнитных параметров режима в переходных процессах как трансформаторов (электромагнитных преобразователей), так и электрических машин (электромеханических преобразователей) определяются характером магнитных связей между их обмотками. Так, магнитные связи между обмотками статора и ротора в асинхронных машинах как в установившихся, так и переходных режимах аналогичны магнитным связям в трансформаторах.
2. Качественное различие этих связей заключается лишь в том, что в установившихся симметричных режимах эти обмотки магнитно связаны не пульсирующим (как у трансформатора), а вращающимся магнитным потоком. Отмеченная аналогия обуславливает и идентичность схем замещения трансформаторов и асинхронных машин. Однако специфика параметров Т-образных схем замещения асинхронных машин вынуждает в практических расчетах чаще пользоваться преобразованными, Г-образными схемами замещения, что упрощает расчеты, но не меняет физической сущности электромагнитных процессов. Идентичность схем замещения трансформаторов и асинхронных машин указывает на то, что протекание переходных электромагнитных процессов в асинхронных машинах будет сходным с протеканием аналогичных процессов в трансформаторах (см. раздел 25.2).
3. Магнитные связи обмоток в машинах с электромагнитным возбуждением на постоянном токе (машины постоянного тока и синхронные) имеют принципиальную особенность. Заключается она в том, что в установившихся симметричных режимах эти связи осуществляются магнитными потоками, статическими по отношению к индуктору. В таких режимах магнитное поле возбуждения индуцирует в обмотках якоря только ЭДС вращения, а магнитное поле якоря нейтрально к обмоткам индуктора. Трансформаторная связь между обмотками якоря и индуктора возникает лишь в переходных процессах, при динамических изменениях значений токов и магнитных потоков. Характер изменения токов при таких процессах, например, в синхронных машинах определяется не статическими (синхронными) индуктивными параметрами, а динамическими (сверхпереходными или переходными в зависимости от конструктивной структуры ротора). Соответственно, и схемы замещения обмоток в динамических режимах оказываются аналогичными схемам замещения трансформатора при коротком замыкании (см. раздел 14.6). Напомним только, что продольный и поперечный контуры обмотки якоря в этих схемах представлены как виртуальные, однако их конструктивная структура аналогична структуре реальных фазных обмоток.

4. **Внезапное трехфазное короткое замыкание синхронного генератора.** Рассмотрим переходный электромагнитный процесс в синхронном генераторе при внезапном трехфазном коротком замыкании из режима холостого хода с учетом изложенных особенностей магнитных связей в машинах переменного тока. Будем полагать, что на роторе имеется полная демпферная (успокоительная) обмотка, которую представим двумя эквивалентными контурами — продольными (yd) и поперечным (yq).
5. Периодический ток при внезапном трехфазном коротком замыкании, так же как и при установившемся коротком замыкании, будет продольным, то есть будет создавать продольное магнитное поле реакции якоря. Поэтому и схема замещения виртуальной обмотки якоря в рассматриваемом режиме будет иметь вид, представленный на рис. 26.1.

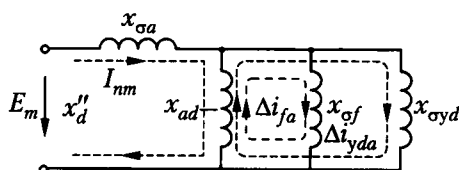


Рис. 26.1. Схема замещения обмотки якоря в режиме внезапного трехфазного короткого замыкания

6. Представленная схема определяет эквивалентное динамическое индуктивное сопротивление (сверхпереходное) x''_d фазной обмотки якоря для продольного тока в начальный момент времени рассматриваемого процесса. Поэтому режим внезапного короткого замыкания синхронного генератора для начального интервала времени идентичен режиму внезапного включения этой схемы под напряжение, равное ЭДС E , индуцируемой в обмотке якоря в исходном режиме холостого хода. Величины и структура токов во всех контурах этой схемы будут определяться так же, как и при внезапном коротком замыкании трансформатора.
7. Кривой тока внезапного трехфазного короткого замыкания в синхронном генераторе, как и в трансформаторе, имеет две составляющие, периодическую i_n с амплитудой I_{nm} и апериодическую i_a с начальным значением I_{am} , определяемые соотношением

$$I_{nm} = I_{am} = \frac{E_m}{x''_d}. \quad (26.1)$$

Из равенства (26.1) и рис. 26.1 видно, что величины составляющих тока внезапного короткого замыкания ограничиваются, как и у трансформатора, практически только индуктивными сопротивлениями рассеяния обмоток машины — $x_{\sigma a}$, $x_{\sigma f}$ и $x_{\sigma yd}$, которые определяют величину x''_d . Малые значения x''_d , как уже указывалось (см. раздел 14.6), физически обусловлены особенностями распределения динамического магнитного поля реакции якоря. Картины этого поля показаны на рис. 26.2.

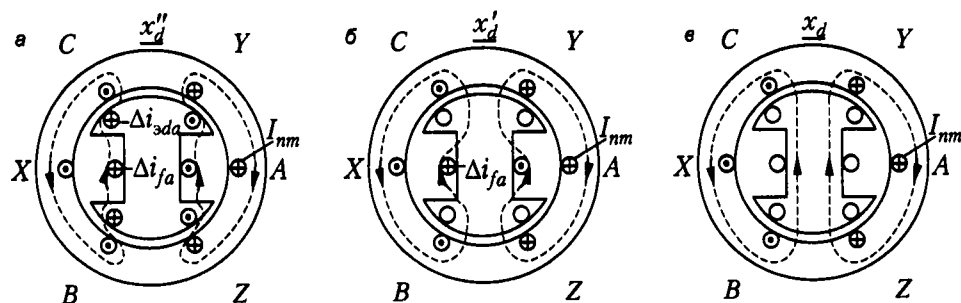


Рис. 26.2. Магнитные поля периодических токов обмотки якоря: а — в начальный момент внезапного короткого замыкания; б — после затухания токов успокоительной обмотки или при ее отсутствии; в — при установившемся коротком замыкании

Видно, что в результате динамического приращения свободных аperiodических токов Δi_{fa} и Δi_{yda} поток реакции якоря через воздушный зазор вытесняется на пути потоков рассеяния эквивалентной демпферной обмотки (σ_{yd}) и обмотки возбуждения (σ_f). В результате магнитная проводимость путей для динамического приращения потока продольной реакции якоря $\Delta \Phi_d$ сильно уменьшается по сравнению с магнитной проводимостью для статического потока продольной реакции якоря Φ_d . По этой причине, как уже отмечалось ранее (см. раздел 14.6), x_d'' значительно меньше x_d .

Ударное значение тока якоря i_{yd} , как и в трансформаторе, достигается примерно через полпериода после начала короткого замыкания, и при отсутствии затухания оно составляет

$$i_{yd} = i_a + i_n = \frac{2E_m}{x_d''}. \quad (26.2)$$

В действительности вследствие естественного затухания свободных аperiodических токов в обмотках машины это значение будет несколько меньше. По ГОСТ определять i_{yd} следует по выражению

$$i_{yd} = \frac{1,05 \cdot 1,8 \sqrt{2} U_n}{x_d''}. \quad (26.3)$$

Дальнейшее протекание переходного электромагнитного процесса определяется затуханием аperiodических свободных токов в обмотках машин. Эти токи стремятся сохранить неизменными те потокосцепления с обмотками, которые существовали в момент внезапного короткого замыкания. Источником свободных токов является энергия магнитных полей, образующих эти потокосцепления. Эта энергия, ограниченная по величине, преобразуется в переходном процессе в электрические потери от свободных токов. В результате свободные аperiodические токи и создаваемые ими аperiodические магнитные потоки затухают полностью.

Как показали многочисленные исследования, можно считать, что затухание свободных аperiodических токов в обмотках ротора зависит главным образом от активных сопротивлений этих обмоток, а активное сопротивление обмотки яко-

ря можно принять равным нулю. Затухание свободного аperiodического тока в обмотке якоря также зависит лишь от активного сопротивления этой обмотки. Активные сопротивления обмоток ротора при этом можно считать равными нулю.

Отмеченная особенность влияния активных сопротивлений магнитосвязанных обмоток, вращающихся относительно друг друга, физически предопределена условиями электромеханического преобразования энергии. Действительно, если в аperiodическом магнитном поле вращается электрический контур, то в нем индуцируется периодическая ЭДС вращения, под действием которой возникает переменный ток. Электрические потери от этого тока покрываются за счет механической энергии первичного двигателя.

Определим с учетом указанных допущений закономерности изменения аperiodических токов в обмотке возбуждения и эквивалентном продольном демпферном контуре $\Delta i_{\text{эда}}$. Поскольку эти физические обмотки неподвижны и магнитосвязаны между собой, определение интересующих нас закономерностей оказывается весьма сложным и рассматривается в специальных курсах. В дальнейшем определим эти закономерности для практически важного случая, когда сопротивление $r_{\text{эд}}$ значительно больше сопротивления r_f . В этом случае на некотором небольшом отрезке времени от начала короткого замыкания можно считать $r_f = 0$. Рассматривая теперь эквивалентный продольный демпферный контур как изолированный, с активным сопротивлением r_{yd} и эквивалентной индуктивностью

$L''_{yd} = \frac{x''_{yd}}{\omega}$ (см. раздел 14.6), найдем, что постоянная времени затухания аperiodического тока в этом контуре

$$T''_{yd} = \frac{x''_{yd}}{\omega r_{y.\text{эд}}}. \quad (26.4)$$

Значение T''_{yd} обычно очень мало. Поскольку потокосцепление с обмоткой возбуждения при $r_f = 0$ должно оставаться неизменным, при быстром уменьшении аperiodического тока в демпферном контуре в обмотке возбуждения с такой же скоростью будет нарастать аperiodический ток. На рис. 26.3, где представлено изменение аperiodических токов в обмотке возбуждения и эквивалентном демпферном контуре ротора в процессе короткого замыкания, эта первая фаза процесса занимает отрезок времени от 0 до $t = t_1$, равного $2...3T''_d$.

К этому времени аperiodический ток в демпферном контуре становится довольно малым и не может оказать сколько-нибудь заметного влияния на дальнейшее течение переходного электромагнитного процесса. Пренебрежение этим током равносильно размыканию демпферного контура. Поэтому дальнейшее затухание тока в обмотке возбуждения (и остатка тока в демпферном контуре) происходит с постоянной времени, определяемой активным сопротивлением r_f и эквивалентной динамической индуктивностью обмотки возбуждения $L'_f = \frac{x'_f}{\omega}$,

$$T'_d = \frac{x'_f}{\omega r_f}. \quad (26.5)$$

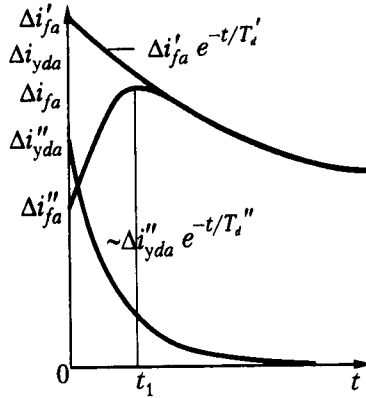


Рис. 26.3. Изменение аperiodических токов в обмотке возбуждения (Δi_{fa}) и эквивалентном продольном демпферном контуре (Δi_{yda}), возникающих при трехфазном коротком замыкании

На рис. 26.3 показано изменение аperiodического тока в обмотке возбуждения и в случае, когда на роторе нет демпферной обмотки. Очевидно, его затухание определяется той же постоянной времени T'_d , но начальное значение $\Delta i'_{fa}$ больше, чем при наличии демпферной обмотки ($\Delta i''_{fa}$).

Итак, аperiodические токи в продольных контурах машины при взаимном трехфазном коротком замыкании содержат три составляющие, называемые переходной (затухающей с постоянной времени T'_d), сверхпереходной (затухающей с постоянной времени T''_d) и установившейся. Отметим, что последняя составляющая в обмотке возбуждения $i_{fy} = i_{f0}$, а в продольном демпферном контуре $i_{ydy} = 0$.

Постоянная времени затухания аperiodического тока якоря T_a в соответствии с принятыми допущениями определяется активным сопротивлением обмотки якоря r_a и эквивалентной динамической индуктивностью обмотки по отношению к этому току L_{ad} . Поскольку аperiodический магнитный поток Φ_a , возбуждаемый аperiodическим свободным током якоря, неподвижен по отношению к обмотке якоря, то при вращении ротора магнитная проводимость путей для этого потока через воздушный зазор, а следовательно, и эквивалентная динамическая индуктивность обмотки периодически изменяются. Среднее значение этой индуктивности можно принять равной $L_{ad} = \frac{x''_d + x''_q}{2\omega}$. Тогда постоянная времени T_a будет определяться выражением

$$T_a = \frac{x''_d + x''_q}{2\omega r_a}. \quad (26.6)$$

Если $x''_d \neq x''_q$, то значение аperiodического тока якоря вследствие периодического изменения магнитной проводимости путей для аperiodического потока Φ_a будет пульсировать с двойной частотой. При $r_a = 0$ (или на малом интервале времени с момента взаимного короткого замыкания) постоянная составляющая аperiodического тока якоря будет равна $-\frac{E_m}{2} \left(\frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x''_q} \right) \cos \gamma_0$, а составляющая,

пульсирующая с двойной частотой, $-\frac{E_m}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos(2\omega t + \gamma_0)$. Угол γ_0 здесь определяет начальную фазу тока короткого замыкания. При $r_a \neq 0$ апериодический ток якоря будет затухать, согласно выражению

$$i_a = -\frac{E_m}{2} \left[\left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) \cos \gamma_0 + \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos(2\omega t + \gamma_0) \right] e^{-\frac{t}{T_a}}. \quad (26.7)$$

Периодическая составляющая тока якоря i_n с начальной амплитудой $I_{nm} = \frac{E_m}{x_d''}$ (см. (26.1)) также будет затухать до установившегося тока короткого замыкания с амплитудой $\frac{E_m}{x_d}$. Разность $\frac{E_m}{x_d''} - \frac{E_m}{x_d}$ затухает соответственно затуханию апериодических свободных токов Δi_{fa} и Δi_{ad} . Эта разность будет иметь две составляющие — переходную $I'_{nm} e^{-\frac{t}{T_d}}$ и сверхпереходную $I''_{nm} e^{-\frac{t}{T_d'}}$.

Величины I'_{nm} и I''_{nm} с достаточной точностью могут быть представлены в виде

$$I'_{nm} = \frac{E_m}{x_d'} - \frac{E_m}{x_d}; \quad I''_{nm} = \frac{E_m}{x_d''} - \frac{E_m}{x_d'}. \quad (26.8)$$

Мгновенное значение периодического тока трехфазного короткого замыкания в фазной обмотке якоря

$$i_n = \left[\left(\frac{E_m}{x_d''} - \frac{E_m}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d}} + \left(\frac{E_m}{x_d'} - \frac{E_m}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \frac{E_m}{x_d} \right] \cos(\omega t + \gamma_0). \quad (26.9)$$

Полный ток в фазной обмотке якоря при внезапном трехфазном коротком замыкании в соответствии с выражениями (26.7) и (26.9)

$$i = i_n + i_a = \left[\left(\frac{E_m}{x_d''} - \frac{E_m}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d}} + \left(\frac{E_m}{x_d'} - \frac{E_m}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \frac{E_m}{x_d} \right] \cos(\omega t + \gamma_0) - \frac{E_m}{2} \left[\left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) \cos \gamma_0 + \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos 2\omega t + \gamma_0 \right] e^{-\frac{t}{T_a}}. \quad (26.10)$$

Заметим, что для машины без демпферных обмоток в выражении (26.10) вместо x_d'' и x_q'' нужно подставить x_d' и x_q' . При этом первый член выражения, определяющий сверхпереходную составляющую периодического тока, будет равен нулю.

Если короткое замыкание происходит на линии электропередачи, соединенной с генератором, то значения x_d'' , x_d' , x_d , x_q'' и x_q' нужно увеличить на величину индуктивного сопротивления линии на участке до точки короткого замыкания, а при вычислении T_a по (26.6) к r_a нужно добавить активное сопротивление упомянутого участка.

Отметим также, что в обмотках ротора кроме рассмотренных ранее аperiodических свободных токов (рис. 26.4) будут возникать также периодические токи, индуцируемые аperiodическим магнитным потоком якоря Φ_a . Затухают аperiodические токи в обмотках ротора с постоянной времени T_a .

Выявленные закономерности изменения токов в обмотках синхронного генератора иллюстрируются на рис. 26.4 кривыми тока в фазной обмотке якоря (а и б), обмотке возбуждения (в) и эквивалентном демпферном контуре (г). Кривые на рис. 26.4, а определены для $\gamma_0 = 90^\circ$, а на рис. 26.4, б — для $\gamma_0 = 180^\circ$. Представленные кривые идентичны осциллограммам токов короткого замыкания, которые могут быть получены экспериментально.

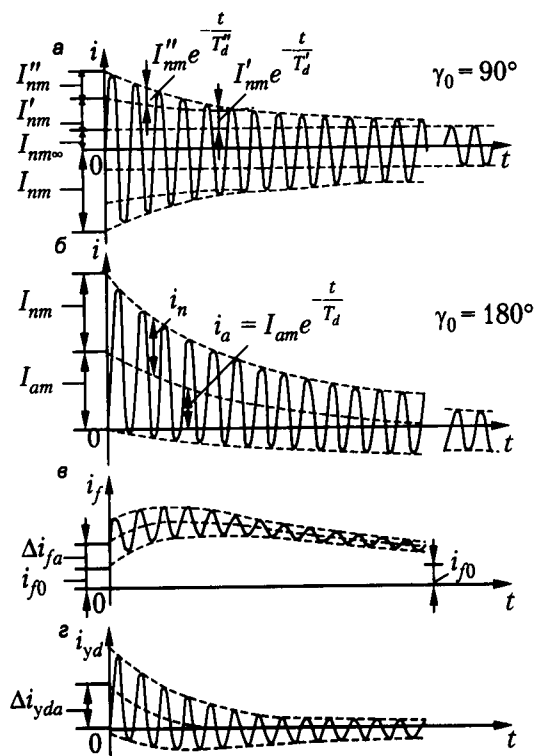


Рис. 26.4. Кривые токов в обмотках синхронного генератора при внезапном трехфазном коротком замыкании

Соответствующая обработка опытных осциллограмм с учетом выявленных закономерностей изменения токов позволяет экспериментально определить постоянные времени затухания аperiodических свободных токов в обмотках машины.

Действие токов короткого замыкания. Тепловое действие токов короткого замыкания не представляет для машины особой опасности, так как токи довольно быстро затухают и, кроме того, релейная защита очень быстро отключает участок сети, на котором произошло короткое замыкание. Но весьма опасны электродинамические усилия, которые действуют на лобовые части обмоток и про-

порциональны квадрату тока короткого замыкания. Эти усилия стремятся отогнуть лобовые части обмотки статора по большему диаметру, ближе к торцевой поверхности сердечника якоря. Кроме того, такие усилия действуют также между катушечными группами разных фаз и отдельными катушками. Циклические деформации лобовых частей, в особенности перегибы при выходе из паза, могут вызвать повреждение изоляции и ее пробой, поэтому в мощных машинах требуется надежное крепление лобовых частей.

Постоянная составляющая электромагнитного момента, действующая на вал машины при внезапном коротком замыкании, невелика, так как токи короткого замыкания являются практически чисто индуктивными. Однако пульсирующие составляющие момента, возникающие в результате взаимодействия магнитных потоков, движущихся друг относительно друга, весьма велики. Кроме того, в начальный момент короткого замыкания машина испытывает сильный удар, так как энергия магнитных полей в этот момент значительно возрастает за счет кинетической энергии ротора. В результате этого возникает тормозящий момент, имеющий характер кратковременного импульса. Вследствие этого большое внимание должно уделяться обеспечению механической прочности машины.

Процесс внезапного короткого замыкания, возникающего при работе машины под нагрузкой, имеет более сложный характер, чем короткое замыкание при холостом ходе, но в основных чертах аналогичен ему. Значения начальных и ударных токов короткого замыкания при этом также существенно не изменяются.

Список литературы

1. Адаменко А. И. Методы исследования несимметричных асинхронных машин / А. И. Адаменко; АН УССР. Институт электродинамики. Киев: Наукова думка, 1969.
2. Брынский Е. А. Электромагнитные поля в электрических машинах / Е. А. Брынский, Я. Б. Данилевич, В. И. Яковлев. Л.: Энергия, 1979.
3. Важнов А. И. Переходные процессы в машинах переменного тока / А. И. Важнов. Л.: Энергия, 1980.
4. Вольдек А. И. Электрические машины: Учебник для вузов / А. И. Вольдек. 3-е изд., перераб. Л.: Энергия, 1978.
5. Вольдек А. И. Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин / А. И. Вольдек, Я. Б. Данилевич, В. И. Косачевский, В. И. Яковлев. Л.: Энергоатомиздат: Ленингр. отд-ние, 1983.
6. Глебов И. А. Проблемы пуска сверхмощных синхронных машин / И. А. Глебов, Н. В. Шулаков, Е. А. Крутяков; отв. ред. И. Е. Овчинников; АН СССР, Науч. совет по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики», ВНИИ электромашиностроения. Л.: Наука: Ленингр. отд-ние, 1988.
7. Глебов И. А. Электромагнитные процессы систем возбуждения синхронных машин / И. А. Глебов; отв. ред. С. И. Логинов; АН СССР, Научный совет по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики», ВНИИ электромашиностроения. Л.: Наука: Ленингр. отд-ние, 1987.
8. Гольдберг О. Д. Переходные процессы в электрических машинах и аппаратах и вопросы их проектирования: Учебное пособие для вузов по спец. «Электро-механика», «Электрические и электронные аппараты» / О. Д. Гольдберг, О. Б. Буль, И. С. Свириденко, С. П. Хелемская; под ред. О. Д. Гольдберга. М.: Высшая школа, 2001.
9. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины / А. А. Горев; под ред. М. Л. Левинштейна, Л. А. Суханова; АН СССР. Научный совет по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики»; ЛПИ им. М. И. Калинина; под ред. М. Л. Левинштейна, Л. А. Суханова. 2-е изд., доп. Л.: Наука, 1968.
10. Данилевич Я. Б. Параметры электрических машин переменного тока / Я. Б. Данилевич, В. В. Домбровский, Е. Я. Казовский. М.: Наука, 1965.
11. Детинко Ф. М. Прочность и колебания электрических машин / Ф. М. Детинко, Г. А. Загородная, В. М. Фастовский. Л.: Энергия, 1969.
12. Домбровский В. В. Асинхронные машины: Теория, расчет, элементы проектирования / В. В. Домбровский, В. М. Зайчик. Л.: Энергоатомиздат: Ленингр. отд-ние, 1990.
13. Иванов А. А. Расчет магнитного поля в зазоре электрических машин: Учебное пособие / А. А. Иванов, Л. Ф. Боронина, В. Л. Чечурин; ЛПИ им. М. И. Калинина. Л.: Б. и., 1990.

14. Испытание синхронных машин: Учебное пособие / Э. И. Гуревич, Т. И. Егорова, Б. В. Сидельников и др.; Санкт-Петербургский государственный политехнический университет. СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2004.
15. Казовский Е. Я. Переходные процессы в синхронных машинах при аномальных режимах в энергосистемах / Отв. ред. Я. Б. Данилевич; РАН, Отд-ние физ.-техн. пробл. энергетики и др. М.: Наука, 1994.
16. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин: Учебник для электротехн. и энергет. спец. вузов / И. П. Копылов. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 2001
17. Копылов И. П. Электрические машины: Учебник для электромех. и электроэнерг. спец. вузов / И. П. Копылов. 2-е изд., перераб. М.: Логос, 2000.
18. Копылов И. П. Электрические машины: Учебник для вузов / И. П. Копылов. М.: Энергоатомиздат, 1986.
19. Костенко М. П. Электрические машины: В 2 ч.: Учебник для студ. вузов / М. П. Костенко, Л. М. Пиотровский. 3-е изд., перераб. Л.: Энергия, 1972–1973; Ч. 2: Машины переменного тока. 1973.
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. Костюк О. М. АН УССР. Институт электродинамики. Колебания и устойчивость синхронных машин. Киев: Наукова думка, 1991
22. Лебедев Н. И. Вентильные электрические машины / Отв. ред. И. А. Глебов; РАН, НИИ электромашиностроения. СПб.: Наука, 1996.
23. Лупкин В. М. Теория несимметричных переходных процессов синхронной машины / В. М. Лупкин; АН СССР. Научный совет по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики». Всесоюзный научно-исследовательский институт электромашиностроения; отв. ред. И. Е. Овчинников. Л.: Наука: Ленингр. отд-ние, 1985.
24. Лютер Р. Ю. Расчет синхронных машин / Р. Ю. Лютер. Л.: Энергия, 1979.
25. Осин И. Л. Электрические машины: Синхронные машины: Учебное пособие для вузов. М.: Высшая школа, 1990.
26. Попов В. В. Введение в электромеханику: Учебное пособие / В. В. Попов; СПбГТУ. СПб.: Изд-во СПбГТУ, 2000.
27. Постников И. М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин: Учебник для вузов / И. М. Постников. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 1975. (1-е изд. вышло в 1966 г. в Киеве в изд-ве «Техника».)
28. Проектирование электрических машин: Учебник для электромех. и электроэнерг. спец. вузов / [И. П. Копылов и др.]; под ред. И. П. Копылова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Высшая школа, 2005.

29. *Радин В. И.* Электрические машины: Асинхронные машины: Учебник для вузов / В. И. Радин, Д. Э. Брускин, А. Е. Зорохович; под ред. И. П. Копылова. М.: Высшая школа, 1988.
30. *Рогозин Г. Г.* Определение электромагнитных параметров машин переменного тока: новые экспериментальные методы / Рогозин Г. Г.; Донецкий политехн. ин-т. Київ: Техніка, 1992.
31. *Сарапулов Ф. Н.* Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения: Учебное пособие / Ф. Н. Сарапулов, С. Ф. Сарапулов, П. Шымчак; Уральский государственный технический университет; Науч. ред. Ф. Н. Сарапулов. Екатеринбург: Б. и., 2001.
32. *Сипайлов Г. А.* Тепловые, гидравлические и аэродинамические расчеты в электрических машинах: Учебник для вузов по специальности «Электромеханика» / Г. А. Сипайлов, Д. И. Санников, В. А. Жадан. М.: Высшая школа, 1989.
33. *Сипайлов Г. А.* Электрические машины: Спец. курс: Учебник для вузов по специальности «Электрические машины» / Г. А. Сипайло, Е. В. Кононенко, К. А. Хорьков. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 1987.
34. *Скубов Д. Ю.* Асимптотические и качественные методы в теории синхронных электрических машин: Учебное пособие / Д. Ю. Скубов, К. Ш. Ходжаев; СПбГТУ. СПб.: Изд-во СПбГТУ, 1999.
35. *Скубов Д. Ю.* СПбГТУ. Исследование динамики синхронных электрических машин и электрических цепей с нелинейными резистивными элементами асимптотическими, качественными и численными методами: Дис. ... д-ра физ.-мат. наук: 05.13.16. СПб.: Б. и., 1996.
36. *Справочник по электрическим машинам: В 2 т. / Под общ. ред. И. П. Копылова, Б. К. Клокова. М.: Энергоатомиздат, 1988–1989.*
37. *Токарев Б. Ф.* Электрические машины: Учебное пособие для электротехн. и энерг. спец. вузов / Б. Ф. Токарев. М.: Энергоатомиздат, 1990.
38. *Трещев И. И.* Электромеханические процессы в машинах переменного тока / И. И. Трещев. Л.: Энергия: Ленингр. отд-ние, 1980.
39. *Читечян В. И.* Электрические машины: Сборник задач: Учебное пособие для вузов по специальности «Электромеханика» / В. И. Читечян. М.: Высшая школа, 1988.
40. *Шакарян Ю. Г.* Асинхронизированные синхронные машины / Ю. Г. Шакарян. М.: Энергоатомиздат, 1984.
41. *Юферов Ф. М.* Электрические машины автоматических устройств: Учебник для вузов. М.: Высшая школа, 1976.

Алфавитный указатель

Е

ELCUT, 222

А

автоматический регулятор
возбуждения, 290

анормальные условия работы
изменение напряжения, 157
изменение частоты, 156

апериодическая неустойчивость, 289

асинхронная машина, 92
генераторный режим, 107
Г-образная схема замещения, 101
двигательный режим, 103
дуговая, 174
линейная, 174

работа при несимметрии
напряжений, 158

работа при несимметрии
сопротивлений, 161

режим короткого замыкания, 110

режим противовключения, 109

с заторможенным ротором
математическая модель, 96

с короткозамкнутым ротором, 16

с массивным ротором, 173

с неподвижным ротором, 170

с фазным ротором, 15

схема замещения, 164

Т-образная схема замещения, 100

энергетическая диаграмма, 105

асинхронные тахогенераторы, 192

асинхронный двигатель
исполнительный, 189
компенсированный, 313
короткозамкнутый
автотрансформаторный
пуск, 136
глубокопазный, 148
прямой пуск, 134
реакторный пуск, 135
частота вращения, 140
однофазный, 179

асинхронный двигатель (*продолжение*)

работа при аномальных
условиях, 156
реостатный пуск, 137
с фазным ротором частота
вращения, 144
самозапуск, 139

асинхронный момент, 121

асинхронный преобразователь
частоты, 177

асинхронный режим
возбужденная синхронная
машина, 284
невозбужденная синхронная
машина, 279

Б

бегун, 174

беличья клетка, 149

В

вентильный двигатель, 291

вибрации, 269

винтовые индукционные насосы, 176

вихревой момент, 126

возбудитель, 20

возбужденная синхронная машина
асинхронный режим, 284

волна перенапряжения
фронт, 327
хвост, 327

вращающиеся волны МДС, 68

входная емкость, 329

вынужденные колебания, 288

вытеснение тока, 149

Г

гармоники зубцового порядка, 58

генератор
одноименнополюсный, 297
реактивной мощности, 266

генераторный режим асинхронного двигателя, 107
гидрогенератор
 вертикальный, 24
 капсульный, 23
гистерезисный момент, 126
главные индуктивные сопротивления, 82
глубокопазные двигатели, 148
 характеристики, 150
годограф вектора тока, 112
грубая синхронизация, 248

Д

двигатель
 двойного питания, 295
 переменного тока, 179
 Шраге, 311
 коммутация, 314
двигательный режим, 19
двухклеточный двигатель, 151
 схема замещения, 152
двухфазное короткое замыкание, 275
декодер, 292
демпферные обмотки, 22
диаграмма Потье, 243
дизель-генератор, 23
динамическая устойчивость, 289
дифференциальное рассеяние, 87

З

заряд входной емкости, 329

И

индуктивное сопротивление
 поперечной реакции якоря, 210
 продольной реакции якоря, 210
 рассеяния обмотки якоря, 211
 синхронное, 212
индуктор, 20
индукторная синхронная машина, 297

индукционные насосы
 винтовые, 176
 линейные, 175
индукционный датчик, 292
искажение симметрии напряжений, 269
искровой промежутоток, 327
исполнительные двигатели, 189

К

капсульный гидрогенератор, 23
катушечная группа, 32
колебания
 вынужденные, 288
 свободные, 288
колебательная неустойчивость, 289
коллекторные двигатели, 304
коммутация, 305
компенсированный асинхронный двигатель, 313
короткое замыкание, 110, 166
 двухфазное, 275
 несимметричное, 273
 однофазное, 274
короткозамкнутая асинхронная машина, 16
короткозамыкающий механизм, 139
коэффициент
 дифференциального рассеяния, 87
 распределения обмотки, 50
 реакции якоря, 214
 скоса пазов обмотки, 47
 трансформации токов, 95
 ЭДС и напряжений, 95
 укорочения шага обмотки, 49
 формы поля возбуждения, 198
критическое скольжение, 118
круговое вращающееся поле, 73

Л

линейные индукционные насосы, 175
линии мощности, 116
лобовое рассеяние, 86

М

- магнитная проводимость
 - дифференциального рассеяния, 88
 - рассеяния скоса, 88
- магнитное поле, 77
 - воздушного зазора, 77
 - зоны распределения, 77
 - пазов, 77
 - рабочее, 78
 - рассеяния, 78
- магнитогидродинамические машины, 175
- магнитодвижущие силы, 62
- математическая модель магнитных и электрических процессов, 231
- МДС
 - «беличьей клетки», 74
 - вращающиеся волны, 68
 - двухфазной обмотки, 74
 - катушек с полным шагом, 62
 - катушечной группы с полным шагом, 65
 - токов нулевой последовательности, 73
 - трехфазной обмотки
 - при несимметричной нагрузке, 72
 - при симметричной нагрузке, 69
 - фазы обмотки, 66
- метод двух реакций, 206
- многоскоростные двигатели, 141
- многофазные коллекторные двигатели, 311
- момент
 - асинхронный, 121
 - вихревой, 126
 - гистерезисный, 126
 - паразитный, 121
 - реактивный, 127
 - синхронный, 123
 - электромагнитный, 117
 - инерции, 23
- моментные двигатели, 192

Н

- нагрев ротора, 269
- нагрузочные характеристики, 234
 - индукционная, 235
- намагничивающий контур, 101
- насосы для жидких металлов, 175
- насыщенный трансформатор, 320
- начальное распределение напряжения, 329
- невозбужденная синхронная машина
 - асинхронный режим, 279
- ненасыщенный трансформатор, 319
- несимметричное короткое замыкание, 273
- несимметрия
 - напряжений, 158
 - сопротивлений, 161
- неявнополюсная синхронная машина, 202
- номинальный ток возбуждения, 238
- нормальные характеристики, 235

О

- обмотка
 - ротора беличьей клетки, 16
 - статора первичная, 15
 - якоря, 32
 - волновые, 36
 - дробные, 34
 - конструктивное исполнение, 42
 - петлевые, 34
- обмоточный коэффициент, 52
- одноименнополюсный генератор, 297
- однофазное короткое замыкание, 274
- однофазные
 - асинхронные двигатели, 179
 - конденсаторные, 187
 - с пусковой обмоткой, 183
 - с экранированными полюсами, 187
 - последовательные двигатели, 304
 - сельсины, 192
- однокорный преобразователь, 299

относительная магнитная
проводимость рассеяния паза, 84
отношение короткого замыкания, 241

П

пазовое рассеяние, 83
паразитный момент, 121
перенапряжения, 269
перенапряжения в трансформаторах, 326
переходные
динамические индуктивности, 228
электромагнитные процессы, 333
подпятник, 25
поле реакции якоря, 20, 204
полезный вращающий момент, 129
поперечная емкость, 329
приведение обмоток, 213
программный комплекс ELCUT, 222
продольная емкость, 329
пульсационные потери, 104
пусковая обмотка, 151, 262

Р

рабочая обмотка, 151
рабочие характеристики асинхронного двигателя, 133
рабочий контур, 102
радиальные вибрационные силы, 124
разноименнополюсный генератор, 297
распределение магнитного поля, 46
рассеяние
дифференциальное, 87
лобовое, 86
пазовое, 83
по коронкам зубцов, 85
скоса, 88
реактивно-гистерезисный двигатель, 302
реактивный
момент, 127
треугольник, 237
электромагнитный момент, 256

реакция якоря
поперечная, 206
продольная намагничивающая, 206
продольная размагничивающая, 206
регулирование частоты вращения
введением добавочной ЭДС, 145
изменением первичной частоты, 140
изменением числа пар полюсов, 141
импульсное, 144
с помощью реостата, 144
уменьшением напряжения, 142
регуляторы сильного действия, 290
режим
короткого замыкания, 166
противовключения, 19
асинхронной машины, 109
холостого хода, 164
электромагнитного тормоза, 110
резольвер, 292
репульсионные двигатели, 308
ротор, 174

С

самозапуск асинхронных двигателей, 139
самораскачивание, 289
самосинхронизация, 248
сверхпереходные динамические индуктивности, 228
сверхпроводящие обмотки, 228
свободные колебания, 288
сельсины, 192
синхронизация, 245
синхронная машина, 19
асинхронизированная, 296
в составе энергосистемы, 286
вентильный двигатель, 291
вынужденные колебания, 288
индукторная, 297
недовозбужденная, 249
неявнополюсная, 26, 202
перевозбужденная, 249
свободные колебания, 288
синхронные режимы параллельной работы, 248

синхронная машина (*продолжение*)

угловая характеристика активной мощности, 251

явнополюсная, 21, 196

синхронный генератор

внешние характеристики, 238

нагрузочные характеристики, 234

несимметричные режимы работы, 268

параллельная работа, 245

регулируемые характеристики, 239

синхронный двигатель, 262

гистерезисный, 301

малой мощности, 300

рабочие характеристики, 265

реактивный, 301

с постоянными магнитами, 301

способы пуска, 262

синхронный компенсатор, 250, 266

синхронный момент, 123

синхроноскоп, 246

скольжение, 18

критическое, 118

сопротивления

нулевой последовательности, 272

обратной последовательности, 270

прямой последовательности, 270

статическая

перегружаемость, 259

устойчивость, 289

Т

тахогенераторы переменного тока, 192

токи

нулевой последовательности, 272

обратной последовательности, 270

прямой последовательности, 270

трансформатор

короткое замыкание, 323

насыщенный, 320

ненасыщенный, 319

перенапряжения, 326

трехфазный индукционный

регулятор, 171

турбогенераторы, 26

У

угол

гистерезиса, 126

нагрузки, 232, 286

рассогласования, 193

фазной зоны, 50

угонная скорость, 26

ударный коэффициент, 325

удельная магнитная проводимость, 63

укорочение шага обмотки, 57

упругая связь, 287

успокоительная обмотка, 218

успокоительные обмотки, 22

Ф

фазная асинхронная машина, 15

фазорегулятор, 170

фазосмещающий элемент, 185

фотодатчик, 292

фронт волны перенапряжения, 327

Х

хвост волны перенапряжения, 327

холостой ход, 164

Ч

частота вращения регулирование

введением добавочной ЭДС, 145

изменением первичной частоты, 140

изменением числа пар

полюсов, 141

импульсное, 144

с помощью реостата, 144

уменьшением напряжения, 142

Ш

шаг вектора, 40

Э

ЭДС

витка и катушки, 49

двухфазной обмотки, 54

катушечной группы, 50

ЭДС (продолжение)

- однофазной обмотки, 54
 - от третьей гармоники поля, 56
 - поперечной реакции якоря, 210
 - продольной реакции якоря, 210
 - трехфазной обмотки, 53
 - фазы обмотки, 52
 - форма кривой, 47
- эквивалентный воздушный зазор, 80
- электрическая корона, 45
- электрические машины переменного тока
- асинхронные, 14, 92
 - обмотки якоря, 32

электрические машины переменного
тока (*продолжение*)

- синхронные, 19
 - трехфазные, 29
- электромагнитный момент, 117
- эллиптическое поле, 73
- энергетическая диаграмма
асинхронного двигателя, 105
- эффект Гергеса, 163

Я

- явление прилипания, 128
- явнополюсная синхронная машина, 196
- якорь, 19

*Вольдек Александр Иванович,
Попов Виктор Васильевич*

**Электрические машины.
Машины переменного тока.**

Учебник для вузов

Заведующий редакцией
Ведущий редактор
Редактор
Художник
Корректор
Верстка

*А. Сандрыкин
В. Шачин
Н. Рощина
К. Радзевич
Н. Солнцева, Н. Соломина
И. Смаришева*

Подписано в печать 25.06.08. Формат 70×100/16. Усл. п. л. 38,7. Доп. тираж 2000. Заказ 10160
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 СtР в ОАО «Печатный двор» им. А. М. Горького.
197110, Санкт-Петербург, Чкаловский пр., д. 15.

ПРЕДСТАВИТЕЛЬСТВА ИЗДАТЕЛЬСКОГО ДОМА «ПИТЕР»
предлагают эксклюзивный ассортимент компьютерной, медицинской,
психологической, экономической и популярной литературы

РОССИЯ

Москва м. «Электrozаводская», Семеновская наб., д. 2/1, корп. 1, 6-й этаж;
тел./факс: (495) 234-3815, 974-3450; e-mail: sales@piter.msk.ru

Санкт-Петербург м. «Выборгская», Б. Сампсониевский пр., д. 29а;
тел./факс (812) 703-73-73, 703-73-72; e-mail: sales@piter.com

Воронеж Ленинский пр., д. 169; тел./факс (4732) 39-43-62, 39-61-70;
e-mail: pitervrn@comch.ru

Екатеринбург ул. Бебеля, д. 11а; тел./факс (343) 378-98-41, 378-98-42;
e-mail: office@ekat.piter.com

Нижний Новгород ул. Совхозная, д. 13; тел. (8312) 41-27-31;
e-mail: office@nnov.piter.com

Новосибирск ул. Станционная, д. 36;
тел./факс (383) 350-92-85; e-mail: office@nsk.piter.com

Ростов-на-Дону ул. Ульяновская, д. 26; тел. (8632) 69-91-22, 69-91-30;
e-mail: piter-ug@rostov.piter.com

Самара ул. Молодогвардейская, д. 33, литер А2, офис 225; тел. (846) 277-89-79;
e-mail: pitvolga@samtel.ru

УКРАИНА

Харьков ул. Суздальские ряды, д. 12, офис 10–11; тел./факс (1038067) 545-55-64,
(1038057) 751-10-02; e-mail: piter@kharkov.piter.com

Киев пр. Московский, д. 6, кор. 1, офис 33; тел./факс (1038044) 490-35-68, 490-35-69;
e-mail: office@kiev.piter.com

БЕЛАРУСЬ

Минск ул. Притыцкого, д. 34, офис 2; тел./факс (1037517) 201-48-79, 201-48-81;
e-mail: office@minsk.piter.com



Ищем зарубежных партнеров или посредников, имеющих выход на зарубежный рынок.
Телефон для связи: **(812) 703-73-73**.
E-mail: fuganov@piter.com



Издательский дом «Питер» приглашает к сотрудничеству авторов.
Обращайтесь по телефонам: **Санкт-Петербург — (812) 703-73-72**,
Москва — (495) 974-34-50.



Заказ книг для вузов и библиотек: (812) 703-73-73.
Специальное предложение — e-mail: kozin@piter.com

Дальний Восток

Владивосток, «Приморский торговый дом книги»,
тел./факс (4232) 23-82-12.
E-mail: bookbase@mail.primorye.ru

Хабаровск, «Деловая книга»,
ул. Путевая, д. 1а,
тел. (4212) 36-06-65, 33-95-31
E-mail: dkniga@mail.kht.ru

Хабаровск, «Книжный мир»,
тел. (4212) 32-85-51, факс 32-82-50.
E-mail: postmaster@worldbooks.kht.ru

Хабаровск, «Мирс»,
тел. (4212) 39-49-60.
E-mail: zakaz@booksmirs.ru

Европейские регионы России

Архангельск, «Дом книги»,
пл. Ленина, д. 3
тел. (8182) 65-41-34, 65-38-79.
E-mail: marketing@avfkniga.ru

Воронеж, «Амиталь»,
пл. Ленина, д. 4,
тел. (4732) 26-77-77.
http://www.amital.ru

Калининград, «Вестер»,
сеть магазинов «Книги и книжечки»,
тел./факс (4012) 21-56-28, 65-65-68.
E-mail: nshibkova@vester.ru
http://www.vester.ru

Самара, «Чакона», ТЦ «Фрегат»,
Московское шоссе, д. 15,
тел. (846) 331-22-33.
E-mail: chaconne@chaccone.ru

Саратов, «Читающий Саратов»,
пр. Революции, д. 58,
тел. (4732) 51-28-93, 47-00-81.
E-mail: manager@kmsvrn.ru

Северный Кавказ

Ессентуки, «Россы», ул. Октябрьская, 424,
тел./факс (87934) 6-93-09.
E-mail: rossy@kmtw.ru

Сибирь

Иркутск, «ПродаЛитъ»,
тел. (3952) 20-09-17, 24-17-77.
E-mail: prodalit@irk.ru
http://www.prodalit.irk.ru

Иркутск, «Светлана»,
тел./факс (3952) 25-25-90.
E-mail: kkcbooks@bk.ru
http://www.kkcbooks.ru

Красноярск, «Книжный мир», пр. Мира, д. 86,
тел./факс (3912) 27-39-71.
E-mail: book-world@public.krasnet.ru

Новосибирск, «Топ-книга»,
тел. (383) 336-10-26, факс 336-10-27.
E-mail: office@top-kniga.ru
http://www.top-kniga.ru

Татарстан

Казань, «Таис»,
сеть магазинов «Дом книги»,
тел. (843) 272-34-55.
E-mail: tais@bancorp.ru

Урал

Екатеринбург, ООО «Дом книги»,
ул. Антона Валека, д. 12,
тел./факс (343) 358-18-98, 358-14-84.
E-mail: domknigi@k66.ru

Челябинск, ТД «Эврика», ул. Барбюса, д. 61,
тел./факс (351) 256-93-60.
E-mail: evrika@bookmagazin.ru
http://www.bookmagazin.ru

Челябинск, ООО «ИнтерСервис ЛТД»,
ул. Артиллерийская, д. 124
тел. (351) 247-74-03, 247-74-09, 247-74-16.
E-mail: zakup@intser.ru
http://www.fkniga.ru, www.intser.ru