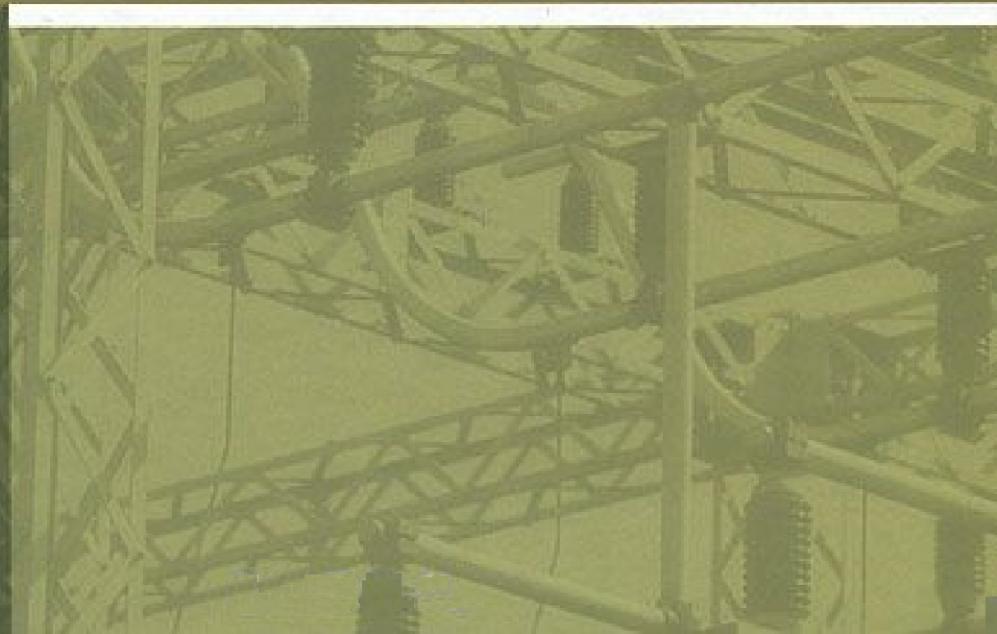


Ю.К.Розанов,
П.А.Воронин,
С.Е.Рывкин,
Е.Е.Чаплыгин

Справочник по силовой электронике





**Победитель ежегодного общероссийского
Конкурса рукописей учебной, научно-технической
и справочной литературы
по электроэнергетике
2012 года**



Книга издана при поддержке
Открытого акционерного общества
“Федеральная Сетевая Компания
Единой Энергетической Системы”

**Ю.К.Розанов,
П.А.Воронин,
С.Е.Рывкин,
Е.Е.Чаплыгин**

Справочник по силовой электронике

Под редакцией д.т.н., проф. Ю.К.Розанова

Москва
Издательский дом МЭИ
2014

УДК 621.314.632

ББК 32.85

С 365

Рецензенты:

Ю.Г. Шакарян, доктор техн. наук, профессор
(НТЦ «Электроэнергетика» ФСК ЕЭС);

Д.Р. Любарский, доктор техн. наук
(ОАО «Энергосетьпроект»)

Справочник по силовой электронике / Ю.К. Розанов,
С 365 П.А. Воронин, С.Е. Рывкин, Е.Е. Чаплыгин ; под ред. Ю.К. Роза-
нова. — М.: Издательский дом МЭИ, 2014. — 472 с., ил.

ISBN 978-5-383-00872-0

Рассмотрены схемотехника и процессы в силовых электронных устройствах, методы их анализа и характеристики с учетом особенностей применения и эксплуатации. Приведены примеры расчета основных элементов силовых электронных устройств с учетом их использования и предъявляемых требований в электротехнической промышленности.

Справочник предназначен для студентов электротехнических специальностей вузов и специалистов по применению силовых электронных устройств в электроэнергетике.

УДК 621.314.632

ББК 32.85

ISBN 978-5-383-00872-0

© Авторы, 2014
© ЗАО «Издательский дом МЭИ», 2014

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	10
Глава первая. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ТЕРМИНЫ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ.....	11
1.1. Виды преобразований электрической энергии. Классификация преобразователей.....	11
1.2. Выходные параметры и характеристики преобразователей.....	15
1.3. Влияние преобразователей на электрическую сеть	18
1.4. Основные параметры преобразователей	22
1.5. Фильтры постоянного и переменного тока.....	24
Литература к гл. 1	29
Глава вторая. СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КЛЮЧИ И ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ.....	30
2.1. Общие сведения	30
2.2. Силовые диоды	30
2.2.1. Силовые диоды с $p^+—n^-—n^+$ -структурой	30
2.2.2. Силовые диоды Шоттки.....	33
2.2.3. Импульсные диоды	34
2.3. Силовые биполярные транзисторы	36
2.4. Тиристоры	41
2.4.1. Управляемые полупроводниковые вентили с $p—n—p—n$ -структурой	41
2.4.2. Силовые фототиристоры	47
2.4.3. Симметричные тиристоры	49
2.5. Запираемые тиристоры.....	51
2.5.1. Тиристоры, выключаемые по цепи управления	51
2.5.2. Тиристоры, коммутируемые по управляемому электроду	53
2.5.3. Тиристоры с интегрированным управлением	55
2.5.4. Полевые тиристоры.....	56
2.6. Полевые транзисторы	57
2.6.1. Транзисторы большой мощности с коротким каналом	57
2.6.2. Транзисторы МДП, изготовленные по технологии Cool—MOS	62
2.6.3. Статические индукционные транзисторы	63
2.7. Биполярные транзисторы с изолированным затвором	66
2.7.1. Эпитаксиальная и гомогенная структуры IGBT	72
2.7.2. Транзисторы IGBT с вертикальным затвором Trench — Gate	73
2.7.3. Транзисторы IGBT с оптимизированными характеристиками проводимости (Trench—FS) и переключения (SPT)	74
2.7.4. Транзисторы IGBT с накоплением заряда носителей (CSTBT, SPT+)	75
2.8. Модули ключей.....	76
2.8.1. Топология интегральных силовых модулей	76
2.8.2. Сборка кристаллов в модуль	78
2.8.3. Электрическое соединение модуля с силовой схемой	79
2.9. Силовые сборки	80
2.10. Области применения силовых ключей.....	83
2.11. Охладители силовых полупроводниковых приборов	84
2.11.1. Основные профили радиаторов воздушного охлаждения	85
2.11.2. Радиаторы с жидкостным охлаждением	87

ОГЛАВЛЕНИЕ

2.12. Тенденции и перспективы разработки полупроводниковых ключей для силовой электроники	88
2.12.1. Силовые ключи на основе карбида кремния	88
2.12.2. Силовые модули ключей с повышенной степенью интеграции	90
2.13. Управление силовыми полупроводниковыми ключами	91
2.14. Пассивные компоненты	95
2.14.1. Общие сведения	95
2.14.2. Электромагнитные компоненты	96
2.14.3. Конденсаторы. Основные определения и характеристики	106
<i>Литература к гл. 2</i>	113
<i>Приложение. Технические характеристики силовых полупроводниковых приборов.....</i>	115
Глава третья. МЕТОДЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ЭЛЕКТРОННЫМИ УСТРОЙСТВАМИ	117
3.1. Математические модели	117
3.1.1. Одно- и многомерные системы	117
3.1.2. Линейные и нелинейные системы, линеаризация	118
3.1.3. Дифференциальные и матричные уравнения, переключающая функция	122
3.1.4. Двумерное математическое описание трехфазной цепи	127
3.1.5. Преобразование Лапласа и передаточная функция	131
3.1.6. Импульсная модуляция	135
3.1.7. Разностные уравнения	137
3.1.8. Дискретные преобразования	139
3.2. Методы анализа электрических процессов, протекающих в силовых электронных устройствах	140
3.2.1. Аналитическое решение дифференциальных уравнений	140
3.2.2. Метод припасовывания	143
3.2.3. Фазовые траектории и метод точечных преобразований	143
3.2.4. Метод основной составляющей	145
3.2.5. Устойчивость	147
3.3. Методы управления	149
3.3.1. Задачи и принципы управления	149
3.3.2. Структура системы управления	150
3.3.3. Линейные методы управления	152
3.3.4. Релейное управление	155
3.3.5. Управление на скользящих режимах	158
3.3.6. Цифровое управление	163
3.3.7. Управление с предсказанием	165
3.3.8. Методы искусственного интеллекта в силовой электронике	166
<i>Литература к гл. 3</i>	177
<i>Приложение 3.1. Оригиналы и изображения по Лапласу</i>	179
<i>Приложение 3.2. Бином Ньютона</i>	182
<i>Приложение 3.3. Оригиналы и Z-изображения</i>	183
<i>Приложение 3.4. Решение дифференциальных уравнений</i>	185
Глава четвертая. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С СЕТЕВОЙ КОММУТАЦИЕЙ	188
4.1. Общие сведения	188
4.2. Выпрямители	189
4.2.1. Принцип выпрямления	189
4.2.2. Основные схемы выпрямления	192
4.2.3. Характеристики выпрямителей	213
4.3. Инверторы, ведомые сетью	221
4.3.1. Принцип действия инвертора, ведомого сетью	221
4.3.2. Работа основных схем в инверторном режиме	226

ОГЛАВЛЕНИЕ

4.3.3. Определение мощности инвертора, ведомого сетью.....	233
4.3.4. Основные характеристики инверторов, ведомых сетью	234
4.4. Прямые преобразователи частоты с естественной коммутацией тиристоров.....	236
4.4.1. Принцип прямого преобразования частоты на тиристорах	236
4.4.2. Уменьшение искажений выходного напряжения преобразователя частоты	240
4.5. Регуляторы напряжения переменного тока на тиристорах с естественной коммутацией	243
4.5.1. Однофазные тиристорные регуляторы	243
4.5.2. Трехфазные тиристорные регуляторы	248
<i>Литература к гл. 4</i>	250

Глава пятая. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В ПОСТОЯННЫЙ	252
5.1. Общие сведения. Стабилизаторы непрерывного действия	252
5.2. Базовые схемы регуляторов постоянного напряжения.....	254
5.2.1. Понижающий регулятор	254
5.2.2. Повышающий регулятор.....	256
5.2.3. Инвертирующий регулятор	259
5.2.4. Преобразователь Чука.....	261
5.2.5. Регуляторы с умножением напряжения.....	262
5.3. Преобразователи постоянного напряжения с трансформаторной развязкой входных и выходных цепей	263
5.3.1. Однотактный обратноходовой преобразователь.....	263
5.3.2. Однотактный прямоходовой преобразователь.....	266
5.3.3. Двухтактные преобразователи постоянного напряжения	267
5.4. Многоквадрантные преобразователи постоянного тока.....	270
5.5. Тиристорно-конденсаторные регуляторы с дозированной передачей энергии в нагрузку.....	272
<i>Литература к гл. 5</i>	274

Глава шестая. ИНВЕРТОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО

ТОКА НА ПОЛНОСТЬЮ УПРАВЛЯЕМЫХ КЛЮЧАХ	275
6.1. Инверторы напряжения	275
6.1.1. Однофазные инверторы напряжения	275
6.1.2. Широтно-импульсное регулирование в однофазных инверторах напряжения	282
6.1.3. Трехфазные инверторы напряжения	286
6.1.4. Трехфазные инверторы напряжения для работы на несимметричную нагрузку	291
6.2. Инверторы тока.....	292
6.2.1. Транзисторные инверторы тока	292
6.2.2. Широтно-импульсное регулирование в инверторах тока	298
6.2.3. Инверторы тока на однооперационных тиристорах	299
6.3. Преобразователи переменного напряжения	302
6.3.1. Бестрансформаторные преобразователи переменного напряжения	302
6.3.2. Преобразователи переменного напряжения с вольтдобавочным трансформатором	305
6.3.3. Непрямые преобразователи переменного напряжения	306
6.4. Преобразователи частоты	306
6.4.1. Преобразователи частоты со звеном постоянного тока	306
6.4.2. Прямые преобразователи частоты	307
<i>Литература к гл. 6</i>	309

ОГЛАВЛЕНИЕ

Глава седьмая. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ КАЧЕСТВОМ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ	310
7.1. Основные принципы организации широтно-импульсной модуляции.....	310
7.2. Традиционные методы широтно-импульсной модуляции в автономных инверторах.....	315
7.2.1. Инверторы напряжения	315
7.2.2. Инверторы тока	326
7.2.3. Модуляция пространственного вектора	329
7.3. Управление качеством электроэнергии на основе преобразователей постоянного/переменного тока с широтно-импульсной модуляцией	335
7.3.1. Функциональные возможности преобразователей с широтно-импульсной модуляцией	335
7.3.2. Режимы работы преобразователей переменного/постоянного тока с ШИМ	336
7.3.3. Активные силовые фильтры.....	346
7.3.4. Гибридные фильтры.....	355
7.3.5. Симметрирование токов нагрузки в трехфазной системе	361
7.4. Типовые структурные схемы систем управления преобразователей переменного/постоянного тока с широтно-импульсной модуляцией	362
Литература к гл. 7	372
Глава восьмая. РЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	373
8.1. Общие сведения	373
8.2. Преобразователи с резонансным контуром и нагрузкой	374
8.2.1. Преобразователи с последовательным соединением элементов резонансного контура и нагрузки.....	374
8.2.2. Преобразователи с параллельным соединением нагрузки с контуром или его элементами.....	383
8.2.3. Инверторы с параллельно-последовательным резонансным контуром.....	387
8.2.4. Преобразователь класса Е.....	388
8.3. Преобразователи с квазирезонансной коммутацией ключей	393
8.3.1. Основные типы схем ключей с квазирезонансной коммутацией	393
8.3.2. Принцип действия квазирезонансных преобразователей постоянного тока в постоянный	396
8.3.3. Преобразователи с КНН и ограничением максимального значения напряжения на ключах на уровне входного напряжения	402
8.3.4. Инверторы с КНН, создаваемой колебательным звеном на входе	405
Литература к гл. 8	409
Глава девятая. МОДУЛЬНЫЕ, МНОГОУРОВНЕВЫЕ И ЯЧЕЙКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	410
9.1. Общие сведения	410
9.2. Параллельное соединение выпрямителей и преобразователей постоянного тока в постоянный	411
9.3. Параллельное соединение автономных инверторов	415
9.4. Умножители и делители выпрямленного напряжения на основе конденсаторно-диодных ячеек	420
9.5. Многоуровневые преобразователи.....	422
Литература к гл. 9	427
Глава десятая. ПРИМЕНЕНИЕ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ	428
10.1. Повышение эффективности электроснабжения	428
10.1.1. Управление передачей электроэнергии	428
10.1.2. Обеспечение взаимодействия возобновляемых источников и накопителей электроэнергии с сетью	434

ОГЛАВЛЕНИЕ

10.2. Электропривод	439
10.2.1. Управление машиной постоянного тока	439
10.2.2. Управление асинхронным двигателем	441
10.2.3. Управление синхронной машиной	444
10.3. Применение силовой электроники в различных областях техники	449
10.3.1. Светотехника	449
10.3.2. Электротехнологии	450
10.3.3. Электротехнические системы транспорта	454
10.3.4. Общие технические требования	461
<i>Литература к гл. 10</i>	468
<i>Приложение. Единицы электрических и магнитных величин</i>	470

ПРЕДИСЛОВИЕ

Силовая электроника является одной из наиболее быстро развивающихся областей науки и техники. Её достижения получают широкое практическое применение во многих областях техники, связанных с использованием электрической энергии, — электроэнергетике, электромеханике, транспорте, электротехнологиях и др. Она позволяет существенно повышать эффективность использования электроэнергии и управлять потоками электроэнергии. При этом открываются новые возможности и перспективы перехода на альтернативные источники электроэнергии, не связанные с применением традиционных видов топлива для ее получения.

Рассматриваемые вопросы соответствуют проблемам в области силовой электроники для инженеров и специалистов электротехнических и электроэнергетических специальностей. Учитывая растущие потребности промышленности в расширении функций повышения эффективности силовых устройств содержание гл. 2 и 3 расширено. Глава 2 посвящается элементной базе силовых, а гл. 3 — передаче автоматического управления. Этот материал может быть полезен разработчикам силовых электротехнических устройств.

Большая часть справочника посвящена детальному рассмотрению алгоритмов и процессов в традиционных и перспективных устройствах силовой электроники. Материалы этих глав могут быть полезны широкому кругу специалистов в различных областях электротехники. В гл. 7 представлены примеры применения силовых электронных устройств в технике.

Справочник состоит из 10 глав. Главы 4, 7—10 написаны проф. Ю.К. Розановым, гл. 1, 5 и 6 — проф. Е.Е. Чаплыгиным, гл. 2 — доц. П.А. Ворониным, гл. 3 — проф. С.Е. Рывкиным.

Авторы выражают благодарность научным сотрудникам М.Г. Кисилеву и М.Г. Лепанову за помощь в написании и оформлении рукописи.

Авторы с благодарностью примут все замечания и пожелания по адресу: 111250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 14А, стр. 3, Издательский дом МЭИ.

Авторы

Глава первая

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ТЕРМИНЫ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

1.1. Виды преобразований электрической энергии. Классификация преобразователей

Силовая электроника (преобразовательная техника) — это область электроники, связанная с преобразованием электрической энергии или переключением (включением или выключением) электрической силовой цепи без управления или с управлением электрической энергией (МЭК 551-11-1).

Электронное силовое преобразование — это изменение одного или нескольких параметров электрической энергии посредством электронных силовых приборов без существенных потерь мощности (МЭК 551-11-2).

Преобразователь — устройство для преобразования электрической энергии, содержащее один или несколько ключевых приборов, а также при необходимости трансформаторов, фильтров и вспомогательных устройств (МЭК 551-12-01).

Преобразовательное устройство, предназначенное для электроснабжения потребителей, называют *вторичным источником питания*, в отличие от первичных источников питания (аккумуляторных и солнечных батарей, сетей переменного тока общего назначения и т.п.).

Основные виды преобразования электрической энергии

Выпрямление — преобразование переменного тока в постоянный. Преобразователь, осуществляющий выпрямление, называется *выпрямителем*. Источником энергии для большинства потребителей является одно- или трехфазная сеть переменного тока общего назначения. В то же время для питания устройств управления, связи, вычислительных комплексов требуется постоянное напряжение. Постоянное напряжение необходимо при электропитании устройств электропривода, электротехнологических установок, светотехнических и других приборов. В автономных системах источником переменного напряжения являются вращающиеся электрические генераторы. Выпрямители — наиболее распространенный вид преобразователей электрической энергии.

Инвертирование — преобразование энергии постоянного тока в переменный. Устройства для осуществления инвертирования называют *инверторами*. Источником энергии постоянного тока инвертора могут быть аккумуляторы, солнечные батареи, линии электропередачи постоянного тока или другие преобразователи.

Преобразование переменного/постоянного тока — преобразование переменного тока в постоянный или обратное преобразование. Преобразова-

ние переменного/постоянного тока выполняют *преобразователи переменного/постоянного тока*. Преобразователи переменного/постоянного тока способны изменять направление потока энергии и могут работать в одном из двух режимов:

- выпрямительном, когда энергия передается из сети переменного тока в цепь постоянного тока;
- в инверторном, когда энергия передается из цепи постоянного тока в сеть.

В электроприводе изменение направления потока энергии обеспечивает рекуперативное торможение электрической машины.

Преобразование переменного тока в переменный осуществляется *преобразователями переменного тока*:

1. *Преобразователи напряжения переменного тока*, у которых число фаз и частота напряжения на входе и выходе одинаковы, используют для изменения значения напряжения (повышения или понижения) и (или) для улучшения показателей качества напряжения: стабильности основной гармоники, гармонического состава.

2. *Преобразователи частоты* преобразуют m_1 -фазное напряжение частоты f_1 в m_2 -фазное напряжение частоты f_2 . Многие потребители энергии в области электропривода, электротехнологии, светотехники нуждаются в переменном токе, частота которого переменна или отличается от промышленной частоты 50 (60) Гц. Например, устройства частотного электропривода переменного тока, установки индукционного нагрева, источники питания светотехнических приборов. Вращающиеся генераторы на автономных объектах нередко генерируют напряжение нестабильной частоты, изменяющейся в широких пределах, и для стабилизации частоты применяют преобразователи частоты.

3. *Преобразователи числа фаз* позволяют преобразовать однофазное напряжение в трехфазное либо трехфазное напряжение в однофазное. Преобразование однофазного напряжения в трехфазное необходимо для обеспечения электропитания трехфазного устройства при отсутствии трехфазной сети. При использовании однофазных устройств большой мощности их подключение к одной из фаз трехфазной сети вызывает несимметричную загрузку сети, в этих случаях целесообразно использовать преобразователи трехфазного тока в однофазный.

Преобразование постоянного тока в постоянный осуществляется *преобразователями постоянного тока*. Преобразование постоянного тока в постоянный необходимо для улучшения качества электроэнергии источника постоянного тока и согласования значений напряжения источника энергии и потребителей. Наиболее часто преобразование постоянного тока необходимо в устройствах, источником энергии в которых являются аккумуляторы низкого напряжения.

Преобразование реактивной мощности осуществляется *преобразователями реактивной мощности*, которые служат для компенсации генериру-

емой или потребляемой реактивной мощности (см. п. 1.3). Такие преобразователи потребляют из сети активную мощность только для компенсации потерь.

Кроме основных видов преобразования электрической энергии существуют и другие. Например, в электротехнологии используют формирователи одиночных импульсов большой мощности.

Преобразовательные устройства обеспечивают изменение направления потока энергии. *Одноквадрантный преобразователь* передает энергию только в одном направлении — от источника питания в нагрузку. Преобразователи, у которых направление потока энергии может изменяться, называются *реверсивными преобразователями*. *Двухквадрантный преобразователь* может изменять направление потока энергии за счет изменения полярности напряжения или тока в цепи нагрузки. *Четырехквадрантный преобразователь* может изменять направление передачи энергии за счет изменения направления напряжения и тока. Многоквадрантные преобразователи, изменяющие направление потока энергии, выполняют не только на основе преобразователей переменного/постоянного тока, но и в виде преобразователей переменного тока различных видов и преобразователей постоянного тока.

Преобразование электрической энергии может осуществляться непосредственно, без преобразования в другие виды электрической энергии. В этом случае используют *прямые преобразователи*. Находят широкое применение и *преобразователи с непрямым преобразованием энергии*. На рис. 1.1, *а* показана схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока, которая состоит из выпрямителя *B*, получающего энергию от сети с частотой f_1 , и инвертора *И*, формирующего напряжение с частотой f_2 . На рис. 1.1, *б* дана схема преобразователя постоянного тока с промежуточным звеном переменного тока повышенной частоты, состоящего из инвертора и выпрямителя. Промежуточное звено содержит трансформатор. На рис. 1.1, *в* представлен непрямой выпрямитель, состоящий из выпрямителя *B1*, инвертора и выпрямителя *B2* и содержащий два промежуточных звена: звено постоянного тока (между выпрямителем *B1* и инвертором) и звено переменного тока повышенной частоты (между инвертором и выпрямителем *B2*).

Несмотря на то что при непрямом преобразовании электрической энергии увеличиваются потери и снижается КПД, непрямые преобразователи различных типов широко применяют, так как они позволяют получать более высокие показатели качества напряжения и тока на выходе и (или) входе преобразователей, улучшить массогабаритные характеристики устройств за счет трансформации на повышенной частоте и т.п.

В зависимости от свойств источника питания на входе преобразователи подразделяют на преобразователи напряжения и тока. На входе *преобразователя напряжения* источник питания имеет свойства, близкие к источнику ЭДС. Как правило, параллельно источнику питания подключается конденсатор (рис. 1.2, *а*). На входе *преобразователя тока* источник питания имеет

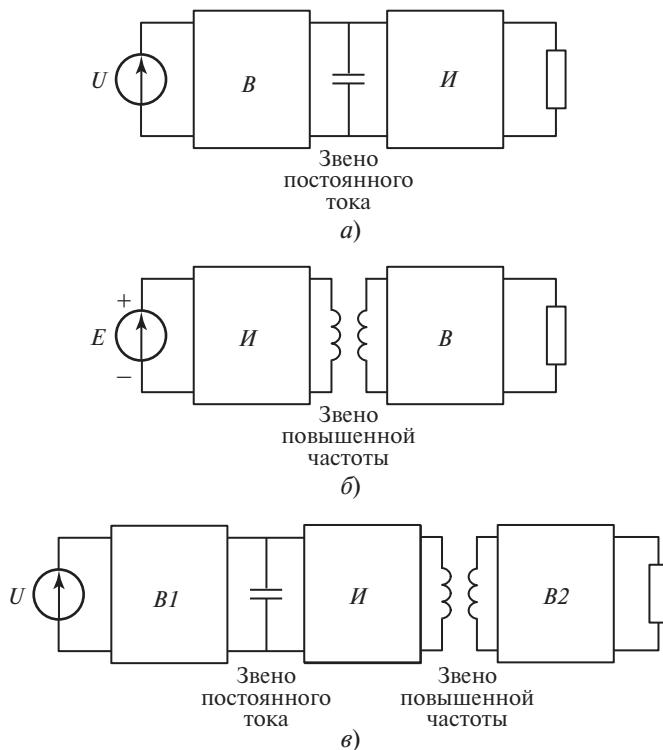


Рис. 1.1. Функциональные схемы преобразователей с непрямым преобразованием энергии:
а — преобразователь частоты; б — преобразователь постоянного тока; в — выпрямитель

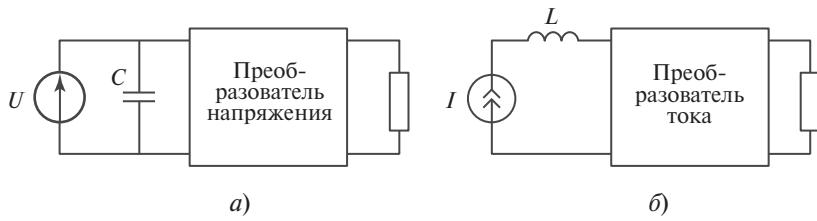


Рис. 1.2. Преобразователи напряжения (а) и тока (б)

свойства, близкие к источнику тока. Последовательно с источником питания подключают реактор (рис. 1.2, б).

Преобразователи состоят из силовой части и системы управления — устройства для обработки информации. Система управления формирует импульсы на управляющие электроды силовых ключей. Интерфейсными компонентами системы управления являются датчики напряжения и (или) тока, которые устанавливают в силовой части преобразователя либо в цепи нагрузки или источника питания.

Преобразователь, выполненный на неуправляемых ключах (диодах), называют *неуправляемым преобразователем*. Система управления в таком преобразователе отсутствует.

1.2. Выходные параметры и характеристики преобразователей

Потребители, получающие электрическую энергию от устройств силовой электроники, предъявляют к преобразователям целый ряд требований. Преобразователь, выполненный на ключевых элементах, генерирует напряжение и ток сложного гармонического состава. В качестве примера на рис. 1.3, *а*, *б* приведены график выходного напряжения управляемого выпрямителя и его спектр, на рис. 1.3, *в* и *г* — диаграмма выходного напряжения инвертора напряжения, сформированного методами широтно-импульсной модуляции, и его спектр.

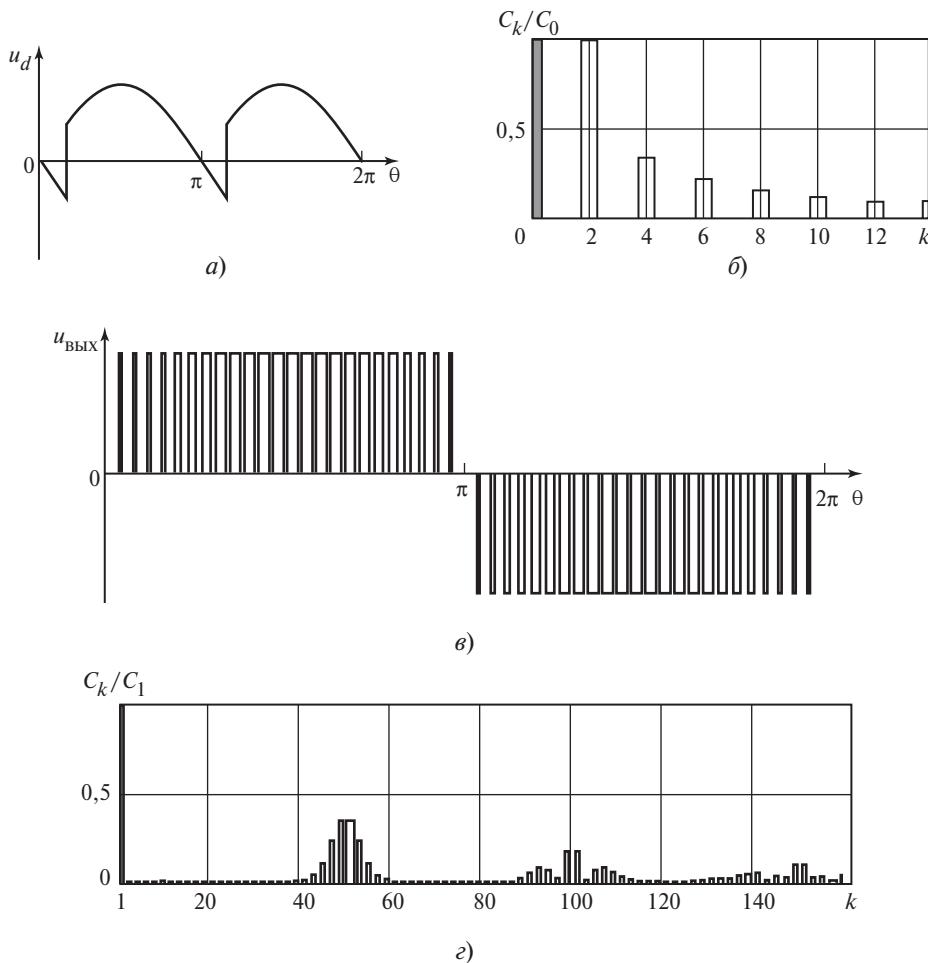


Рис. 1.3. Диаграммы выходного напряжения:

а, *б* — управляемого выпрямителя и его спектр; *в*, *г* — инвертора, сформированного методом широтно-импульсной модуляции, и его спектр

Полезной составляющей выходного напряжения (или тока) преобразователей с выходом на постоянном токе является постоянная составляющая (выделена на рис. 1.3, *б*). Постоянная составляющая спектра (гармоника с номером $k = 0$) соответствует среднему значению напряжения на периоде повторения T :

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_d(\theta) d\theta, \quad (1.1)$$

где $\theta = \omega t$. В примере на рис. 1.3, *а* период повторения напряжения равен половине периода напряжения сети.

Полезной составляющей выходного напряжения (или тока) преобразователей с выходом на переменном токе является *основная гармоника* с выходной частотой преобразователя (гармоника с номером $k = 1$), определяемая при разложении кривой напряжения (или тока) в ряд Фурье (см. рис. 1.3, *г*).

Для потребителей, работа которых некритична к гармоническому составу напряжения или тока, в качестве полезных составляющих напряжения и тока, как правило, принимают их действующие значения. Как видно из рис. 1.3, *б*, *г*, спектры кроме полезной составляющей содержат и другие гармоники. В некоторых режимах это могут быть гармоники с дробными номерами. При необходимости в соответствии с требованиями потребителя эти гармоники могут подавляться с помощью фильтров, устанавливаемых на выходе преобразователя (см. п. 1.5).

Спектры дают наиболее полное представление о качестве выходного напряжения или тока. Однако спектральный состав преобразователя меняется при изменении режима его работы, поэтому необходимо найти обобщенные критерии оценки качества гармонического состава с тем, чтобы выделять наиболее неблагоприятные режимы, а также иметь возможность сопоставлять различные способы формирования выходного напряжения. Среди множества используемых критериев оценки переменного напряжения и тока выделяют следующие.

1. *Коэффициент гармоник* — отношение действующего значения высших гармоник к основной гармонике периодической функции:

$$k_r = \frac{\sqrt{\sum_{k \neq 1} C_k^2}}{C_1}. \quad (1.2)$$

Коэффициент гармоник синусоидальной функции равен нулю, увеличение k_r свидетельствует об ухудшении гармонического состава. Если используется преобразователь напряжения, то коэффициент гармоник выходного напряжения слабо зависит от нагрузки, напротив, коэффициент гармоник для выходного тока характеризует систему преобразователь — нагрузка.

2. *Коэффициент основной гармоники* — отношение действующего значения основной гармоники к действующему значению периодической функции:

$$k_{\text{o.r.}} = \frac{\frac{C_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{C_k}{\sqrt{2}} \right)^2}} = \frac{C_1}{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} C_k^2}}. \quad (1.3)$$

Для синусоидальной функции $k_{\text{o.r.}} = 1$.

3. *Коэффициент пульсации постоянного тока* — отношение половины разности максимального и минимального значений пульсирующего тока к его среднему значению — используют для оценки качества тока. Пульсации напряжения оценивают разными способами:

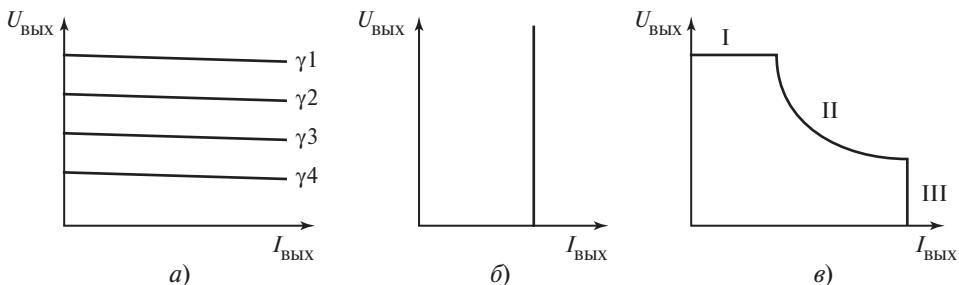
- по действующему значению переменной составляющей;
- по разности максимального и минимального мгновенных значений напряжения;
- по амплитуде низшей гармоники пульсаций.

Существенными являются стабильность значения основной гармоники и возможность ее регулирования.

4. Максимальное и минимальное значения $U_{\text{вых}}$ и $I_{\text{вых}}$, *максимальная активная мощность нагрузки* $P_{\text{вых}}$.

5. *Внешняя характеристика* преобразователя — кривая, показывающая зависимость между выходным напряжением и выходным током. В цепях постоянного напряжения $U_{\text{вых}}$ и $I_{\text{вых}}$ характеризуются постоянными составляющими, в цепях переменного тока — действующими значениями основной гармоники с выходной частотой. Типичные внешние характеристики представлены на рис. 1.4.

Семейство внешних характеристик на рис. 1.4, а показывает, что изменение мощности нагрузки не оказывает значительного влияния на напряжение,



а — жесткие характеристики (характеристики преобразователей со свойствами источника ЭДС); б — характеристика преобразователя, обладающего свойствами источника тока; в — характеристика преобразователя со стабилизацией напряжения (участок I), мощности (участок II) и тока (участок III)

т.е. преобразователь обладает характеристикой, близкой к характеристике источника ЭДС. Такие внешние характеристики называют *жесткими*. Здесь γ — параметр управления преобразователем, задаваемый системой управления. Наклон внешних характеристик обусловлен потерями активной мощности в преобразователе, а также в ряде преобразователей другими факторами, не связанными с потерями активной мощности. Внешняя характеристика на рис. 1.4, *б* показывает, что преобразователь обладает свойствами источника тока. Такие внешние характеристики часто используются в устройствах электропривода и в электротехнологии. Внешняя характеристика на рис. 1.4, *в* состоит из трех участков. На участке III ток нагрузки стабилизируется. При увеличении напряжения на участке II осуществляется стабилизация мощности (как правило, мощность соответствует максимальной допустимой мощности преобразователя или нагрузки). При дальнейшем снижении тока нагрузки на участке I выходное напряжение соответствует допустимому значению.

Внешняя характеристика, которая определяется только работой силового оборудования преобразователя, называется *естественной внешней характеристикой*. Эта характеристика строится по выходным параметрам преобразователя при разомкнутых цепях обратной связи. Преобразователи напряжения имеют жесткую естественную внешнюю характеристику.

Внешняя характеристика, которая получается в результате применения дополнительных средств, например при стабилизации напряжения, тока или мощности за счет функционирования замкнутого контура управления, называется *искусственной внешней характеристикой*. Примерами искусственных внешних характеристик являются графики, приведенные на рис. 1.4, *б, в*.

1.3. Влияние преобразователей на электрическую сеть

Для электрической сети устройства силовой электроники, выполненные на полупроводниковых ключах, являются нелинейной нагрузкой. Рассмотрим работу преобразователя от однофазной синусоидальной сети. Диаграммы, иллюстрирующие характерные электромагнитные процессы, представлены на рис. 1.5. На рис. 1.5, *а* показаны напряжение сети u и потребляемый преобразователем ток i . Мгновенная мощность, диаграмма которой представлена на рис. 1.5, *б*, равна $p(\theta) = u(\theta)i(\theta)$, где $\theta = \omega t$. На интервалах, когда $p > 0$, энергия передается из сети в преобразователь и далее в нагрузку. При $p < 0$ энергия возвращается из нагрузки в питающую сеть.

Активная мощность, потребляемая преобразователем из сети, равна

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \, dt. \quad (1.4)$$

Выделим в токе i первую (основную) гармонику тока i_1 (см. рис. 1.5, *а*) и разделим ее на две составляющие: активную составляющую i_{1a} , синфазную

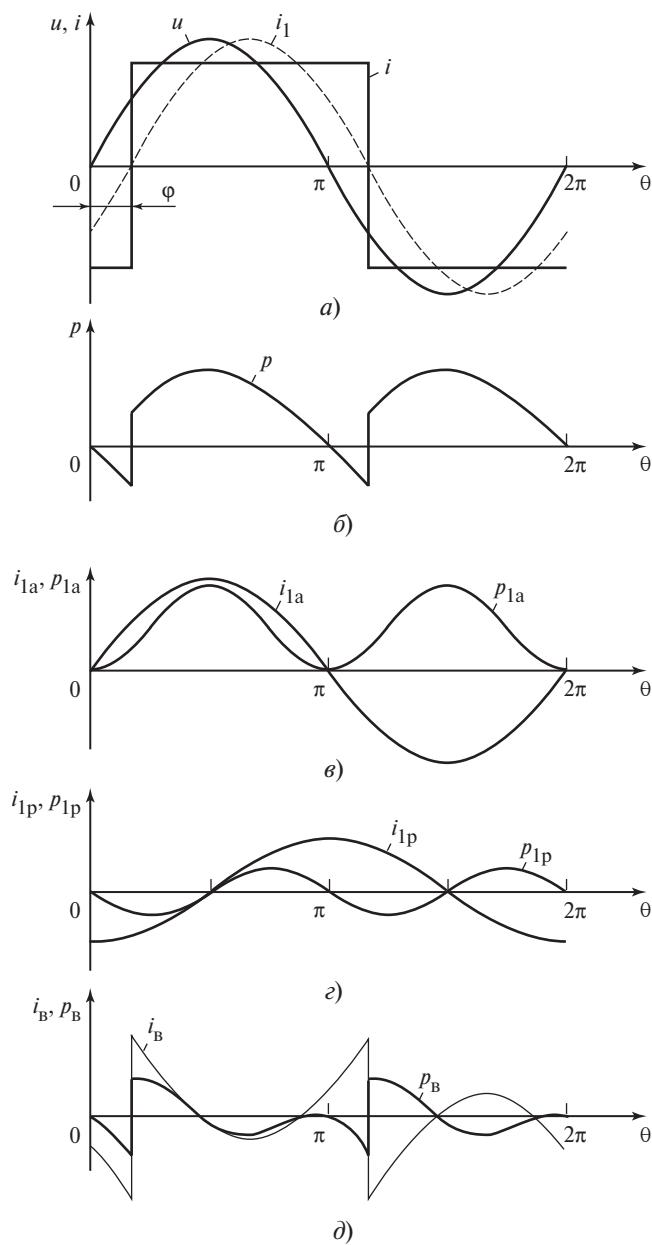


Рис. 1.5. Влияние преобразователя на сеть питания:

a — диаграммы напряжения сети и тока, потребляемого преобразователем; *б* — диаграмма мгновенной мощности; *в* — активная составляющая основной гармоники тока и соответствующая мгновенная мощность; *г* — реактивная составляющая основной гармоники тока и соответствующая мгновенная мощность; *д* — сумма высших гармонических составляющих тока и соответствующая мгновенная мощность

с напряжением сети (рис. 1.5, *в*), и реактивную составляющую i_{1p} , отстающую от напряжения сети на угол $\pi/2$ (рис. 1.5, *г*). В этом случае ток можно представить в виде

$$i = i_1 + i_B = i_{1a} + i_{1p} + i_B, \quad (1.5)$$

где i_B — сумма высших гармонических составляющих тока i (рис. 1.5, *д*).

Можно также определить значение мгновенной мощности p :

$$p(\theta) = u(\theta)[i_{1a}(\theta) + i_{1p}(\theta) + i_B(\theta)] = p_{1a}(\theta) + p_{1p}(\theta) + p_B(\theta). \quad (1.6)$$

Мгновенная мощность $p_{1a}(\theta)$ (см. рис. 1.5, *в*) содержит постоянную составляющую. Это означает, что активная мощность передается в нагрузку активной составляющей первой гармоники тока i . Кривые $p_{1p}(\theta)$ и $p_B(\theta)$ постоянной составляющей не имеют. Поэтому реактивная составляющая тока первой гармоники и высшие гармоники тока не участвуют в передаче активной мощности и вызывают бесполезные колебания энергии между сетью и преобразователем.

Полная (кажущаяся) мощность, потребляемая преобразователем из сети, равна $S = UI$, где U и I — действующие значения напряжения u и тока i . Полная мощность в однофазной синусоидальной сети включает в себя активную мощность P , реактивную мощность сдвига основной гармоники Q и мощность искажения T :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}. \quad (1.7)$$

Коэффициент мощности — отношение активной мощности к полной мощности

$$\chi = P/S. \quad (1.8)$$

В однофазной синусоидальной сети коэффициент мощности определяется

$$\chi = v \cos \varphi, \quad (1.9)$$

где v — коэффициент основной гармоники тока I (отношение действующего значения первой гармоники тока к действующему значению всего тока $v = I_1/I$), характеризующий несинусоидальность тока i и мощность искажения T ; φ — угол сдвига тока i_1 относительно напряжения сети u (см. рис. 1.5, *а*), характеризующий реактивную мощность Q .

Активная, реактивная мощности и мощность искажения выражаются через полную мощность:

$$\left. \begin{aligned} P &= UI_1 \cos \varphi = S v \cos \varphi; \\ Q &= UI_1 \sin \varphi = S v \sin \varphi; \\ T &= \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}. \end{aligned} \right\} \quad (1.10)$$

В трехфазной сети полная, активная и реактивная мощности равны сумме соответствующих мощностей фаз:

$$\left. \begin{aligned} S &= U_A I_A + U_B I_B + U_C I_C = S_A + S_B + S_C; \\ P &= P_A + P_B + P_C; \\ Q &= Q_A + Q_B + Q_C. \end{aligned} \right\} \quad (1.11)$$

Для симметричной синусоидальной трехфазной сети справедливо выражение (1.9).

В несимметричной синусоидальной трехфазной сети появляется дополнительная составляющая полной мощности, мощность несимметрии N , характеризующая обмен энергией между фазами:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2 + N^2}. \quad (1.12)$$

При несимметрии сети активная мощность передается в нагрузку только активной составляющей прямой последовательности тока сети.

При питании преобразователя от несинусоидальной сети активная и реактивная мощности равны сумме активных и реактивных мощностей всех гармоник напряжения u :

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} P_k; \quad Q = \sum_{k=1}^{\infty} Q_k, \quad (1.13)$$

где k — номер гармоники.

Выражение (1.9) для расчетов параметров несинусоидальных и трехфазных несимметричных сетей не используют.

Появление в токе сети неактивных составляющих вызывает снижение коэффициента мощности и приводит к негативным последствиям и экономическим издержкам:

1. В энергосистеме необходимо поддерживать баланс не только активных, но и реактивных мощностей, так как при нехватке в энергосистеме реактивной мощности происходит снижение частоты сети [1].

2. Для передачи потребителю активной мощности при снижении коэффициента мощности необходимо увеличение токов, а следовательно, затрат на проводниковые изделия, трансформаторы, коммутационные устройства.

3. В сетях ограниченной мощности, которые не в полной мере обладают свойствами источника ЭДС, реактивный ток приводит к снижению напряжения на зажимах потребителя, а высшие гармоники тока вызывают появление высших гармоник в напряжении сети [1].

4. Нагрев изоляции, вызванный протеканием высших гармоник, значительно больше, чем при протекании тока основной частоты. Это приводит к снижению срока службы изоляции и может быть причиной аварий. Высшие гармоники в трансформаторах и электрических машинах вызывают увеличение потерь в стали и меди.

5. Несинусоидальность сети оказывает негативное влияние на работу устройств защиты, вызывает ложные отключения, ухудшает работу устройств связи, автоматики и вычислительной техники, связанных с сетью или питающихся от нее.

Задача повышения коэффициента мощности преобразовательных устройств и снижения кондуктивных искажений сети, вносимых преобразователями, является одной из приоритетных задач силовой электроники. Появление полностью управляемых полупроводниковых приборов большой мощности и микропроцессорных устройств управления стимулировало прогресс в решении этой задачи.

Идеальной нагрузкой для сети служит устройство, потребляющее от сети синусоидальный ток, синфазный с основной гармоникой напряжения сети. В трехфазных несимметричных сетях идеальной нагрузкой является устройство, потребляющее симметричный синусоидальный ток, синфазный прямой последовательности основной гармоники напряжения сети.

Повышение коэффициента мощности преобразовательных установок достигается двумя способами:

- внутренними средствами, путем изменения силовой схемы преобразователя и (или) алгоритма управления;
- внешними средствами, за счет подключения внешних по отношению к преобразователю (или иной нагрузке) фильтрокомпенсирующих устройств и фильтров.

1.4. Основные параметры преобразователей

Устройства силовой электроники состоят из силовой части и системы управления (рис. 1.6, а). Основные показатели преобразователя в значительной мере определяются каждым из этих компонентов.

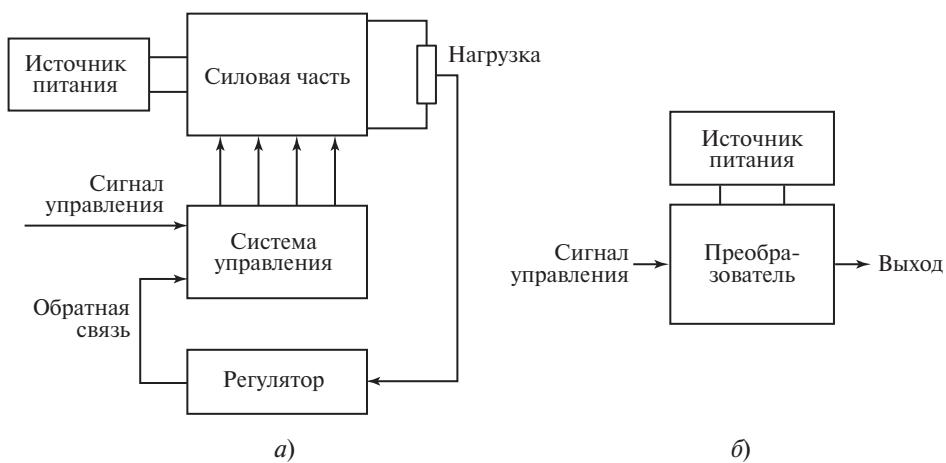


Рис. 1.6. Функциональная схема преобразовательного устройства (а) и его упрощенное представление (б)

Коэффициент передачи преобразователя — отношение напряжения на стороне нагрузки к напряжению на стороне источника. Значение напряжения на стороне постоянного тока оценивается средним значением, на стороне переменного тока — как правило, действующим значением основной гармоники. Важным параметром является максимальный коэффициент передачи преобразователя.

Коэффициент полезного действия преобразователя — это отношение активной мощности $P_{\text{вых}}$, передаваемой в нагрузку, к активной мощности $P_{\text{вх}}$, потребляемой от источника питания:

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вых}} + P_{\text{пот}}}, \quad (1.14)$$

где $P_{\text{пот}}$ — мощность потерь в преобразователе.

Потери в преобразователе состоят из потерь в ключевых полупроводниковых приборах, потерь в компонентах силовой части (конденсаторах, реакторах, трансформаторах и т.п.) и затрат мощности на работу системы управления. Потери в полупроводниковых приборах зависят от числа последовательно включенных ключей, через которые протекает основной ток преобразователя. Доля потерь в полупроводниковых ключах существенно увеличивается при снижении рабочих напряжений в преобразователе, например при питании преобразователя от аккумуляторов низкого напряжения, а также при возрастании частоты переключений приборов (см. гл. 2). Потери на питание системы управления существенны только в преобразователях малой мощности. Снижение потерь в преобразователе позволяет не только повысить КПД, но и уменьшить затраты на охлаждение.

Работоспособность преобразователя определяется его способностью обеспечивать требуемые параметры всех электрических величин на входе и выходе (см. пп. 1.2, 1.3) во всех режимах.

Надежность преобразователей зависит от надежности применяемых компонентов, сложности схемы, конструкции устройства и технологии, применяемой при изготовлении, эффективности охлаждения и мер, предусмотренных для защиты преобразователя от аварийных режимов. Значительную роль в обеспечении надежной работы преобразователя играет система управления. Сбои в работе системы управления, аномальное развитие динамических процессов (например, при неустойчивой работе системы автоматического регулирования) могут привести к отказу преобразователя, а в ряде случаев к выходу из строя преобразователя, нагрузки или источника питания.

На вход системы управления подается аналоговый или цифровой управляющий сигнал (сигналы), который задает основные параметры электрических величин в нагрузке. Многие специалисты, использующие устройства силовой электроники, представляют их в виде усилителей (рис. 1.6, б), на вход которых подается управляющий сигнал, а на выходе формируется выходное напряжение. Естественно, такое представление является очень

приближенным, и реальные свойства преобразователя в значительной мере отличаются от свойств усилительного элемента.

Существуют параметры, характеризующие свойства преобразователя (включая систему управления) как звена передачи информации. К их числу можно отнести искусственную внешнюю характеристику преобразователя (см. п. 1.2).

Регулировочная характеристика — зависимость основного параметра на выходе преобразователя (например, действующего значения основной гармоники выходного напряжения) от управляющего сигнала (например, напряжения). Регулировочную характеристику строят по опытным данным при замкнутой или разомкнутой цепи обратной связи. В ряде случаев регулировочной характеристикой называется зависимость выходного параметра от значения модулируемого параметра силовой части (угол задержки включения α , коэффициент заполнения γ — отношение длительности проводящего состояния ключа к периоду коммутации и т.п.).

Динамические параметры преобразователя:

- максимальное ΔU_{\max} и минимальное ΔU_{\min} отклонения выходного напряжения в переходных режимах;
- длительность переходного процесса регулирования, рассчитываемая от начала переходного процесса до вхождения в зону допустимого отклонения в стационарном режиме;
- запас устойчивости;
- показатель колебательности переходного процесса и др.

1.5. ФИЛЬТРЫ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Вторичные источники питания, выполненные на основе устройств силовой электроники, формируют выходное напряжение и ток сложного гармонического состава. Для ослабления высших гармоник спектра используют фильтры, выполненные на реактивных элементах — реакторах и конденсаторах. Несмотря на разнообразие типов преобразователей, их фильтры имеют схожую структуру. На рис. 1.7 приведены типовые структуры фильтров, наиболее часто применяемых в силовой электронике, на рис. 1.8 — зависимости коэффициента передачи фильтра (рис. 1.8, *а*) и его входного сопротивления от частоты (рис. 1.8, *б*) при разных сопротивлениях нагрузки: сплошные кривые соответствуют номинальной нагрузке, штриховые — сопротивлению нагрузки $20Z_{\text{ном}}$.

Частотную характеристику можно разделить на три части:

- область пропускания (коэффициент передачи фильтра $K_{\phi} \approx 1$, входное сопротивление фильтра велико);
- область подавления (коэффициент $K_{\phi} \ll 1$, входное сопротивление велико);

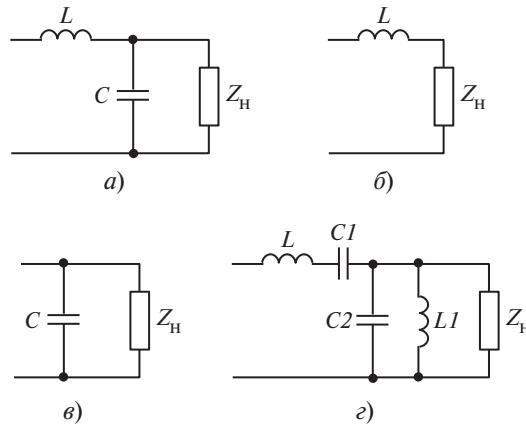


Рис. 1.7. Типовые структуры фильтров

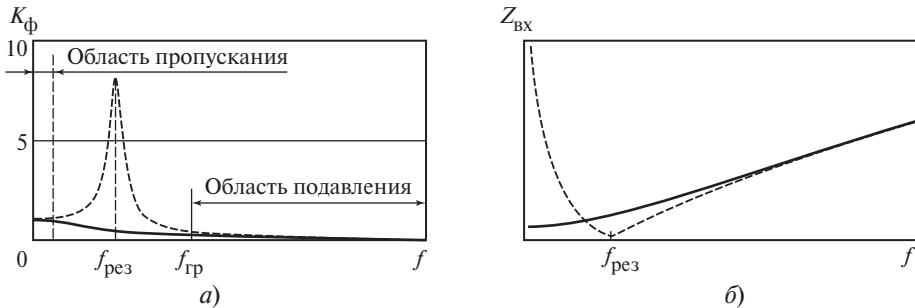


Рис. 1.8. Частотные характеристики Г-образного LC-фильтра

- промежуточная область, в которой коэффициент передачи на резонансной частоте фильтра $\omega_{\text{рез}} = 1/\sqrt{LC}$ при больших сопротивлениях нагрузки резко увеличивается, а входное сопротивление обращается в нуль. В этой области частот спектр выходного напряжения преобразователя не должен содержать гармонических составляющих, так как они не подавляются, а усиливаются фильтром. Верхняя граница промежуточной области $f_{\text{гр}} \approx (2 \div 3)f_{\text{рез}}$.

Фильтры постоянного тока предназначены для уменьшения (сглаживания) пульсаций на стороне постоянного тока. *Коэффициентом сглаживания* S_{ϕ} называется отношение коэффициента пульсаций напряжения на входе фильтра к коэффициенту пульсаций на его выходе.

Рассмотрим фильтры для преобразователей напряжения, имеющих жесткую внешнюю характеристику. При использовании LC-фильтра (см. рис. 1.7, a) при пренебрежении потерями коэффициент передачи фильтра для постоянной

составляющей $K_\phi(0) = 1$. В области подавления частот коэффициент передачи фильтра однофазного выпрямителя в наихудшем режиме холостого хода нагрузки определяется так:

$$K_\phi(f) = \frac{1}{4\pi^2 f^2 LC - 1}. \quad (1.15)$$

В этом случае коэффициент сглаживания имеет вид

$$S_\phi = \frac{1}{K_\phi(f_{\text{гр}})} = 4\pi^2 f_{\text{гр}}^2 LC - 1. \quad (1.16)$$

Как следует из рис. 1.8, Г-образный LC -фильтр эффективен в широком диапазоне изменения нагрузки вплоть до холостого хода.

Индуктивный фильтр (см. рис. 1.7, б) при пренебрежении потерями также имеет коэффициент передачи для постоянной составляющей $K_\phi(0) = 1$. При работе на активную нагрузку R_h коэффициент сглаживания вычисляется по формуле

$$S_\phi = \frac{\sqrt{R_h^2 + 4\pi^2 f_{\text{гр}}^2 L^2}}{R_h}. \quad (1.17)$$

Эффективность сглаживания резко снижается при увеличении R_h , поэтому индуктивный фильтр используют только при работе на нагрузку небольшого сопротивления, изменяющуюся в незначительных пределах.

Емкостный фильтр (см. рис. 1.7, в) при подключении к преобразователю напряжения либо приводит к потере преобразователем свойств источника напряжения, либо вызывает перегрузку ключей преобразователя токами высших гармоник. В преобразователях тока для фильтрации используется исключительно емкостный фильтр, через который замыкаются, минуя нагрузку, высокочастотные составляющие тока преобразователя.

Фильтры переменного тока предназначены для уменьшения содержания высших гармоник в напряжении и токе нагрузки. К фильтрам переменного тока для преобразователей напряжения предъявляют следующие требования.

1. Коэффициент передачи фильтра для основной гармоники должен быть максимально близок единице ($K_{\phi 1} \approx 1$) во всем диапазоне изменения нагрузки. Потери напряжения основной гармоники в фильтре должны быть минимальны, это позволяет сохранить жесткость внешней характеристики и исключить необходимость повышения напряжения питания преобразователя.

2. Высшие гармоники напряжения преобразователя должны подавляться в той степени, которую требует функционирование нагрузочных цепей, коэффициент передачи в области подавления ограничен: $K_{\phi, \text{в}} \leq K_{\text{треб}}$. Параметр $K_{\text{треб}}$ равен отношению требуемого коэффициента гармоник на стороне нагрузки к коэффициенту гармоник на входе фильтра.

3. Реактивные токи основной и высших гармоник, которые замыкаются через фильтр, минуя нагрузку, должны быть ограничены на заданном уровне. Это позволяет уменьшить токи через полупроводниковые приборы преобразователя и токи, протекающие через преобразователь в режиме холостого хода нагрузки.

При работе на нагрузку, изменяющуюся в широких пределах, часто используется LC -фильтр (см. рис. 1.7, а).

Для минимизации потерь напряжения основной гармоники в фильтре индуктивность реактора L должна быть ограничена. На рис. 1.9 представлены диаграммы, показывающие зависимость коэффициента передачи фильтра для основной гармоники от выбора индуктивности реактора фильтра. Значение индуктивности представлено в нормированном виде: $L_* = 2\pi f_{\text{вых}}/Z_n$, где Z_n — модуль комплексного сопротивления нагрузки для основной гармоники.

Выбранное по графику на рис. 1.9 значение индуктивности может оказаться недостаточным для ограничения реактивного тока высших гармоник, которые замыкаются через фильтр, минуя нагрузку, поскольку модуль входного сопротивления фильтра для высших гармоник

$$Z_{\text{вх. в}} = 2\pi f L,$$

где $f \geq f_{\text{гр}}$.

В этом случае индуктивность выбирают из условий ограничения реактивного тока, а для восстановления жесткости внешней характеристики в схему фильтра добавляют конденсатор $C1$ (см. рис. 1.7, г). Резонанс в последовательном контуре $L-C1$ происходит на частоте основной гармоники, поэтому при пренебрежении потерями можно считать, что $K_{\phi 1} = 1$.

При условии $K_{\phi}(f_{\text{гр}}) = K_{\text{треб}}$ находят емкость конденсатора C .

Реактивный ток основной гармоники, замыкающийся через фильтр, минуя нагрузку, определяется сопротивлением конденсатора C на основной

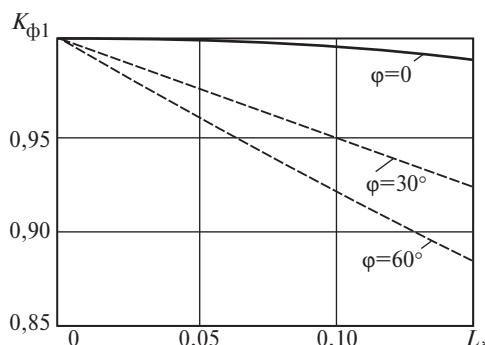


Рис. 1.9. Кривые зависимости коэффициента передачи LC -фильтра для основной гармоники от индуктивности реактора фильтра при различных значениях угла нагрузки

гармонике. Если указанный реактивный ток велик, то необходимо ввести в схему фильтра дополнительный реактор $L1$ (см. рис. 1.7, z), при этом резонансная частота параллельного контура $L1-C$ соответствует частоте основной гармоники преобразователя и протекание реактивного тока основной гармоники, замыкающейся через фильтр, блокируется.

Фильтры, выполненные по схеме на рис. 1.7, z , имеют существенные недостатки, обусловленные наличием колебательных контуров с резонансом на основной гармонике:

- массогабаритные и стоимостные показатели существенно хуже, чем у фильтра по схеме на рис. 1.7, a ;
- фильтр может функционировать только при постоянной выходной частоте.

Необходимость в переходе от структуры фильтра, показанной на рис. 1.7, a , к структуре, приведенной на рис. 1.7, z , возникает при малых значениях отношения $f_{\text{гр}}/f_{\text{осн}}$. Развитие полупроводниковой электроники позволило создать полупроводниковые ключи большой мощности с высокой частотой переключений. Их применение расширило область спектра выходного напряжения, свободную от гармонических составляющих (см. рис. 1.3, z), и повысило отношение $f_{\text{гр}}/f_{\text{осн}}$. В этом случае использование Г-образного LC -фильтра удовлетворяет всем требованиям к параметрам фильтра при минимальных затратах на его изготовление.

Выходные фильтры переменного тока для преобразователей тока, как правило, реализуются по схеме рис. 1.7, $в$. Расширение области спектра выходного тока, свободной от гармонических составляющих, позволяет уменьшить затраты на изготовление фильтра и улучшить его массогабаритные показатели.

Динамические процессы в фильтрах. Выходные фильтры преобразователей содержат реактивные элементы, в которых накапливается энергия. Характер переходных процессов при изменении режима работы (пуск, изменения нагрузки, питающего напряжения и т.п.) в значительной мере определяется процессами в фильтре. При работе на нагрузку, изменяющуюся в широких пределах, в цепях и постоянного, и переменного тока применяют LC -фильтры.

Рассмотрим динамические процессы в Г-образном фильтре (см. рис. 1.7, a). При протекании тока через реактор L в нем накапливается энергия:

$$W_L = Li^2/2. \quad (1.18)$$

При скачкообразном уменьшении тока нагрузки, например при отключении потребителя большой мощности, энергия из реактора поступает в конденсатор C , увеличивает его энергию

$$W_C = CU_C^2/2 \quad (1.19)$$

и напряжение на нагрузке. Выходное напряжение совершает колебания с резонансной частотой фильтра $\omega_{\text{рез}}$ до тех пор, пока избыточная энергия

не будет рассеяна в нагрузке. Выбросы выходного напряжения пропорциональны $\sqrt{L/C}$ и могут в несколько раз превышать значение выходного напряжения в установившемся режиме.

Интенсивность выбросов выходного напряжения можно снизить, уменьшая индуктивность L и увеличивая емкость C при сохранении резонансной частоты фильтра. Однако эта мера не всегда применима, так как приводит к увеличению токов через ключи преобразователя. Для снижения выбросов напряжения в нагрузочную цепь могут быть введены нелинейные элементы, ограничители напряжения — варисторы.

При скачкообразном увеличении мощности нагрузки конденсатор фильтра C отдает накопленную в нем энергию в нагрузку, напряжение на конденсаторе падает, наблюдается провал напряжения на нагрузке. Переходный процесс продолжается до тех пор, пока энергия конденсатора не будет восполнена от источника питания преобразователя.

Литература к гл. 1

ГОСТ Р 54149—2010. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: ФГУП «Стандартинформ», 2011.

Глава вторая

СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КЛЮЧИ И ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

2.1. Общие сведения

Силовые полупроводниковые ключи подразделяют на управляемые (транзисторы, тиристоры) и неуправляемые (диоды) приборы. Система условных обозначений и маркировки силовых ключей отражает информацию об исходном полупроводниковом материале, функциональном назначении или принципе действия ключа.

По типу исходного полупроводникового материала ключи делят на кремниевые (Si), германиевые (Ge) и приборы на основе арсенида галлия (GaAs), соединения индия (InP, InAs) и карбида кремния (SiC). Большинство силовых ключей изготавливают на основе кремния.

2.2. Силовые диоды

По функциональному назначению силовые диоды делят на следующие основные подгруппы или виды: выпрямительные диоды, лавинные выпрямительные диоды (ограничители напряжения), лавинные выпрямительные диоды с контролируемым пробоем (стабилизаторы напряжения), импульсные диоды.

2.2.1. Силовые диоды с $p^+—n^—n^+$ -структурой

Силовой диод с $p—n$ -переходом имеет полупроводниковую $p^+—n^—n^+$ -структуру (рис. 2.1). Средний слой n^- является базой и представляет собой кремниевый полупроводник с низкой концентрацией донорной примеси $N_d \approx (5 \div 7)10^{13} \text{ см}^{-3}$. Внешние слои структуры диода, обозначенные индексом «+», сильнолегированные; их принято называть эмиттерами.

При подаче на диод обратного напряжения внешнее электрическое поле сосредоточено в основном в области высокоомного слоя (базы). Наличие сильнолегированного n^+ -слоя обеспечивает форму напряженности электрического поля в базе, близкую к прямоугольной. Это позволяет увеличить

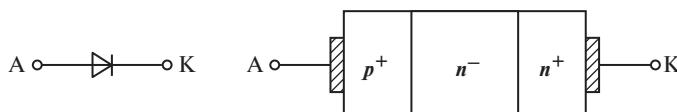


Рис. 2.1. Обозначение и структура силового диода

рабочее напряжение силового диода практически вдвое по сравнению с типовой $p^+—n^-$ -структурой.

Максимальное значение обратного рабочего напряжения определяется напряжением лавинного пробоя U_{BR} и выбирается с некоторым запасом:

$$U_{RRM} = k_0 U_{BR}, \quad (2.1)$$

где U_{RRM} — максимально допустимое повторяющееся импульсное обратное напряжение диода; k_0 — коэффициент запаса, обычно равный 0,75.

Толщина слоя объемного заряда в базе W_0 , где в основном и сосредоточено электрическое поле закрытого диода, достигает десятков и сотен микрометров. Ее предельное значение можно оценить по формуле

$$W_0 \approx 0,52 \sqrt{\rho_n U_{BR}}, \quad (2.2)$$

где ρ_n — удельное сопротивление n^- -слоя, Ом/см.

При расчетном значении W_0 менее 150 мкм для обеспечения необходимой механической прочности в исходной кремниевой пластине толщину n^- -слоя выбирают равной 150 мкм. При W_0 более 150 мкм толщина n^- -слоя W_{n^-} обычно равна или с учетом наличия защитного n^+ -слоя, ограничивающего распространение электрического поля, несколько меньше W_0 .

В общую толщину исходной кремниевой пластины входят также значения глубины залегания w переходов $p^+—n^-$ и $n^+—n^-$:

$$W_{Si} = W_{n^-} + w_{p^+—n^-} + w_{n^+—n^-}. \quad (2.3)$$

Глубины залегания $p—n$ -переходов силовых диодов обычно составляют: $w_{p^+—n^-} \approx 75 \div 125$ мкм и $w_{n^+—n^-} \approx 30 \div 50$ мкм.

Пример. Для силового диода на рабочее напряжение 1600 В напряжение лавинного пробоя $U_{BR} = 2130$ В. При удельном сопротивлении исходного кремния ρ_n примерно 80 Ом · см толщина кремниевой пластины должна выбираться не менее 300 мкм.

При прямом напряжении на диоде электронно-дырочный $p^+—n^-$ -переход смещается в прямом направлении, и в базовую область диода из сильно-легированного p^+ -слоя начинается инжекция дырок. Заполняя базовый слой, инжектированные дырки продвигаются в сторону $n^+—n^-$ -перехода. Уровень легирования эмиттерного n^+ -слоя изначально задается таким, что дырки не могут преодолеть потенциального барьера $n^+—n^-$ -перехода. Дырки скапливаются вблизи $n^+—n^-$ -перехода, и для компенсации их положительного заряда необходим дополнительный приток электронов. Такой приток электронов обеспечивается из $n^+—n^-$ -перехода, который смешен в прямом

направлении. Таким образом, в $p^+—n^-—n^+$ -структуре силового диода проходит процесс двойной инжекции носителей заряда, при котором n^- -слой диода с двух сторон заполняется электронно-дырочной плазмой.

Падение напряжения на $n^+—n^-$ -переходе несколько меньше, чем на $p^-—n^-$ -переходе, при этом суммарное напряжение на переходах диода можно оценить по формуле

$$U_{p-n} \approx 2\phi_T \ln \left(\frac{I_F}{I_S} \right), \quad (2.4)$$

где ϕ_T — тепловой потенциал, при комнатной температуре равный 0,025 В; I_F — прямой ток диода; I_S — ток насыщения (для кремниевых переходов $I_S \approx 10^{-6} \div 10^{-12}$ А).

При высокой плотности прямого тока в n^- -слое диода реализуется высокий уровень инжекции. Поскольку полупроводниковая структура работает в режиме двойной инжекции, удельная электропроводность базы увеличивается пропорционально току. Вследствие этого прямое падение напряжения в n^- -слое остается практически постоянным и не зависит от значений тока диода и удельного сопротивления базы. Падение напряжения в базе диода в этом случае можно оценить по формуле

$$U_{n^-} \approx 1,5\phi_T \exp \left(\frac{W_{n^-}}{2,4L_p} \right), \quad (2.5)$$

где L_p — диффузионная длина дырок в n^- -слое.

С увеличением плотности тока до значений 100—300 А/см² на прямое напряжение в базе диода начинает влиять эффект взаимного рассеяния электронов и дырок. При таких плотностях тока концентрация носителей в базе достигает значений $(7 \div 8)10^{16}$ см⁻³ и выше, их подвижность становится обратно пропорциональной уровню концентрации и проводимость базы не зависит от тока. При этом в базе диода появляется дополнительная составляющая падения напряжения, пропорциональная прямому току I_F .

С учетом всех перечисленных фактов прямое напряжение на силовом диоде можно рассчитать по формуле

$$U_F = 2\phi_T \ln \left(\frac{I_F}{I_S} \right) + 1,5\phi_T \exp \left(\frac{W_{n^-}}{2,4L_p} \right) + \frac{W_{n^-}}{16S} I_F, \quad (2.6)$$

где S — активная площадь структуры диода, см²; W_{n^-} — толщина базы, см.

Пример. Для выпрямительного силового диода с активной площадью структуры $S = 1$ см², толщиной базы $W_{n^-} = 250$ мкм и типовым временем жизни неос-

новных носителей $\tau = 10$ мкс при температуре примерно 20 °C параметры $I_S \approx 3 \cdot 10^{-6}$ A и $L_p \approx 110$ мкм. Тогда при токе $I_F = 100$ A прямое напряжение на диоде U_F будет составлять $1,12$ В, а при токе $I_F = 300$ A оно увеличится до $1,5$ В.

2.2.2. Силовые диоды Шоттки

Принцип действия диода Шоттки основан на взаимодействии металла и обедненного слоя полупроводника, контакт между которыми при определенных условиях обладает выпрямительными свойствами. Силовые диоды Шоттки изготавливают на основе n -кремния с электронным типом проводимости. Сильнолегированная подложка n^+ с концентрацией доноров $5 \cdot 10^{18} - 5 \cdot 10^{19}$ см $^{-3}$ имеет толщину 150—200 мкм, которая определяется толщиной исходной кремниевой пластины. Наличие сильнолегированной подложки значительно снижает сопротивление диода и обеспечивает омический контакт с металлизированным слоем катода. Активный n^- -слой диода Шоттки, имеет концентрацию примеси $3 \cdot 10^{15}$ см $^{-3}$, его толщина W_n определяется рабочим напряжением диода. Для ослабления эффектов краевого лавинного пробоя и повышения напряженности электрического поля в базе в структуру диода вводится система охранных колец с p — n -переходом, глубина залегания которого составляет несколько микрометров (рис. 2.2).

Падение напряжения на переходе диода Шоттки ниже, чем у диода с p — n -переходом, а обратные токи больше.

Пример. При той же площади структуры $S = 1$ см 2 , что и для выпрямительного диода, обратный ток насыщения диода Шоттки составляет $I_S \approx 1,5 \cdot 10^{-5}$ A. При этом падение напряжения на переходе диода Шоттки при токе $I_F = 100$ A будет равно 0,4 В, тогда как у выпрямительного диода падение напряжения на переходах составляет 0,86 В.

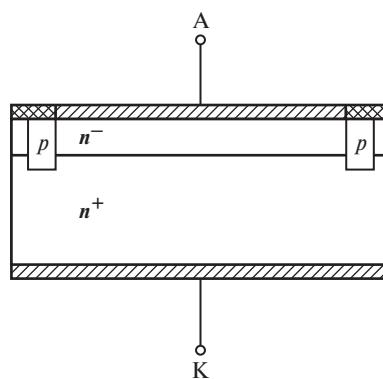


Рис. 2.2. Структура диода Шоттки

Прямое напряжение на диоде Шоттки суммируется из двух основных составляющих — напряжения перехода и падения напряжения в активной области n^- -слоя диода:

$$U_F = \varphi_T \ln (I_F/I_S + 1) + I_F \rho_n W_n / S. \quad (2.7)$$

Чем больше максимальное обратное напряжение диода Шоттки, тем больше сопротивление n^- -слоя, так как для создания высокого обратного напряжения требуется толстая слаболегированная область с низкой концентрацией носителей заряда.

2.2.3. Импульсные диоды

Импульсные диоды применяют в устройствах, работающих в импульсных и высокочастотных режимах. На рис. 2.3 показаны основные типы структур импульсных диодов: с $p-n$ -переходом (диффузионный и эпитаксиальный импульсный диод) и с переходом металл—полупроводник (импульсный диод Шоттки).

Импульсные диоды Шоттки, изготовленные на основе кремния, за счет отсутствия эффекта накопления неосновных носителей заряда имеют наименьшее время переключения — единицы наносекунд. В переходном процессе выключения диодов практически отсутствует бросок обратного тока и время обратного восстановления определяется только длительностью перезаряда барьерной емкости $p-n$ -перехода. Обратное напряжение составляет не более 400 В.

Максимальное обратное напряжение импульсных диодов Шоттки на основе арсенида галлия равно примерно 600 В. Наибольшие значения обратного напряжения имеют диоды на основе карбида кремния — до 1700 В. Из-за отсутствия процессов инжекции и модуляции базовых слоев рабочие токи составляют не более нескольких десятков ампер.

Инерционность процессов переключения импульсных диодов с $p-n$ -переходом определяется рядом параметров. При переключении импульс-

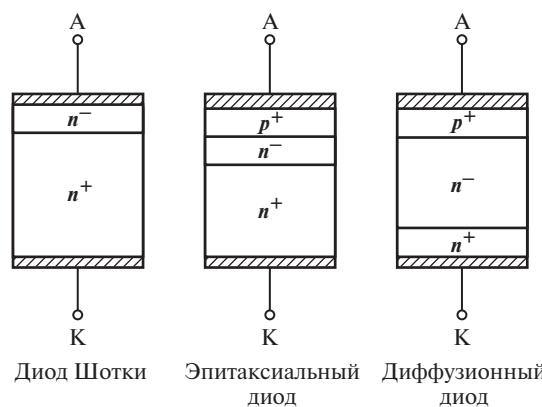


Рис. 2.3. Основные структуры импульсных диодов

ногого диода из закрытого состояния в открытое падение напряжения на приборе вначале имеет большое значение. Скачок напряжения определяется начальным сопротивлением базы диода r_{B0} и амплитудой прямого тока I_F и может быть равен нескольким десяткам и даже сотням вольт. По мере накопления заряда в базе прямое напряжение на диоде снижается и достигает установившегося значения (рис. 2.4).

Время, в течение которого прямое напряжение на диоде сначала нарастает, а затем снижается до 1,1 установившегося значения U_0 , называют временем установления прямого сопротивления диода t_{fr} .

Процесс выключения импульсного диода с p — n -переходом происходит при резком увеличении обратного тока и его последующем уменьшении до нулевого значения (рис. 2.5).

Максимальный обратный ток из-за избыточного заряда, накопленного в базе диода, может достигать больших значений и в несколько раз превосходить амплитуду прямого тока. Для характеристики броска обратного тока вводят динамический параметр, называемый зарядом обратного восстановления импульсного диода Q_{rr} . Значение Q_{rr} равно интегралу обратного тока через диод. Время, в течение которого обратный ток начинает нарастать и затем спадает до 0,2 максимального значения, называют временем восстановления обратного сопротивления диода t_{rr} .

Максимальное обратное напряжение эпитаксиальных импульсных диодов, имеющих тонкую базу, составляет примерно 600—1200 В. Диоды с обратным напряжением более 1200 В изготавливают, как правило, по диффузионной технологии. Максимальное значение обратного напряжения таких диодов достигает 6500 В. Значение среднего прямого тока полупроводниковых кристаллов (чипов) импульсных диодов с p — n -переходом составляет 50,

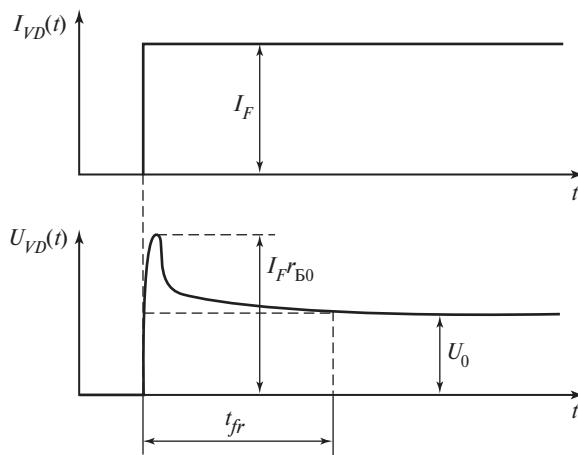


Рис. 2.4. Изменение напряжения на импульсном диоде при включении

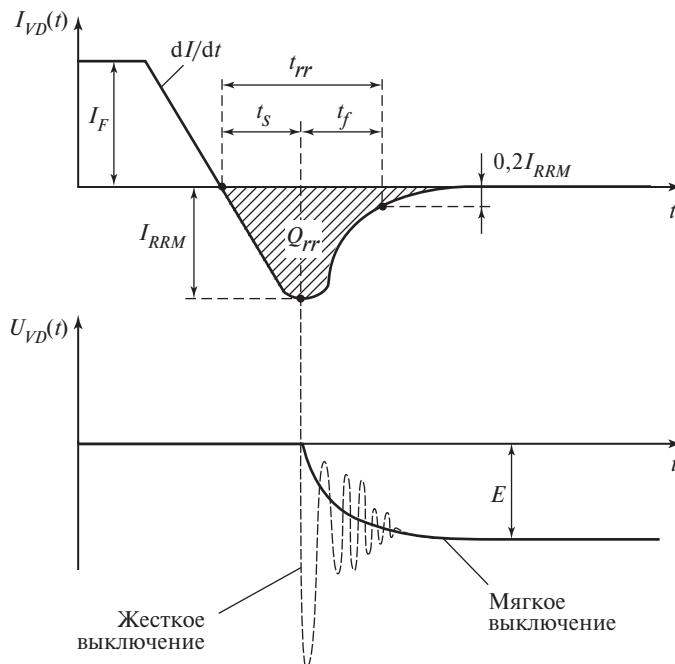


Рис. 2.5. Диаграммы процесса выключения импульсного диода

100 и 150 А. За счет параллельного соединения отдельных кристаллов формируют требуемый рабочий ток до нескольких тысяч ампер.

Импульсные диоды в схемах силовой электроники должны обладать характеристикой мягкости процесса обратного восстановления. С этой целью вводят коэффициент мягкости S , равный отношению длительности спада t_f обратного тока диода к длительности его нарастания t_s :

$$S = t_f / t_s. \quad (2.8)$$

Перенапряжение на диоде в процессе его восстановления зависит от скорости спада прямого тока di/dt . Резкое уменьшение обратного тока диода приводит к большим броскам напряжения. Для снижения напряжения до минимального коэффициент мягкости должен быть больше единицы. Как правило, для диодов с мягким восстановлением скорости нарастания и спада обратного тока примерно одинаковы.

2.3. Силовые биполярные транзисторы

При высоких рабочих напряжениях силовых биполярных транзисторов, составляющих сотни и тысячи вольт, довольно трудно реализовать $n^+ - p^- - n^+$ -структуру с тонкой базой. В противном случае будут существенно снижены частотные свойства транзистора, прежде всего предельная частота усиления

ния f_t , при которой коэффициент усиления тока уменьшается до единицы. Значение предельной частоты f_t определяют по формуле

$$f_t = |h_{21\Theta}| f, \quad (2.9)$$

где $|h_{21\Theta}|$ — модуль коэффициента усиления тока (приводится в справочных данных на каждый тип транзистора); f — частота, на которой проводилось измерение параметра $|h_{21\Theta}|$. Поэтому силовые биполярные транзисторы изготавливают с $n^+ - p - n^- - n^+$ -структурой, при этом участок низколегированного n^- -слоя является высокоомной областью коллектора (рис. 2.6).

Силовые биполярные транзисторы предназначены для работы в ключевых режимах, преимущественно в схемах с общим эмиттером. Поэтому их рабочее напряжение зависит от максимального допустимого постоянного напряжения коллектор — эмиттер $U_{K\Theta \max}$. По значению напряжения $U_{K\Theta \max}$ рассчитывают следующие параметры:

напряжение лавинного пробоя коллектор — эмиттер

$$U_{K\Theta 0} = k_0 U_{K\Theta \max}, \quad (2.10)$$

где k_0 — коэффициент запаса ($k_0 \geq 1$);

напряжение пробоя перехода коллектор — база

$$U_{KB0} = (1 + \beta_N)^{1/n} U_{K\Theta 0}, \quad (2.11)$$

где $n \approx 3 \div 6$ для кремниевых транзисторов; β_N — коэффициент усиления транзистора;

толщину области объемного заряда, которая распространяется в сторону высокоомной области коллектора,

$$W_{K0} \approx 0,52 \sqrt{\rho_n U_{KB0}}, \quad (2.12)$$

где ρ_n — удельное сопротивление n^- -слоя коллектора.

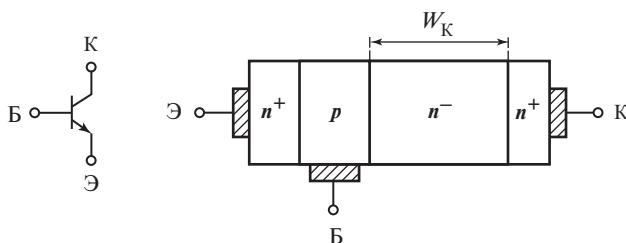


Рис. 2.6. Обозначение и структура биполярного транзистора

Необходимая толщина высокоомной области коллектора W_K с учетом ограничения электрического поля высоколегированным слоем n^+ выбирается равной примерно половине значения W_{K0} .

Пример. Силовой транзистор на рабочее напряжение $U_{KЭ\ max} = 500$ В с коэффициентом усиления $\beta_N = 2$, изготовленный на кремниевой пластине с удельным сопротивлением $\rho_n = 30$ Ом · см, будет иметь следующие параметры: $U_{KЭ0} = 750$ В; $U_{KБ0} = 900$ В; $W_{K0} \approx 95$ мкм; $W_K \approx 45$ мкм.

В режиме насыщения эмиттерный и коллекторный переходы биполярного транзистора смешены в прямом направлении. Остаточное напряжение на транзисторе определяется формулой

$$U_{KЭ\ нас} = \varphi_T \ln \frac{\alpha_I}{1 + I_K/(1 + \beta_I)I_B} + (I_K + I_B)r_\Theta + I_Kr_K, \quad (2.13)$$

где β_I — коэффициент усиления при инверсном включении транзистора; $\alpha_I = \beta_I/(1 + \beta_I)$; r_Θ — сопротивление эмиттерного слоя; r_K — сопротивление коллекторного слоя.

В зависимости от сопротивления коллекторного слоя значение напряжения $U_{KЭ\ нас}$ кремниевых транзисторов для приборов низкого напряжения составляет 1—2 В, для приборов высокого напряжения — 4—5 В.

По предельной частоте усиления f_t вычисляют время пролета носителей τ_K через базу и постоянную времени жизни носителей τ_B заряда в транзисторе

$$\begin{cases} \tau_K = \frac{\alpha_N}{2\pi f_t}; \\ \tau_B = \beta_N \tau_K, \end{cases} \quad (2.14)$$

где α_N — коэффициент усиления тока в схеме с общей базой; β_N — коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером; $\alpha_N = \beta_N/(1 + \beta_N)$.

В усилительном режиме биполярный транзистор работает в активной области выходной характеристики. В ключевом режиме, более характерном для силовых транзисторов, прибор из закрытого состояния (отсечки) по сигналу управления переходит в открытое состояние (насыщение) и наоборот, оставаясь при этом на фронтах переключения в активной области. Для гарантированного попадания в область насыщения базовый ток управления должен выбираться с некоторым запасом, который определяется коэффициентом насыщения транзистора:

$$N = \frac{I_B^+}{I_{Бгр}}, \quad (2.15)$$

где I_B^+ — прямой ток базы; $I_{Бгр} = I_h / \beta_N$ — граничный ток базы; $I_h = I_{K\ нас}$ — ток нагрузки.

По коэффициенту насыщения можно оценить основные динамические параметры транзистора [2]:

- время включения

$$t_{\text{вкл}} \approx \tau_0 \ln \left(\frac{N}{N-1} \right); \quad (2.16)$$

- время задержки выключения транзистора (время рассасывания)

$$t_{\text{расс}} \approx \tau_0 \ln \left(\frac{N+1}{2} \right); \quad (2.17)$$

- время выключения

$$t_{\text{выкл}} \approx \tau_0 \ln 2, \quad (2.18)$$

где $\tau_0 = \tau_B + (1 + \beta_N)C_{KB}R_h$ — эквивалентная постоянная времени с учетом влияния проходной емкости транзистора коллектор — база; R_h — сопротивление цепи нагрузки.

Наличие высокоомного коллекторного слоя приводит к появлению на выходных характеристиках транзистора дополнительной рабочей области — преднасыщения (рис. 2.7). Граница между активной областью транзистора и областью преднасыщения описывается уравнением

$$I_K = U_{KE}/r_{K0}, \quad (2.19)$$

где $r_{K0} = \rho_n W_K / S$ — исходное сопротивление n^- -слоя коллектора; S — площадь структуры транзистора.

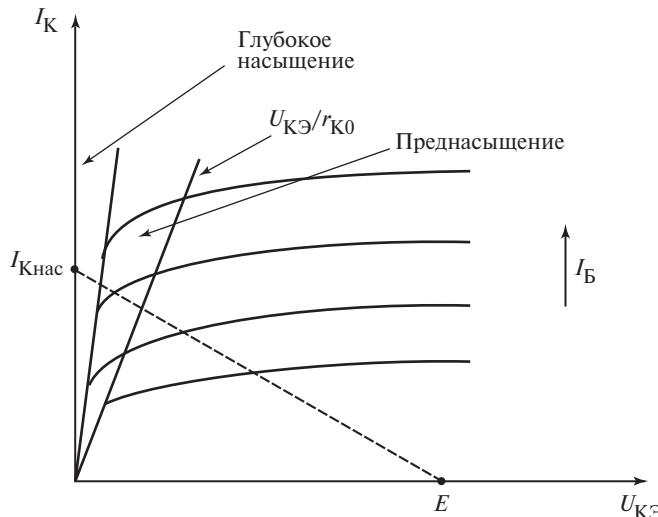


Рис. 2.7. Вольт-амперные характеристики силового биполярного транзистора

При пересечении траектории переключения транзистора с областью преднасыщения (на рис. 2.7 показана штриховой линией) скорость изменения коллекторного тока существенно снижается. При этом в переходном процессе переключения появляются интервалы «квазинасыщения» при включении транзистора и «квазирассасывания» при выключении. Чем выше удельное сопротивление высокомомной области коллектора, тем больше длительность данных интервалов. В процессе модуляции сопротивления коллекторного n^- -слоя зарядом накопленных носителей происходит фактическое увеличение размеров базовой области транзистора (эффекты Кирка и «наведенной» базы). При этом снижается коэффициент передачи тока β_N и увеличивается время жизни носителей заряда τ_B . Это является основной причиной замедления фронтов переключения тока $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ и фактором ограничения быстродействия биполярных транзисторов высокого напряжения.

Еще одной особенностью силовых биполярных транзисторов является эффект вытеснения тока, связанный с влиянием продольного сопротивления p -слоя. Поскольку ток базы транзистора протекает параллельно плоскости эмиттера, потенциал p -слоя уменьшается по направлению тока. Если потенциал превышает значение $2\phi_T$, то плотности тока в центральной части эмиттера и на его периферии различаются практически на порядок. Соответственно этому в структуре транзистора происходит локализация плотности тока нагрузки либо на краях эмиттера при отпирании транзистора, либо в центральной части эмиттера при его запирании. Таким образом, в состоянии проводимости находится только часть эмиттера $\Delta X_{\mathcal{E}}$, размеры которой оценивают по формуле

$$\Delta X_{\mathcal{E}} \approx 0,54 W_B \sqrt{\beta_N}, \quad (2.20)$$

где W_B — ширина p -слоя транзистора.

Для уменьшения влияния эффекта вытеснения тока эмиттер изготавливают в форме кольцевых, эвольвентных и гребенчатых конструкций, сечение которых соответствует параметру $\Delta X_{\mathcal{E}}$.

Отмеченные недостатки силовых биполярных транзисторов частично устраняют с помощью комбинированных схемных решений.

Для повышения коэффициента усиления по току используют составные транзисторы на основе схем Дарлингтона и Шиклаи (рис. 2.8). Коэффициент усиления тока в составном транзисторе примерно равен произведению $\beta_{N1}\beta_{N2}$.

Для увеличения максимально допустимого напряжения и повышения скорости выключения транзистора применяют каскодную схему с эмиттерной коммутацией (рис. 2.9). В такой схеме скорость процесса выключения возрастает в β_N раз, а предельное напряжение становится равным напряже-

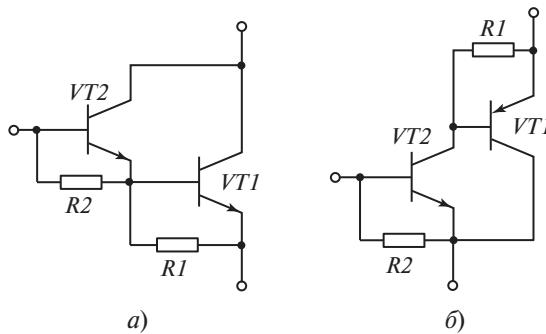


Рис. 2.8. Составные транзисторы по схемам Дарлингтона (а) и Шиклай (б)

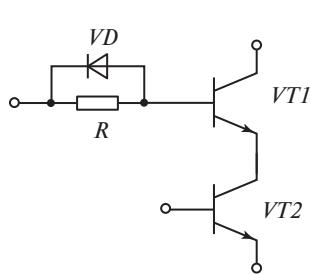


Рис. 2.9. Каскодная схема транзисторного ключа

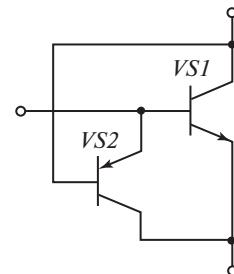


Рис. 2.10. Схема ненасыщенного ключа

нию пробоя перехода коллектор — база $U_{\text{КБ0}}$, что фактически в 1,5 раза больше, чем для обычного ключа по схеме с общим эмиттером.

Для повышения частотных характеристик транзистора и уменьшения времени рассасывания используют схемы ненасыщенных ключей с нелинейной обратной связью (рис. 2.10).

2.4. Тиристоры

2.4.1. Управляемые полупроводниковые вентили с $p-n-p-n$ -структурой

Переключатели с $p-n-p-n$ -структурой представляют собой приборы, механизм действия которых определяется внутренней обратной связью. Структура тиристора состоит из четырех $p-n-p-n$ -слоев и трех $p-n$ -переходов, один из которых называется анодным, другой — центральным, третий — катодным (рис. 2.11).

Рассматривая тиристор как составную схему из двух связанных между собой $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзисторов, в которой коллектор одного тран-

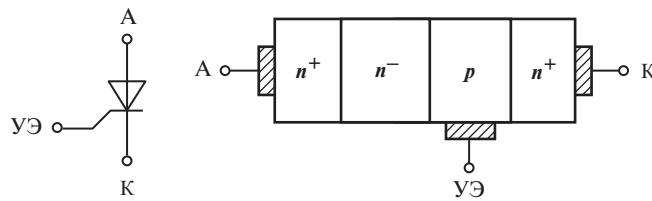


Рис. 2.11. Обозначение и структура тиристора

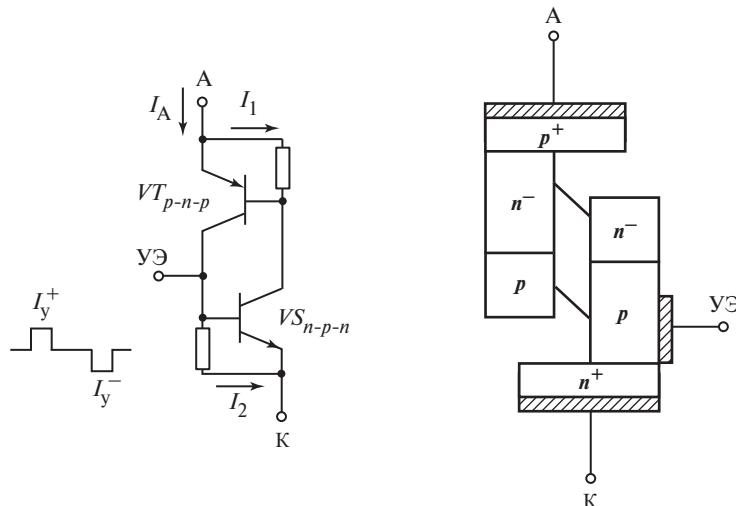


Рис. 2.12. Составная схема тиристора

зистора соединен с базой другого и наоборот (рис. 2.12), вольт-амперную характеристику прибора представляют в следующей форме:

$$I_A = \frac{\alpha_{n-p-n} I_y + I_{K0}}{I - \alpha_{n-p-n} - \alpha_{p-n-p}}, \quad (2.21)$$

где I_A — анодный ток тиристора; I_y — ток управления в p -слое тиристора; α_{n-p-n} — коэффициент передачи тока $n-p-n$ -транзистора; α_{p-n-p} — коэффициент передачи тока $p-n-p$ -транзистора; I_{K0} — тепловой ток центрального перехода.

Закрытое состояние тиристора характеризуется прямой и обратной блокирующей способностью прибора (рис. 2.13). Если к тиристору приложено прямое напряжение («плюс» на аноде), центральный $p-n$ -переход структуры заперт. При этом область пространственного заряда начинает проникать в низколегированный n -слой тиристора в направлении от центрального перехода. Если к тиристору приложено обратное напряжение, анодный и катодный $p-n$ -переходы заперты. Поскольку катодный переход тиристора,

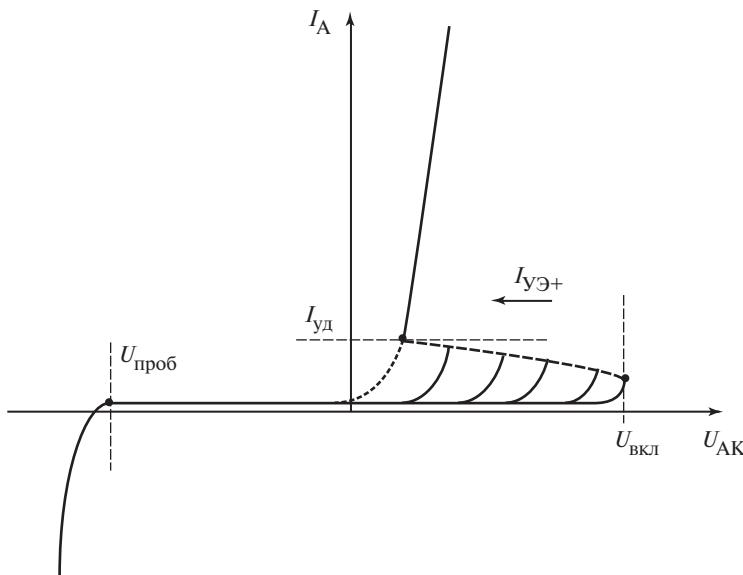


Рис. 2.13. Вольт-амперная характеристика тиристора

примыкающий к управляющему электроду, обладает очень слабой запирающей способностью (не более 20 В), область пространственного заряда проникает в *n*-слой тиристора из анодного перехода. Таким образом, и прямая, и обратная блокирующие способности тиристора определяются размерами и степенью легирования *n*-слоя.

Если напряженность электрического поля в области пространственного заряда закрытого прибора достигает критического значения, наступает лавинный пробой. Предельные размеры области пространственного заряда в микрометрах, как и для диода, оценивают по формуле

$$W_0 \approx 0,52 \sqrt{\rho_n U_{BR}} \leq W_n, \quad (2.22)$$

где ρ_n — удельное сопротивление в *n*-слое, Ом/см; U_{BR} — напряжение лавинного пробоя в структуре тиристора, В.

Пример. Для силового тиристора на рабочее напряжение 2000 В напряжение лавинного пробоя $U_{BR} = 2700$ В. При удельном сопротивлении исходного кремния ρ_n порядка 80 Ом · см толщина *n*-слоя должна быть не менее 210 мкм.

При подаче импульса тока управления в *p*-слой тиристора вступает в действие механизм положительной обратной связи составных транзисторных структур, при этом коэффициенты передачи тока α_{n-p-n} и α_{p-n-p} увеличиваются. Используя эти коэффициенты в дифференциальной форме ($\alpha^* = \Delta I_K / \Delta I_{\Theta}$),

можно получить условие перехода $p-n-p-n$ -структур в устойчивое проводящее состояние:

$$\alpha_{n-p-n}^* + \alpha_{p-n-p}^* \geq 1. \quad (2.23)$$

Во включенном состоянии тиристор представляет собой диодную $p^+ - i - n^+$ -структуру с насыщенной базой. Падение прямого напряжения на открытом тиристоре по аналогии с диодом высокого напряжения рассчитывают по формуле

$$U_{VS} = 2\varphi_T \ln \left(\frac{I_A}{I_S} \right) = 1,5\varphi_T \exp \frac{W_n + W_p}{2L} + \frac{W_n + W_p}{16S} I_A, \quad (2.24)$$

где W_n — ширина n -слоя; W_p — ширина p -слоя; L — эффективная диффузионная длина носителей заряда в насыщенных базах тиристора ($L \approx 1,2L_p$).

Пример. Для тиристора на рабочее напряжение 2000 В и средний ток 250 А известны следующие параметры структуры: $I_S = 1,0 \cdot 10^{-6}$ А; $W_n = 290$ мкм; $W_p = 60$ мкм; $L = 150$ мкм; $S = 5,8$ см². Тогда при токе $I_A = 250$ А прямое напряжение $U = 1,2$ В.

Динамические параметры тиристора определяются временем включения и выключения $p-n-p-n$ -структуры.

Переходный процесс включения состоит из четырех основных этапов: задержки включения, регенерации, установления стационарного состояния и распространения включенного состояния по площади структуры (рис. 2.14).

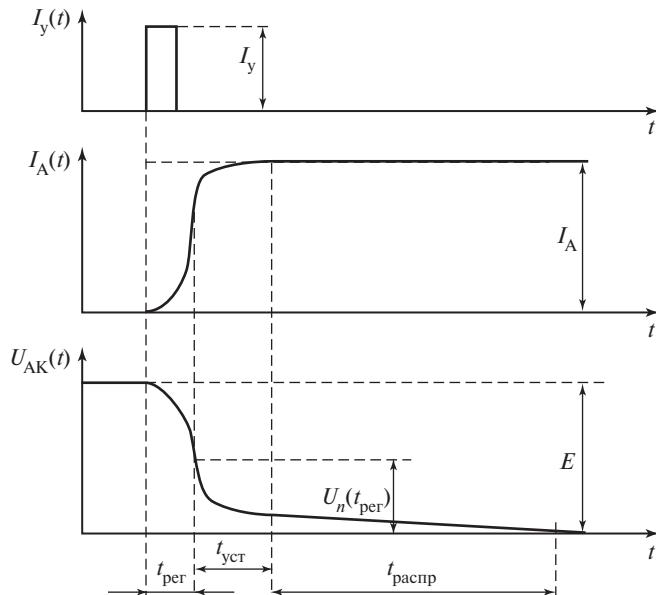


Рис. 2.14. Диаграммы переходного процесса при включении тиристора

Задержка включения зависит от амплитуды тока управления, поступающего в p -слой тиристора. Для тиристоров большой мощности $I_y \geq 1$ А и время задержки составляет не более 0,2 мкс.

Этап регенерации характеризуется резким, лавинообразным, нарастанием тока тиристора и описывается уравнением

$$I_A(t) \approx B_0 I_y \exp(t/\tau_0), \quad (2.25)$$

где $\tau_0 \approx 0,1 \div 0,2$ мкс — постоянная времени нарастания тока; $B_0 \approx 0,4 \div 1,2$ — коэффициент усиления тока.

По мере роста анодного тока напряжение на тиристоре уменьшается, а напряжение на высокоомном n -слое увеличивается. Когда анодное напряжение и напряжение на базе становятся примерно одинаковыми, этап лавинообразного нарастания анодного тока заканчивается.

На этапе установления стационарного состояния повышается уровень модуляции проводимости n -слоя. Падение напряжения в базовом слое тиристора уменьшается по экспоненте:

$$U_{AK}(t) \approx U_{VS0} + [U_n(t_{per}) - U_{VS0}] \exp\left(-\frac{t - t_{per}}{\tau_y}\right), \quad (2.26)$$

где $U(t_{per})$ — амплитуда напряжения в n -слое тиристора в момент окончания этапа регенерации; $\tau_y \approx 0,5 \div 2,0$ мкс — постоянная времени установления стационарного состояния, примерно равная времени жизни дырок в n -слое.

Максимальное значение $U_n(t_{per})$ можно оценить по формуле

$$U_n(t_{per}) \approx W_n E_{kp}, \quad (2.27)$$

где $E_{kp} \approx 10^4$ В/см — критическая напряженность электрического поля в n -слое, при которой наступает насыщение скорости носителей заряда.

Пример. При $W_n = 290$ мкм получаем амплитуду напряжения $U_n(t_{per}) = 290$ В.

Площадь начальной включенной области в структуре тиристора не превышает $0,1$ см 2 . Распространение включенного состояния по площади структуры характеризуется скоростью, которая примерно пропорциональна анодному току. Для оценки изменения площади включения во времени используют формулу

$$S(t) \approx \sqrt{k I_A t + S_0^2}, \quad (2.28)$$

где k — коэффициент пропорциональности; S_0 — площадь начальной включенной области в структуре тиристора; t — время.

Изменение напряжения на тиристоре на этапе распространения вычисляют

$$U_{AK}(t) \approx U_{VS0} + r_{VS0}I_A \frac{S}{S(t)} = U_{VS0} + k^* \sqrt{I_A/t}, \quad (2.29)$$

где U_{VS0} и r_{VS0} — параметры линейной аппроксимации вольт-амперной характеристики (ВАХ) тиристора; $k^* = r_{VS0}S/\sqrt{k} = 0,2 \div 0,3 \text{ В} \cdot \text{А}^{-1/2} \cdot \text{мкс}^{1/2}$ — коэффициент, определяемый эмпирическим путем.

В момент окончания этапа распространения $U_{AK}(t_{\text{расп}}) = U_{VS} = U_{VS0} + r_{VS0}I_A$. Полную длительность данного процесса определяют

$$t_{\text{расп}} = \frac{(k^*/r_{VS0})^2}{I_A}. \quad (2.30)$$

Пример. При параметрах тиристора $k^* = 0,25$ и $r_{VS0} = 2,2 \text{ мОм}$ и токе $I_A = 250 \text{ А}$ длительность распространения включенного состояния по площади структуры составит $t_{\text{расп}} = 52 \text{ мкс}$.

Выключение тиристора может быть проведено разными способами:

- уменьшением прямого анодного тока до тока удержания $I_{\text{уд}}$;
- сменой полярности анодного напряжения U_{AK} ;
- подачей на управляющий электрод обратного (отрицательного) тока I_y^- .

Тиристоры, выключаемые по анодной цепи, называют незапираемыми или однооперационными тиристорами (SCR — Semiconductor Controlled Rectifier), тиристоры, выключаемые обратным током по цепи управления, — запираемыми или двухоперационными тиристорами (GTO — Gate Turn Off Thyristor).

Все способы запирания сводятся к уменьшению избыточного заряда, накопленного при протекании прямого анодного тока, до некоторого минимального или критического значения, при котором прибор способен выдерживать анодное напряжение, оставаясь при этом в закрытом состоянии. Время, в течение которого избыточный заряд в базах тиристора уменьшается до критического значения, называют временем выключения t_q .

При выключении тиристора по основной цепи с помощью смены полярности анодного напряжения первым запирается $n-p-n$ -транзистор, поскольку его p -слой является высоколегированным. При этом $p-n-p$ -транзистор попадает в режим работы с «оборванной» базой и накопленные в n -слое носители заряда исчезают только вследствие рекомбинации. Время выключения тиристора рассчитывают по формуле

$$t_q = \tau_p \ln \frac{Q_0}{Q_{\text{кр}}}, \quad (2.31)$$

где τ_p — время жизни носителей в n -слое; Q_0 — начальный накопленный заряд; $Q_{\text{кр}}$ — критический заряд.

Заряд Q_0 пропорционален прямому анодному току, а заряд Q_{kp} пропорционален току удержания $I_{yд}$, который приводится в справочных данных [6]. Время выключения определяют по формуле

$$t_q = \tau_p \ln \frac{I_A}{I_{yд}}. \quad (2.32)$$

Пример. Для тиристора на рабочее напряжение 2000 В и средний ток 250 А параметры $\tau_p = 5,2$ мкс; $I_{yд} = 0,75$ А. Тогда время выключения t_q при анодном токе $I_A = 250$ А составит 30 мкс.

Когда на выключенный тиристор воздействует импульс прямого анодного напряжения с амплитудой ΔU и скоростью dU/dt , в базовые области прибора через барьерную емкость центрального перехода C_{KB} поступает дополнительный заряд. Это явление называется эффектом « dU/dt » в тиристоре, и его влияние учитывают при расчете времени выключения

$$t_q = \tau_p \ln \frac{Q_0}{Q_{kp} - C_{KB} \Delta U} \approx \tau_p \ln \frac{I_A}{I_{yд} - C_{KB} \Delta U / \tau_p}. \quad (2.33)$$

Пример. При значениях $C_{KB} = 600$ нФ и $\Delta U = 2000$ В время выключения t_q увеличивается до 32 мкс.

2.4.2. Силовые фототиристоры

Фототиристор — это односторонний $p-n-p-n$ -переключатель тока, переводимый во включенное состояние в результате воздействия света. Наиболее часто применяют фототиристоры с освещаемым эмиттером и с освещаемой базой [4].

Фототиристор с освещаемой базой является основным элементом силовой электроники (рис. 2.15). Структура фототиристора реагирует не на освещение

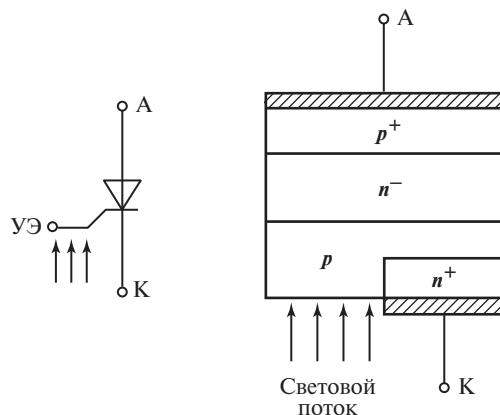


Рис. 2.15. Обозначение и структура фототиристора с освещаемой базой

щенность, а на поток излучения, что позволяет повысить чувствительность к освещению без существенного увеличения коэффициентов передачи составных транзисторов. Это, в свою очередь, приводит к повышению критической скорости нарастания напряжения на фототиристоре и снижению зависимости напряжения переключения от температуры. Стойкость фототиристора к высоким скоростям нарастания анодного тока обеспечивается применением в конструкции прибора регенеративного управляющего электрода. В качестве вспомогательной структуры используется $p-n-p-n$ -структура, управляемая светом, анодный ток которой поступает в p -слой основной структуры.

Вольт-амперную характеристику фототиристора с освещаемой базой можно представить в виде

$$I_A \approx \frac{\alpha_{n-p-n} \beta_{p-n-p} (I_{\Phi 1} + I_{\Phi 2})}{1 - \alpha_{n-p-n} - \alpha_{p-n-p}}, \quad (2.34)$$

где $I_{\Phi 1}$ — фототок через анодный переход; $I_{\Phi 2}$ — фототок через центральный переход.

Согласно уравнению вольт-амперной характеристики структуру фототранзистора с освещаемой базой можно рассматривать как $p-n-p-n$ -структуру, в p -слой которой поступает коллекторный ток $p-n-p$ -транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, а в n -слой поступает фототок $I_{\Phi 1} + I_{\Phi 2}$. Качественно вольт-амперная характеристика фототранзистора с освещаемой базой соответствует характеристике $p-n-p-n$ -структуры, управляемой током.

Конструкция фототиристора аналогична конструкции таблеточного тиристора высокого напряжения, только вместо электрического управляющего вывода у фототиристора имеется оптический вход. В центре основания катода фототиристора расположено оптическое окно.

Для управления прибором применяют оптический интерфейсный кабель (рис. 2.16). Один конец («крюк») кабеля вставляют в паз катодного основания



Рис. 2.16. Фототиристор с оптическим кабелем

ния таблетки, второй конец через оптический разъем соединяют с лазерным диодом. Импульс света поступает в фоточувствительную область кремниевой структуры от лазерного диода через оптоволоконный кабель, адаптер и оптическое окно. Фототиристор управляет световым импульсом ИК-диапазона. Импульс управления передается в светочувствительную область кремниевой структуры через оптоволоконный световод. Он соединяется оптическими разъемами с корпусом фототиристора и с излучающим лазерным диодом, например типа SPL-PL90 фирмы OSRAM, длина волны оптического излучения которого составляет 0,88—0,98 мкм. Длина световода практически не ограничена, так как затухание сигнала управления в нем очень мало (1 дБ на 1 км). Лазерный диод преобразует электрический сигнал, поступающий от драйвера управления, в световой импульс, который по форме и длительности повторяет электрический импульс.

2.4.3. Симметричные тиристоры

Исследование свойств пятислойных $n-p-n-p-n$ -структур привело к разработке симметричных тиристоров (симисторов, или триаков). Вольт-амперные характеристики этих приборов имеют два участка отрицательного сопротивления на прямой и обратной ветвях, что позволяет осуществлять управление переменным током (рис. 2.17).

Структура симметричного $n-p-n-p-n$ -переключателя (динистора, или диака) с зашунтированными эмиттерами показана на рис. 2.18. Диак состоит из двух $p-n-p-n$ -секций, включенных параллельно, но ориентированных в противоположных направлениях. Структура диака переходит в проводящее состояние либо за счет подачи на ее электроды напряжения, превышающего напряжение переключения, либо путем резкого увеличения приложенного напряжения с крутым фронтом нарастания. Управляемые приборы создают путем присоединения электродов управления к базовым областям p_1 и p_2 . Однако наличие двух электродов управления, один из которых должен выводиться через нижнюю плоскость полупроводниковой пластины, делает это решение неперспективным для приборов большой мощности. Поэтому для практического применения разработаны структуры управляемых приборов с одним электродом управления.

В обычном тиристоре управляющий электрод присоединен непосредственно к p -слою и не обладает способностью инжектировать носители. Такой электрод называют омическим управляющим электродом (ОУЭ). Известна конструкция тиристора, в которой непосредственно под электродом управления расположен дополнительный $p-n$ -переход, обладающий способностью инжектировать носители заряда в базу. Электрод с дополнительным $p-n$ -переходом называют инжектирующим управляющим электродом (ИУЭ). Ток управления в данной конструкции вытекает из управляющего электрода.

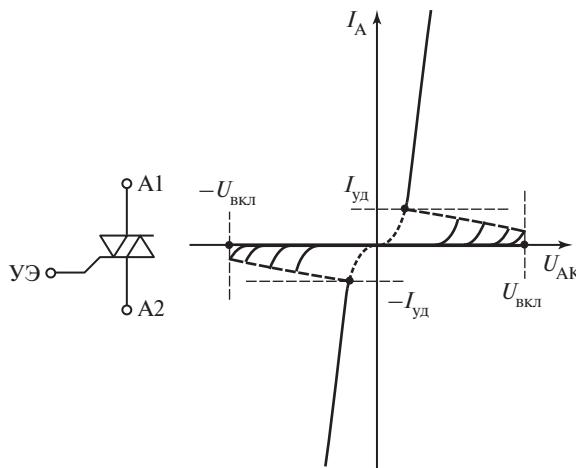


Рис. 2.17. Обозначение и вольт-амперная характеристика симистора

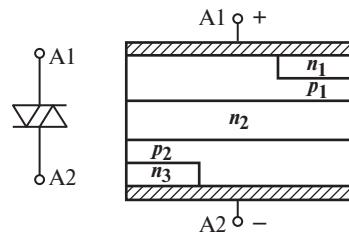


Рис. 2.18. Обозначение и структура динистора

Обычный тиристор *n*-типа, изготовленный на кремниевой пластине, имеет на основании корпуса анод, т.е. эмиттер *p*-типа. Такую структуру тиристора называют прямо ориентированной (ПО). Если на основании корпуса располагают катод, т.е. эмиттер *n*-типа, то получают перевернутую структуру, которая называется обратно ориентированной (ОО).

Прямыми током тиристора считается такое направление, когда он течет к плоскости с управляющим электродом, положительным током управляющего электрода — ток, втекающий в данный электрод. Выделяют следующие основные типы тиристорных *p*—*n*—*p*—*n*-структур [4]:

- 1) прямо ориентированная с ОУЭ (проводит ток в прямом направлении при положительном токе управляющего электрода);
- 2) обратно ориентированная с ИУЭ (проводит ток в обратном направлении при отрицательном токе управляющего электрода);
- 3) прямо ориентированная с ИУЭ (проводит ток в прямом направлении при отрицательном токе управляющего электрода);
- 4) обратно ориентированная с ОУЭ (проводит ток в обратном направлении при положительном токе управляющего электрода).

Симметричные управляемые переключатели представляют собой различные комбинации данных структур. Например, структура симистора типа ТС161 получена путем совмещения на одном монокристалле элементарных тиристорных структур 1 и 4, структура симистора типа КУ208 — структур 1 и 2, структура симистора типа ТС222 — структур 1 и 3.

Переходный процесс включения элементарных структур симистора с ОУЭ и ИУЭ характеризуется тем, что сначала включается вспомогательная (управляющая) структура, а затем с помощью тока управляющей структуры — основная структура симистора. Практически модель переходного процесса

включения двойных структур симистора можно свести к модели одинарной структуры. Реально процесс включения тиристора с двойной структурой содержит этапы регенерации, установления и распространения области включения, аналогичные таковым в обыкновенном тиристоре.

Поскольку для всех типов симисторов приложение к управляющему электроду отрицательного напряжения вызывает переключение прибора в открытое состояние, выключение структуры прибора возможно только за счет приложения обратного напряжения на силовые электроды анод—катод. Исключение составляют приборы с положительным током управления. На управляющий электрод такого прибора может быть подан отрицательный ток управления, однако это не приведет к запиранию симистора.

Стойкость симистора к эффекту dU/dt характеризуют двумя параметрами: критической скоростью нарастания прямого напряжения, полярность которого соответствует прямому направлению тока, и критической скоростью нарастания коммутирующего напряжения, полярность которого противоположна направлению тока. Типовые значения критического параметра dU/dt составляют 10—20 В/мкс.

2.5. Запираемые тиристоры

2.5.1. Тиристоры, выключающие по цепи управления

Для обычных $p-n-p-n$ -структур метод выключения отрицательным током в цепи управления эффективен только при относительно малых токах нагрузки, когда сумма коэффициентов передачи тока составных транзисторов незначительно превышает единицу. Увеличение тока приводит к увеличению запирающего тока. При этом из-за конечного продольного сопротивления базового p -слоя часть катодного перехода смещается в обратном направлении. По мере удаления заряда от p -слоя наступает лавинный пробой участка катодного перехода, наиболее близко расположенного к управляющему электроду. В результате участок пробоя будет шунтировать остальную часть катодного перехода, а для отрицательного тока управления появится обходной путь. На этом процесс запирания тиристора по управляющему электроду прерывается.

Для обеспечения высокого значения запирающего тока необходимо увеличить напряжение лавинного пробоя катодного перехода, при этом одновременно следует уменьшить продольное сопротивление p -слоя. Однако эти требования взаимно противоречивы. Компромиссным решением является снижение продольного сопротивления p -слоя за счет уменьшения размера эмиттерной полоски катода.

Известны две основные структуры запираемых тиристоров: с обратной блокирующей способностью и без обратной блокирующей способности

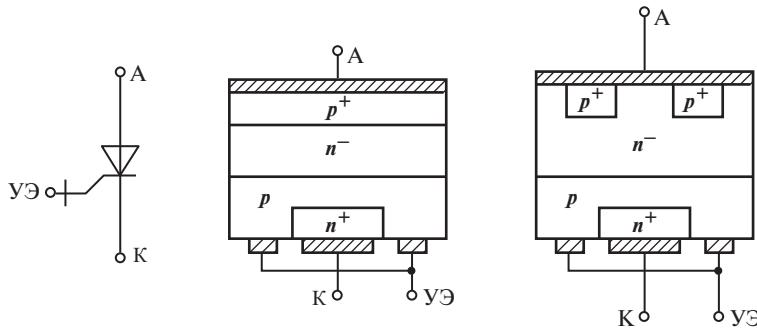


Рис. 2.19. Обозначение и основные структуры запираемого тиристора

(рис. 2.19). В структуре без обратной блокирующей способности анодный эмиттерный переход зашунтирован.

Вольт-амперная характеристика запираемого тиристора имеет тот же вид, что и для $p-n-p-n$ -структур, коммутируемой по основной цепи. Коэффициент усиления при выключении (коэффициент запирания) определяют следующим образом:

$$G = \frac{I_A}{I_y^-} = \frac{\alpha_{n-p-n}}{\alpha_{n-p-n} + \alpha_{p-n-p} - 1}. \quad (2.35)$$

Коэффициент запирания является параметром структуры и позволяет определить, с какой амплитудой должен быть подан запирающий ток управления, чтобы выключить тиристор с заданным током. Для увеличения параметра коэффициента запирания коэффициент передачи тока $n-p-n$ -транзистора увеличивают, при этом сумма коэффициентов передачи транзисторов должна быть немного больше единицы. Современные запираемые тиристоры большой мощности имеют коэффициент запирания примерно 4—8 единиц.

Переходный процесс выключения по управляющему электроду состоит из трех этапов: рассасывания заряда насыщения в базах тиристора, регенеративного спада анодного тока и восстановления сопротивления центрального перехода (рис. 2.20).

На первом этапе под воздействием запирающего тока происходит снижение концентрации носителей заряда в базах тиристора, в результате чего центральный переход структуры выходит из насыщения.

На втором этапе оба составных транзистора переходят в активный режим работы и анодный ток тиристора вследствие положительной обратной связи лавинообразно (регенеративно) уменьшается. Поскольку отрицательный ток управления поступает только в один базовый p -слой, то первым снижается до нуля заряд именно в этой базе. При этом действие положительной обратной связи прекращается, а $n-p-n$ -транзистор переходит в режим отсечки.

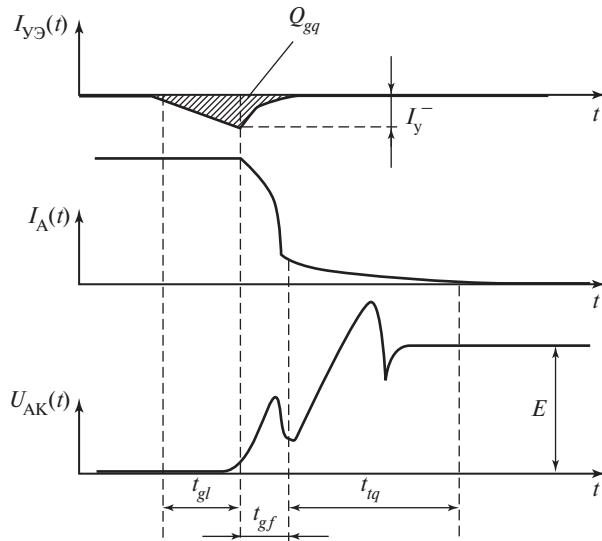


Рис. 2.20. Диаграммы переходного процесса при выключении запираемого тиристора:
 t_{gl} — время запаздывания по управляемому электроду; t_{gf} — время спада по управляемому электроду; t_{tq} — время завершающего этапа выключения

На третьем этапе происходит рассасывание заряда в базовом слое $p-p$ -транзистора в режиме «оборванной» базы, т.е. за счет процесса рекомбинации. Остаточный анодный ток медленно уменьшается с постоянной времени, фактически равной времени жизни носителей.

2.5.2. Тиристоры, коммутируемые по управляемому электроду

Динамические характеристики схем на запираемых тиристорах определяются временем их выключения, главной составляющей которого является время запаздывания по управляемому электроду t_{gl} .

Для заданной амплитуды анодного тока значение запирающего заряда Q_{gq} в цепи управления практически не зависит от скорости нарастания отрицательного тока управления (см. рис. 2.20).

Время t_{gl} определяют по формуле

$$t_{gl} = \sqrt{2Q_{gq}(\mathrm{d}I_y^-/\mathrm{d}t)^{-1}}, \quad (2.36)$$

где $\mathrm{d}I_y^-/\mathrm{d}t$ — скорость нарастания запирающего тока.

Для уменьшения времени t_{gl} увеличивают значение $\mathrm{d}I_y^-/\mathrm{d}t$. Однако при этом снижается коэффициент усиления при выключении G . Частичное снижение параметра G приводит к повышению быстродействия, улучшению динамического распределения тока между ячейками структуры при выключении и снижению динамических потерь в ключе. Однако при очень высо-

кой скорости dI_y^-/dt возрастают продолжительность времени завершающего этапа выключения t_{tq} и амплитуда остаточного тока. Поэтому с помощью реактора в цепи управления скорость изменения запирающего тока устанавливают примерно 10—120 А/мкс.

Указанные проблемы в значительной мере преодолеваются с помощью способов коммутации тока нагрузки по управляющему электроду запираемого тиристора. При этом анодный ток в процессе выключения фактически переводится в цепь управления тиристора с коэффициентом запирания $G \approx 1$. Существует несколько вариантов такой коммутации [15]:

- жесткая коммутация с подключением отрицательного источника напряжения к управляющей цепи (рис. 2.21). В этом случае применяют запираемые тиристоры GCT (Gate Commutated Turn—Off Thyristor);
- эмиттерная коммутация анодного тока с помощью дополнительных ключей в катодной и управляющей цепи (рис. 2.22). При такой коммутации применяют запираемые тиристоры ETO (Emitter Turn—Off Thyristor);



Рис. 2.21. Тиристор GCT и его схема

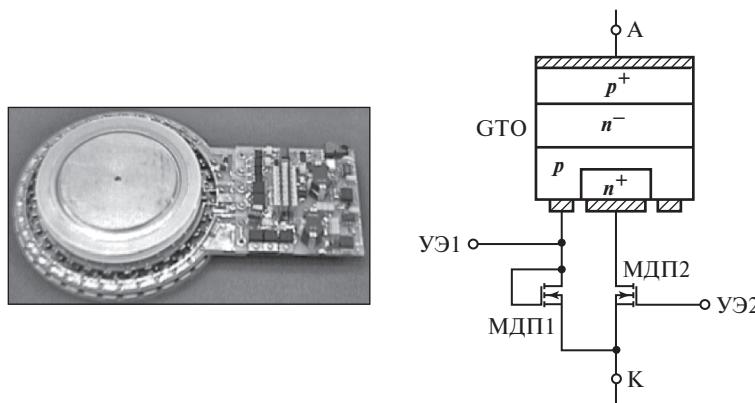


Рис. 2.22. Тиристор ETO и его схема

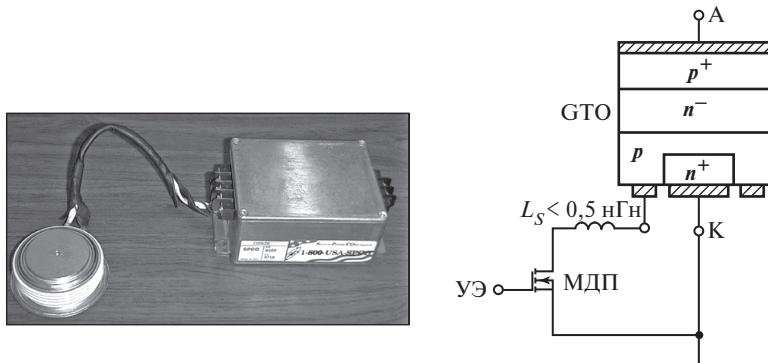


Рис. 2.23. Тиристор МТО и его схема

- коммутация анодного тока за счет шунтирования цепи электрода управления дополнительным ключом (рис. 2.23). В этом случае используют запираемые тиристоры МТО (MOS Gate Turn—Off Thyristor).

2.5.3. Тиристоры с интегрированным управлением

Одной из главных проблем при управлении тиристорами, коммутируемыми по управляемому электроду, является распределенная паразитная индуктивность в контуре коммутации. Паразитная индуктивность состоит из индуктивности цепи драйвера (~ 100 нГн), индуктивности подводящих

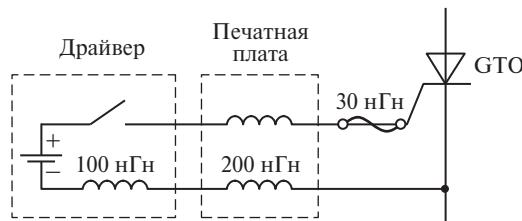


Рис. 2.24. Цепь управления тиристора GTO

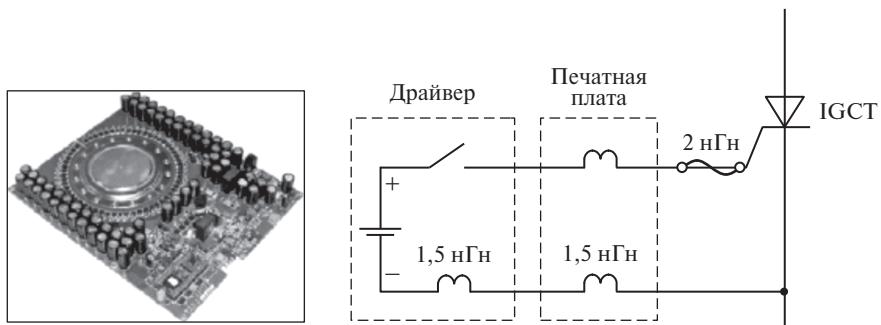


Рис. 2.25. Тиристор IGCT и его цепь управления

шин (~ 200 нГн) и индуктивности управляющего электрода (~ 30 нГн). При высокой скорости коммутации анодных токов, достигающих нескольких тысяч ампер, паразитная индуктивность может привести к перенапряжениям в цепи управления, превышающим допустимые значения (рис. 2.24).

Для безопасного переключения больших анодных токов в цепь управления тиристора разработана специальная конструкция соединения контактных площадок корпуса с отдельными сегментами полупроводникового кристалла. Для снижения паразитной индуктивности подводящих шин драйвера управления объединен в единую конструкцию с корпусом тиристора (рис. 2.25). Приборы с интегрированной цепью управления обозначают IGCT (Integrated Gate Commutated Turn—Off Thyristor).

2.5.4. Полевые тиристоры

Полевой тиристор МСТ (MOS Controlled Thyristor) по коммутируемой мощности и плотности переключаемого тока соответствуют запираемым тиристорам. Управление тиристором МСТ осуществляется по цепи с изолированным затвором. Базовая ячейка тиристора МСТ аналогична полупроводниковой структуре IGBT, в которую дополнительно интегрированы два управляющих транзистора МОП с противоположным типом проводимости (рис. 2.26). Управляющий N -канальный транзистор обеспечивает положительную обратную связь в $p-n-p-n$ -структуре тиристора при его отпирании. Управляющий p -канальный транзистор ее прерывает посредством шунтирования эмиттерного перехода $p-n-p-n$ -структуры со стороны катода при выключении тиристора.

Основные преимущества полевых тиристоров МСТ — это повышенное быстродействие, малая мощность, потребляемая по цепи управления. Тиристоры МСТ характеризуются низкими напряжениями в открытом состоянии, большим ударным током и повышенной стойкостью к dI/dt .

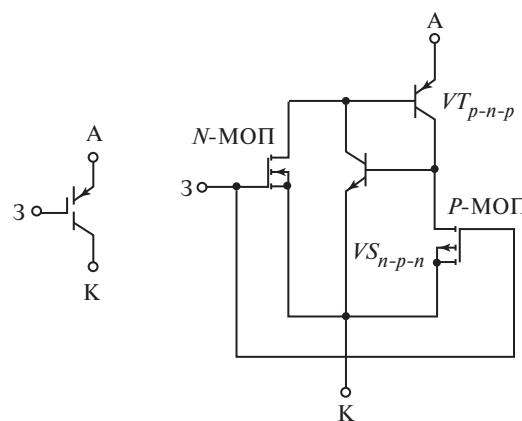


Рис. 2.26. Обозначение и схема замещения полевого тиристора МСТ

2.6. Полевые транзисторы

2.6.1. Транзисторы большой мощности с коротким каналом

Транзисторы со структурой металл—диэлектрик—полупроводник (МДП) исполняют со встроенным или индуцированным каналом. Транзисторы МДП большой мощности изготавливают только с индуцированным каналом. В структуре прибора электрод затвора отделен от полупроводникового элемента слоем диэлектрика, в качестве которого обычно используют оксид кремния SiO_2 . Транзистор МДП с индуцированным каналом при отсутствии напряжения на затворе находится в непроводящем состоянии. Чтобы вызвать ток, на затвор необходимо подать напряжение той же полярности, что и у основных подвижных носителей заряда в полупроводнике. При этом в полупроводнике индуцируются заряды противоположного знака, которые инвертируют тип проводимости полупроводника, образуя канал для протекания тока. Выпускает приборы N - и P -канального типов (рис. 2.27).

Сравнение различных типов транзисторов МДП проводят по показателю добротности или качества конструкции. Добротность определяют отношением коэффициента усиления прибора к длительности фронта импульса на выходе:

$$D = \frac{b}{2,2C_G}, \quad (2.37)$$

где b — удельная крутизна передаточной характеристики транзистора; C_G — паразитная емкость между затвором и каналом.

Удельную крутизну b рассчитывают по формуле

$$b = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 \mu Z}{Ld}, \quad (2.38)$$

где ε — относительная диэлектрическая проницаемость слоя диэлектрика; ε_0 — электрическая постоянная; μ — подвижность основных носителей заряда; Z — ширина канала; L — длина канала; d — толщина диэлектрика.

Емкость между затвором и каналом описывается выражением

$$C_G = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 Zl}{d}. \quad (2.39)$$

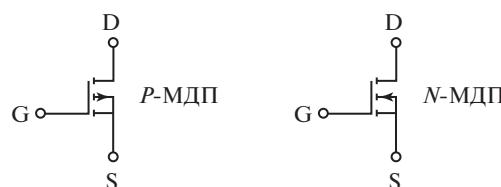


Рис. 2.27. Обозначение транзистора МДП с индуцированным каналом

После преобразований формула добротности транзистора МДП имеет вид

$$D = \frac{\mu}{2,2L^2}. \quad (2.40)$$

Основным способом повышения добротности силовых МДП-транзисторов является уменьшение длины канала. Для этого применяют многоканальные конструкции с горизонтальной и вертикальной структурами с коротким каналом, который создается методом двойной диффузии. Короткий канал обеспечивает насыщение скорости носителей благодаря сильному электрическому полю, создаваемому напряжением стока. Структуру с горизонтальным расположением ячейки применяют при изготовлении транзисторов на напряжения не более 100 В. Токи в этих приборах могут достигать сотни ампер.

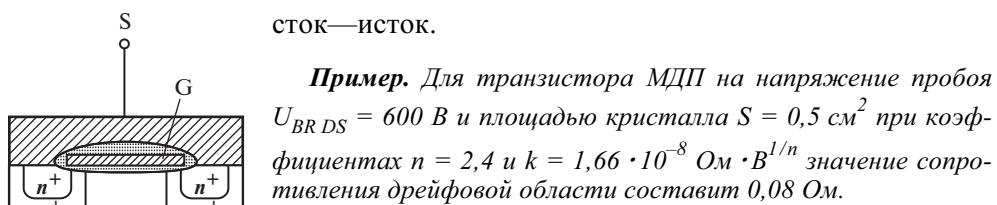
Сток N -канального силового транзистора МДП содержит низколегированную n^- и высоколегированную n^+ области (рис. 2.28). При запертом состоянии транзистора область пространственного заряда, создаваемая внешним напряжением стока, распространяется в низколегированную область n^- .

Предельное напряжение прибора определяется размерами области дрейфа заряда и удельным сопротивлением. При увеличении длины области дрейфа в стоке происходит увеличение пробивного напряжения. Дополнительное сопротивление между стоком и истоком транзистора также возрастает. Значение сопротивления области дрейфа R_D определяют по формуле

$$R_D = k U_{BR\ DS}^{n^{1/n}}, \quad (2.41)$$

где $k = 8,3 \cdot 10^{-9}$ Ом \cdot В $^{1/n}$ — коэффициент пропорциональности для транзистора, площадь кристалла которого составляет 1 см 2 ; $n = 2,4 \div 2,6$ — показа-

тель степени; $U_{BR\ DS}$ — напряжение лавинного пробоя сток—исток.



Пример. Для транзистора МДП на напряжение пробоя $U_{BR\ DS} = 600$ В и площадью кристалла $S = 0,5$ см 2 при коэффициентах $n = 2,4$ и $k = 1,66 \cdot 10^{-8}$ Ом \cdot В $^{1/n}$ значение сопротивления дрейфовой области составит 0,08 Ом.

Перенос тока основными носителями и отсутствие возможности модуляции дрейфовой области стока приводят к высокому напряжению на силовом транзисторе МДП во включенном состоянии. Сопротивление открытого прибора $R_{DS\ ON}$ состоит из паразитных сопротивле-

Рис. 2.28. Вертикальная структура транзистора МДП с коротким каналом

ний различных слоев структуры транзистора и сопротивления дрейфовой области. Если для транзисторов с горизонтальной структурой сопротивление в открытом состоянии распределяется примерно одинаково между дрейфовой областью и каналом, то для транзисторов на высокое напряжение с вертикальной структурой параметр $R_{DS\ ON}$ в основном определяется значение сопротивления области дрейфа.

Для уменьшения удельного сопротивления увеличивают число параллельных ячеек структуры, однако это приводит к увеличению площади кристалла и его стоимости. Максимальные рабочие напряжения силовых транзисторов МДП не превышают 800 В.

Транзисторы МДП с U-образной канавкой затвора имеют более низкое сопротивление и меньшие размеры базовых ячеек, что позволяет увеличить плотность каналов в кристалле (рис. 2.29). Монолитную структуру используют при изготовлении приборов на высокие токи.

Приборы низкого напряжения с горизонтальной структурой являются идеальными ключевыми приборами как по быстродействию, так и по остаточным напряжениям во включенном состоянии. Например, транзисторы МДП большой мощности с рабочим напряжением до 100 В при токах нагрузки 100—300 А имеют сопротивления $R_{DS\ ON}$ не более единиц миллиом.

Соединение p -области прибора с металлизированным слоем истока для исключения возможности работы паразитного биполярного $n-p-n$ -транзистора приводит к появлению внутреннего диода, включенного встречно-параллельно по отношению к токовому каналу (рис. 2.30). Электрические параметры данного диода соответствуют параметрам силового транзистора. Время запирания диода составляет 100 нс.

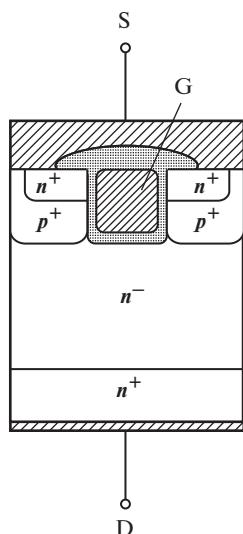


Рис. 2.29. Структура транзистора МДП с U-образной канавкой затвора

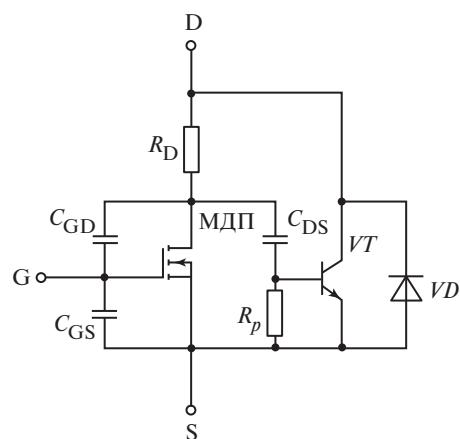


Рис. 2.30. Эквивалентная схема транзистора МДП

Динамические характеристики транзистора МДП определяются скоростью перезаряда паразитных емкостей между основными электродами его структуры: C_{GS} ; C_{GD} и C_{DS} . В справочных данных указывают измеренные на внешних электродах входную C_{iss} , проходную C_{rss} и выходную C_{oss} емкости транзистора, которые связаны с паразитными емкостями структуры линейными соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} C_{iss} &= C_{GS} + C_{GD}; \\ C_{rss} &= C_{GD}; \\ C_{oss} &= C_{DS} + C_{GD}. \end{aligned} \right\} \quad (2.42)$$

Для оценки временных параметров задержек, а также времен нарастания и спада тока и напряжения прибора при переключении используют схему с индуктивной нагрузкой (рис. 2.31).

Задержка включения зависит от порогового напряжения U_{th} , при котором в структуре прибора индуцируется проводящий канал; ее время t_{dON} определяется так:

$$t_{dON} = R_G C_{iss} \ln \frac{E_G}{E_G - U_{th}}, \quad (2.43)$$

где R_G — последовательное сопротивление в цепи затвора; E_G — положительный импульс напряжения управления.

При включении на индуктивную нагрузку время нарастания тока стока до значения тока нагрузки I_h оценивается по формуле

$$t_{rI} = \frac{I_h C_{iss} R_G}{E_G S_0}, \quad (2.44)$$

где S_0 — крутизна передаточной характеристики транзистора.

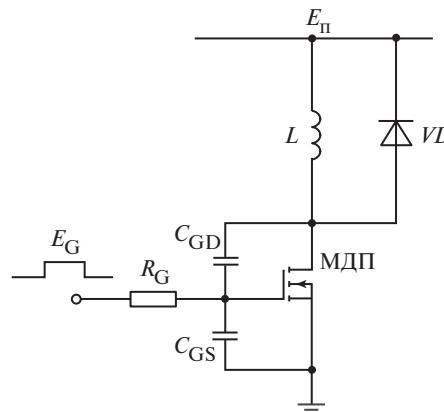


Рис. 2.31. Ключ на транзисторе МДП с индуктивной нагрузкой, шунтированной диодом

При большой скорости нарастания тока стока транзисторов МДП большой мощности в цепи стока происходит резкое снижение напряжения из-за влияния паразитной индуктивности монтажных соединений L_s :

$$\Delta U = L_s \frac{E_{G0}}{R_G C_{iss}}. \quad (2.45)$$

Увеличение тока стока приводит к снижению тока в противофазном диоде в схеме с индуктивной нагрузкой. После восстановления запирающих свойств противофазного диода напряжение на транзисторе МДП спадает. За счет действия сильной отрицательной обратной связи через проходную емкость прибора (эффект Миллера) входной ток в цепи затвора практически полностью компенсируется током перезаряда емкости C_{GD} . При этих условиях время снижения напряжения на стоке можно вычислить следующим образом:

$$t_{fU} \approx 0,8 \frac{R_G C_{GD}(E_{\Pi} - \Delta U)}{E_G - (U_{th} + I_h/S_0)}, \quad (2.46)$$

где E_{Π} — напряжение питания в схеме ключа.

Задержка выключения $t_{d OFF}$ определяется разрядом входной емкости транзистора до критического напряжения U_{cr} в цепи затвора, при котором канал не способен проводить заданный ток нагрузки ($U_{cr} = U_{th} + I_h/S_0$):

$$t_{d OFF} = R_G C_{iss} \ln \frac{E_G}{U_{cr}}. \quad (2.47)$$

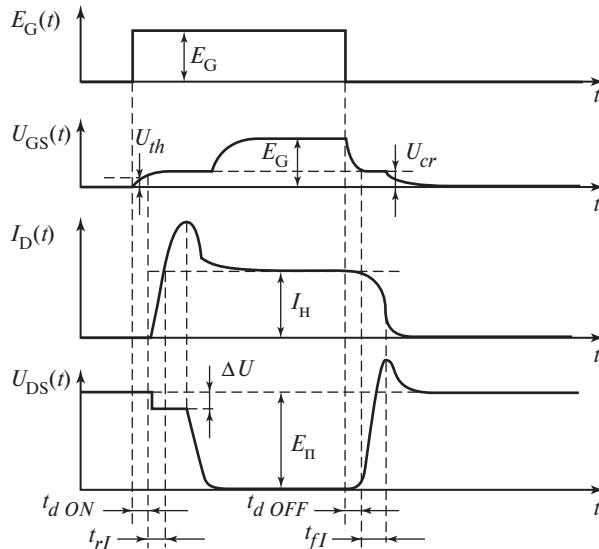


Рис. 2.32. Осциллограммы переходного процесса в схеме ключа

При выключении на индуктивную нагрузку сначала до напряжения питания U_{π} нарастает напряжение стока. Время нарастания напряжения на транзисторе определяется по формуле

$$t_{rU} \approx \frac{E_{\pi} C_{oss}}{I_h}. \quad (2.48)$$

Время спада тока в транзисторе рассчитывают по выражению

$$t_{fI} \approx 2,2R_G C_{iss}. \quad (2.49)$$

Основные осциллограммы переходного процесса в схеме ключа показаны на рис. 2.32.

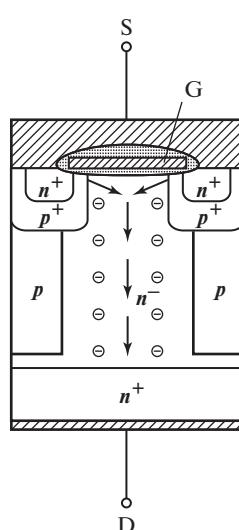
2.6.2. Транзисторы МДП, изготовленные по технологии Cool—MOS

На рис. 2.33 показано поперечное сечение силового транзистора МДП технологии Cool—MOS [7].

В отличие от обычного транзистора, в приборе Cool—MOS столбец p -слоя глубоко проникает в активную область структуры. Это обеспечивает высокую степень легирования соседнего n -столбца дрейфового слоя. При этом сопротивление транзистора Cool—MOS в открытом состоянии снижается в несколько раз по сравнению с обычной структурой транзистора МОП. Степень легирования p -слоя тщательно контролируется в технологическом процессе изготовления структуры, поскольку при закрытом состоянии транзистора свободные носители в данной области должны полностью отсутствовать. Сопротивление дрейфового слоя транзистора Cool—MOS примерно линейно зависит от максимально допустимого напряжения $U_{BD\ DS}$ и определяется по формуле

$$R_D = k U_{BR\ DS}^n, \quad (2.50)$$

где $n \approx 1,17$; $k = 6 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{В}^{1/n}$ — коэффициент пропорциональности для площади кристалла размером $S = 1 \text{ см}^2$.



Пример. Для транзистора Cool—MOS на напряжение пробоя $U_{BD\ DS} = 600 \text{ В}$ с площадью кристалла $S = 0,5 \text{ см}^2$ при коэффициентах $n \approx 1,17$ и $k = 1,2 \cdot 10^{-5} \text{ Ом} \cdot \text{В}^{1/n}$ значение сопротивления дрейфовой области составит $0,02 \text{ Ом}$.

Напряженность электрического поля вдоль дрейфовой области транзистора Cool—MOS имеет практически прямоугольную форму, что повышает напряжение лавинного пробоя структуры. Выпускаемые

Рис. 2.33. Структура транзистора МДП по технологии Cool—MOS

серийно приборы Cool—MOS имеют максимально допустимые напряжения сток—исток 600 и 900 В. Еще одним преимуществом приборов Cool—MOS является нелинейность выходной емкости транзистора C_{DS} . С ростом напряжения на стоке при значениях порядка нескольких десятков вольт столбец p -слоя становится обедненным, что вызывает заметное снижение емкости C_{DS} . Поэтому при высоких рабочих напряжениях выходная емкость транзистора Cool—MOS намного меньше, чем у обычных приборов. При этом энергия, запасенная в выходной емкости, в диапазоне напряжений 350—400 В снижается примерно на 50 % и уменьшаются потери с ростом частоты коммутации.

2.6.3. Статические индукционные транзисторы

Статический индукционный транзистор (SIT — Static Induction Transistor) относится к полевым транзисторам с управляющим p — n -переходом и встроенным каналом. В отличие от обычного полевого прибора, SIT с его очень коротким каналом не имеет насыщения тока стока, как и электронная лампа — триод. По этой причине статический индукционный транзистор иногда называют твердотельной лампой.

Прибор изготавливают на кремниевой пластине n -типа толщиной 0,4—0,9 мм. Подложку n^+ сильно легируют донорной примесью до концентрации $5 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$. Затем на ней выращивают эпитаксиальный слой n^- , который определяет пробивное напряжение структуры. Последующими технологическими операциями формируют область истока и управляющего затвора (сетки).

Статические индукционные транзисторы изготавливают с углубленной или поверхностной сеткой затвора управления (рис. 2.34). Углубленную сетку

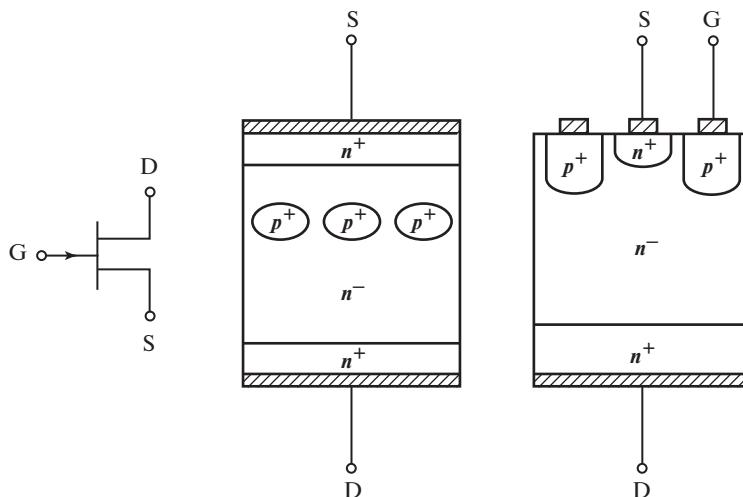


Рис. 2.34. Обозначение и основные структуры статического индукционного транзистора

применяют в конструкциях низкочастотных приборов, которые используют в устройствах звукового диапазона частот. Высокочастотные SIT изготавливают с поверхностным затвором, который имеет непосредственный омический контакт со слоем металлизации, что способствует резкому уменьшению последовательного сопротивления в цепи затвора.

Особенность SIT заключается в его способности выдерживать большие напряжения между стоком и истоком. Закрытое состояние прибора надежно обеспечивается при приложении к затвору отрицательного относительно стока напряжения. Значение запирающего напряжения определяется по формуле

$$U_G = U_D / \mu, \quad (2.51)$$

где U_D — напряжение на стоке закрытого SIT; μ — внешний коэффициент усиления прибора по напряжению (коэффициент блокирования).

Необходимое значение коэффициента μ обеспечивается параметрами технологического процесса изготовления прибора, а его типовое значение находится в диапазоне от нескольких десятков до нескольких сотен единиц в зависимости от уровня напряжения в схеме.

Семейство «триодных» ВАХ статического индукционного транзистора (рис. 2.35) описывается уравнением

$$I_D = I_0 \exp \left(- \frac{\eta(U_G - U_D / \mu^*)}{\Phi_T} \right), \quad (2.52)$$

где I_D — ток стока; I_0 и η — параметры, определяемые структурой и профилем примесей SIT; μ^* — внутренний коэффициент усиления прибора по напряжению (пропорционален коэффициенту μ); U_G — напряжение на затворе; U_D — напряжение на стоке.

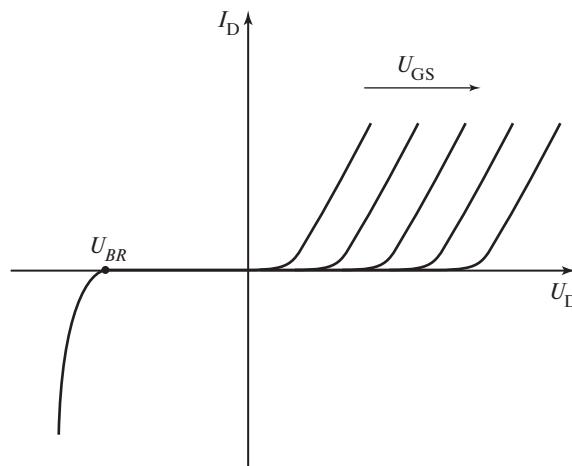


Рис. 2.35. Выходные вольт-амперные характеристики индукционного транзистора

При высокой плотности тока в выходной цепи транзистора необходимо учитывать влияние последовательных сопротивлений областей стока R_D и истока R_S . При этом уравнение ВАХ прибора преобразуется к виду

$$I_D = \frac{U_D}{(1 + \mu^*)R_S + R_D} - \frac{U_G \mu^*}{(1 + \mu^*)R_S + R_D}. \quad (2.53)$$

Из-за относительно высокого сопротивления дрейфовой области ток стока SIT составляет не более 10 А.

При больших токах нагрузки прибор переводят в биполярный режим работы, подавая в цепь затвора положительное напряжение. При этом последовательно с затвором устанавливают резистор, сопротивление которого задает амплитуду прямого тока управления I_G^+ . Процесс инжекции дырок из управляющей p^+ -сетки затвора приводит к резкому снижению сопротивления дрейфовой области и уменьшению падения прямого напряжения на SIT. Эффективность работы SIT в биполярном режиме характеризуется коэффициентом передачи тока $B_0 = I_D/I_G^+$.

Для обеспечения работы SIT при очень больших токах изменяют структуру прибора. В качестве подложки применяют кремниевую пластину с дырочным типом проводимости (рис. 2.36). Для включения такой структуры запирающий потенциал снимают с затвора, при этом из подложки в дрейфовую область происходит инжекция носителей заряда, обеспечивающая эффективную модуляцию проводимости транзистора. Транзистор с подобной структурой называют индукционным тиристором или тиристором с электростатическим управлением (FCT — Field Controlled Thyristor). Переключение FCT происходит в отсутствие механизма положительной обрат-

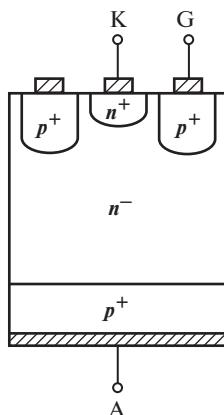


Рис. 2.36. Структура тиристора с электростатическим управлением

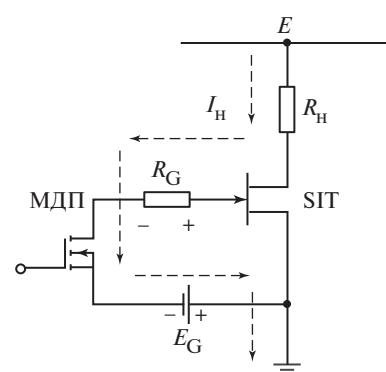


Рис. 2.37. Ключ на индукционном тиристоре

ной связи, что делает эти приборы более защищенными от импульсных помех.

Инжекция из управляющей сетки, как при биполярном режиме работы SIT, или из области подложки (анода) в варианте FCT ведет к появлению в n^- -слое прибора неосновных носителей заряда, что вносит существенное изменение в характер переходных процессов, особенно при выключении. Главной особенностью процесса выключения является эффект вытягивания дырок из n^- -слоя обратно смещенным затвором, в результате чего в цепь управления поступает короткий, но близкий по амплитуде к току нагрузки импульс тока. При этом в варианте с FCT в структуре прибора образуется паразитный $p-n-p$ -транзистор с эмиттером в виде стока (анода) и с коллектором — затвором, база которого очень быстро «отсекается», как только происходит запирание основного канала протекания тока. Дальнейшее выключение FCT осуществляется аналогично запиранию $p-n-p$ -транзистора с оборванной базой, заряд в которой медленно убывает за счет процессов рекомбинации. При этом в выходной и управляющей цепях тиристора возникает остаточный ток, длительность протекания которого равна примерно трем постоянным времени жизни носителей заряда.

Следует отметить, что импульс большой мощности обратного тока, возникающий в цепи затвора при выключении, наводит дополнительный потенциал как на p^+ -зубцах сетки, так и на выходном сопротивлении схемы управления, что уменьшает запирающее напряжение (рис. 2.37).

Для создания надежного запирающего потенциала в канале FCT необходимо снижать сопротивление в цепи затвора прибора.

Широкое практическое внедрение SIT и FCT затруднено из-за сложности изготовления данных приборов, а также из-за того, что при нулевом потенциале в цепи управления они находятся в нормальном открытом состоянии.

2.7. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ

Интеграция функций полевого управления и биполярной проводимости реализуется в биполярном транзисторе с изолированным затвором — IGBT. Структура IGBT, так же как и транзистор МДП большой мощности, содержит низколегированный дрейфовый n^- -слой, размеры которого определяют максимально допустимое напряжение на приборе. На поверхности n^- -слоя сформирована управляющая структура МОП с изолированным затвором. Однако нижняя сторона дрейфового слоя контактирует с высоколегированным p^+ -слоем дырочного типа проводимости (рис. 2.38).

Для отпирания IGBT на затвор необходимо подать положительное напряжение, которое индуцирует канал n -типа на поверхности p -слоя, расположенного под затвором. При этом образуется электрический контакт между n^+ -эмиттером структуры и n^- -дрейфовой областью. Положительное

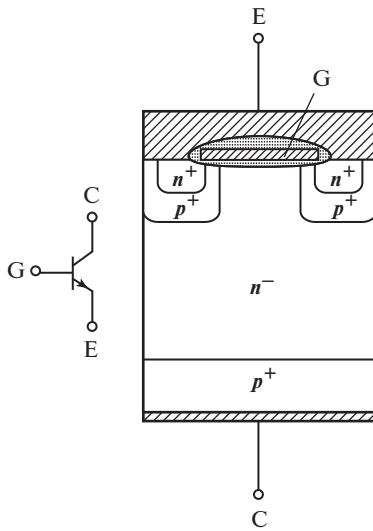


Рис. 2.38. Обозначение и структура транзистора IGBT

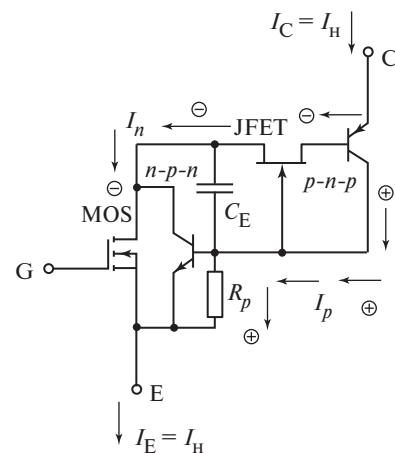


Рис. 2.39. Схема замещения транзистора IGBT

смещение на эмиттере $p-n-p$ -транзистора в структуре прибора вызывает инжекцию неосновных носителей заряда из высоколегированного p^+ -слоя в дрейфовую область, обеспечивая снижение ее сопротивления. Таким образом, в монолитной структуре IGBT совмещены функции управления напряжением при высоком входном сопротивлении и перенос прямого тока с высокой допустимой плотностью.

Эквивалентная схема IGBT показана на рис. 2.39. Она содержит управляющий МДП-транзистор, биполярный $p-n-p$ -транзистор и полевой n -канальный транзистор с управляющим $p-n$ -переходом. Последний обеспечивает блокирование внешнего напряжения, приложенного к IGBT в закрытом состоянии, отсекая тем самым высокий потенциал от управляющей структуры МОП прибора.

Коллекторный ток IGBT имеет две составляющие: основную — электронную, которая проходит по каналам обоих полевых транзисторов, и дырочную в выходной цепи $p-n-p$ -транзистора.

Падение напряжения на сопротивлениях каналов вызывает отрицательное смещение в цепи коллектор—база $p-n-p$ -транзистора, переводя его в активный режим работы. Этот факт является главной причиной повышенного напряжения насыщения в структуре монолитного IGBT, поскольку смещенный в обратном направлении коллекторный переход $p-n-p$ -транзистора обеспечивает интенсивный захват дырок из базовой области транзистора, увеличивая ее сопротивление.

Напряжение насыщения IGBT складывается из трех составляющих: падения на переходе база—эмиттер $p-n-p$ -транзистора, падения напряже-

ния на канале управляющего транзистора МДП и омического падения напряжения на промодулированном носителями заряда n^- -дрейфовом слое:

$$U_{CE\ sat} = \varphi_T \ln \frac{I_C}{I_S} + I_C(1 - \alpha_{p-n-p})r_{MOS} + I_C r_{n^-}, \quad (2.54)$$

где I_C — ток коллектора IGBT; I_S — обратный ток насыщения перехода база—эмиттер; α_{p-n-p} — коэффициент передачи тока в схеме с общей базой $p-n-p$ -транзистора; r_{MOS} — сопротивление канала управляющей структуры; r_{n^-} — сопротивление промодулированного n^- -слоя.

Пример. Типовые параметры структуры IGBT на напряжение 1200 В: $I_S = 7,0 \cdot 10^{-14} \text{ A}$; $\alpha_{p-n-p} = 0,2$; $r_{MOS} = 7,1 \text{ мОм}$; $r_{n^-} = 15 \text{ мОм}$. При токе коллектора $I_C = 100 \text{ A}$ получаем $U_{CE\ sat} = 2,94 \text{ В}$.

Захваченный коллекторным переходом $n-p-n$ -транзистора поток дырок протекает вдоль продольного сопротивления участка p -слоя IGBT, расположенного непосредственно под n^+ -слоем эмиттера (рис. 2.40).

В режимах больших токов при плотности дырочного тока, называемой критической, $n^+—p$ -переход на участке продольного сопротивления смещается в прямом направлении и в работу вступает паразитный $n-p-n$ -транзистор, образованный n^+ -слоем эмиттера, p -слоем базы и дрейфовым n^- -слоем. Поскольку паразитный $n-p-n$ -транзистор и основной $p-n-p$ -транзистор образуют триггерную схему, в приборе возникает так называемый эффект «зашелкивания», при котором IGBT теряет управляемость и выходит из строя.

Критическое значение коллекторного тока IGBT, при котором происходит эффект «зашелкивания», определяется по формуле

$$I_{C\ kp} = \frac{25\varphi_T S}{R_p^* \alpha_{p-n-p} l \left(\frac{l}{2} + d \right)}, \quad (2.55)$$

где S — площадь кристалла IGBT; R_p^* — удельное сопротивление p -слоя; α_{p-n-p} — коэффициент передачи тока в схеме с общей базой $p-n-p$ -транзистора; l — ширина n^+ -слоя эмиттера; d — полуширина подзатворной области n^- -слоя.

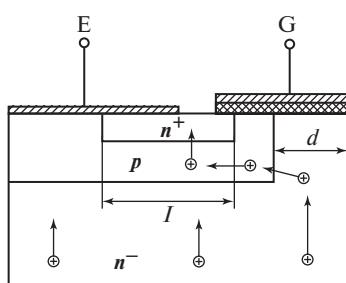


Рис. 2.40. Область структуры транзистора IGBT под n^+ -эмиттером

Пример. Типовая структура IGBT на напряжение 1200 В и ток 100 А имеет следующие параметры: $S = 1 \text{ см}^2$; $R_p^* = 13 \text{ кОм}$; $\alpha_{p-n-p} = 0,2$; $l = 6 \text{ мкм}$; $d = 5 \text{ мкм}$. Критический ток «защелкивания» для данной структуры составляет 500 А.

Формула критического тока позволяет сформулировать основные способы повышения устойчивой работы IGBT при больших токах:

- снижение удельного сопротивления p -слоя;
- уменьшение ширины полоски n^+ -слоя эмиттера;
- уменьшение ширины подзатворной области транзистора;
- снижение коэффициента усиления $p-n-p$ -транзистора.

Хорошие результаты могут быть получены при комбинировании перечисленных способов. Однако наиболее эффективным методом увеличения уровня критического тока IGBT является уменьшение ширины полоски n^+ -слоя эмиттера.

Динамические характеристики IGBT оцениваются по тем же параметрам, что и для транзисторов МДП. Изготовители приборов указывают типовые значения времен задержек и переключения, измеренные при индуктивной нагрузке. Одним из следствий работы IGBT как биполярного прибора является худшее быстродействие, чем у силовых транзисторов МДП. При выключении в структуре IGBT первым запирается управляющий канал МОП, отсекая базовый вывод $p-n-p$ -транзистора. Таким образом, накопленный в дрейфовом слое остаточный заряд исчезает только благодаря медленному процессу рекомбинации. В результате на кривой запираемого тока проявляется длительный шлейф остаточного тока («хвост»). Время «хвоста» составляет от трех до пяти единиц постоянной времени жизни носителей и охватывает диапазон от нескольких сотен наносекунд до единиц микросекунд (рис. 2.41). Начальная амплитуда остаточного тока $I_t(0)$ пропорцио-

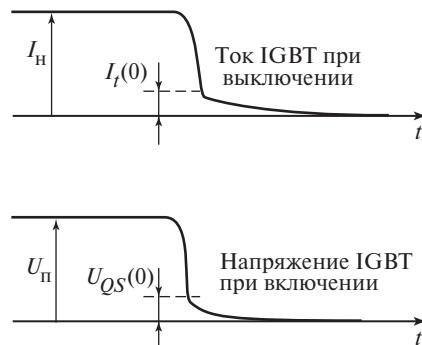


Рис. 2.41. Диаграммы остаточного тока и напряжения динамического насыщения транзистора IGBT

нальна току нагрузки и нелинейно зависит от напряжения. Значение $I_t(0)$ оценивают по формуле

$$I_t(0) = \frac{I_h}{1 + \frac{W_n^2}{2D\tau_B}}, \quad (2.56)$$

где I_h — ток нагрузки ключа; W_n — ширина n^- -слоя при заданном напряжении питания U_n ; $D = 2000 \text{ мкм}^2 \cdot \text{мкс}^{-1}$ — коэффициент амбиполярной диффузии; τ_B — время жизни носителей в n^- -слое.

Ширину n^- -слоя при напряжении U_n рассчитывают по выражению

$$W_n = W_{n0} - k \sqrt{U_n}, \quad (2.57)$$

где W_{n0} — начальная ширина дрейфовой области n^- -слоя при нулевом напряжении; $k = 2,56 \text{ мкм} \cdot \text{В}^{-1/2}$ — коэффициент пропорциональности.

Пример. IGBT на 1200 В имеет начальную ширину n^- -области $W_{n0} = 100 \text{ мкм}$ и время жизни носителей в базе $\tau_B = 0,12 \text{ мкс}$. Тогда при токе нагрузки $I_h = 100 \text{ А}$ и напряжении питания ключа $U_n = 600 \text{ В}$ получаем $I_t(0) = 25 \text{ А}$.

В переходном процессе включения, особенно у IGBT на высокое напряжение, в кривой спадающего напряжения наблюдается медленная стадия установления, называемая динамическим насыщением (см. рис. 2.41). Ее длительность может достигать нескольких сотен наносекунд. Область пространственного заряда в закрытом ключе расположена в низколегированной дрейфовой области IGBT. Однако частично она проникает и в p -слой. Барьерный конденсатор, формируемый в p -слое обедненной областью, практически не имеет пути для быстрого разряда при включении структуры, что и приводит к возникновению стадии динамического насыщения. Начальная амплитуда напряжения динамического насыщения слабо зависит от тока нагрузки и определяется внешним напряжением питания ключа. Ее значение $U_{QS}(0)$ зависит от уровней легирования базовых областей IGBT и в зависимости от конструкции прибора и напряжения питания может составлять десятки и сотни вольт. Значение напряжения $U_{QS}(0)$ определяют по формуле

$$U_{QS}(0) \approx \frac{N_D(U_n)}{N_A + N_D}^{1,4}, \quad (2.58)$$

где N_D — концентрация донорной примеси в n^- -слое; N_A — концентрация акцепторной примеси в p -слое; U_n — напряжение источника питания ключа.

Пример. IGBT на 1200 В имеет следующие концентрации легирующих примесей: $N_D = 2 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$; $N_A = 4 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Тогда при напряжении питания ключа $U_{\Pi} = 600 \text{ В}$ амплитуда напряжения динамического насыщения $U_{QS}(0) = 38,5 \text{ В}$.

Наибольший практический интерес представляет оценка динамических (коммутационных) потерь в структуре ключа IGBT на интервалах переключения. В справочной литературе можно найти значения энергии динамических потерь при включении, обозначаемые E_{ON} , и энергии динамических потерь при выключении E_{OFF} , измеренные в заданном электрическом режиме. Существует достаточно точная формула пересчета энергии динамических потерь из справочных данных в энергию динамических потерь $W_{\text{дин}}$ для реального режима нагрузки:

$$W_{\text{дин}} = (E_{ON} + E_{OFF}) \frac{I_{\Pi}}{I_0} \left(\frac{U_{\Pi}}{U_0} \right)^n, \quad (2.59)$$

где I_{Π} — реальный ток нагрузки ключа; I_0 — значение тока измерения из справочных данных (I_0 выбирают равным среднему току ключа); U_{Π} — напряжение источника питания схемы; U_0 — значение напряжения измерения из справочных данных (U_0 выбирают равным половине максимально допустимого напряжения на ключе); $n \approx 1,5 \div 1,8$ — показатель степени для напряжения.

При оценке динамических параметров IGBT следует выделить критические факторы, определяющие область безопасных режимов. В переходном процессе включения — это скорость нарастания тока коллектора IGBT в процессе коммутации тока нагрузки от противофазного диода на ключ. В справочнике приводится минимально допустимое сопротивление R_G , подключаемое последовательно к цепи затвора IGBT. Ниже указанного значения применять сопротивление R_G не рекомендуется.

В переходном процессе выключения критическим фактором является паразитная монтажная индуктивность L_S , которую ограничивают значением 100 нГн.

Наиболее широко применяют приборы третьего поколения с планарной конструкцией затвора, которые изготавливают на основе базовых технологий PT—IGBT и NPT—IGBT. В приборах четвертого поколения применяют конструкцию вертикального затвора (Trench—Gate IGBT), которая позволяет получить максимальную плотность размещения базовых ячеек на кристалле и уменьшить статические потери на проводимость. Современные приборы пятого поколения (SPT—IGBT, FS—IGBT и CSTBT) обладают оптимизированными характеристиками по переключению и проводимости.

2.7.1. Эпитаксиальная и гомогенная структуры IGBT

Транзисторы PT—IGBT изготавливают на высоколегированной p^+ -подложке с дырочным типом проводимости, на которой в процессе эпитаксии выращивают высокоомный дрейфовый n^- -слой (рис. 2.42).

Размеры дрейфового слоя для приборов на рабочие напряжения 600—1200 В составляют 100—120 мкм. На n^- -слое формируется управляющая структура МОП с помощью технологических процессов, аналогичных тем, что применяют при изготовлении транзисторов МДП большой мощности. Отличительной особенностью эпитаксиальной технологии (PT) является наличие в структуре дополнительного (буферного) электронного n^+ -слоя, расположенного между дрейфовым слоем и подложкой. Размеры n^+ -слоя невелики и составляют примерно 15 мкм. Дополнительный высоколегированный слой обеспечивает ограничение напряженности электрического поля в базе транзистора при запертом состоянии IGBT, что повышает стойкость структуры к лавинному пробою. За счет изменения уровня легирования n^- -слоя регулируется инжектирующая способность эмиттера $p-n-p$ -транзистора в структуре IGBT, что позволяет устанавливать требуемый уровень концентрации носителей заряда в базовой области и фиксировать время их жизни. С помощью буферного слоя контролируется критическая плотность коллекторного тока, при которой происходит потеря управляемости в структуре PT—IGBT из-за эффекта «зашелкивания». Недостатком эпитаксиальной технологии является температурная зависимость остаточного тока в результате чего повышаются потери энергии при выключении транзистора.

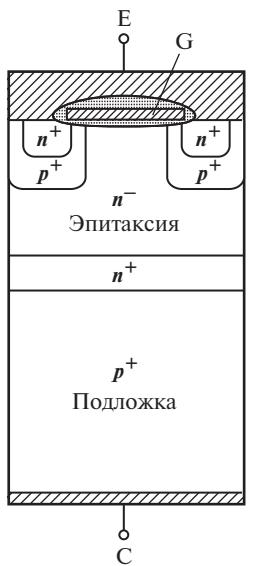


Рис. 2.42. Структура транзистора PT—IGBT

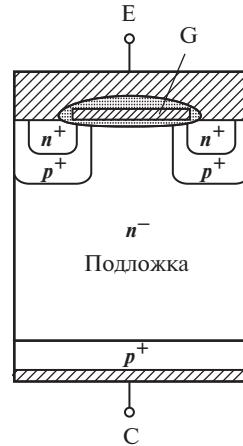


Рис. 2.43. Структура транзистора NPT—IGBT

При изготовлении NPT—IGBT используется однородный (гомогенный — NPT) n^- -слой подложки с электронным типом проводимости толщиной 200 мкм (рис. 2.43). На верхней стороне пластины находится планарный затвор МОП, а на ее обратной стороне процессом ионного легирования формируется p^+ -слой эмиттера. Полученная структура имеет ту же эквивалентную схему замещения, что и транзистор PT—IGBT.

Поскольку в структуре NPT—IGBT отсутствует высоколегированный буферный слой, для обеспечения высокой стойкости к пробою используется n^- -подложка больших размеров. Это означает, что NPT—IGBT имеет более высокое напряжение насыщения, но при этом гомогенная структура устойчива к короткому замыканию, обладает положительным температурным коэффициентом напряжения в полном диапазоне тока нагрузки и прямоугольной формой области безопасных режимов. Остаточный ток NPT—IGBT имеет относительно большую длительность, порядка единиц микросекунд, однако амплитуда «хвоста» тока примерно в 2 раза меньше, чем у PT—IGBT, и не зависит от изменения температуры.

2.7.2. Транзисторы IGBT с вертикальным затвором Trench—Gate

Решение проблемы уменьшения напряжения насыщения IGBT привело разработчиков к созданию структуры транзистора с вертикальным затвором (рис. 2.44), который помещается в «канавку» (Trench). Глубина залегания затвора и ширина канавки составляют единицы микрометров.

Принцип работы IGBT с вертикальным затвором заключается в следующем. Часть дырок, инжектированных из p^+ -слоя эмиттера $p—n—p$ -транзистора в направлении p -коллектора, достигает его границ и захватывается электрическим полем обратно смещенного перехода, так же как это происходит в обычной структуре IGBT с планарным затвором. Другая часть дырок, инжектированных из p^+ -слоя в направлении основания вертикального затвора, не может быть сразу же захвачена коллектором $p—n—p$ -транзистора, и их заряд накапливается на участке n^- -слоя под затвором. Для компенсации положительного заряда дырок из n^+ -слоя эмиттера начинается усиленная инжекция электронов, концентрация которых растет в области под затвором. На участке IGBT, соответствующем примерно половине общего размера базовой ячейки транзистора, образуется структура эквивалентного $p—i—n$ -диода с характерным распределением носителей заряда вблизи его эмиттерных слоев при двусторонней инжекции. В этом случае структуру базовой ячейки IGBT с вертикальным затвором можно рассматривать как

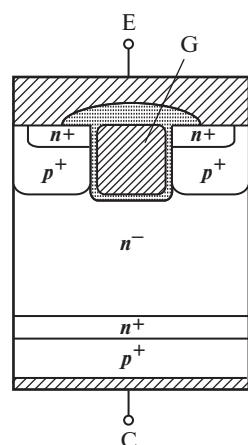


Рис. 2.44. Структура транзистора IGBT с затвором Trench—Gate

объединение элементарных $p-i-n$ - и $p-n-p$ -структур одинаковой ширины. В такой объединенной структуре напряжение насыщения в Trench IGBT снижается до 1,4—1,7 В, что примерно на 30—40 % ниже напряжения насыщения стандартного IGBT.

Приборы со структурой Trench IGBT характеризуются высокой входной емкостью, что требует применения специальных драйверов управления и дополнительных мер по защите в режимах больших токов.

2.7.3. Транзисторы IGBT с оптимизированными характеристиками проводимости (Trench—FS) и переключения (SPT)

На основе технологий PT—IGBT и NPT—IGBT разработаны новые кристаллы для силовых транзисторов, выполненных по технологиям Trench—FS (Trench—Field Stop) и SPT (Soft PT—IGBT). Обе структуры содержат встроенный буферный n^+ -слой и небольшие кремниевые подложки (рис. 2.45). Основными параметрами, которые определяют частотные свойства IGBT и область его применения, являются напряжение насыщения, заряд в цепи затвора и энергия потерь при переключении.

Кристаллы SPT имеют оптимизированные характеристики выключения: плавный и линейный процесс нарастания напряжения на запираемом приборе, ограниченную длительность остаточного тока. Энергия потерь на переключение у SPT IGBT ниже по сравнению с типовыми аналогами.

Кристаллы Trench—FS имеют глубокий вертикальный затвор и модифицированную структуру эмиттера, что обеспечивает оптимальное распределение накопленных носителей в n^- -подложке. Напряжение насыщения у данных приборов на 30 % ниже, чем у стандартных NPT—IGBT. За счет повышенной плотности тока в Trench—FS достигается существенное снижение площади кристалла почти на 70 %. Однако тепловое сопротивление и заряд в цепи затвора по сравнению со стандартным аналогом выше.

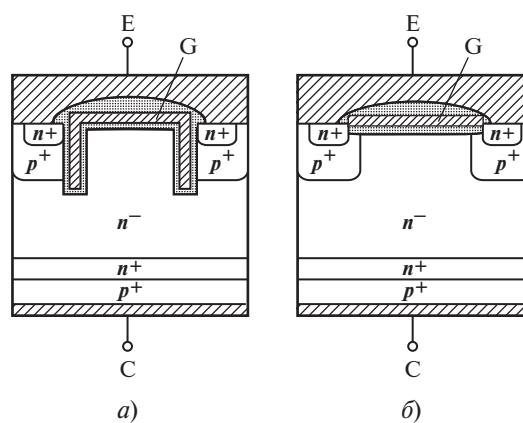


Рис. 2.45. Структуры транзистора IGBT по технологиям Trench—FS (a) и SPT (b)

Кристаллы SPT и Trench—FS обладают повышенной стойкостью к короткому замыканию, причем уровень ограничения тока не превышает шестикратного значения номинального тока.

2.7.4. Транзисторы IGBT с накоплением заряда носителей (CSTBT, SPT⁺)

В IGBT с обычной структурой наиболее интенсивный захват дырок происходит из «подзатворной» части базового слоя, непосредственно контактирующей с обратно смещенным коллекторным переходом p — n — p -транзистора. Для повышения плотности носителей заряда в базе в структуру кристаллов пятого поколения интегрирован дополнительный слой с электронным типом проводимости, отделяющий область коллектора p — n — p -транзистора

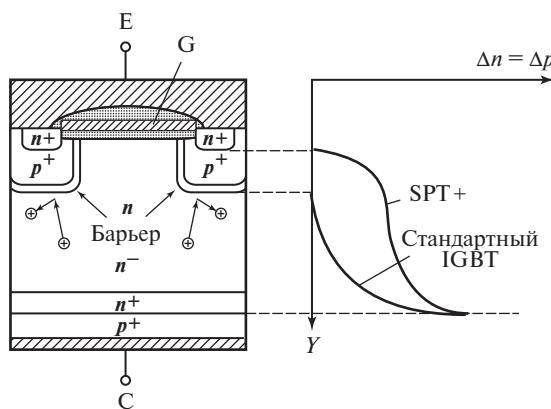


Рис. 2.46. Структура транзистора IGBT технологии SPT⁺

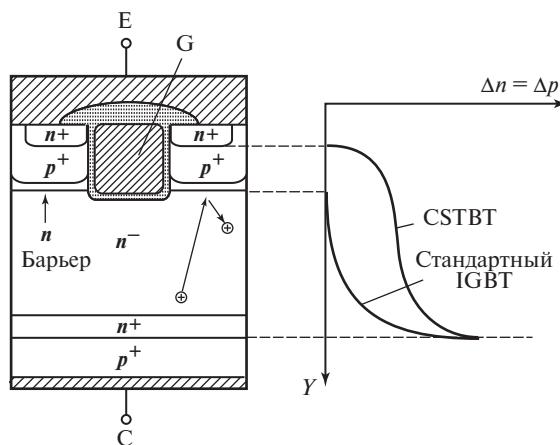


Рис. 2.47. Структура транзистора IGBT технологии CSTBT

зистора от n^- -слоя. Уровень легирования электронного n -слоя выше, чем в базе транзистора, что создает дополнительный потенциальный барьер на пути дырочной составляющей тока. В результате большая часть дырок не может преодолеть потенциальный барьер и скапливается вблизи перехода, снижая тем самым сопротивление базы и напряжение насыщения транзистора. Данная технология применена в IGBT как с планарной структурой затвора SPT+ (рис. 2.46), так и с вертикальной (рис. 2.47), обозначаемой CSTBT (Carrier Stored Trench Gate IGBT).

2.8. Модули ключей

2.8.1. Топология интегральных силовых модулей

Интегральные силовые модули имеют следующие основные схемы:

- одиночный ключ и ключ со встречно-параллельным диодом (рис. 2.48);
- прерыватель постоянного тока (чоппер) верхнего и нижнего уровней (рис. 2.49);
- два полупроводниковых ключа (рис. 2.50), соединенных последовательно с выводом средней точки (полумостовая схема);
- однофазная мостовая: четыре управляемых ключа (рис. 2.51, *a*) или два управляемых ключа плюс два диода (рис. 2.51, *б*);

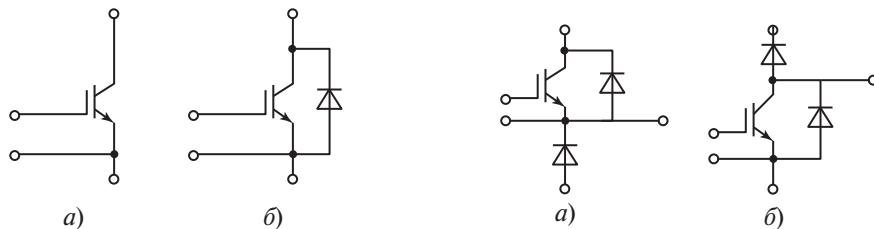


Рис. 2.48. Одиночный ключ (a) и ключ со встречно-параллельным диодом (б)

Рис. 2.49. Прерыватель тока верхнего (a) и нижнего (б) уровней

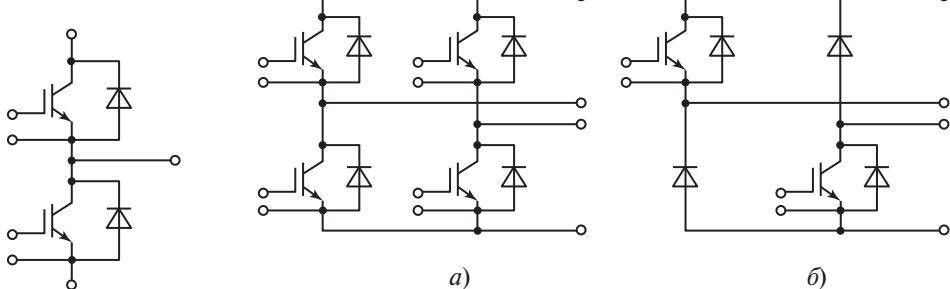


Рис. 2.50. Два ключа с выводом средней точки

Рис. 2.51. Схемы однофазных мостовых ключей

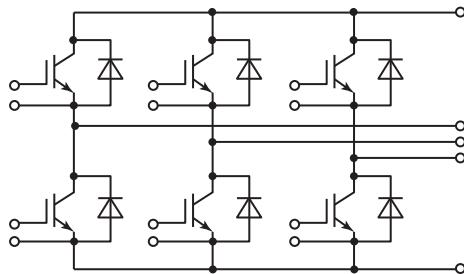


Рис. 2.52. Трехфазная мостовая схема

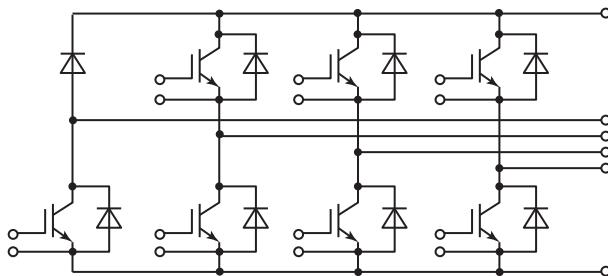


Рис. 2.53. Трехфазная мостовая схема с дополнительным ключом

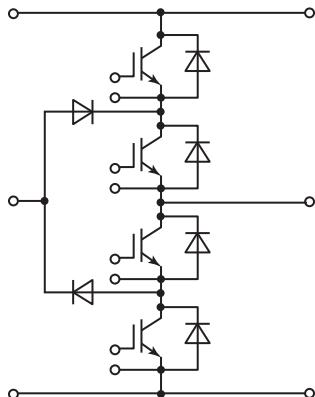


Рис. 2.54. Силовой модуль для трехуровневого инвертора

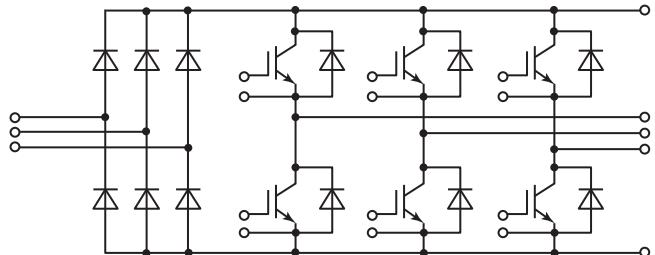


Рис. 2.55. Интегральная сборка топологии B6U + B6I

- трехфазная мостовая (рис. 2.52);
- трехфазная мостовая с дополнительным (тормозным) ключом (рис. 2.53);
- силовые модули для трехуровневого инвертора с фиксированной нулевой точкой (рис. 2.54);
- силовые интегральные сборки топологии B6U + B6I (рис. 2.55) или топологии B2U + B6I (рис. 2.56).

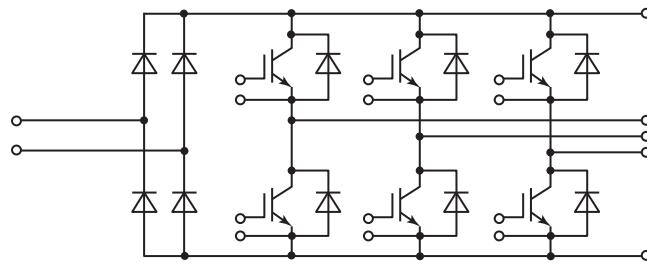


Рис. 2.56. Интегральная сборка топологии B2U + B6I

2.8.2. Сборка кристаллов в модуль

Ключевыми технологиями при сборке силового модуля (рис. 2.57) являются пайка, ультразвуковая сварка, заливка силиконовым гелем.

Пайка используется для установки чипов на керамическую DBC (Direct Bonded Copper)-подложку. Отработка технологических процессов пайки является важной задачей, от решения которой зависят тепловые характеристики конструкции модуля и его стойкость к термоциклированию. В настоящее время разрабатывается новая технология по замене процесса пайки на низкотемпературное спекание полупроводникового чипа и подложки с помощью сверхтонкого серебряного порошка. Этот процесс позволяет повысить температуру модуля до 300 °C, что делает низкотемпературное спекание пригодным для монтажа чипов на основе карбida кремния.

Шины платы DBC, выводы от кристаллов, дорожки электрических соединений и выходные терминалы корпуса модуля должны быть рассчитаны на соответствующую плотность тока. Критической точкой, наиболее чувствительной к перегрузке по току, является соединение выводов кристалла с металлизированными шинами платы DBC. Данное соединение подвергается наиболее сильному воздействию механических напряжений, связанных с термическим изменением размеров. Технология замены алюминиевых проводников на медные полосковые выводы, подключаемые с помощью сварки к плате DBC (рис. 2.58), позволяет увеличить плотность

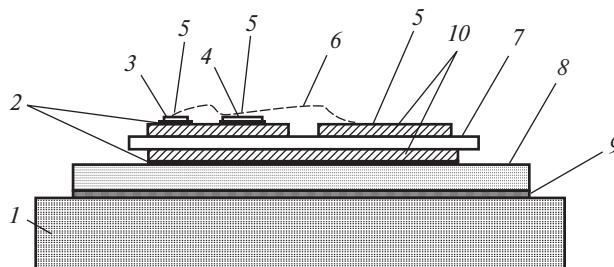


Рис. 2.57. Силовой модуль:

1 — охладитель; 2 — припой; 3 — диод; 4 — IGBT; 5 — места ультразвуковой сварки; 6 — проволока; 7 — DBC-подложка; 8 — базовая плата; 9 — термопаста; 10 — печатные дорожки



Рис. 2.58. Плата DBC с проволочным и полосковым проводником

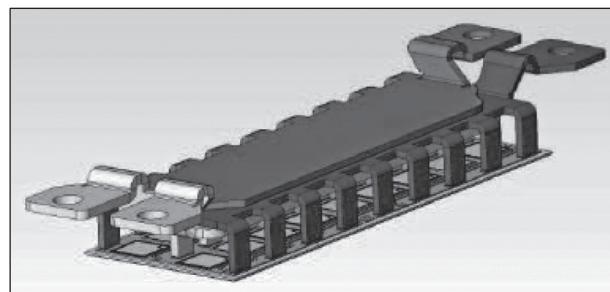


Рис. 2.59. Силовой модуль прижимной конструкции

тока. При таком соединении возможны высокие токи и улучшается стойкость к термоциклированию.

Перспективным является переход к технологии прижимного контакта, при которой силовые терминалы имеют прижимной контакт с медными шинами платы, а сигнальные выводы выполнены в виде пружин. Такие модули не имеют базовой платы, так как их основанием служит керамическая подложка, которая и устанавливается непосредственно на радиатор (рис. 2.59).

Основными тенденциями совершенствования топологии модуля являются уменьшение толщины платы DBC и увеличение слоя омеднения. За последнее время толщина подложек из оксида алюминия была снижена от 0,63 до 0,38 мм. Новая технология с добавлением циркониевых присадок позволяет уменьшить это значение до 0,32 мм. Платы DBC на основе нитрида алюминия или нитрида кремния имеют лучшую теплопроводность и более высокую механическую прочность. При этом возможно увеличение толщины медного покрытия плат DBC от 0,3 до 0,6 мм.

На заключительном этапе изготовления силового модуля производится заливка внутреннего пространства корпуса силиконовым гелем. Применение геля обеспечивает герметизацию, электрическую изоляцию и способствует улучшению распространения тепла в конструкции модуля.

2.8.3. Электрическое соединение модуля с силовой схемой

В модулях IPM для бытовой электроники кристаллы установлены непосредственно на печатную плату PCB (Printed Circuit Board), совместно с другими компонентами, такими как конденсаторы, фильтры, разъемы (рис. 2.60). Мощность модулей составляет не более 100 Вт. При увеличении плотности тока силовой модуль устанавливают отдельно от платы управления, однако при выходном токе до 100 А осуществляют прямой контакт модуля с платой PCB силовой схемы. При выходном токе выше 100 А возможно только резьбовое соединение терминалов модуля с шинами или кабелями силовой схемы. В устаревших конструкциях силовые выводы модуля располагали на верхней поверхности модуля. В современных конструкциях

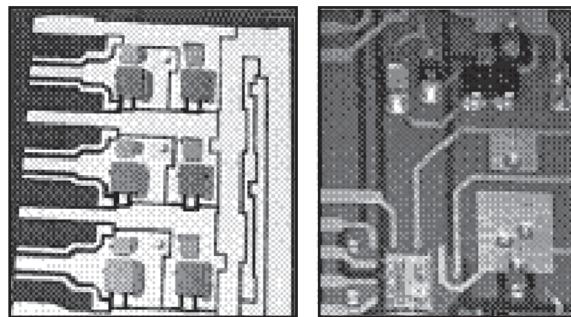


Рис. 2.60. Печатная плата PCB модуля IPM

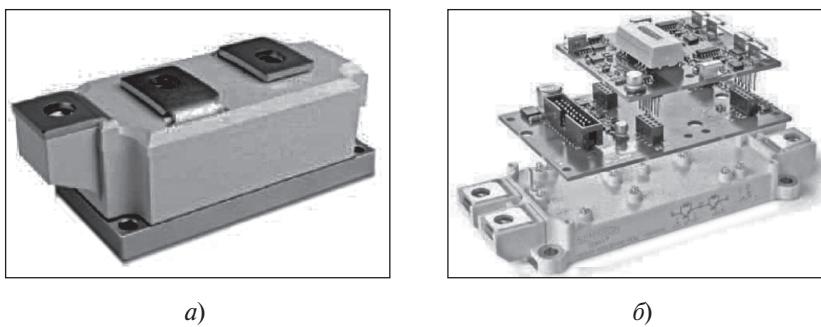


Рис. 2.61. Силовые модули с резьбовыми соединениями на верхней поверхности модуля (а) и на краях корпуса (б)



Рис. 2.62. Силовой модуль StakPak

данные выводы находятся на краях корпуса, что позволяет на верхней части корпуса размещать драйвер (рис. 2.61).

Для модулей при выходном токе более 600 А, используют специальные прижимные конструкции. Например, в модулях StakPak (рис. 2.62) в единой сборке, именуемой стеком, применяют группу прижимных приборов. Данные ключи не имеют электрической изоляции, а для соединения со схемой используются их верхняя и нижняя поверхности, которые одновременно являются силовыми терминалами.

2.9. Силовые сборки

Интегральные силовые сборки. В интегральной силовой сборке с выходной мощностью до 10 кВт объединены в одном корпусе выпрямитель В6У, инвертор В6I, тормозной ключ и датчики тока и температуры (рис. 2.63).

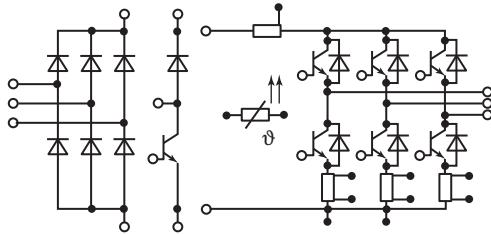


Рис. 2.63. Интегральная силовая сборка и ее схема

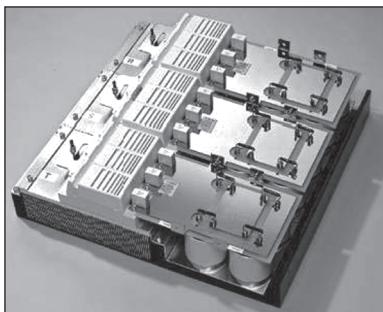


Рис. 2.64. Интеллектуальный силовой модуль IPM

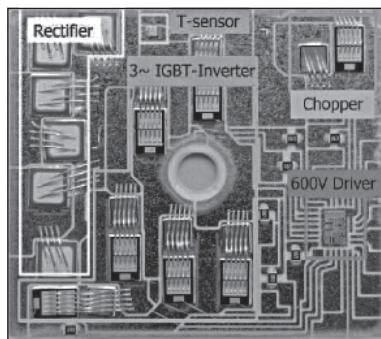


Рис. 2.65. Однокристальный драйвер на плате DBC

Интеллектуальные силовые модули IPM. Данные сборки имеют в своем составе интеллектуальный драйвер управления (рис. 2.64). В современных конструкциях применяют однокристальный драйвер управления всеми ключами модуля IPM, который размещают непосредственно на плате DBC модуля (рис. 2.65).

Силовые сборки базовых топологий 1/2B2, B2, B6 со звеном постоянного тока и охладителем. Силовая сборка снабжена системой принудительного охлаждения, в соответствии с которой сборка монтируется на радиатор воздушного или жидкостного охлаждения. Силовая шина звена постоянного тока проектируется по критериям компактности (минимальной паразитной индуктивности монтажа) и надежности (предельные параметры электрического и теплового режима). В состав звена постоянного тока силовой сборки входят также магазин электролитических и защитных конденсаторов (рис. 2.66). Выходная мощность силовых сборок базовых топологий 10—100 кВт.

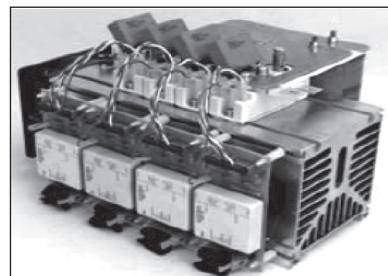
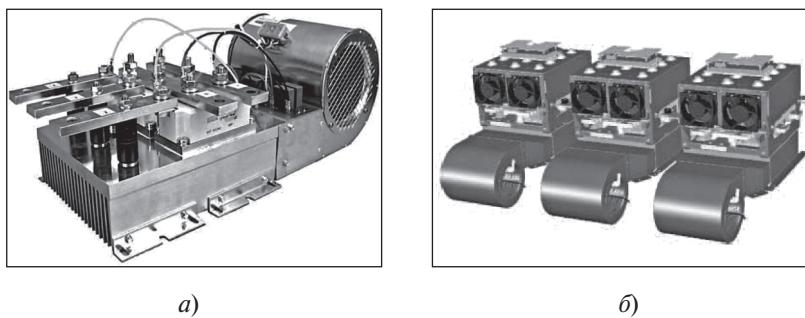


Рис. 2.66. Силовая сборка со звеном постоянного тока

Силовые сборки топологии B6U + B6I — инверторные платформы. Концепция инверторной платформы заключается в возможности обеспечения широкого диапазона мощности за счет набора стандартных базовых блоков (рис. 2.67). Единичный модуль изделия представляет собой блок с длиной грани около 40 м [7]. Блок состоит из силового каскада со звеном постоянного тока, платы драйвера, осуществляющего функции управления, защиты и мониторинга, а также набора датчиков, формирующих основные аналоговые сигналы, необходимые для выработки импульсов управления. Выходная мощность инверторной платформы составляет 10—900 кВт.

Силовые биполярные сборки конструктивно представляют собой диодно-тиристорные сборки топологии B6U+B6C, которые оснащены радиаторами охлаждения, внутренними электрическими соединениями на основе медных шин и защитными цепями. Механические конструкции подразделяют на группы с модульными силовыми приборами и дисковыми силовыми приборами (силовые столбы). Первые, как правило, применяют на напряжения до единиц киловольт, а вторые — десятки и сотни киловольт (рис. 2.68).



a)

б)

Рис. 2.67. Инверторная платформа топологии B6U + B6I (а) и сборка из трех единичных модулей (б)

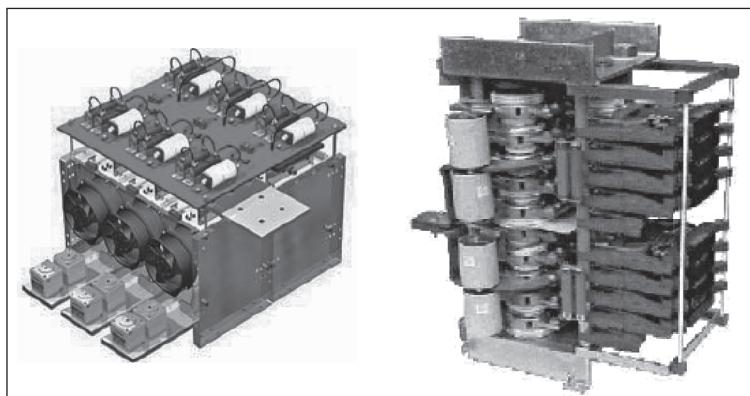


Рис. 2.68. Силовые биполярные сборки

Выходная мощность биполярных сборок составляет от сотен киловатт до единиц мегаватт.

2.10. Области применения силовых ключей

Несмотря на то что силовые полупроводниковые ключи основных типов далеки от совершенства, можно утверждать, что не существует принципиальных ограничений на разработку высокоэффективных силовых устройств в широком диапазоне преобразования электроэнергии: от единиц ватт до мегаватт.

Для практического применения в различных отраслях экономики силовые ключи классифицируют по диапазону частот коммутации и переключаемой мощности (рис. 2.69).

Объем мирового рынка силовых модулей составляет около 2,5 млрд долл. США при очень высоком темпе прироста. Рынок силовых модулей может быть разделен на следующие сегменты:

- биполярные диоды и тиристоры — 12 %;
- IGBT — 48 %;
- интегральные силовые сборки (выпрямитель + инвертор) — 8 %;
- IPM (силовой каскад со схемой управления и датчиками) — 32 %.

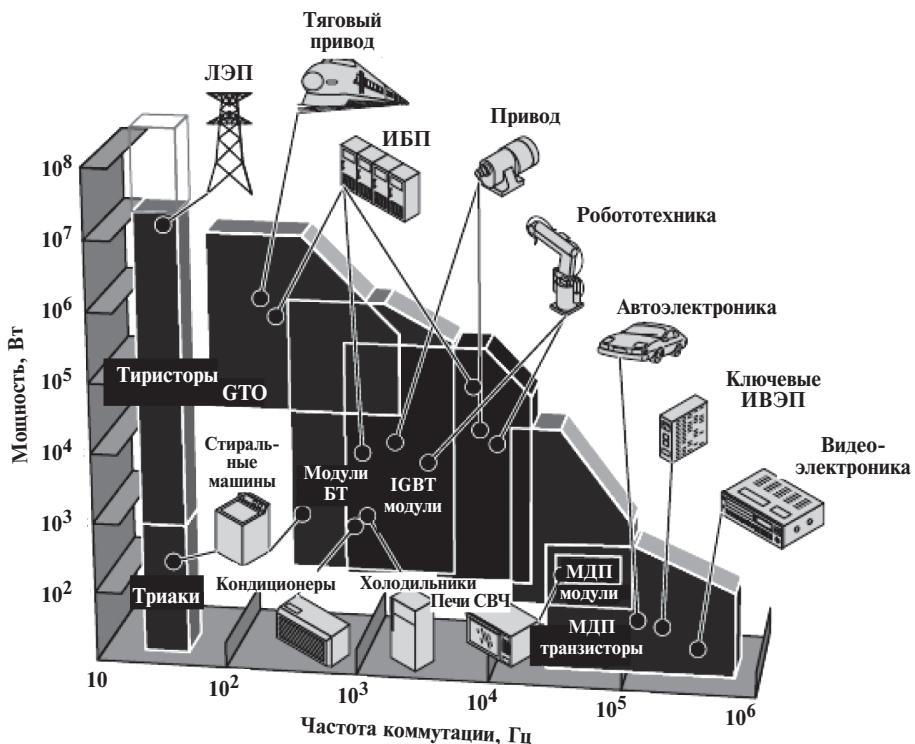


Рис. 2.69. Основные области применения силовых ключей

Более половины объема устройств силовой электроники (56 %) формируют моторные приводы. Компании, производящие индустриальные приводы, заинтересованы в получении линейки продуктов, перекрывающих широкий диапазон мощностей. Важно также, чтобы эта продукция базировалась на одной конструктивной платформе, что в свою очередь упрощает выпуск унифицированных преобразователей.

Следующий большой сектор силовой электроники — это электротранспорт (10 %). Основными требованиями к ключевым компонентам для данного применения являются высокая надежность и расширенный температурный диапазон.

Объем силовой электроники для бытовых применений составляет примерно 9 %. В этом секторе наибольшей популярностью пользуются слаботочные IPM, силовые модули которых выпускаются в корпусах типов SIL и DIL.

Необходимо отметить еще два важных сектора рынка, к которым относятся возобновляемые источники энергии и автомобильная электроника. Объем первого сегмента невелик (5 %), однако высокий темп роста (25 %) делает его одним из наиболее динамично развивающихся. Требования, предъявляемые к компонентам возобновляемых источников энергии, близки к разработкам для транспортного применения: большое время безотказной работы, высокая надежность, устойчивость к жестким воздействиям окружающей среды.

Небольшой пока рынок силовой автомобильной электроники (4 %) также растет очень быстро, примерно на 19 % в год. Требования, предъявляемые к силовым компонентам данного сектора, также очень жесткие и специфичные. Следует упомянуть о таких особенностях специализированных автомобильных модулей, как расширенный температурный диапазон и высокая стойкость к термоциклированию.

2.11. Охладители силовых полупроводниковых приборов

Силовые полупроводниковые ключи на токи порядка единиц ампер и выше монтируют на радиаторах, способных отводить тепло в окружающую среду (в воздух или в воду при жидкостном охлаждении).

Тепловой поток, Вт, от радиатора в окружающую среду можно определить по уравнению

$$p = hA\eta\Delta t, \quad (2.60)$$

где h — коэффициент теплоотдачи радиатора, Вт/(см² · °C); A — площадь поверхности радиатора, см²; η — коэффициент эффективности ребра радиатора; Δt — разность температур между поверхностью радиатора и окружающей средой, °C.

Для радиаторов коэффициент теплоотдачи представляет собой сумму коэффициентов теплоотдачи излучением h_R и конвекцией h_c :

$$h = h_R + h_c. \quad (2.61)$$

При вертикальном положении ребра радиатора и ламинарном потоке воздуха коэффициент теплопередачи конвекцией h_c , $\text{Вт}/(\text{см}^2 \cdot \text{°C})$, оценивают по уравнению

$$h_c \approx 4,4 \cdot 10^{-4} \sqrt{\Delta t/L}, \quad (2.62)$$

где L — вертикальная длина ребра радиатора, см.

Если воздух приводится в движение вентилятором, коэффициент h_c определяют следующим образом:

$$h_c \approx 0,38 \cdot 10^{-2} \sqrt{v/L}, \quad (2.63)$$

где v — линейная скорость свободного потока воздуха, м/с; L — длина ребра радиатора по потоку воздуха, см.

Коэффициент теплоотдачи излучением h_R зависит от коэффициента излучения ϵ (степени «черноты») материала охладителя, температуры среды T_A и радиатора T_S :

$$h_R \approx 0,235 \cdot 10^{-10} \epsilon \left(\frac{T_S + T_A}{2} + 273 \right)^3. \quad (2.64)$$

Тепловое сопротивление радиатор — окружающая среда рассчитывают по формуле

$$R_{S-A} \approx \frac{1}{2(h_R + h_A)A\eta}. \quad (2.65)$$

Пример. Плоский (с одним ребром) радиатор из анодированного алюминия имеет следующие параметры: $\epsilon = 0,9$; $A = 7,5 \times 7,5$ см; $\eta = 0,9$; $L = 7,5$ см. Температура поверхности радиатора $T_S = 100$ °C. Температура окружающей среды $T_A = 40$ °C. Тогда при естественном охлаждении получаем $R_{S-A} = 6,2$ °C/Bт, и тепло, переносимое излучением и конвекцией, равно 9,7 Вт на ребро. При использовании вентилятора со скоростью обдува $v = 1,5$ м/с получаем $R_{S-A} = 3,85$ °C/Bт, и тепло, переносимое излучением и конвекцией, равно 15,6 Вт на ребро.

2.11.1. Основные профили радиаторов воздушного охлаждения

В настоящее время возросла потребность в элементах охлаждения, способных рассеивать большое количество тепла в ограниченном пространстве. Материал, из которого сделан радиатор охладителя, должен иметь следующие характеристики:

- высокую теплопроводность;
- хорошую обрабатываемость;
- отличную устойчивость к коррозии.

В табл. 2.1 приведены основные характеристики сплава 6060 (европейский стандарт), имеющего показатели высокого качества [8].

Конструкция радиатора после механической обработки должна иметь высокие параметры точности. В табл. 2.2 приведены показатели точности линейных и угловых размеров радиаторов охлаждения компании Tecnoal.

Таблица 2.1
Характеристики сплава 6060, предназначенного для изготовления радиатора охлаждения

Параметр	Значение
Плотность, кг/дм ³	2,7
Электрическое сопротивление, мкОм · м	0,031
Теплопроводность, Вт/(м · °C)	209
Температура плавления, °C	635
Коэффициент эластичности, Н/мм ²	69 · 10 ³

Таблица 2.2
Показатели точности размеров радиатора охлаждения компании Tecnoal

Параметр	Значение
Неплоскостьность, % размера	0,5
Точность линейного размера, мм	
100×150	±1,2
150×200	±1,5
200×250	±1,8
250×300	±2,1
Точность углового размера, град (для углов более 20°)	±1

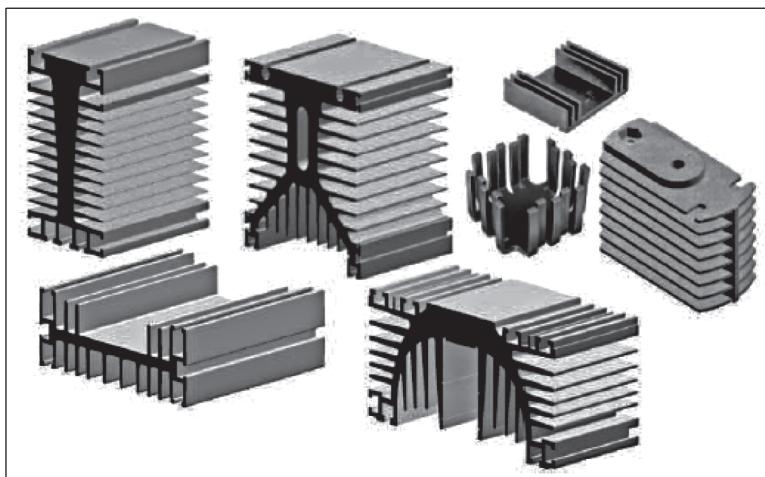


Рис. 2.70. Основные профили радиаторов воздушного охлаждения

Профили радиаторов охлаждения (рис. 2.70) разделяют на следующие группы (серии):

- с одной или несколькими зонами для крепления корпусов силовых ключей типовых серий, например серии ТО;
- используемые дополнительно как корпуса изделий;
- с большой тепловой инерцией;
- гребенчатой конструкции;
- универсальные наборные.

2.11.2. Радиаторы с жидкостным охлаждением

Возможности принудительного воздушного охлаждения ограничены предельной скоростью обдува (не более 20 м/с) и низкой эффективностью теплоотдачи в воздухе. В результате приходится увеличивать поверхность охладителя, что ведет к увеличению массогабаритных показателей. Переход к жидкостному охлаждению позволяет повысить коэффициент теплообмена до 0,1—0,7 Вт/(см² · °C). На рис. 2.71 показаны радиаторы с жидкостным охлаждением.

Применение воды в качестве теплоносителя имеет два существенных недостатка: сравнительно высокую температуру замерзания и малую электрическую прочность. Это не позволяет использовать водяное охлаждение при отрицательных температурах и в устройствах высокого напряжения. При плотности теплового потока 20 Вт/см² применение жидкостного охлаждения становится малоэффективным. В таких случаях используют радиаторы с испарительным охлаждением.

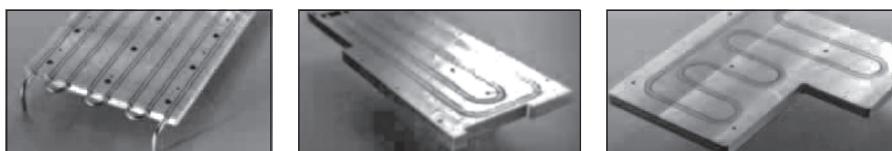


Рис. 2.71. Радиаторы жидкостного охлаждения

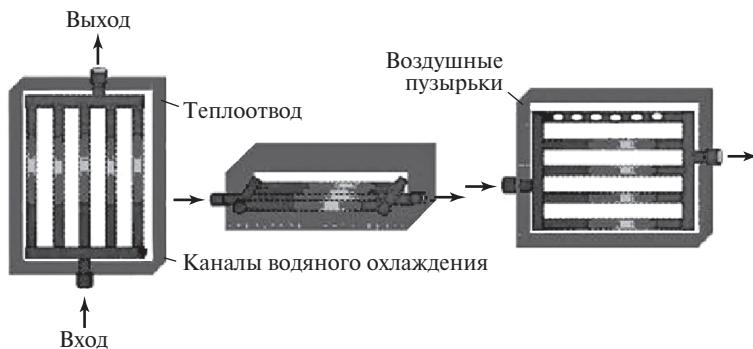


Рис. 2.72. Пространственное расположение радиаторов

На рис. 2.72 показаны варианты пространственного расположения радиатора с жидкостным охлаждением. Наилучшим решением является вертикальное расположение патрубков охлаждения с направлением потока жидкости снизу вверх. При горизонтальном расположении радиатора патрубки находятся в одной горизонтальной плоскости. Вариант, при котором патрубки расположены горизонтально, но на разной высоте, является неудачным, поскольку при таком решении существует риск образования пузырьков воздуха в верхнем канале системы охлаждения.

2.12. Тенденции и перспективы разработки полупроводниковых ключей для силовой электроники

2.12.1. Силовые ключи на основе карбида кремния

Силовые полупроводниковые ключи на основе карбида кремния (SiC) обладают следующими основными преимуществами:

- значительная по сравнению с кремнием (Si) и арсенидом галлия (GaAs) ширина запрещенной зоны позволяет получить больший диапазон рабочих температур (теоретически приблизительно до 1000 °C);
- почти на порядок более высокое значение критической напряженности поля в SiC по сравнению с кремнием позволяет при одном и том же значении напряжения пробоя увеличить на два порядка уровень легирования структуры и, следовательно, уменьшить его сопротивление и повысить удельную мощность;
- высокое значение критической напряженности поля в SiC обеспечивает повышенную радиационную стойкость приборов на карбиде кремния;
- высокая теплопроводность (для поликристаллического SiC — на уровне теплопроводности меди) упрощает проблему теплоотвода;
- большие скорости насыщения носителей позволяют получить большие токи насыщения в полевых транзисторах на карбиде кремния;
- высокая температура Дебая, определяющая температуру, при которой возникают упругие колебания кристаллической решетки, позволяет повысить термическую стабильность полупроводника SiC;
- наличие собственной, изготовленной из того же материала, что и полупроводниковая структура, подложки большого размера, а также наличие собственного оксида (SiO_2) и возможности получения SiC *n*- и *p*-типов проводимости позволяют изготавливать на основе SiC силовые полупроводниковые приборы любых типов.

Промышленный выпуск полупроводниковых приборов большой мощности на основе карбида кремния возможен только при наличии высококачественных подложек. Подложки из карбида кремния в настоящее время самый востребованный продукт на рынке SiC-приборов. С каждым годом улучшается их качество и увеличивается диаметр. Сейчас он составляет около 100 мм.

Серийное производство силовых транзисторов SiC пока не налажено. В 2002 г. специалисты компании Kansai Electric Power (Япония) сообщили о разработке JFET на напряжение 5,3 кВ с током стока 3,3 А. Большой объем работ ведется в Исследовательском центре SiCLAB (Rutgers University) и компании United Silicon Carbide. К их наиболее интересным разработкам относятся:

- VJFET (Vertical Junction Field Effect Transistor) — полевой транзистор с управляющим p — n -переходом. Максимально допустимое напряжение стока 1200 В и ток стока 10 А, удельное сопротивление во включенном состоянии не более $4 \text{ мОм} \cdot \text{см}^2$;
- MOSFET с максимально допустимым напряжением на стоке 2400 В и током стока 5 А, удельное сопротивление во включенном состоянии $13,5 \text{ мОм} \cdot \text{см}^2$;
- BJT с максимально допустимым напряжением коллектор — эмиттер 1800 В и током коллектора 10 А, удельное сопротивление во включенном состоянии $4,7 \text{ мОм} \cdot \text{см}^2$.

Интересны также разработки силовых приборов на основе SiC компании Cree (США):

- тиристор с пробивным напряжением 5200 В, прямым током 300 А и током утечки менее 100 мкА;
- опытные образцы диодов Шоттки с рабочей областью размером $5,6 \times 5,6$ мм на 1200 В/50 А и 600 В/100 А;
- SiC MOSFET с рабочей площадью $3,8 \times 3,8$ мм, напряжением стока 1200 В, током стока 10 А и $R_{DS\ ON} = 0,1$ Ом при температуре 150 °C;
- BJT размером 3×3 мм с напряжением коллектор — эмиттер 1700 В, напряжением насыщения 1 В и током коллектора 20 А;

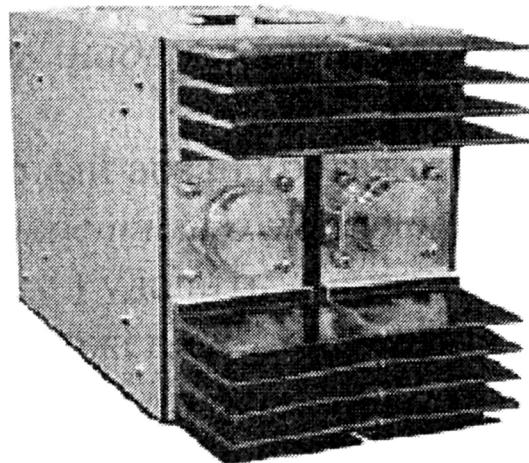


Рис. 2.73. Трехфазный инвертор напряжения на карбид-кремниевых тиристорах

- 4H-SiC p — i — n -диод с импульсной мощностью около 3 МВт (средний ток 20 А, максимальный импульсный ток более 300 А, ток утечки 300 мА) и обратным напряжением более 9 кВ, размер рабочей области 8,5×8,5 мм. Параметры p — i — n -диода в корпусе 10 кВ/20 А.

Преимущества силовых полупроводниковых приборов на карбиде кремния наглядно продемонстрированы в недавнем совместном проекте компаний Cree и Kansai Electric Power. Ими был разработан и прошел успешные испытания трехфазный инвертор напряжения, полностью собранный на основе карбид-кремниевых управляемых тиристоров (рис. 2.73). Данный инвертор с выходной мощностью 110 кВ·А разместился в объеме, характерном для обычного инвертора на кремниевых приборах с выходной мощностью 12 кВ·А.

2.12.2. Силовые модули ключей с повышенной степенью интеграции

Повышение надежности и стойкости силовых ключей к термоциклированию, а также расширение температурного диапазона их работы основаны на новых технологиях, среди которых можно выделить следующие:

- замена паяных соединений на низкотемпературное спекание;
- замена проводных соединений надежными сварными контактами;
- применение прижимных конструкций;
- повышение степени интеграции, особенно в области высоких мощностей.

Реализация современных технологий позволяет перейти к созданию новых классов силовых модулей. Одним из главных путей в направлении

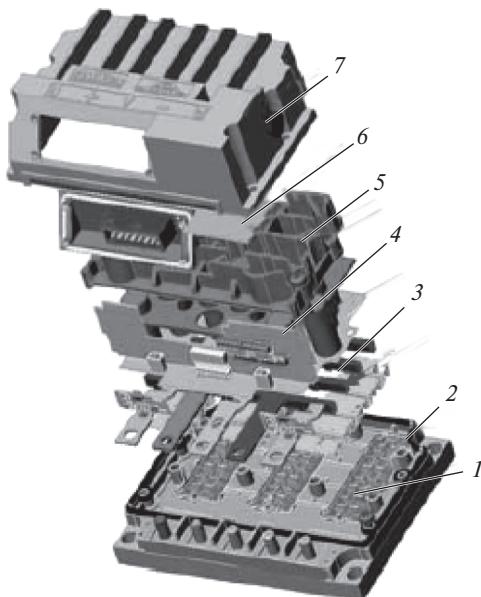


Рис. 2.74. Конструкция трехфазного привода электромотора:

1 — подложка DBC; 2 — корпус и терминалы; 3 — шина DC; 4 — плата драйвера и датчиков; 5 — прижимная плата; 6 — плата контроллеров; 7 — крышка

«высокотемпературной» электроники наравне с применением новых перспективных полупроводниковых материалов является разработка силовых модулей высокого уровня интеграции.

На рис. 2.74 показана конструкция трехфазного привода электромотора на ток 36 А и напряжение 48 В, разработанная без применения стандартных силовых модулей [10]. Привод электромотора изготовлен по так называемой «бескорпусной» технологии всего за 10 производственных операций с применением минимального количества материалов. Концепция создания «бескорпусных» силовых схем позволяет реализовать полностью законченные электронные системы с очень высокой удельной мощностью и отличными механическими характеристиками. Благодаря отсутствию паяных соединений такие схемы обладают высокой стойкостью к термоциклированию, предельная температура силовых полупроводниковых чипов может достигать 200 °С. Компактный дизайн и интегрированное звено постоянного тока обеспечивают низкий уровень электромагнитных излучений.

2.13. Управление силовыми полупроводниковыми ключами

Часть системы управления преобразователем, которая формирует логическую последовательность импульсов управления силовыми ключами, а затем усиливает данные импульсы до требуемого уровня мощности, называется формирователем импульсов управления (ФИУ). Основным источником помех для системы управления является силовая часть преобразователя и частично усилительный блок ФИУ. Процесс коммутации токов нагрузки большой амплитуды создает мощные импульсные помехи, проникающие в электрическую цепь ФИУ и способные нарушить работу информационно-логической части системы управления. Поэтому одним из основных требований при разработке силовой схемы является наличие гальванической (потенциальной) развязки между силовой и управляющей частью преобразователя.

Дополнительной причиной необходимости потенциального разделения силовых и управляющих цепей преобразователей является проблема управления силовыми ключами верхнего, относительно нагрузки, уровня, которые не имеют непосредственной связи с общей шиной схемы.

По принципу построения гальванической развязки ФИУ делят на следующие типы:

- трансформаторные с совместной передачей энергетической и информационной составляющих сигнала управления;
- с гальванической развязкой информационной составляющей сигнала управления и последующим усилением данного сигнала до требуемого уровня мощности.

Трансформаторные ФИУ первой группы делят на схемы с трансформатором напряжения или трансформатором тока.

Формирователи импульсов управления с раздельной передачей энергии и информации различают по способу развязки в информационном канале,

которая реализуется с помощью либо высокочастотного трансформатора, либо оптронов.

Формирователи импульсов управления с совместной передачей энергетической и информационной составляющих сигнала управления применяются для силовых ключей, управляемых током (зарядом). К таковым относят силовые биполярные транзисторы и тиристоры. Основными преимуществами данных ФИУ является отсутствие дополнительных источников энергии для усиления импульсов управления и высокое напряжение изоляции, которое может достигать 6,5 кВ.

Однако при использовании трансформаторных ФИУ выявляются следующие их недостатки:

- с ростом частоты коммутации амплитуда сигналов управления зависит от скважности передаваемых импульсов;
- минимальная и максимальная длительности сигналов управления ограничены характеристиками магнитного сердечника трансформатора.

В силовых схемах на тиристорах с большой индуктивностью в цепи нагрузки применяют пакетный режим передачи противофазных импульсов, что позволяет получить большую длительность сигнала управления, вплоть до единиц миллисекунд (рис. 2.75).

Формирователи импульсов управления с раздельной передачей энергии и информации состоят из трех основных схем:

- гальванической развязки информационного канала;
- усилителя мощности импульсов управления;
- питания усилителя мощности.

Дополнительно данные ФИУ могут включать в себя схемы защиты силового ключа от перегрузок по току и напряжению, а также контроля уровня напряжения в источнике питания усилителя мощности.

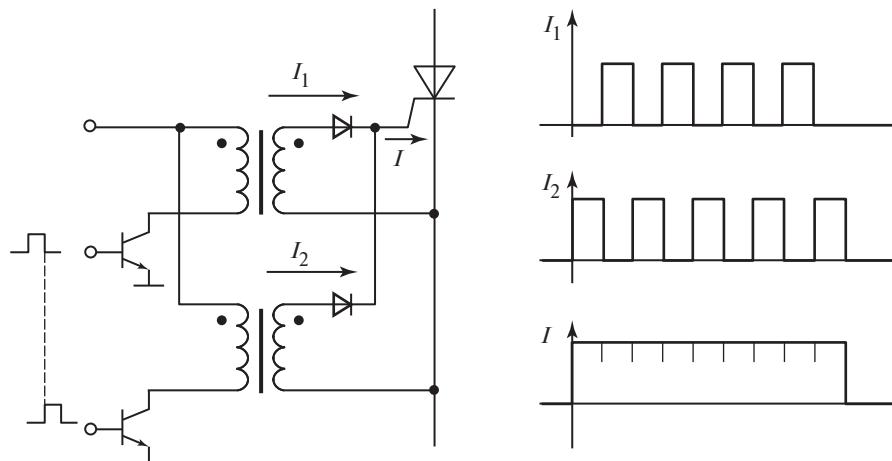


Рис. 2.75. Силовая схема трансформаторного формирователя импульсов управления

Схема гальванической развязки в ФИУ с раздельной передачей энергии и информации строится на основе либо оптронов, либо импульсного трансформатора. К недостаткам оптронной развязки можно отнести температурную нестабильность параметров, низкий коэффициент передачи тока (у диодного оптрона), большую задержку передачи сигнала управления (у транзисторного оптрона). Напряжение изоляции в схемах с оптронной развязкой не превышает 2,5 кВ. В отличие от трансформаторных схем развязки, оптронные схемы позволяют передавать непрерывный сигнал управления.

В условиях широкого диапазона изменения температур вместо оптронов применяют импульсные трансформаторы, имеющие стабильные параметры и высокие напряжения изоляции. Для исключения зависимости от длительности информационного сигнала используют пакетный режим передачи высокочастотного сигнала (рис. 2.76).

Формирователи импульсов управления с раздельной передачей энергии и информации, изготовленные в виде отдельной интегральной схемы, называют драйверами (рис. 2.77). Промышленно драйверы выпускаются для силовых ключей, управляемых по изолированному затвору (транзисторы

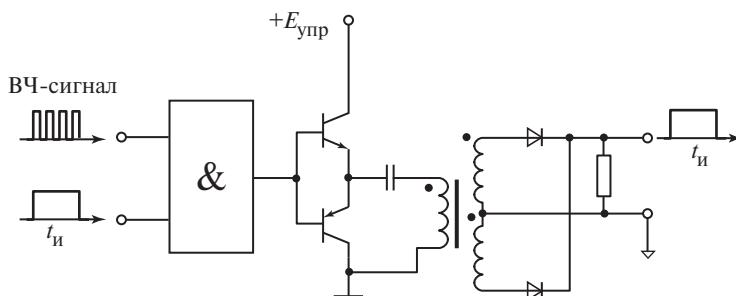


Рис. 2.76. Схема трансформаторной развязки информационного сигнала

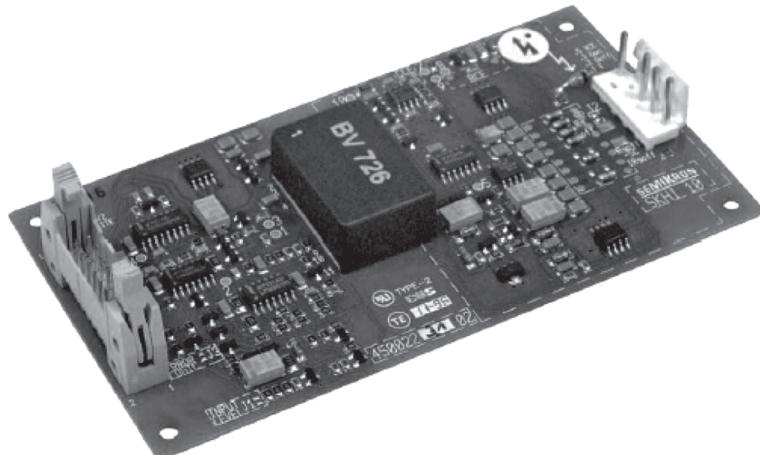


Рис. 2.77. Интегральный драйвер

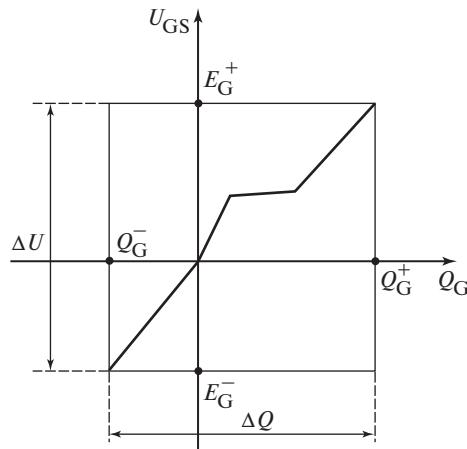


Рис. 2.78. Динамическая характеристика цепи затвора силового ключа

МДП и IGBT). Имеются типы драйверов для управления как отдельным ключом, так и сборкой ключей полумостовой или мостовой конфигурации.

Питание драйверов для транзисторов МДП является однополярным (10 или 15 В). Для ключей IGBT большой мощности применяют драйверы исключительно с двуполярным питанием (15 и -10 В, либо ± 15 В), что обеспечивает повышенную скорость переключения и защиту от импульсных помех.

Значения импульсных токов стандартных драйверов составляют 6; 12; 15; 35; 50 и 65 А. С ростом частоты коммутации существенно возрастает средний ток драйвера. Значение минимально необходимого среднего тока выбирают в зависимости от мощности ключа и значения его входной емкости.

Расчет требуемого значения среднего тока драйвера I_{cp} выполняют с использованием динамической характеристики цепи затвора ключа, представляющей собой зависимость входного напряжения ключа от заряда в цепи затвора (рис. 2.78).

Энергию драйвера W , необходимую для обеспечения переключения транзистора с заданной характеристикой цепи затвора, определяют по выражению

$$W = \Delta Q \Delta U, \quad (2.66)$$

где ΔQ — диапазон изменения заряда в цепи затвора ключа при заданном напряжении питания драйвера; U — диапазон изменения входного напряжения ключа при заданном напряжении питания драйвера.

При двуполярном напряжении питания драйвера диапазон изменения входного напряжения ключа вычисляют по формуле

$$\Delta U = E_G^+ + |E_G^-|, \quad (2.67)$$

где E_G^+ — значение напряжения питания положительной полярности; E_G^- — значение напряжения питания отрицательной полярности.

Среднюю мощность драйвера определяют по формуле

$$P = Wf_k = \Delta Q \Delta U f_k, \quad (2.68)$$

где f_k — частота коммутации ключа.

Средняя мощность драйвера зависит от среднего тока потребления

$$P = I_{cp} \Delta U. \quad (2.69)$$

Требуемый средний тока драйвера равен

$$I_{cp} = \frac{P}{\Delta U} = \Delta Q f_k. \quad (2.70)$$

Таким образом, выбор того или иного типа драйвера зависит от характеристики цепи затвора силового ключа и частоты его коммутации.

Пример. Типовые параметры цепи затвора IGBT на напряжение 1200 В: $E_G^+ = 15$ В; $E_G^- = -10$ В; $Q_G^- = 1200$ нКл; $Q_G^+ = -300$ нКл. При частоте коммутации $f_k = 20$ кГц получаем $I_{cp} = 30$ мА.

2.14. Пассивные компоненты

2.14.1. Общие сведения

Пассивными компонентами в электротехнических цепях называют трансформаторы, реакторы, конденсаторы, резисторы, варисторы и другие элементы, функционирование которых не связано с использованием дополнительных источников питания и которые не содержат таковых внутри себя. Понятие «пассивные компоненты» используется для пояснения их отличия от силовых полупроводниковых приборов, которые непосредственно управляют потоком электроэнергии и являются «активными компонентами». Пассивные компоненты — это основная конструктивная база, позволяющая реализовать процессы преобразования электроэнергии. Они присутствуют практически во всех силовых электронных устройствах:

- трансформаторы применяются для согласования уровней напряжения и обеспечения гальванической развязки цепей;
- реакторы являются основными элементами фильтров, коммутирующих контуров и промежуточных накопителей электроэнергии;
- конденсаторы используются в фильтрах переменного и постоянного тока, а также в качестве промежуточных накопителей электрической энергии.

Характерной особенностью применения пассивных компонентов в силовых электронных устройствах является то, что они работают в условиях воздействия токов и напряжений несинусоидальной формы и повышенных час-

тот. Эти обстоятельства существенно усложняют их выбор при разработке силовых электронных устройств. Более того, часто возможность этого выбора определяет решение поставленной задачи.

2.14.2. Электромагнитные компоненты

Основные характеристики ферромагнитных материалов. Ферромагнитные материалы характеризуются различными зависимостями магнитной индукции B от напряженности магнитного поля H . Среди таких зависимостей различают основную кривую намагничивания (КН), предельную статическую петлю гистерезиса (СПГ) и динамическую петлю гистерезиса (ДПГ). Существуют также менее распространенные типы зависимостей, учитывающие специфику процесса намагничивания или размагничивания, например динамическая кривая размагничивания (ДКР).

Основная кривая намагничивания является геометрическим местом вершин частных установившихся петель гистерезиса. Для магнитомягких материалов эта кривая практически совпадает с начальной кривой намагничивания, которую получают при первом намагничивании полностью размагниченного материала. Кривые намагничивания описываются следующей зависимостью:

$$B = \mu_a H \quad \text{или} \quad B = \mu_0(H + M), \quad (2.71)$$

где μ_a — абсолютная магнитная проницаемость.

Ее значение определяют по формуле

$$\mu_a = \mu_0 \mu_r, \quad (2.72)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная (проницаемость вакуума); μ_r — относительная магнитная проницаемость, характеризующая увеличение индукции в ферромагнетике за счет его намагнченности M .

Пологий участок КН при увеличении напряженности H соответствует режиму насыщения ферромагнетика, который наступает при достижении намагнченности насыщения M_s и магнитной индукции насыщения B_s (рис. 2.79). При дальнейшем увеличении напряженности индукция изменяется практически линейно, т.е. $dB/dH = \mu_a$.

В зависимости от условий определения магнитной проницаемости в стационарном или переменном магнитном поле ее называют статической или динамической магнитной проницаемостью, соответственно. Их значения не совпадают из-за влияния на процессы намагничивания в переменных полях вихревых токов, магнитной вязкости и резонансных явлений.

Понятие динамической проницаемости непосредственно связано с определением динамической индуктивности L_d , которая является коэффициентом связи между изменениями потокосцепления $\Delta\psi$ и тока Δi в контуре электромагнитного элемента:

$$L_d = \frac{\Delta\psi}{\Delta i}. \quad (2.73)$$

Кривая намагничивания является нелинейной зависимостью, поэтому при изменении H значение μ_a также изменяется. Для того чтобы охарактеризовать зависимость B от H в конкретной точке КН при малых их изменениях относительно этой точки, используется понятие дифференциальной магнитной проницаемости μ_d :

$$\mu_d = \left(\frac{dB}{dH} \right)_{H_a B_a}, \quad (2.74)$$

где H_a и B_a — координаты точки a , в которой определяется значение μ_d (см. рис. 2.79).

Более точно характеризуют свойства ферромагнетика петли гистерезиса. Предельная СПГ определяет зависимость B от H на участках полного цикла намагничивания и размагничивания при медленном изменении напряженности внешнего поля, т.е. фактически при постоянном токе ($dH/dt = 0$). На рис. 2.80 представлена предельная СПГ, характеризующаяся:

- максимальными значениями B_m и H_m , которые превышают значения, соответствующие индукции насыщения B_s ;
- остаточной индукцией B_r ;
- коэрцитивной силой H_c .

Участки петли гистерезиса от B_m до $-H_c$ и от $-B_m$ до H_c соответствуют процессам размагничивания, а участки от $-H_c$ до $-B_m$ и от H_c до B_m — процессам намагничивания. При снижении значений напряженности магнитного поля до нуля в ферромагнетике имеет место остаточная индукция B_r или $-B_r$ в зависимости от полярности начальных значений B_m .

Для приближенной оценки прямоугольности СПГ используют коэффициент прямоугольности

$$K_{\text{пп}} = \frac{B_r}{B_m}. \quad (2.75)$$

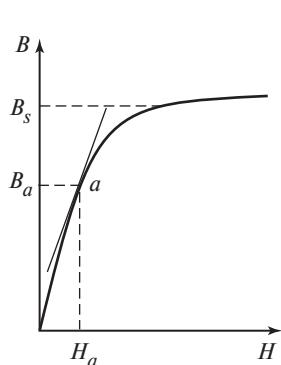


Рис. 2.79. Кривая намагничивания

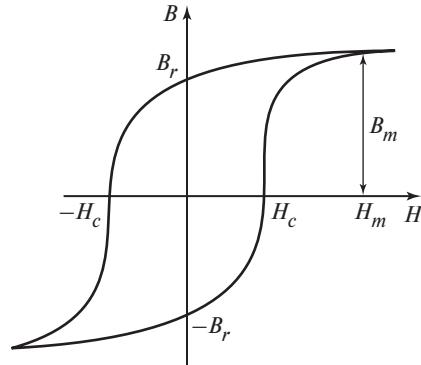


Рис. 2.80. Петля гистерезиса

В зависимости от площади петли гистерезиса определяют потери энергии в ферромагнетике при его перемагничивании (потери на гистерезис).

Электромагнитные компоненты устройств силовой электроники работают при воздействии переменных напряжений и токов повышенной частоты. Поэтому для описания их свойств используют ДПГ, которые представляют собой зависимости B от H при условии, что $dH/dt \gg 0$. При этом ДПГ с повышением частоты значительно отличаются от СПГ. С ростом частоты перемагничивания площадь ДПГ увеличивается, т.е. возрастают потери в ферромагнетике. Кроме того, крутые участки ДПГ становятся более пологими (рис. 2.81). Эти физические процессы объясняются явлением магнитной вязкости — запаздывания ориентации доменов от изменения напряженности магнитного поля. Кроме того, электромагнитные поля повышенной частоты вызывают появление вихревых токов в ферромагнетике, препятствующих процессу перемагничивания. На характер ДПГ оказывают влияние не только свойства ферромагнетика, но и другие факторы, которые необходимо учитывать. Например, ДПГ, построенные для одного и того же материала при перемагничивании от источника тока, будут значительно отличаться от ДПГ, снятых при перемагничивании от источника напряжения. Влияние на ДПГ оказывают также форма воздействующих токов и напряжений, конструкция магнитопровода и др.

При невысоких частотах (50 Гц — 5 кГц) применяют различные металлические магнитомягкие материалы, например электротехнические стали с добавками кремния с низкой коэрцитивной силой ($H_c < 4$ А/м) или сплавы железа с никелем (пермаллои). Для этих сплавов характерны высокие значения относительной магнитной проницаемости и низкие значения коэрцитивной силы. Поэтому потери при перемагничивании малы, что особенно важно при работе на повышенных частотах.

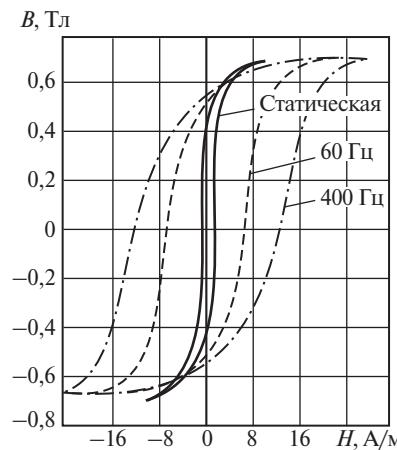


Рис. 2.81. Петли гистерезиса

При частотах более 5 кГц используют полупроводниковые ферриты или магнитодиэлектрические материалы. Ферриты изготавливают из различных порошкообразных соединений оксидов железа с цинком, марганцем и другими металлами по керамической технологии. Ферриты по электропроводности являются полупроводниками. Поэтому их удельное объемное электрическое сопротивление на много порядков превышает аналогичное сопротивление сталей и сплавов. Высокое значение электрического сопротивления позволяет существенно снизить вихревые токи и вызываемые ими потери энергии. Малые потери энергии от вихревых токов, а также возможность производства магнитопроводов различной формы обусловили широкое использование ферритовых магнитопроводов в силовой электронике. В настоящее время на базе марганцево-цинкового феррита (MnZn) созданы магнитные материалы с высокими значениями индукции насыщения, магнитной проницаемости и низкими потерями энергии для работы в диапазоне частот от 300 кГц до 1 МГц. При частотах выше 1 МГц рекомендуется использовать никель-цинковые ферриты (NiZn). Однако такие ферриты применяются ограниченно из-за чувствительности к температуре и характеристике насыщения [25].

При разработке магнитопроводов для реакторов, в которых часто требуется обеспечить низкое значение индуктивности при больших значениях тока, применяются другие критерии оценки характеристик, отличные от используемых при разработке магнитопроводов для трансформаторов. При использовании реактора в качестве элемента фильтра в цепях постоянного тока его магнитопровод подвергается подмагничиванию. При этом необходимо сохранять постоянство индуктивности при изменении тока в широком диапазоне.

Традиционно магнитопроводы изготавлили с одним или несколькими воздушными зазорами. При этом снижались значение индуктивности реактора и его зависимость от тока в обмотке. Однако этот способ обладает недостатками, из которых основными являются возникновение магнитных потоков рассеяния вблизи зазоров и, как правило, ухудшение показателей электромагнитной совместимости.

Основа современных магнитодиэлектриков с низкой (требуемой) магнитной проницаемостью — соединение композиционных материалов порошкообразной структуры, объединяющих магнитные материалы с диэлектриками посредством специальных связывающих веществ. Такие материалы имеют низкую магнитную проницаемость из-за распределенного зазора по всей длине замкнутого магнитопровода и высокое удельное электрическое сопротивление, что практически исключает появление вихревых токов. Среди таких материалов получил распространение альсифер — сплав алюминия, кремния и железа. Низкие значения μ_r (от нескольких единиц до нескольких сотен) позволяют эффективно использовать эти сплавы для изготовления магнитопроводов реакторов фильтров.

Основой аморфных магнитолегких материалов являются сплавы железа, бора и кремния, легированные для улучшения свойств различными компонентами, например хромом. Аморфные сплавы имеют высокие магнитные, механические и антикоррозионные свойства. Главным же их преимуществом является низкое значение удельных потерь энергии, что позволяет получить значительный экономический эффект при производстве серийных электромагнитных компонентов за счет снижения металло- и энергоемкости.

Влияние повышенной частоты и несинусоидальности напряжения на работу трансформаторно-реакторного оборудования. Потери в магнитопроводе. Потери в магнитопроводе обусловлены различными физическими процессами и в общем случае могут быть определены как сумма потерь на гистерезис, от вихревых токов, магнитной вязкости и дополнительных потерь. Точный расчет отдельных составляющих в некоторых случаях оказывается более сложной задачей, чем расчет полных потерь с использованием экспериментальных данных, полученных при воздействии синусоидальным полем. Например, в [25] предложено учитывать удельные потери $P_{уд}$, Вт/см³, в магнитопроводе следующим образом:

$$P_{уд} = \left(\frac{f}{f^*} \right)^\alpha \left(\frac{B_m}{B_m^*} \right)^\beta = A_0 f^\alpha B_m^\beta, \quad (2.76)$$

где f — рабочая частота; f^* — базовая частота, равная 1 кГц; B_m — максимальная индукция; B_m^* — базовая индукция, равная 1 Тл; A_0 , α , β — экспериментальные коэффициенты.

Для материалов магнитопроводов коэффициент $\alpha > 1$, и согласно (2.76) при увеличении рабочей частоты потери в магнитопроводе возрастают. В стальных магнитопроводах при повышенных частотах преобладают потери на вихревые токи, в ферритовых — потери на гистерезис. Это различие в природе потерь может быть учтено разными значениями экспериментальных коэффициентов. В частности, для расчета потерь используют соотношение

$$P_{уд} = A f^{3/2} B_m^2, \quad (2.77)$$

где A — экспериментальный коэффициент, учитывающий различные факторы, в том числе и характер потерь в зависимости от материала магнитопровода.

При воздействии периодических напряжений несинусоидальной формы потери в магнитопроводе увеличиваются по сравнению с потерями при воздействии синусоидального напряжения с частотой, равной основной частоте несинусоидального напряжения. Это обусловлено наличием высокочастотных составляющих в частотном спектре несинусоидального напряжения.

Влияние высших гармоник на потери в магнитопроводе может быть учтено суммированием потерь, определенных для каждой гармонической составляющей:

$$P_{\text{уд}} = \sum_{n=1}^{\infty} P_n, \quad (2.78)$$

где P_n — мощность потерь n -й гармонической составляющей. Для практических задач при оценке потерь достаточно ограничиться учетом наиболее явно выраженных высших гармоник.

Если воздействующее на трансформатор напряжение содержит постоянную составляющую, то происходит процесс подмагничивания и смещения рабочих значений индукции в магнитопроводе. В качестве примера рассмотрим процессы в магнитопроводе импульсного трансформатора при однополярном напряжении. Допустим, что период напряжения больше времени переходных процессов в трансформаторе, а его индуктивность рассеяния и активные сопротивления обмоток равны нулю. На рис. 2.82, *а* генератор напряжения представлен идеальным источником постоянного напряжения E , который периодически подключается к первичной обмотке трансформатора T при замыкании ключа S . Во время замкнутого состояния ключа S к первичной обмотке с числом витков N_1 приложено напряжение E , что эквивалентно воздействию импульса напряжения с амплитудой E и длительностью t_u . При этом начинается процесс изменения индукции в магнитопроводе трансформатора. Эквивалентная схема трансформатора приведена с учетом принятых допущений в упрощенном виде, в которой трансформатор заменен нелинейным сопротивлением z_{μ} с током намагничивания i_{μ} , а нагрузка — приведенным к первичной обмотке сопротивлением $R'_h = R_h N_1 / N_2$. Диаграммы напряжения на вторичной обмотке, приведенного к первичной u'_h , и индукции в магнитопроводе в переходном процессе построены при условии, что в начальный момент времени сердечник был полностью размагнчен. Под воздействием напряжения E за время $t = t_u$ среднее значение индукции изменится:

$$\Delta B_{\text{cp}} = \frac{Et_u}{N_1 S_m}; \quad (2.79)$$

где S_m — сечение магнитопровода.

Диаграмма процесса изменения индукции под воздействием первого импульса напряжения соответствует перемещению по кривой начального намагничивания из точки O в точку A_1 (рис. 2.82, *в*).

При размыкании ключа S начинается размагничивание магнитопровода. При этом ток намагничивания с учетом принятых допущений снижается в контуре, образованном сопротивлением z_{μ} и нагрузкой R'_h . Полагая длительность разомкнутого состояния ключа большей, чем время снижения тока i_{μ}

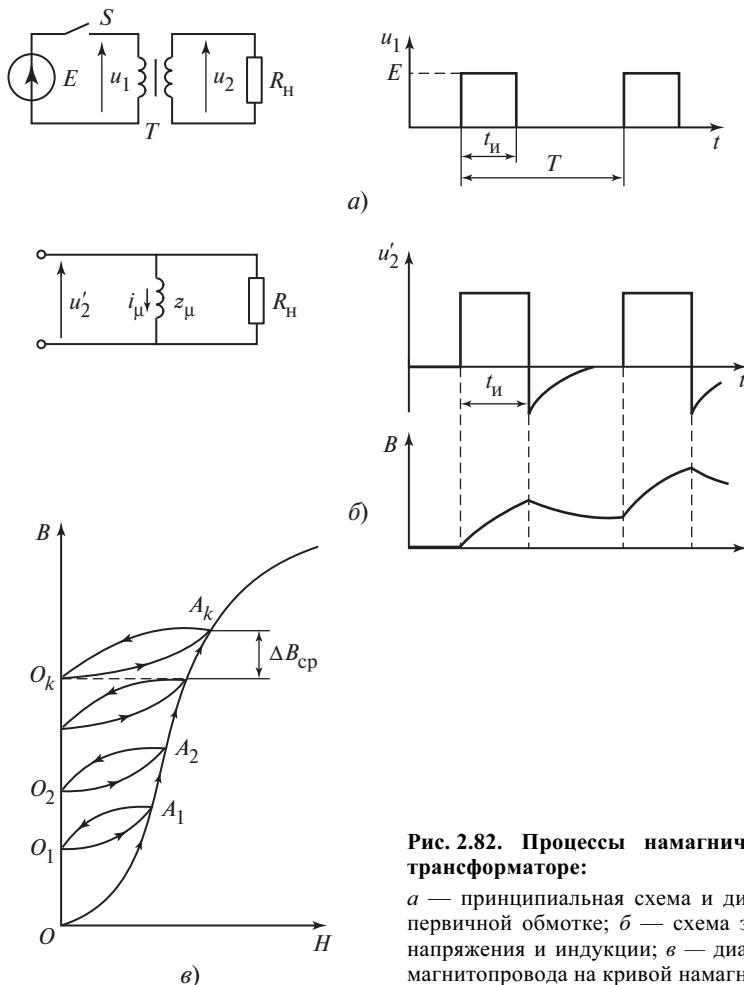


Рис. 2.82. Процессы намагничивания в импульсном трансформаторе:

а — принципиальная схема и диаграмма напряжения на первичной обмотке; б — схема замещения и диаграммы напряжения и индукции; в — диаграмма намагничивания магнитопровода на кривой намагничивания

до нуля, можно считать, что до момента очередного замыкания ключа индукция B изменится по кривой частичного цикла размагничивания из точки A_1 в точку O_1 (рис. 2.82, в). В момент замыкания ключа S начинается процесс намагничивания, но уже из точки O_1 . При неизменных E и t_I в соответствии с (2.79) значение ΔB_{cp} будет также оставаться постоянным. В результате периодического импульсного воздействия постоянно происходит смещение начального и конечного значений индукции до точки O_k , соответствующей точке A_k . Дальнейшее действие импульсов вызывает перемагничивание магнитопровода по частному циклу из точки O_k в точку A_k и обратно. В установившемся режиме

$$\Delta B_{cp} = B_{Ak} - B_{O_k}, \quad (2.80)$$

где $\Delta B_{\text{ср}}$ — индукция, определяемая по (2.79); B_{A_k}, B_{O_k} — индукции в магнитопроводе в конце и начале очередного импульса.

При постоянных составляющих намагничивающих токов (токов подмагничивания), превышающих переменную составляющую, частичный цикл смещается вправо от оси ординат (см. рис. 2.82, в). Увеличение токов подмагничивания переводит частные циклы перемагничивания на более пологий участок кривой намагничивания — в зону насыщения, т.е. в зону с меньшими значениями магнитной проницаемости в динамическом режиме. В этой связи с ростом постоянного подмагничивания уменьшается значение динамической индуктивности. Процесс подмагничивания существенно зависит от параметров и режимов работы схемы, содержащей трансформатор или реактор, в частности от значения внутреннего сопротивления источника импульсного напряжения, подаваемого на первичную обмотку трансформатора.

Потери в обмотках. Напряжения и токи повышенной частоты, в том числе и обусловленные несинусоидальностью их форм, вызывают дополнительные потери энергии не только в магнитопроводах, но и в обмотках трансформаторов и реакторов. Эти потери обусловлены поверхностным эффектом вытеснения тока в проводниках под воздействием электромагнитных полей. Активное сопротивление проводника R_{\sim} при переменном токе становится больше сопротивления R_0 при постоянном токе. Увеличение сопротивления переменному току в этих случаях является следствием уменьшения эффективного сечения проводника. При поверхностном эффекте происходит вытеснение тока в радиальном направлении. Явление вытеснения тока также происходит от воздействия электромагнитных полей соседних проводников. В результате такого воздействия токи перераспределяются по сечениям проводников в направлениях, зависящих от конструкции обмоток и их расположения на магнитопроводе. Добавочные потери в обмотке при переменном токе учитываются коэффициентом

$$K_{\text{доб}} = R_{\sim}/R_0. \quad (2.81)$$

Значение коэффициента рассчитывают для каждой конструкции с учетом частоты действующего тока или напряжения.

При несинусоидальных формах тока или напряжения вычисляются добавочные потери от каждой гармонической составляющей, определяемой из разложения в ряд Фурье. Эти потери могут быть учтены эквивалентным значением коэффициента $K_{\text{доб}}$:

$$K_{\text{доб}} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} (I_n^2 K_{\text{доб},n})}{I^2}, \quad (2.82)$$

где $K_{\text{доб},n}$ — коэффициент, учитывающий потери на частоте n -й гармоники; I, I_n — действующие значения полного тока и его гармонических составляющих соответственно.

Определение коэффициента $K_{\text{доб},n}$ является сложной задачей, так как он зависит от многих факторов. Среди них наиболее значительные — это площадь сечения, конфигурация проводников катушки и их расположение на магнитопроводе. Например, поверхностный эффект характеризуется коэффициентом δ , который определяет глубину проникновения тока в проводник, т.е. расстояние от максимальной плотности тока у поверхности проводника до его снижения в e раз (в технической литературе иногда употребляют термин «глубина скин-эффекта»). Этот коэффициент зависит от частоты и для меди при температуре 100 °C на частотах 50 Гц, 5 и 500 кГц равен 8,9; 0,89 и 0,089 мм соответственно. Для ограничения поверхностного эффекта при повышении рабочей частоты и увеличении номинального тока обмотки используют специальные многожильные провода — литцендраты. Такие провода изготавливают из большого числа проводников малого диаметра, изолированных один от другого. При этом проводники каждой пары скручиваются между собой так, чтобы исключить образование магнитного потока, создаваемого токами закороченных пар проводников. Затем все пары объединяют таким образом, чтобы обмотка, изготовленная из этих проводов, имела два внешних вывода.

Другим способом снижения поверхностного эффекта в сильноточных проводах является использование тонкой медной ленты с изолированной поверхностью. Если диаметр проводника $d \ll \delta$, то поверхностный эффект проявляется незначительно. Однако в трансформаторах и реакторах, работающих на повышенных частотах, возникает эффект взаимного влияния проводников, который приводит к изменению плотности тока в витках обмотки и, следовательно, к росту потерь мощности. Расчет реальных потерь в этом случае является сложной задачей. Для качественного рассмотрения этой проблемы достаточно упростить задачу до двумерной и учесть симметрию расположения обмоток на магнитопроводах.

На рис. 2.83 показано распределение магнитодвижущей силы (МДС) по слоям односекционных обмоток реактора. По мере возрастания МДС увеличивается напряженность магнитного поля и в квадратичной зависимости возрастают дополнительные потери в слоях обмотки, достигая наибольшего значения в крайнем слое, где напряженность магнитного поля максимальная. Для снижения этих потерь в высокочастотных трансформаторах применяют метод секционирования обмоток, позволяющий уменьшить напряженность в крайних слоях обмотки [26]. На рис. 2.83, б приведен пример разбиения вторичной обмотки на две секции, а первичной на три. Такие конструктивные решения позволяют снизить максимальное значение МДС

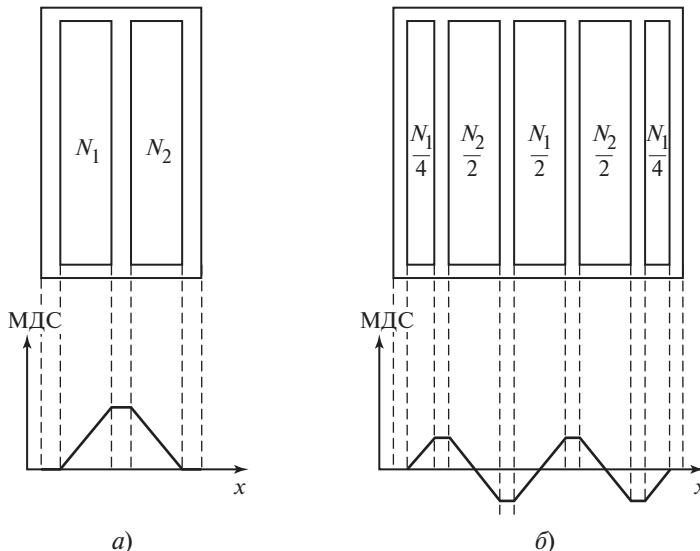
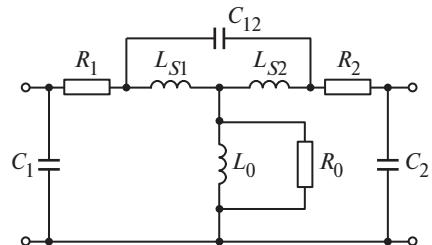


Рис. 2.83. Распределение МДС по слоям обмоток трансформаторов:
 а — трансформатор без разделения обмоток на секции; б — трансформатор с двухсекционной вторичной обмоткой и трехсекционной первичной обмоткой

Рис. 2.84. Схема замещения трансформатора с учетом паразитных индуктивностей и емкостей

и напряженности в 4 раза по сравнению с конструкцией, имеющей сосредоточенные обмотки.

С ростом частоты увеличивается влияние «паразитных» параметров трансформаторно-реакторного оборудования: индуктивностей рассеяния, межвитковых и межобмоточных емкостей и др. На рис. 2.84 представлена эквивалентная схема трансформатора, учитывающая влияние индуктивностей рассеяния первичной L_{S1} и вторичной L_{S2} обмоток, емкостную связь между обмотками C_{12} , а также входную и выходную емкости (C_1 и C_2). Очевидно, что с увеличением частоты входного напряжения происходит существенное искажение выходного напряжения в зависимости от параметров схемы. Это, в свою очередь, оказывает отрицательное влияние на режимы работы силового электронного устройства и его энергетические показатели: КПД, удельный объем и др. В отдельных случаях «паразитные» параметры могут быть рационально использованы. Например, высокочастотные трансформаторы применяют как токоограничивающий элемент при коротких замыканиях в цепи нагрузки.



Повышение рабочих частот осложняет обеспечение электромагнитной совместимости трансформаторов и реакторов с другими элементами схемы и конструкции электронных устройств. Особенно затрудняется решение этой задачи для реакторов. В силовых электронных устройствах реакторы выполняют функции фильтрации, накопления энергии, формирования тока коммутации для выключения тиристоров, компенсации реактивной мощности и др. Общим признаком большинства таких реакторов являются небольшие значения индуктивности, мало изменяющиеся в широком диапазоне токов намагничивания, т.е. индуктивность должна быть практически постоянной величиной. Для выполнения этих требований используют в качестве материала магнитопровода материалы с низким значением магнитной проницаемости в широком диапазоне значений напряженности магнитного поля, например альсиферы. При очень низких значениях индуктивности реактора используют воздушные реакторы без магнитопроводов. Однако для снижения электромагнитного поля, создаваемого этими реакторами, следует использовать конструкции, максимально замыкающие магнитный поток непосредственно в реакторе. Рациональными являются тороидальные конструкции с равномерным распределением витков по всей окружности реактора.

В целях улучшения технико-экономических показателей трансформаторов и реакторов, работающих на повышенных частотах, в последнее время активно развиваются новые технологии в этой области. Основной тенденцией является использование низкопрофильных (плоских) обмоток, впечатанных в магнитопровод [26]. Такая планарная технология имеет множество преимуществ перед традиционной, она позволяет легко реализовать секционирование обмоток, уменьшить «паразитные» емкости и минимизировать другие негативные факторы. Кроме того, она хорошо согласуется с гибридной и модульной технологией изготовления электронных устройств.

2.14.3. Конденсаторы. Основные определения и характеристики

Конденсатор — это устройство, способное накапливать и отдавать большие порции электрической энергии. Электротехнический конденсатор обычно выполняется на основе токопроводящих элементов (например, металлических пластин), разделенных диэлектриком. При воздействии электрического поля на диэлектрик в нем происходит смещение связанных электрических зарядов (электронов, ионов и более крупных заряженных частиц) в соответствии с направлением потока вектора напряженности электрического поля. В результате возникает индуцированная поляризация диэлектрика, при которой центры масс положительных и отрицательных зарядов смещаются в противоположных направлениях.

На рис. 2.85 приведена упрощенная структура распределения зарядов в плоском конденсаторе при подключении внешнего источника с напря-

Рис. 2.85. Упрощенная структура распределения зарядов в плоском конденсаторе

жением U . Возникающий на поверхности диэлектрика заряд создает поле с электрической напряженностью E_σ , направленное встречно внешнему полю $E_0 = U/d$, что приводит к уменьшению напряженности внутри диэлектрика. Емкость конденсатора может быть представлена в виде

$$C = \epsilon_r C_0 = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{d}, \quad (2.83)$$

где S — площадь поверхности каждой из пластин; d — расстояние между пластинами; $\epsilon_0 = 8,857 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — электрическая постоянная, характеризующая электрические свойства вакуума; ϵ_r — относительная электрическая проницаемость диэлектрика ($\epsilon_r > 1$). Величина ϵ_r характеризует увеличение заряда, емкости и энергии, накопленной в конденсаторе, по сравнению с отсутствием диэлектрика (в вакууме).

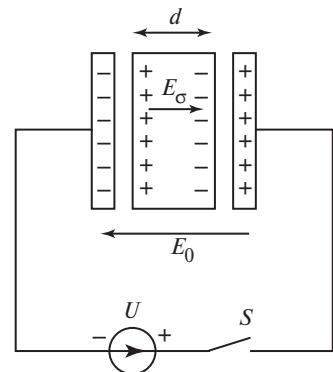
В зависимости от требований к конденсатору, области его использования, особенностей производства и других факторов на практике применяют различные диэлектрические материалы. Диэлектрики подразделяют на неполярные, имеющие электрически нейтральные молекулы, и полярные, ионные и сегнетодиэлектрики [27]. В зависимости от вида диэлектрика относительная электрическая проницаемость ϵ_r может изменяться в диапазоне от единиц до 10^5 .

В силовых цепях с постоянным и пульсирующим напряжением большое распространение получили электролитические конденсаторы, в частности изготовленные из оксидированной алюминиевой фольги, являющейся обкладкой, и диэлектрика — неоксидированной алюминиевой фольги с волокнистой прокладкой. Электролитический конденсатор имеет электрические выводы для подключения напряжения соответствующей полярности. Катодный вывод (минус) соединен с алюминиевым корпусом, а анодный вывод (плюс) в виде отдельного лепестка изолирован от корпуса и соединен с оксидированной обкладкой.

Основными параметрами конденсаторов являются емкость, тангенс угла потерь, ток утечки, сопротивление изоляции. Кроме того, в зависимости от типа конденсатора указывают допустимые значения напряжений в разных режимах или реактивную мощность, допустимый уровень накапливаемой энергии и др.

Тангенс угла диэлектрических потерь при синусоидальном напряжении определяется как отношение активной P и реактивной Q мощностей:

$$\operatorname{tg} \delta = P/Q. \quad (2.84)$$



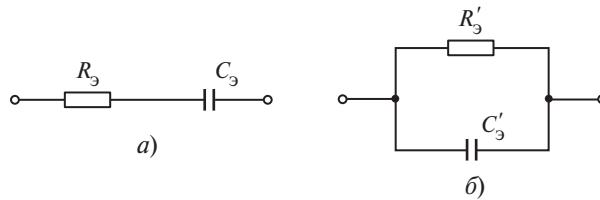


Рис. 2.86. Упрощенные схемы замещения конденсаторов:
а — последовательная; б — параллельная

Тангенс угла потерь может быть также выражен через параметры простейших эквивалентных схем замещения (рис. 2.86):

$$\operatorname{tg} \delta = \omega C_3 R_3 = \frac{1}{\omega C'_3 R'_3}, \quad (2.85)$$

где ω — угловая частота приложенного к конденсатору напряжения; C_3 и R_3 — емкостная и резистивная составляющие согласно схеме замещения на рис. 2.86, а; C'_3 и R'_3 — емкостная и резистивная составляющие согласно схеме замещения на рис. 2.86, б.

Параметры схем замещения на рис. 2.86 в общем случае зависят от частоты. Следовательно, согласно (2.85) величина $\operatorname{tg} \delta$ является также частотно-зависимой. Кроме того, более полные схемы замещения включают в себя индуктивности электрических выводов, их активное сопротивление и ряд других параметров [27].

При выборе типа конденсатора учитывают режим работы, форму и частоты воздействующих токов и напряжений, конструктивное расположение и условия охлаждения, общий ресурс работы, надежность и многие другие факторы. Длительность эксплуатации конденсаторов необходимо учитывать, так как их характеристики могут значительно изменяться со временем. Например, емкость отдельных типов конденсаторов с течением времени может изменяться на 30 % первоначального значения. Также со временем могут значительно изменяться $\operatorname{tg} \delta$ и сопротивление изоляции конденсатора, которое определяет сквозной ток утечки.

Силовая электроника является областью, в которой условия работы конденсаторов наиболее многообразны и специфичны. В общем виде целесообразно по условиям работы выделить неполярные конденсаторы переменного тока и фильтровые конденсаторы для цепей постоянного тока с низким уровнем пульсаций. Первая группа конденсаторов работает при воздействии переменных и импульсных напряжений различной формы. При этом не исключается наличие постоянной составляющей в напряжении, соизмеримой с амплитудой пульсаций. Эти конденсаторы не имеют разнополярных выводов, т.е. не критичны к полярности воздействующего напряжения. К другой группе обычно относят униполярные конденсаторы, например электролитические конденсаторы с оксидным диэлектриком. Эта группа конденсаторов

характеризуется высокими значениями емкости и высокими удельными энергетическими показателями на единицу объема. Переменное напряжение на обкладках этой группы конденсаторов недопустимо.

Влияние формы и частоты напряжения на работу конденсаторов. Конденсаторы переменного тока выполняют следующие основные функции в силовых электронных аппаратах:

- компенсируют реактивную мощность на частоте основной гармоники переменного напряжения;
- накапливают энергию для принудительной коммутации тиристоров;
- формируют траектории переключения электронных ключей в составе цепи формирования траектории переключения;
- фильтруют высшие гармоники тока и напряжения в силовых цепях переменного тока.

В компенсаторах и регуляторах реактивной мощности конденсаторы обычно работают при синусоидальных напряжениях на промышленной частоте. В этих случаях их применение осуществляется в соответствии с общепринятыми правилами эксплуатации электротехнического силового оборудования. В то же время существуют схемы компенсаторов реактивной мощности, в которых периодическая коммутация силовых ключей вызывает протекание высших гармоник тока. В таких схемах при расчете и выборе типа конденсатора необходимо учитывать влияние высших гармоник тока.

Коммутирующие конденсаторы, как правило, работают в режимах быстрых перезарядов из одной полярности в другую в процессе коммутации тиристоров. Такие режимы работы приводят к воздействию на конденсатор импульсных токов с достаточно крутыми фронтами импульсов. Форма напряжения при этом приближается к трапециoidalной. Конденсаторы в составе цепей формирования траектории переключения имеют меньшую емкость, чем коммутирующие, но они обычно работают в диапазоне более высоких частот, соответствующих спектральному составу напряжений в процессах переключения. При этом они должны иметь слабую зависимость основных параметров от частоты. В частности, их конструкция должна обеспечивать минимальное значение индуктивности, которая может оказывать отрицательное влияние на переходные процессы при выключении ключей.

В конденсаторах фильтров высших гармоник также протекают несинусоидальные токи, спектральный состав которых необходимо учитывать при выборе типа и параметров конденсаторов. Несинусоидальные токи и напряжения приводят к росту потерь мощности в конденсаторе, а также изменению ряда важнейших параметров. Известно, что при синусоидальном напряжении потери в конденсаторе пропорциональны тангенсу угла потерь в диэлектрике. При этом в расчетах часто принимают значение $\tan \delta$ неизменным, в то время как на него влияют различные условия эксплуатации и в значительной мере — частота приложенного напряжения. Зависимость $\tan \delta$ от частоты необходимо учитывать при выборе конденсаторов, работающих при несинусоидальных напряжениях. Приводимые в технических условиях зависимости $\tan \delta$ от частоты позволяют учесть дополнительные потери мощ-

ности при воздействии напряжений повышенной частоты. Типовые зависимости $\operatorname{tg} \delta$ от частоты для конденсаторов неполярного типа показывают слабое его изменение от частоты в диапазоне от 50 до 1000 Гц и значительное возрастание, примерно в 10 раз, при увеличении частоты от 1 до 10 кГц. Изменение температуры в меньшей мере влияет на $\operatorname{tg} \delta$ для таких типов конденсаторов. В целом же точная оценка потерь в конденсаторах на повышенных частотах даже при синусоидальном напряжении является достаточно сложной задачей.

Еще более сложной задачей можно считать оценку потерь в конденсаторе при несинусоидальных токах и напряжениях. Среди известных методов следует выделить наиболее общий, но весьма приближенный, основанный на частотном анализе напряжения или тока. При расчетах этим методом потери мощности в конденсаторе от каждой гармоники приложенного к нему напряжения суммируются:

$$P_C = C\omega_1 \sum_{n=1}^{\infty} n U_n^2 \operatorname{tg} \delta_n, \quad (2.86)$$

где n — номер гармонической составляющей напряжения; ω_1 — угловая частота 1-й гармоники напряжения; U_n — действующее значение напряжения n -й гармоники; $\operatorname{tg} \delta_n$ — тангенс угла потерь на частоте n -й гармоники.

Используя методы гармонического анализа, например преобразование Фурье, можно определить наиболее существенные гармоники в несинусоидальном напряжении и оценить по (2.86) потери мощности. Аналогичные методы можно применить при заданной форме несинусоидального тока конденсатора.

Увеличение потерь активной мощности приводит к необходимости снижать при повышении частоты допустимое действующее значение напряжения на конденсаторе. Увеличение действующих значений токов высших гармоник создает опасность выхода из строя контактных выводов и других элементов конструкции конденсатора, что также приводит к необходимости снижения допустимых действующих значений напряжений на конденсаторе с ростом частоты. Типичная зависимость допустимого действующего значения напряжения синусоидальной формы на конденсаторе переменного тока приведена на рис. 2.87 [27].

В зависимости от частоты и формы напряжения при выборе требуемого типа конденсатора может преобладать тот или иной ограничивающий фактор. Например, при трапецидальной форме напряжения на конденсаторе при низких частотах и малой длительности фронтов ограничивающим фактором является амплитудное значение импульсного тока, а при повышенных частотах синусоидального напряжения (свыше 1 кГц) — дополнительная мощность потерь. В качестве ограничивающего фактора при выборе конденсатора выступает также его кратковременная электрическая прочность, в соответствии с которой нормируются значения номинальных напряжений. Допустимое действующее значение напряжения может также выбираться

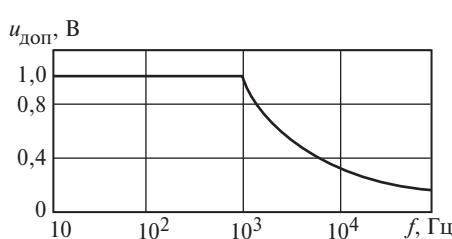


Рис. 2.87. Зависимость амплитуды допустимого напряжения конденсатора от частоты

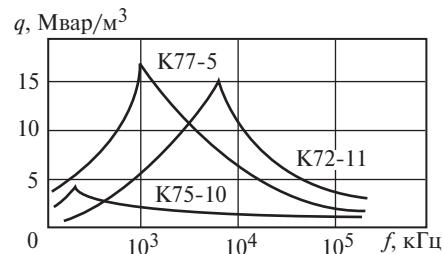


Рис. 2.88. Зависимость удельной реактивной мощности конденсаторов от частоты

из условия ограничения мощности частичного разряда, исходя из ограничения максимальной температуры при постоянстве потерь.

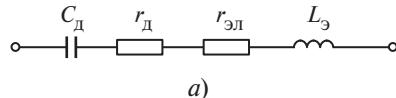
Поскольку реактивная мощность конденсатора переменного тока непосредственно зависит от частоты, удельные показатели конденсаторов (отношение реактивной мощности к объему, массе или другому параметру) также являются функциями частоты. На рис. 2.88 приведены зависимости удельной реактивной мощности некоторых отечественных типов конденсаторов переменного тока от частоты. Из рисунка видно, что для конкретного типа конденсатора существует оптимальная частота приложенного напряжения, при которой его объем будет минимальным.

Электролитические конденсаторы являются основными элементами фильтров постоянного тока. В рабочем режиме конденсаторы находятся под непрерывным воздействием как постоянной, так и переменной составляющих напряжения. Обычно в технических условиях на электролитические конденсаторы в качестве основных параметров кроме значений емкости указаны номинальное значение постоянной составляющей и допустимое значение переменной в виде синусоидального напряжения частотой $f = 50$ Гц. Однако при более высоких частотах следует учитывать и другие факторы, вызывающие уменьшение проводимости конденсатора как элемента в целом и, как следствие, снижение его фильтрующей способности. Так, при синусоидальном токе фильтрующая способность определяется полным сопротивлением конденсатора Z_C , которое соответствует схеме замещения, представленной на рис. 2.89, а.

Согласно схеме замещения при частоте f :

$$Z_C = \sqrt{r_s^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C_3} \right)^2}, \quad (2.87)$$

где $r_S = r_{\text{д}} + r_{\text{э}}$; $r_{\text{д}}$, $r_{\text{э}}$ — активные сопротивления, соответствующие потенциалам в диэлектрике и электролите; $C_{\text{э}} = \frac{C_{\text{д}}}{1 - (f/f_0)^2}$; $C_{\text{д}}$ — емкость, обусловленная



a)

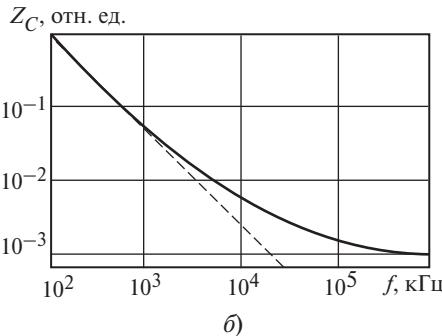


Рис. 2.89. Схема замещения электролитического конденсатора (а) и зависимость полного сопротивления от частоты конденсатора К50-20 (б)

ленная диэлектриком; $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_d}}$; L_3 — эквивалентная индуктивность

секции и выводов.

В расчетах необходимо учитывать зависимости параметров схемы замещения от различных факторов; например, значение C_d зависит от типа конденсатора, его параметров и частоты, а индуктивность L_3 является стабильной величиной, тангенс угла потерь и другие параметры имеют частотную, временную и температурную зависимости. Кроме того, существуют технологические разбросы параметров, носящих обычно случайный характер. Учитывая влияние указанных факторов на проводимость конденсаторов, оценку и сопоставление их удельных показателей при повышенных частотах следует производить по так называемому эффективному значению емкости:

$$C_{\text{эфф}} = \frac{1}{2\pi f Z_C}. \quad (2.88)$$

На рис. 2.89, б в качестве примера приведена зависимость значения Z_C в относительных единицах от частоты для конденсаторов типа К50-20 при температуре окружающей среды 25 °С. Штриховой линией показана частотная характеристика идеального конденсатора ($L_3 = r_3 = 0$). Фильтрующая способность конденсаторов К50-20 снижается при частотах выше 10 кГц, и при частотах более 20 кГц применение их становится нецелесообразным. При частотах выше указанных следует использовать конденсаторы с органическим или керамическим диэлектриком.

Если форма переменной составляющей протекающей через конденсатор тока отлична от синусоиды, то эффективность фильтрации конденсатора также изменяется. Например, при больших значениях di/dt составляющие

Таблица 2.3

Удельные показатели конденсаторов

Тип конденсатора	Удельная энергия, Дж/кг		Удельная масса, кг/кВт		Частота переменной составляющей напряжения, Гц
	2001 г.	2011 г.	2001 г.	2011 г.	
Полимерно-пленочный	0,40	20,00	5,0	$2 \cdot 10^3$	100
Керамический	0,01	5,00	10,0	$10 \cdot 10^3$	$100 \cdot 10^3$
Электролитический	0,20	2,00	0,2	$10 \cdot 10^3$	100
Слюдяной	0,01	0,05	5,0	$5 \cdot 10^3$	$1 \cdot 10^6$

переменного напряжения на выводах конденсатора, обусловленные индуктивностью L_s , возрастают и могут значительно превышать переменную составляющую напряжения непосредственно на емкости C_d .

При воздействии на конденсаторы пульсаций напряжения несинусоидальной формы их фильтрующие и нагрузочные способности изменяются от спектрального состава этих пульсаций. Поэтому на некоторые типы электролитических конденсаторов кроме указанных выше частотных зависимостей в технических условиях иногда приводятся номограммы, позволяющие определить допустимую амплитуду напряжения конкретной несинусоидальной формы, например трапецидальной, в функции частоты.

Для предварительных оценок на этапах проектирования электронной аппаратуры достаточно учитывать основные, преобладающие гармоники в пульсации напряжения на конденсаторе, используя для расчетов принцип наложения. Полученные данные следует уточнять экспериментально, в частности, измеряя действующие значения токов (с помощью термоамперметров), а также температуру корпуса конденсатора и окружающей среды.

Конденсаторы являются одними из основных элементов силовой электроники. Поэтому ведущие электротехнические фирмы выделяют большие средства для улучшения их технико-экономических показателей. В табл. 2.3 приведены удельные показатели энергии и мощности некоторых видов конденсаторов [26].

Литература к гл. 2

1. **Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А.** Силовая электроника. М.: Издательство МЭИ, 2007.
2. **Воронин П.А.** Силовые полупроводниковые ключи. Семейства, характеристики, применение. — 2-е изд. М.: Додека-ХХ1, 2005.
3. **Мелешин В.И.** Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005.
4. **Евсеев Ю.А., Дерменжи П.Г.** Силовые полупроводниковые приборы. М.: Энергоатомиздат, 1981.
5. **Полупроводниковые** приборы / Н.М. Тутов, Б.А. Глебов, Н.А. Чарыков ; под ред. В.А. Лабунцова. М.: Энергоатомиздат, 1990.

6. Управляемые полупроводниковые вентили: пер. с англ. / Ф. Джентри, Ф. Гутцвиллер, Н. Голоньак, Э. фон Застрев; под ред. В.М. Тучкевича. М.: Мир, 1967.
7. Application Manual Power Semiconductors // SEMIKRON International GmbH, Germany, 2011.
8. Микитинец А. Радиаторы Tecnoal // Современная электроника. 2007. № 8. С. 20—22.
9. Лебедев А., Сбруев С. SiC-электроника. Прошлое, настоящее, будущее // ЭЛЕКТРОНИКА: наука, технология, бизнес. 2006. № 5. С. 28—41.
10. Штокмайер Т. От «корпусных» к «бескорпусным». Тенденции рынка силовых полупроводниковых модулей // Компоненты и технологии. 2008. № 8. С. 108—116.
11. Силовая электроника — краткий терминологический словарь / под ред. Ф.И. Ковалева. М.: Информэлектро, 2001.
12. Булатов О.Г., Лыщак П.С., Одынь С.В. Мощные ключи на тиристорах, выключаемых по цепи управления // Электротехническая промышленность. Силовая преобразовательная техника. М.: Информэлектро, 1988.
13. Полищук А. Применение карбид-кремниевых диодов Шоттки // Силовая электроника. 2006. № 1. С. 8—12.
14. Силовые полупроводниковые приборы для электрооборудования ЛЭП // ОАО «Электровыпрямитель», НТС—2009, Секция № 1.
15. Li Y., Huang A., Motto K. A Novel Approach for Realizing Hard-Driven Gate-Turn-Off Thyristor // IEEE PESC. 2000. Р. 87—91.
16. Hidalgo S.A. Characterization of 3.3 kV IGCTs for Medium Power Applications // Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de ITiNSEEIHT, 2005.
17. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах / В.В. Бачурин, В.Я. Ваксенбург, В.П. Дьяконов и др. ; под. ред. В.П. Дьяконова. М.: Радио и связь, 1994.
18. Каталог по использованию транзисторов со статической индукцией в корпусном и бескорпусном исполнении / В.А. Макаров, С.М. Агафонов, Ю.Н. Максименко, Н.М. Тутов. М.: Центр НТТМ «Контакт», 1990.
19. Hefner A., Blackburn D. An analytical model for steady-state and transient characteristics of the power Insulated-Gate Bipolar Transistor // Solid-State Electronics. 1988. Vol. 31. No. 10. P. 1513—1532.
20. Udrea F., Amarasinga G. An on-state analytical model for the Trench Insulated-Gate Bipolar Transistor (TIGBT) // Solid-State Electronics. 1997. Vol. 41. No. 8. P. 1111—1118.
21. Кузьмин В.А., Юрков С.Н., Поморцева Л.И. Анализ и моделирование статических характеристик биполярных транзисторов с изолированным затвором // Радиотехника и электроника. 1996. Т. 41. № 7. С. 870—875.
22. Mitsubishi Semiconductors Power Module MOS. Mitsubishi Electric Corp., 1998.
23. Лебедев А. Сборки компаний Westcode // Силовая электроника. 2007. № 1. С. 74—77.
24. Medium Voltage Drive Evolution // Innovation Series. TM GE Automation Systems. Р. 49.
25. Русин Ю.С., Гликман И.Я., Горский А.Н. Электромагнитные элементы радиоэлектронной аппаратуры: справочник. М.: Радио и связь, 1998.
26. Power Electronics technology: Present trends and future developments. Proc. // IEEE. 2001. Vol. 89. No 6.
27. Справочник по электрическим конденсаторам / под ред. В.В. Ермуратского. Кишинев: Штиинца, 1982.

Приложение

Технические характеристики силовых полупроводниковых приборов

Силовой ключ	Диод	Тиристор SCR	Запираемый тиристор	Коммутируемый тиристор iGCT	Биполярный транзистор	МДП-транзистор	Транзистор IGBT	HV-IGBT на высокое напряжение
Power Switch	Diode	Silicon Controlled Rectifier	Gate Turn-Off Thyristor	Integrated Gate Commutated Thyristor	Bipolar Transistor	MOSFET Transistor	Insulated Gate Bipolar Transistor	High Voltage IGBT
Выпрямители	+	+	—	—	—	+	—	—
Конвертеры	+	—	—	—	+	+	+	—
Инверторы тока	+	+	+	+	—	—	—	—
Инверторы напряжения	—	+	+	+	+	+	+	+
Максимальное напряжение, кВ	12	12	6,5	6,5	1,5	1	1,7	6,5
Максимальный ток, кА	6	5,5	2,5	4	0,5	0,3	1	1,5
Сигнал управления	—	Ток	Ток	Ток	Ток	Напряжение	Напряжение	Напряжение
Ток цепи управления, А	—	До 5	400—1000	4000	До 10	0,1	0,1	< 1
Рабочая частота, кГц	—	2—10	10—15	10—20	До 100	До 500	До 30	До 10
Потери проводимости	Низкие	Низкие	Низкие	Низкие	Высокие	Средние	Высокие	Высокие
Потери на переключение	Средние	Средние	Высокие	Средние	Низкие	Низкие	Низкие	Низкие

Окончание прил.						
Силовой ключ	Диод	Тиристор SCR	Запираемый тиристор	Коммутируемый тиристор IGCT	Биполярный транзистор	МДП-транзистор
Power Switch	Diode	Silicon Controlled Rectifier	Gate Turn-Off Thyristor	Integrated Gate Commutuated Thyristor	Bipolar Transistor	MOSFET Transistor
Демпферные цепочки	—	Обязательное применение	Обязательное применение	Не применяется	—	—
Конструкция корпуса	Паяная и прижимная	Прижимная	Прижимная	Прижимная	Паяная	Паяная

При меч ани е. Знак «+» — применяется ; знак «-» — не применяется.

Г л а в а т р е т ъ я

МЕТОДЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ЭЛЕКТРОННЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

3.1. Математические модели

3.1.1. Одно- и многомерные системы

Силовое электронное устройство (СЭУ) в общем случае можно рассматривать как объект управления (рис. 3.1) [15], который имеет два входа.

На *силовой вход* поступают сигналы напряжения питания e_k ($k = 1, \dots, K$) и преобразуются в выходные сигналы напряжения или тока в соответствии с поставленной задачей управления. Для упрощения записи входные сигналы могут быть представлены в виде вектора напряжения питания $(E)^T = |e_1, e_2, \dots, e_{K-1}, e_K|$. Символ транспонирования «т» указывает на то, что исходный вектор — это вектор-столбец.

На *управляющий вход* поступают независимые сигналы управления u_m ($m = 1, \dots, M$), управляющие процессом преобразования напряжений питания e_k . Они также могут быть представлены в виде вектора управления $(U)^T = |u_1, u_2, \dots, u_{M-1}, u_M|$.

Выходными переменными являются регулируемые с помощью управляющих воздействий электрические переменные y_m , которые могут быть представлены в виде вектора выходных переменных $(Y)^T = |y_1, y_2, \dots, y_{M-1}, y_M|$.

Воздействующие *независимые внешние возмущения* f_l ($l = 1, \dots, L$) представляют в виде вектора внешних возмущений $(F)^T = |f_1, f_2, \dots, f_{L-1}, f_L|$.

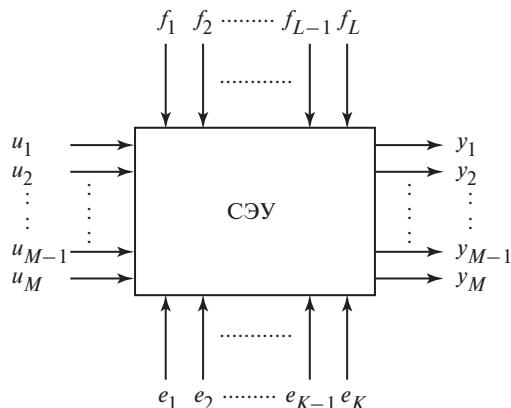


Рис. 3.1. Обобщенная модель СЭУ

Если количество независимых входных управляющих воздействий и количество выходных переменных больше единицы, то объект называют *многомерным* (в западной терминологии MIMO — Multi-Input, Multi-Output). Объекты, которые имеют один вход и один выход, называют *одномерными* или *скалярными* (SISO — Single-Input, Single-Output).

3.1.2. Линейные и нелинейные системы, линеаризация

Особенностью СЭУ является наличие в них силовых электронных ключей. Они коммутируют электрические цепи СЭУ в соответствии с управляющими воздействиями. Эти воздействия формируются системой управления (СУ) или под воздействием протекающих в СЭУ электромагнитных процессов.

Силовой электронный ключ — это полностью управляемый полупроводниковый прибор, на управляющий электрод которого подается сигнал, переводящий его из проводящего состояния в непроводящее и обратно [15, 28]. К таким приборам относятся:

- биполярный плоскостной транзистор (BJT);
- полевой транзистор МОП (MOSFET);
- биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT);
- запираемый тиристор (GTO).

Силовой ключ при анализе работы СЭУ полагается безинерционным, обладающим нулевым сопротивлением в проводящем состоянии и бесконечно большим в закрытом состоянии и допускающим бесконечно большую частоту переключения. Идеализированная выходная характеристика силового ключа представлена на рис. 3.2.

Силовое электронное устройство является нелинейным объектом управления с переменной или переключающей структурой (рис. 3.3). Количество таких структур, т.е. конкретных схем СЭУ, I равно количеству комбинаций состояний ключей СЭУ. Свойства каждой структуры определяются получившейся при данной комбинации состояний ключей схемой соединения элементов, входящих в состав СЭУ, а также входными E , U и выходными сигналами Y и возмущениями F , присущими данной структуре. Каждой комбинации состояний силовых ключей соответствует положение переключателя структур S . Таким образом, для анализа работы СЭУ и синтеза законов управления необходимо получить его математическую модель, которая

отражала бы в математической форме важнейшие его свойства. При создании модели должны быть учтены электротехнические законы и топология СЭУ. Степень сложности модели определяется свойствами СЭУ. Вначале учитывают только

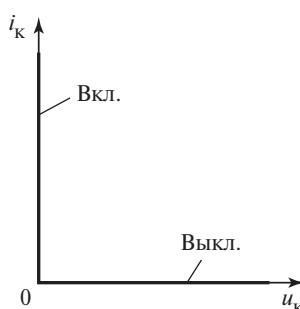


Рис. 3.2. Идеализированная выходная характеристика силового ключа:

i_K — ток, протекающий через ключ; u_K — падение напряжения на ключе

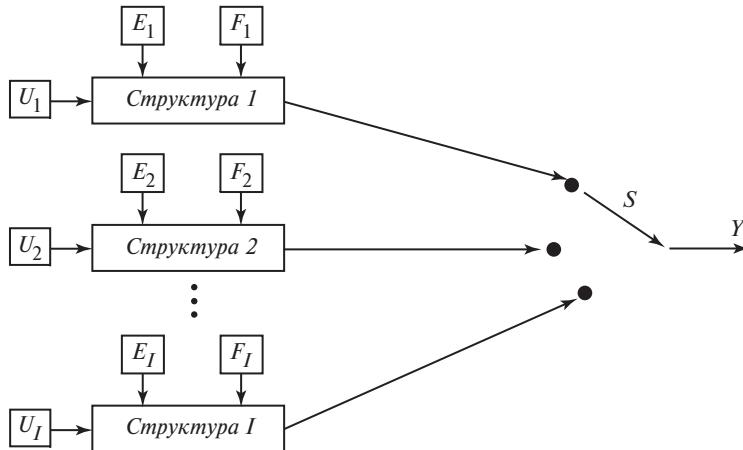


Рис. 3.3. Обобщенная модель силового электронного устройства как системы с переменной структурой

основные свойства элементов СЭУ, т.е. активные и реактивные элементы считаются идеальными. Описание процессов, протекающих в СЭУ, базируется на использовании следующих физических законов [8].

1. Закон Ома — соотношение, определяющее связь между сопротивлением проводника R , напряжением u_R , приложенным к нему, и током i_R , протекающим в нем:

$$u_R = R i_R. \quad (3.1)$$

2. Закон заряда-разряда конденсатора — соотношение, определяющее связь между емкостью конденсатора C , его напряжением u_C и током i_C :

$$u_C = \frac{1}{C} \int i_C dt. \quad (3.2)$$

3. Закон самоиндукции — соотношение, определяющее связь между индуктивностью L , протекающим в ней током i_L и возникающей в ней ЭДС самоиндукции e_L :

$$e_L = -u_L = -L \frac{di_L}{dt}. \quad (3.3)$$

4. Законы (правила) Кирхгофа — соотношения, определяющие связь между токами и напряжениями на участках любой электрической цепи.

Первый закон (закон токов) Кирхгофа

Алгебраическая сумма токов в любом узле любой цепи равна нулю. Узел — это точка соединения трех и более проводников (втекающие и вытекающие токи имеют противоположные знаки):

$$\sum_{n=1}^N i_n = 0, N \geq 3. \quad (3.4)$$

Второй закон (закон напряжений) Кирхгофа

Алгебраическая сумма падений напряжений в любом замкнутом контуре цепи равна алгебраической сумме ЭДС, действующих вдоль этого контура. Если в контуре нет ЭДС, то суммарное падение напряжений равно нулю. Контур — это замкнутая цепь из проводников, при этом каждый проводник может входить в несколько контуров

$$\sum_{k=1}^K e_k = \sum_{m=1}^M u_m, \quad (3.5)$$

где K — количество ЭДС, действующих в контуре; M — количество элементов контура, на которых падает напряжение.

5. Законы (правила) коммутации:

Первый закон коммутации (отсутствие скачка тока в индуктивности)

Ток, протекающий через индуктивность L непосредственно после коммутации, $i_L(+0)$ равен току, протекавшему через индуктивность непосредственно перед коммутацией, $i_L(-0)$, так как ток в индуктивности согласно закону самоиндукции не может изменяться мгновенно:

$$i_L(+0) = i_L(-0). \quad (3.6)$$

Второй закон коммутации (отсутствие скачка напряжения на емкости)

Напряжение конденсатора емкостью C непосредственно после коммутации $u_C(+0)$ равно напряжению непосредственно до коммутации $u_C(+0)$, так как невозможен скачок напряжения на емкости:

$$u_C(+0) = u_C(-0). \quad (3.7)$$

6. Закон электромагнитной индукции Фарадея, который является основным законом электродинамики, касающимся принципов работы трансформаторов, реакторов, многих видов электродвигателей и генераторов. Он гласит, что для любого замкнутого контура индуцированная электродвижущая сила e равна скорости изменения магнитного потока Ψ , проходящего через этот контур:

$$\frac{d\Psi}{dt} = -e. \quad (3.8)$$

7. Закон взаимоиндукции — соотношение, определяющее связь между током, протекающим в реакторе индуктивностью L , i_1 и магнитным потоком, проходящим через другую индуктивность:

$$\Psi_{21} = M_{21}i_1, \quad (3.9)$$

где Ψ_{21} — поток, созданный током первой индуктивности и проходящий через вторую индуктивность; M_{21} — взаимная индуктивность.

Для получения линейного описания объектов управления широко используется линеаризация, т.е замена реального непрерывного нелинейного уравнения $y = \varphi(x)$, описывающего элемент системы, близким к нему линейным уравнением. При этом используются аналитический и статистический методы линеаризации.

Аналитический метод малых отклонений основан на использовании разложения Тейлора [7]:

$$y = y_0 + \frac{dy}{dx} \Bigg|_{\substack{x=x_0 \\ y=y_0}} \Delta x + \frac{1}{2} \frac{d^2y}{dx^2} \Bigg|_{\substack{x=x_0 \\ y=y_0}} (\Delta x)^2 + \dots, \quad (3.10)$$

где x_0, y_0 — координаты точки разложения, принадлежащие зависимости $y = \varphi(x)$; $\Delta x = x - x_0$ — малое отклонение от точки разложения; x — текущая переменная.

Значения производных, полученные дифференцированием функции $y = \varphi(x)$, рассчитываются для точки разложения.

Нелинейное уравнение $y = \varphi(x)$ может быть заменено в окрестности точки разложения линейным уравнением вида, т.е. линеаризовано:

$$y_{\text{л}} = y_0 + k\Delta x \quad \text{или} \quad \Delta y = (y_{\text{л}} - y_0) = k\Delta x. \quad (3.11)$$

Последнее уравнение называется уравнением в отклонениях.

При непрерывной зависимости выходной величины от нескольких переменных в разложении Тейлора используются частные производные по различным переменным в точке разложения, т.е. нелинейная функция $y = \varphi(x_1, x_2, \dots, x_n)$ может быть заменена в точке разложения линейной зависимостью

$$\Delta y = k_1 \Delta x_1 + k_2 \Delta x_2 + \dots + k_n \Delta x_n, \quad (3.12)$$

где $k_i = \frac{\partial y}{\partial x_i} \Bigg|_{\substack{x_1=x_{10} \\ x_2=x_{20} \\ \dots \\ x_n=x_{n0}}}$ — частная производная по переменной x_i ($i = 1, \dots, n$)

в точке разложения.

Статистический метод линеаризации для неаналитической зависимости представляют в виде статистических данных [6]. Например, метод наименьших квадратов, основанный на минимизации суммы квадратов погрешности для всех значений переменной x^i , для которых есть значения нелинейной функции $\varphi(x^i)$ ($i = 1, \dots, I$, I — число измерений):

$$\left. \begin{aligned} \Delta_I^i &= \varphi(x^i) - y_{\text{л}}(x^i); \\ \sum_{i=1}^I (\Delta^i)^2 &\rightarrow \min. \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

Результат расчета получается в виде

$$y_{\text{л}} = ax + b. \quad (3.14)$$

Задача линеаризации решается с использованием функции «Линейн» программы Excel. Полученный отчет содержит не только рассчитанные значения коэффициента a и свободного члена b , но и другие данные.

Используя линейную зависимость (3.14), можно оценить относительную погрешность замены нелинейной характеристики линейной для каждого измерения

$$\delta(x^i) = \left| \frac{\varphi(x^i) - y_{\varphi}(x^i)}{\varphi(x^i)} \right|. \quad (3.15)$$

3.1.3. Дифференциальные и матричные уравнения, переключающая функция

Силовое электронное устройство является нелинейным объектом управления с переменной или переключающей структурой, причем каждая из его структур, определяемая комбинацией состояния силовых ключей, в силу используемых электротехнических законов линейна.

При линейном описании напряжения токи и их производные входят в уравнение структуры СЭУ в первой степени. Процессы, протекающие в схеме, описываются линейными интегродифференциальными уравнениями.

Если для описания электрических процессов достаточно одной переменной, то такие объекты управления называют *одномерными* и описывают линейным неоднородным дифференциальным уравнением n -го порядка (n — степень старшей производной в описании объекта)

$$a_n^i \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1}^i \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_0^i x = f^i(t) + b_e^i e^i, \quad (3.16)$$

где i — номер структуры СЭУ ($i = 1, \dots, I$). Использование i в качестве верхнего индекса коэффициентов уравнения и переменных указывает на то, что они относятся к описанию i -й структуры; x — независимая переменная; a_0^i , a_1^i, \dots, a_n^i — коэффициенты уравнения, описывающего поведение переменной; b_e^i — коэффициент.

Уравнение одномерной системы (3.16) также может быть записано в форме Коши [7], т.е. в виде системы дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= x_1; \\ \frac{dx_1}{dt} &= x_2; \\ \dots \dots \dots \\ \frac{dx_{n-2}}{dt} &= x_{n-1}; \\ \frac{dx_{n-1}}{dt} &= -\frac{a_{n-1}^i}{a_n^i} x_{n-1} - \dots - \frac{a_1^i}{a_n^i} x_1 - \frac{a_0^i}{a_n^i} x + \frac{1}{a_n^i} f^i(t) + \frac{b_e^i}{a_n^i} e^i. \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$

Другой формой записи системы дифференциальных уравнений (3.17) является векторно-матричная запись с использованием вектора состояния $X^T = |x \ x_1 \dots x_{n-2} \ x_{n-1}|$, вектора напряжения питания $(E^i)^T = |0 \ 0 \dots 0 \ e^i|$, вектора внешних возмущений $(F^i)^T = |0 \ 0 \dots 0 \ f^i|$, матрицы состояния A^i :

$$\frac{dX}{dt} = A^i X + \frac{1}{a_n^i} F^i + \frac{b_e^i}{a_n^i} E^i; \\ A^i = \begin{vmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -\frac{a_0^i}{a_n^i} - \frac{a_1^i}{a_n^i} \dots - \frac{a_{n-2}^i}{a_n^i} - \frac{a_{n-1}^i}{a_n^i} & \frac{a_0^i}{a_n^i} & \frac{a_1^i}{a_n^i} & \dots & \frac{a_{n-2}^i}{a_n^i} & \frac{a_{n-1}^i}{a_n^i} \end{vmatrix}. \quad (3.18)$$

Пространство, в котором записана одномерная система, называют пространством производных. В таких системах переменная состояния и выходная переменная совпадают, т.е. $y = x$. Если поведение данной структуры СЭУ описывается с использованием нескольких независимых переменных, то такую систему называют многомерной. Ее размерность определяется числом независимых переменных, которыми она описывается. Такие структуры обычно описываются двумя векторно-матричными уравнениями [1, 11, 13, 25]:

$$\frac{dX}{dt} = A^i X + B^i E^i + D^i F^i; \quad (3.19)$$

$$Y = CX, \quad (3.20)$$

где X — вектор состояния, составленный из независимых переменных, описывающих поведение объекта управления, количество которых определяет размерность объекта; E^i — вектор напряжения питания, составленный из имеющихся независимых напряжений питания, $(E^i)^T = |e_1^i \ e_2^i \ \dots \ e_{K-1}^i \ e_K^i|$; F^i — вектор внешних возмущений, $(F^i)^T = |f_1^i \ f_2^i \ \dots \ f_{L-1}^i \ f_L^i|$; Y^i — вектор выходных переменных, $(Y^i)^T = |y_1^i \ y_2^i \ \dots \ y_{M-1}^i \ y_M^i|$; A^i, B^i, D^i, C — матрицы, отражающие особенности данной структуры. В общем случае количество независимых переменных и выходных переменных может быть различно, т.е. матрица C может быть прямоугольной. Выражение (3.19) называют уравнением состояния, а выражение (3.20) — уравнением выходных переменных.

Для получения математической модели СЭУ в целом используют метод переключающих функций. В этом случае силовой ключ или комбинация силовых ключей описывается пороговой или знаковой функцией (рис. 3.4).

Аргумент переключающей функции α , определяющий условия включения и выключения ключа, является функцией времени либо функцией сигнала управления. В этих случаях уравнение пороговой функции имеет вид

$$\Psi = \begin{cases} 1, & \text{если } t \in (0, t_k), (t_{k+1}, t_{k+2}), \dots; \\ 0, & \text{если } t \in (t_k, t_{k+1}), (t_{k+2}, t_{k+3}), \dots \end{cases} \quad (3.21)$$

Уравнение знаковой функции записывают следующим образом:

$$\Psi = \begin{cases} 1, & \text{если } t \in (0, t_k), (t_{k+1}, t_{k+2}), \dots; \\ -1, & \text{если } t \in (t_k, t_{k+1}), (t_{k+2}, t_{k+3}), \dots, \end{cases} \quad (3.22)$$

где 1 соответствует замкнутому состоянию; 0 или -1 — разомкнутому. Как функция сигнала управления u_m переключающая функция имеет вид

$$\Psi = \begin{cases} 1, & \text{если } u_m \geq A; \\ 0 (-1), & \text{если } u_m \leq A \end{cases} \quad (3.23)$$

или

$$\Psi = \begin{cases} 1, & \text{если } \operatorname{sgn}(u_m) > 0; \\ 0 (-1), & \text{если } \operatorname{sgn}(u_m) < 0. \end{cases} \quad (3.24)$$

Использование в качестве одного из состояний ключа 0 или -1 зависит от топологии СЭУ. С физической точки зрения пороговая переключающая функция Ψ_{1p} соответствует однополярному подключению ключом постоянного питающего напряжения (напряжение подается или не подается). При двуполярном подключении, когда ключом подключаются выводы разных полярностей питающего напряжения, используется знаковая переключаю-

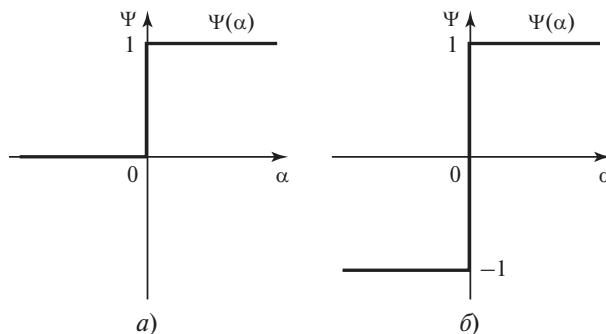


Рис. 3.4. Переключающая функция $\Psi(\alpha)$:
а — пороговая функция; б — знаковая функция

щая функция Ψ_{2p} (релейная система управления). Оба вида переключающих функций связаны следующим алгебраическим выражением:

$$\Psi_{1p} = (1 + \Psi_{2p})/2 \text{ или } \Psi_{2p} = 2\Psi_{1p} - 1. \quad (3.25)$$

Результаты преобразования с использованием переключающей функции можно записать в виде произведения переключающей функций $\Psi(\alpha)$ и исходной $f_{\text{вх}}(t)$

$$f_{\text{вых}}(t) = \Psi(\alpha)f_{\text{вх}}(t). \quad (3.26)$$

В этом случае математическая модель одномерного СЭУ будет представлять собой дифференциальное уравнение с переменными коэффициентами, значениями внешних возмущений и напряжений питания, которые изменяются скачком в зависимости от комбинации сигналов управления:

$$a_n(\Psi) \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1}(\Psi) \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_0(\Psi)x = f(\Psi) + b_e(\Psi)e. \quad (3.27)$$

В зависимости от того, на какие коэффициенты или параметры влияют функции переключения, выделяют типы систем, для которых разработаны методы исследований. Например, если от функции переключения зависит только коэффициент перед питающим напряжением и эта зависимость линейная со знакопостоянным коэффициентом, в частном случае с постоянным, то такую систему называют релейной.

При многомерном СЭУ, каждая структура которого описывается матрично-векторным уравнением состояния (3.19), общее количество возможных структур равно 2^g , где g — количество ключей. Математическое описание СЭУ — это векторно-матричное уравнение, коэффициенты которого, внешние возмущения и напряжения питания изменяются скачком в зависимости от комбинации сигналов управления ключами,

$$\frac{dx}{dt} = A(\Psi^*)X + B(\Psi^*)E + D(\Psi^*)F, \quad (3.28)$$

где Ψ^* — векторная переключающая функция, компонентами которой являются скалярные переключающие функции $\Psi(\alpha)$ каждого ключа, $(\Psi^*)^T = |\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_g|$.

Кроме записи уравнений в абсолютных величинах часто используют записи в отклонениях и относительных единицах.

Уравнения в отклонениях. Рассмотрение изменения переменных системы в окрестности какой-либо точки позволяет линеаризовать нелинейные уравнения, что существенно упрощает исследование таких систем. В качестве такой точки используют номинальные, статические состояния системы, когда все производные переменных равны нулю (линейные системы), либо заданное значение выходной переменной (системы с переключаемыми структурами, которым присущи автоколебания). Например, если в качестве

такой точки выбрать заданное значение по переменной x , которое обозначают x_z , то исходное уравнение одномерной системы для каждой структуры (3.16) и системы в целом (3.27) может быть записано через отклонение или невязку переменной Δx ($\Delta x = x_z - x$):

- для структуры

$$\left. \begin{aligned} a_n^i \frac{d^n \Delta x}{dt^n} + a_{n-1}^i \frac{d^{n-1} \Delta x}{dt^{n-1}} + \dots + a_0^i \Delta x &= -f^i(t) - b_e^i e^i + A^i; \\ A^i &= a_n^i \frac{d^n x_z}{dt^n} + a_{n-1}^i \frac{d^{n-1} x_z}{dt^{n-1}} + \dots + a_0^i x_z = \text{const}; \end{aligned} \right\} \quad (3.29)$$

- для системы в целом

$$\left. \begin{aligned} a_n(\Psi) \frac{d^n \Delta x}{dt^n} + a_{n-1}(\Psi) \frac{d^{n-1} \Delta x}{dt^{n-1}} + \dots + a_0(\Psi) \Delta x &= \\ = -f(\Psi) + b_e(\Psi) e + A; \\ A &= a_n(\Psi) \frac{d^n x_z}{dt^n} + a_{n-1}(\Psi) \frac{d^{n-1} x_z}{dt^{n-1}} + \dots + a_0(\Psi) x_z = \text{const}. \end{aligned} \right\} \quad (3.30)$$

Аналогично записывают матрично-векторные уравнения (3.19) и (3.28) в отклонениях.

Уравнения в относительных единицах. Система относительных единиц (англ. per-unit system) — способ записи уравнений, при котором значения системных величин (напряжений, токов, сопротивлений, мощностей и т.п.) выражаются как множители определенной базовой величины, принятой за единицу. Переход к относительным единицам осуществляют по формуле

$$X_{pu} = X/X_r, \quad (3.31)$$

где X — значение физической величины (параметра, переменной и т.п.) в исходной системе единиц, обычно в системе единиц СИ; X_r — базовое (базисное) значение физической величины, выраженное в той же системе единиц и принятое в качестве единицы измерения величины x в системе относительных единиц.

В системе относительных единиц в качестве базовых обычно используются номинальные значения мощности, напряжения, тока, полного сопротивления сети переменного тока и комплексной проводимости, причем только две из них являются независимыми. Таким образом, могут существовать различные системы относительных единиц в зависимости от особенностей решаемой задачи и предпочтений исследователя.

После расчета полученные результаты могут быть переведены путем обратного к (3.31) преобразования в системные единицы (вольты, амперы, омы, ватты и т.п.). Например, в некоторых моделях Simulink Blocksets / SimPowerSystems базовыми единицами электрических величин выбраны

P_r — базовая мощность, равная номинальной активной мощности устройства $P_{\text{ном}}$, и U_r — базовое напряжение, равное номинальному действующему значению напряжения питания устройства $U_{\text{ном}}$. Остальные значения базовых электрических единиц определяют через значения этих единиц, например:

- базовый ток

$$I_r = P_r / U_r; \quad (3.32)$$

- базовое сопротивление

$$R_r = U_r^2 / P_r. \quad (3.33)$$

Для цепей переменного тока задают базовую частоту f_r , равную номинальной частоте питающего напряжения $f_{\text{ном}}$.

При переходе к относительным единицам в уравнениях изменяются только коэффициенты. Основные преимущества использования относительных единиц вместо абсолютных состоят в следующем:

- упрощается сравнение значений переменных в разных режимах работы электрических устройств. Например, если напряжение какого-либо участка электрической цепи составляет 2 отн. ед., то это означает, что напряжение участка равно двум номинальным значениям питающего напряжения;
- значения полных сопротивлений практически не изменяются при изменении мощности и питающего напряжения устройства. Поэтому при отсутствии точных значений параметров устройства можно использовать средние значения относительных величин, приводимые в справочниках;
- упрощаются вычисления за счет меньшего порядка коэффициентов и переменных.

3.1.4. Двумерное математическое описание трехфазной цепи

Благодаря своим технико-экономическим показателям широкое распространение получили связанные трехфазные цепи, т.е. трехфазная электрическая схема без нулевого провода [8]. Такая трехфазная система (рис. 3.5) содержит три одинаковых связанных между собой однофазных источника

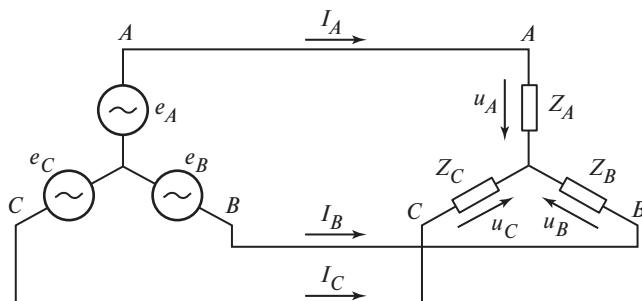


Рис. 3.5. Связанная трехфазная электрическая сеть

напряжения, синусоидальные напряжения которых различаются сдвигом синусоид одной относительно другой на одну треть периода:

$$\left. \begin{aligned} e_A &= E_m \sin \omega t; \\ e_B &= E_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right); \\ e_C &= E_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right), \end{aligned} \right\} \quad (3.34)$$

где E_m — амплитуда питающего напряжения; ω — частота питающего напряжения.

Источники работают на симметричную трехфазную нагрузку $Z_A = Z_B = Z_C$. В этом случае в схеме всегда выполняется первый закон Кирхгофа (3.4), т.е. векторы фазных токов связаны между собой следующим соотношением:

$$I_A + I_B + I_C = 0. \quad (3.35)$$

Для математического описания трехфазной электрической цепи, наряду с тремя дифференциальными уравнениями, описывающими электрические процессы в каждой из трех фаз, используется алгебраическое уравнение [«связка» на фазные токи] (3.35), т.е. ток одной фазы является функцией токов двух других фаз и может быть исключен из рассмотрения. Таким образом, для анализа переменных трехфазной системы достаточно воспользоваться плоскостным двумерным описанием системы, что существенно упрощает решения задач анализа СЭУ. Выбор двухфазной системы координат зависит от особенностей СЭУ.

Неподвижная декартова система координат (α, β) . Так же как и исходная трехфазная система координат (A, B, C) , новая система координат является неподвижной, причем ось α совпадает с осью A трехфазной системы координат (рис. 3.6). В этом случае прямое координатное преобразование для вектора X , т.е. выражение его в неподвижной двухфазной системе координат, с учетом того, что оси трехфазной системы координат смещены на угол $2\pi/3$ одна относительно другой, определяется следующим векторно-матричным уравнением:

$$\begin{vmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{vmatrix} = k_{\text{пр}} \begin{vmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{vmatrix}, \quad (3.36)$$

где $k_{\text{пр}}$ — согласующий коэффициент пропорциональности, выбор которого осуществляется из условия инвариантности мощности, т.е. равенства мощности в трехфазной и двухфазной системах.

Значение $k_{\text{пр}}$ может изменяться в зависимости от принятых базовых значений преобразуемых координат и модуля обобщенного вектора. Например, если обеспечить равенство амплитуд фазных напряжений в трех- и двухфазной системах, то коэффициент $k_{\text{пр}} = \frac{2}{3}$. При использовании действующих значений линейных напряжений коэффициент $k_{\text{пр}} = \sqrt{\frac{2}{3}}$.

Обратное преобразование координат двухфазной системы в трехфазную, т.е. обратное соотношению (3.36), имеет следующий вид:

$$\begin{vmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & 1/\sqrt{3} \\ -1/2 & -1/\sqrt{3} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{vmatrix}. \quad (3.37)$$

Подвижная декартова система координат (d, q). Во многих случаях при анализе процессов и синтезе законов управления СЭУ целесообразно использовать подвижную декартову систему координат. В качестве скорости вращения такой системы Ω выбирается скорость движения одной из переменных СЭУ. Например, для электрических сетей целесообразно использовать в качестве такой скорости синхронную частоту сети [3]. Для анализа переменных синхронных явнополюсных машин пользуются уравнениями Парка, которые записываются во вращающейся с угловой скоростью выходного вала двигателя системе координат [3, 20, 26]. Электромагнитные процессы в синхронной машине описываются не дифференциальными уравнениями с периодическими коэффициентами, а более простыми дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами. Для описания процессов в асинхронном двигателе используют систему координат, вращающуюся с угловой скоростью вращения потока ротора [3, 20, 26]. Запись уравнений машины в такой системе координат позволяет упростить выраже-

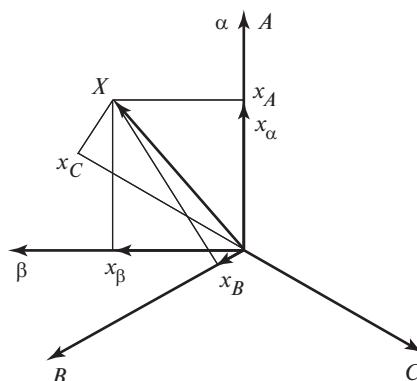


Рис. 3.6. Проекции вектора X в трехфазной (A, B, C) и неподвижной (α, β) системах координат

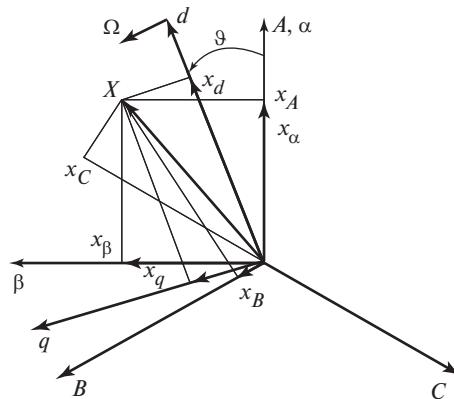


Рис. 3.7. Проекции вектора X в трехфазной (A, B, C) и во вращающейся (d, q) системах координат

ние для определения электромагнитного момента двигателя и представить его в виде произведения двух переменных.

В большинстве случаев осью, относительно которой производится отсчет поворота вращающейся системы координат (d, q), является ось A трехфазной неподвижной системы координат или, что то же самое, ось α неподвижной декартовой системы координат (α, β) (рис. 3.7). Преобразование вектора X из системы (α, β) координат в систему (d, q) координат может быть представлено в виде

$$\begin{vmatrix} x_d \\ x_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{vmatrix}, \quad (3.38)$$

где $\vartheta = \int_0^t \Omega dt$ — угол поворота вращающейся системы координат относительно неподвижной системы координат; t — текущее время интегрирования.

Обратное преобразование имеет вид

$$\begin{vmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} x_d \\ x_q \end{vmatrix}. \quad (3.39)$$

Преобразование мгновенной мощности трехфазной системы в мощность двухфазной системы. Для управления составляющими мгновенной мощности в трехфазной системе также может быть использовано преобразование сигналов трехфазной системы в двухфазную. Теория такого преобразования, получившего название p - q -теории, изложена в [21] и нашла практическое применение для разработки систем управления компенсаторами реактивной мощности и активными фильтрами. Согласно p - q -теории вводят

понятия действительной и мнимой мгновенных мощностей в координатах α, β :

$$\left. \begin{aligned} p(t) &= u_\alpha(t)i_\alpha(t) + u_\beta(t)i_\beta(t); \\ q(t) &= -u_\alpha(t)i_\beta(t) + u_\beta(t)i_\alpha(t). \end{aligned} \right\} \quad (3.40)$$

Действительная составляющая (3.40) мгновенной мощности соответствует активной мгновенной мощности в традиционном представлении. В то же время мнимая мгновенная мощность из (3.40) полностью не соответствует традиционной реактивной мгновенной мощности.

Выражая токи в координатах α, β как функцию составляющих мгновенной мощности (3.40), получаем

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \left\{ \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix}, \quad (3.41)$$

где $i_{\alpha p}, i_{\alpha q}, i_{\beta p}, i_{\beta q}$ — составляющие тока, определяющие действительную и мнимую мгновенную мощности;

$$i_{\alpha p} = \frac{u_\alpha p}{u_\alpha^2 + u_\beta^2}, \quad i_{\alpha q} = \frac{u_\beta q}{u_\alpha^2 + u_\beta^2}, \quad i_{\beta p} = \frac{u_\beta q}{u_\alpha^2 + u_\beta^2}, \quad i_{\beta q} = \frac{-u_\alpha q}{u_\alpha^2 + u_\beta^2}. \quad (3.42)$$

Согласно p - q -теории действительная и мнимая мощности могут быть представлены как суммы постоянной и переменной составляющих:

$$\left. \begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p}; \\ q &= \bar{q} + \tilde{q}, \end{aligned} \right\} \quad (3.43)$$

где \bar{p} и \bar{q} — постоянные составляющие мгновенных мощностей p и q , соответствующие активной и реактивной мощностям на основной частоте; \tilde{p} и \tilde{q} — переменные составляющие мгновенных мощностей p и q , обусловленные наличием высших гармонических составляющих.

Таким образом, для компенсации реактивной мощности на основной частоте и высших гармонических составляющих тока сигнал задания должен учитывать компоненты \bar{q} , \tilde{p} и \tilde{q} мгновенной мощности.

3.1.5. Преобразование Лапласа и передаточная функция

Задача анализа структуры СЭУ обычно сводится к выявлению характера изменения токов или напряжений в ветвях эквивалентной схемы, т.е. к нахождению решения дифференциального уравнения (3.16) для одномерного объекта или системы уравнений (3.19), (3.20) для многомерной системы (см. § 3.2.1).

Если структура описывается линейными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами, то одним из эффективных методов их решения является преобразование исходных временных функций в функции переменной Лапласа с использованием преобразования Лапласа [9]. Основное достоинство этого преобразования то, что операции дифференцирования и интегрирования оригинала заменяют алгебраическими действиями по отношению к изображениям, т.е. вместо сложных для решения дифференциальных уравнений с правой частью решают простые алгебраические уравнения. Обратный переход во временную область осуществляется путем разбиения полученного алгебраического решения на сумму простых дробей, нахождения их решения по таблице обратного преобразования Лапласа и использования принципа суперпозиции линейных дифференциальных уравнений (прил. 3.1).

Переменная Лапласа обозначается латинской буквой s (или p). Прямое преобразование Лапласа переменной $x(t)$, называемой оригиналом, в изображение по Лапласу $X(s)$ записывается

$$X(s) = L[x(t)] = \int_0^{\infty} x(t) e^{-st} dt, \quad (3.44)$$

где L — условное обозначение прямого преобразования Лапласа.

Линейные в пространстве времени переменные остаются линейными и в пространстве Лапласа

$$\left. \begin{aligned} L[Ax(t)] &= AX(s), \quad A = \text{const}; \\ L[x_1(t) + x_2(t)] &= X_1(s) + X_2(s). \end{aligned} \right\} \quad (3.45)$$

Соответствия операций во временной области и в пространстве Лапласа представлены в табл. 3.1.

Таблица 3.1
Соответствия операций над оригиналами и изображениями

Операция	Оригинал	Изображение Лапласа
Подобие a — коэффициент подобия	$x(at),$ $a = \text{const}$	$\frac{1}{a} X\left(\frac{s}{a}\right)$
Запаздывание τ_0 — время запаздывания	$x(t - \tau_0),$ $\tau_0 = \text{const}$	$e^{-\tau_0 s} X(s)$
Смещение λ — время смещения	$e^{-\lambda t} x(t),$ $\lambda = \text{const}$	$X(s + \lambda)$
Дифференцирование	$\frac{d^n x(t)}{dt^n}$	$s^n X(s) - \sum_{k=0}^{n-1} \frac{d^k x(0)}{dt^k}$
Интегрирование	$\underbrace{\int \int \dots \int}_n y(t) dt^n$	$\frac{Y(s)}{s^n}$

Уравнение (3.16), описывающее поведение одномерной линейной системы в пространстве Лапласа, можно записать так:

$$a_n^i s^n X + a_{n-1}^i s^{n-1} X + \dots + a_0^i X = F^i(s) + b_e^i e^i(s) + \\ + a_n^i \sum_{k=0}^{n-1} \frac{d^k x(0)}{dt^k} + a_{n-1}^i \sum_{k=0}^{n-2} \frac{d^k x(0)}{dt^k} + \dots + a_1^i x(0). \quad (3.46)$$

Из-за непрерывной зависимости решения линейного дифференциального уравнения от начальных условий, для упрощения решения при использовании преобразования Лапласа допускают нулевые начальные условия, т.е. слагаемые с начальными условиями в правой части (3.46) равны нулю. Учет ненулевых начальных условий осуществляется при обратном переходе во временную область.

Для описания объекта в пространстве Лапласа чаще всего используется передаточная функция, которая представляет собой отношение изображения по Лапласу выходной переменной объекта управления к изображению по Лапласу его входной переменной при нулевых начальных условиях [2, 11, 25]. Передаточную функцию обозначают буквой W . Первый нижний индекс отражает выходную величину, второй — входную величину. Поскольку (3.16), описывающее поведение одномерной системы, линейное, то к нему применим принцип суперпозиции, который гласит, что результат воздействия на линейную систему нескольких воздействий равен сумме результатов каждого воздействия. В данном случае на систему действуют напряжение питания и внешнее возмущение, которые являются входными переменными, т.е. для объекта управления можно записать две передаточные функции:

- по напряжению питания

$$W_{xe}^i(s) = \frac{X(s)}{E^i(s)} = \frac{b_e}{a_n^i s^n + a_{n-1}^i s^{n-1} + \dots + a_0^i}; \quad (3.47)$$

- по внешнему возмущению

$$W_{xf}^i(s) = \frac{X(s)}{F^i(s)} = \frac{1}{a_n^i s^n + a_{n-1}^i s^{n-1} + \dots + a_0^i}. \quad (3.48)$$

Исходное уравнение (3.46) может быть представлено в виде структурной схемы (рис. 3.8).

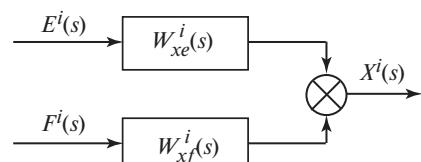


Рис. 3.8. Структурная схема одномерного объекта

При использовании вектора входных величин $(H^i)^T = |(E^i(s)F^i(s)|$ передаточные функции (3.47) и (3.48) являются элементами матричной передаточной функции

$$W_{xh}^i(s) = \frac{X(s)}{H^i(s)} = \begin{vmatrix} \frac{b_e}{a_n^i s^n + a_{n-1}^i s^{n-1} + \dots + a_0^i} & 0 \\ 0 & \frac{1}{a_n^i s^n + a_{n-1}^i s^{n-1} + \dots + a_0^i} \end{vmatrix}. \quad (3.49)$$

Для многомерной системы преобразование Лапласа применяют к компонентам векторов состояния, выходным переменным, напряжению питания и внешним возмущениям:

$$sX(s) = A^i X(s) + x(0) + B^i E^i(s) + D^i F^i(s); \quad (3.50)$$

$$Y(s) = CX(s), \quad (3.51)$$

где $X(s)$ — изображение по Лапласу вектора состояния X , составленного из изображений по Лапласу независимых переменных, описывающих поведение объекта управления, количество которых определяет размерность объекта; $x(0)$ — вектор начальных условий вектора состояния X ; $E^i(s)$ — изображение по Лапласу вектора напряжения питания, составленного из изображений по Лапласу имеющихся независимых напряжений питания, $[E^i(s)]^T = |e_1^i(s) \times e_2^i(s) \dots e_{K-1}^i(s) e_K^i(s)|$; $F^i(s)$ — изображение по Лапласу вектора внешних возмущений, $[F^i(s)]^T = |f_1^i(s) f_2^i(s) \dots f_{L-1}^i(s) f_L^i(s)|$; $Y^i(s)$ — изображение по Лапласу вектора выходных переменных, $[Y^i(s)]^T = |y_1^i(s) y_2^i(s) \dots y_{M-1}^i(s) y_M^i(s)|$.

В этом случае имеем уже алгебраические матричные уравнения. Уравнение (3.50) разрешимо относительно $X(s)$, изображения по Лапласу вектора состояния X :

$$X(s) = (sI - A^i)^{-1}x(0) + (sI - A^i)^{-1}B^i E^i(s) + (sI - A^i)^{-1}D^i F^i(s);$$

$$I = \begin{vmatrix} 1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 1 \end{vmatrix}, \quad (3.52)$$

где I — единичная матрица; $(sI - A^i)^{-1}$ — обратная матрица матрицы $(sI - A^i)$, $(sI - A^i)^{-1}(sI - A^i) = I$.

Уравнение (3.52), описывающее поведение системы, линейное. Поэтому к нему, так же как и для одномерных систем, применим принцип суперпозиции. Если в этом случае также предположить, что вектор начальных условий равен нулю, то можно записать векторные передаточные функции:

- по напряжению питания

$$H_{ye}(s) = C(sI - A^i)^{-1} B^i; \quad (3.53)$$

$$Y(s) = H'_{ye}(s) E^i(s); \quad (3.54)$$

- по внешнему возмущению

$$H_{yf}(s) = C(sI - A^i)^{-1} D^i; \quad (3.55)$$

$$Y(s) = H'_{yf}(s) F^i(s). \quad (3.56)$$

Каждый элемент матричной передаточной функции h_{ij} , где j — номер строки матрицы, а i — номер столбца матрицы, является передаточной функцией j -й компоненты к i -й компоненте выхода.

3.1.6. Импульсная модуляция

Импульс (импульсный сигнал) — это кратковременное изменение физической величины (напряжения, тока, электромагнитного потока и т.п.) (рис. 3.9). В предположении, что длительность фронта и спада физической величины мала по сравнению с длительностью импульса, основными параметрами, определяющими свойства импульса, являются амплитуда (A) — значение максимального отклонения от нулевого значения и длительность (t_{imp}). Обычно имеет место последовательность импульсов, т.е. повторяющиеся во времени импульсы. Она характеризуется периодом (или частотой) повторения (T) импульсов. Таким образом, импульсный сигнал полностью характеризуется параметрами t_{imp} , A и T . Вместо периода повторения может использоваться частота повторения, а вместо длительности импульса — его скважность, определяемая как отношение длительности импульса к периоду повторения:

$$\gamma = t_{imp} / T. \quad (3.57)$$

В зависимости от выбранной полярности импульса различают:

- однополярные импульсы, когда импульс отклоняется только в одну сторону от нулевого значения (имеет одну полярность)

$$A_{1p} = A \times \Psi_{1p} = \\ = \begin{cases} A, & \text{если } t \in (0, t_{imp}); \\ 0, & \text{если } t \in (t_{imp}, T); \end{cases} \quad (3.58)$$

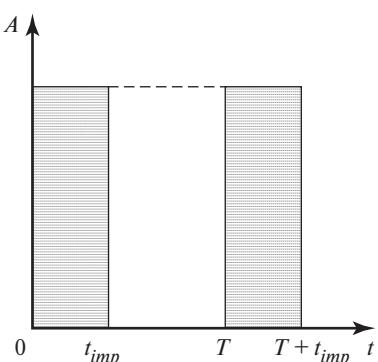


Рис. 3.9. Последовательность импульсов

- двуполярные импульсы, когда импульс отклоняется в обе стороны от нулевого значения (имеет две полярности), но нулевое значение отсутствует, т.е.

$$A_{2p} = L \times \Psi_{2p} = \begin{cases} L, & \text{если } t \in (0, t_{imp}); \\ -L, & \text{если } t \in (t_{imp}, T), \end{cases} \quad (3.59)$$

где L — амплитуда двуполярного импульса.

Очевидно, что с учетом связи между переключающими функциями (3.25), при фиксированной амплитуде импульса

$$A = \text{const}; \quad A_{1p} = A; \quad |A_{2p}| = \frac{A}{2}. \quad (3.60)$$

Амплитуды импульсов связаны следующими алгебраическими выражениями:

$$A_{1p} = \frac{A}{2} + \frac{A_{2p}}{2} \text{ или } A_{2p} = 2A_{1p} - A. \quad (3.61)$$

Изменение того или иного параметра импульсной последовательности по определенному временному закону называют модуляцией, а временной закон — модулирующей функцией или законом модуляции. Если меняется один параметр из трех, то выделяют три простые или элементарные модуляции (табл. 3.2).

Могут быть модуляции, объединяющие несколько простых модуляций. Например, в релейной системе управления осуществляется широтно-временная модуляция: до предельного цикла — частотная, в предельном цикле — широтно-импульсная.

В зависимости от момента изменения параметра импульса различают модуляции:

- первого рода, если параметр изменяется в соответствии с текущим значением модулирующей функции;
- второго рода, когда параметр изменяется в соответствии со значениями модуляционной функции в фиксированные моменты времени, отстоящие один от другого на одинаковые интервалы, равные периоду следования импульсов.

Элемент схемы, реализующий модуляцию, называют импульсным элементом. Основными параметрами импульсного элемента являются: длитель-

Таблица 3.2
Элементарные модуляции

Вид модуляции	Амплитуда	Длительность	Период
Амплитудно-импульсная (АИМ)	var	const	const
Широтно-импульсная (ШИМ)	const	var	const
Частотно-импульсная (ЧИМ) или временная	const	const	var

нность импульса и период (или частота) повторения импульсов. У амплитудного импульсного элемента они постоянные, у остальных — переменные.

В состав СЭУ входят импульсный элемент (силовой ключ) и непрерывная структура. Если структура линейная, что обычно имеет место, и импульсный элемент амплитудный, то такую систему называют линейной импульсной. Если используется широтный или частотный импульсный элемент, то даже при линейной непрерывной части такая система является нелинейной импульсной системой.

3.1.7. Разностные уравнения

Для линейных импульсных систем с модуляцией второго рода, когда параметры изменяются в соответствии со значениями модуляционной функции в фиксированные моменты времени, отстоящие друг от друга на одинаковые интервалы, равные периоду следования импульсов, вводится понятие решетчатых функций [2].

Значения решетчатой функции рассчитывают только в дискретные значения времени, определяемые периодом T . Решетчатая функция представляет собой набор дискретных значений непрерывной функции $x(t)$ в моменты времени кратные периоду повторения $t = kT$, где k — номер временного интервала (рис. 3.10), и записывается как $x[kT]$ или в сокращенной записи $x[k]$, так как период повторения T постоянный и при записи опускается. Решетчатая функция связана с исходной непрерывной функцией, выступающей в качестве модулирующей, следующим соотношением:

$$x[k] = x(t) \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT), \quad (3.62)$$

где $\delta(t - kT)$ — δ -импульс;

$$\delta(t - kT) = \begin{cases} 1, & \text{если } t = kT; \\ 0, & \text{если } t \neq kT. \end{cases} \quad (3.63)$$

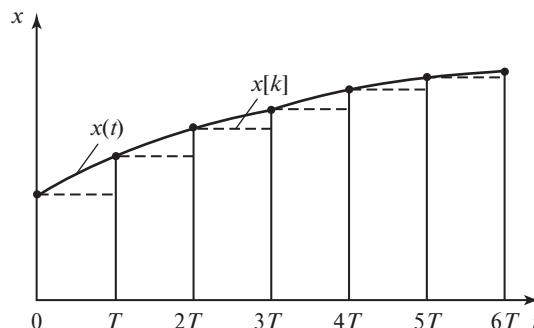


Рис. 3.10. Непрерывная функция и ее решетчатая функция

Силовое электронное устройство можно рассматривать как линейную импульсную систему, поведение которой описывается разностным уравнением. Это уравнение получается из дифференциального уравнения СЭУ путем замены производной ее дифференциальным выражением

$$\frac{dx(kT)}{dt} = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{\Delta x[kT]}{T}; \quad \Delta x[kT] = x[(k+1)T] - x[kT], \quad (3.64)$$

где $x[kT]$ — дискретные значения непрерывной функции $x(t)$.

Формулы конечных разностей имеют вид:

$$\begin{aligned} \Delta^0 x[k] &= x[k]; \\ \Delta^1 x[k] &= x[k+1] - x[k]; \\ \Delta^2 x[k] &= \Delta x[k+1] - \Delta x[k]; \\ &\dots \\ \Delta^i x[k] &= \Delta^{i-1} x[k+1] - \Delta^{i-1} x[k], \end{aligned} \quad (3.65)$$

где Δ^i — оператор конечной разности i -го порядка, аналогичный оператору дифференцирования.

Выражение для конечной разности любого порядка через дискретные значения непрерывной функции определяют:

$$\Delta^n x[k] = \sum_{i=0}^n C_n^i (x)[n+k-i](-1)^i, \quad (3.66)$$

где C_n^i — коэффициент бинома Ньютона, $C_n^i = \frac{n!}{i!(n-1)!}$ (прил. 3.2).

Таким образом, непрерывное линейное уравнение структуры (3.16) может быть записано в виде линейного неоднородного уравнения в конечных разностях:

$$a_n \Delta^n x[k] + a_{n-1} T \Delta^{n-1} x[k] + \dots + a_0 T^n x[k] = T^n \{f[k] + b_e e[k]\}, \quad (3.67)$$

Для решения (3.67) надо знать начальные условия функции и ее конечные разности до $(n-1)$ -й включительно.

Другой формой уравнения в конечных разностях является запись через дискретные значения переменной с использованием выражения для конечной разности любого порядка (3.65):

$$a_n^* x[n+k] + a_{n-1}^* x[n+k-1] + \dots + a_0^* x[k] = f^i[k] + b_e^i e^i[k]. \quad (3.68)$$

Коэффициенты уравнений (3.67) и (3.68) связаны между собой соотношением (3.66). Выражение (3.68) является рекуррентным соотношением,

представляющим каждое последующее значение дискретной функции через ее предыдущие значения.

3.1.8. Дискретные преобразования

Для решения разностных уравнений используют дискретное преобразование Лапласа (D -преобразование) и преобразование Лорана (Z -преобразование) [9]. Преобразования связаны следующим соотношением:

$$L[x(t)]s / (1 - e^{-s}) = D[x(t)] = Z[x(t)]_{z=e^{sT}}, \quad (3.69)$$

где $x(t)$ — оригинал; $L[x(t)]$ — прямое преобразование Лапласа; $D[x(t)]$ — прямое D -преобразование; $Z[x(t)]$ — прямое Z -преобразование с введенной переменной $z = e^{sT}$.

Основным достоинством (3.69) является то, что разностные уравнения преобразуются в простые алгебраические уравнения. Обратный переход во временную область осуществляется путем разбиения полученного решения алгебраического уравнения на сумму простых дробей, нахождения их временных оригиналов по таблице обратного Z -преобразования с использованием принципа суперпозиции линейных уравнений (прил. 3.3).

Прямое Z -преобразование переменной $x(t)$ имеет вид:

- для непрерывной функции

$$X(z) = Z[x(t)] = \sum_{k=0}^{\infty} x(t)\delta(t - kT)z^{-k}; \quad (3.70)$$

- для решетчатой функции

$$X(z) = Z[x[k]] = \sum_{k=0}^{\infty} x[k]z^{-k}, \quad (3.71)$$

где Z — условное обозначение прямого Z -преобразования.

Свойство линейности сохраняется при осуществлении Z -преобразования

$$Z\left[\sum_{v=0}^N C_v x_v[k] \right] = \sum_{v=0}^N C_v X_v(z), \quad C_v = \text{const.} \quad (3.72)$$

Соответствия операций во временной области и в Z -пространстве представлены в табл. 3.3.

Формула запаздывания упрощается, если решетчатая функция при отрицательных значениях аргумента равна нулю. Формула упреждения упрощается, если решетчатая функция до значения аргумента $n = (m - 1)$ равна нулю. Аналогично пространству Лапласа можно воспользоваться понятием импульсной передаточной функции, которая представляет собой отношение

Таблица 3.3

Соответствия операций над оригиналами и Z-изображениями

Операция	Оригинал	Z-изображение
Запаздывание m — число интервалов запаздывания	$x[k-m]$, $m > 0$	$z^{-m} \left\{ X(z) + \sum_{(n-m)=1}^m x(-n+m)z^{n-m} \right\}$
Упреждение m — число интервалов упреждения	$x[k+m]$, $m > 0$	$z^m \left\{ X(z) - \sum_{(n+m)=0}^{m-1} x(n+m)z^{n+m} \right\}$
Составление разностей	$\Delta x[k]$ $\Delta^2 x[k]$ $\Delta^n x[k]$	$(z-1)X(z) - zx(0)$ $(z-1)^2 X(z) - z(z-1)x(0) - z\Delta x(0)$ $(z-1)^n X(z) - z \sum_{v=0}^{n-1} (z-1)^{n-1-v} \Delta^v x(0)$
Суммирование:		
неполная сумма	$\sum_{v=0}^{k-1} x[k]$	$\frac{1}{z-1} X(z)$
полная сумма	$\sum_{v=0}^k x[k]$	$\frac{z}{z-1} X(z)$

Z-изображения выходной переменной объекта управления к Z-изображению его входной переменной при нулевых начальных условиях. Импульсная передаточная функции также обозначается W , но в качестве аргумента указывается уже переменная z . Нижний индекс передаточной функции состоит из последовательности обозначений входной и выходной величин. Поскольку исходная структура линейная, то импульсные передаточные функции по каждому входному воздействию определяются независимо от других входных воздействий согласно принципу суперпозиции.

3.2. Методы анализа электрических процессов, протекающих в силовых электронных устройствах

3.2.1. Аналитическое решение дифференциальных уравнений

Каждая структура СЭУ описывается линейными дифференциальными уравнениями. Точное описание электрических процессов, протекающих в ней, может быть получено путем решения дифференциальных уравнений.

Решением дифференциального уравнения (3.16) называют n раз дифференцируемую функцию $x(t)$, удовлетворяющую уравнению во всех точках своей области определения [7]. Обычно существует множество таких функ-

ций и для выбора одной из них требуется наложить на нее дополнительные условия, которые называются начальными:

$$x_0(t) = x_0, \frac{dx(t_0)}{dt} = \frac{dx_0}{dt}, \dots, \frac{d^{n-1}x(t_0)}{dt^{n-1}} = \frac{d^{n-1}x_0}{dt^{n-1}}, \quad (3.73)$$

где t_0 — фиксированный момент времени, чаще всего начальный момент,

т.е. $t_0 = 0$; $x_0, \frac{dx_0}{dt}, \dots, \frac{d^{n-1}x_0}{dt^{n-1}}$ — соответственно фиксированные значения

функции x и всех ее производных до $(n-1)$ -го порядка включительно.

Дифференциальное уравнение (3.16) вместе с начальными условиями (3.73) называют начальной задачей или задачей Коши:

$$\left. \begin{aligned} a_n^i \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1}^i \frac{d^{n-1}x}{dt^{n-1}} + \dots + a_0^i x &= f^i(t) + b_e^i e^i; \\ x(t_0) = x_0, \frac{dx(t_0)}{dt} = \frac{dx_0}{dt}, \dots, \frac{d^{n-1}x(t_0)}{dt^{n-1}} &= \frac{d^{n-1}x_0}{dt^{n-1}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.74)$$

Решение дифференциального уравнения состоит из двух частей:

- общего решения однородного дифференциального уравнения $x_{es}(t)$, т.е. линейного дифференциального уравнения без правой части, которое описывает собственно свойства СЭУ;
- частного решения $x_{fs}(t)$, которое определяется свойствами правой части и описывает изменения переменных СЭУ, обусловленные приложенными воздействиями, т.е.

$$x(t) = x_{es}(t) + x_{fs}(t). \quad (3.75)$$

Решение линейных уравнений первого и второго порядков проводят в два этапа: сначала решают однородное уравнение, а затем неоднородное уравнение (прил. 3.4).

Решение дифференциальных уравнений с использованием преобразования Лапласа. Для структур, описываемых линейными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами, эффективным методом нахождения решения является преобразование Лапласа. Основными достоинствами этого подхода являются:

- замена операций дифференцирования и интегрирования оригинала алгебраическими операциями по отношению к изображениям, т.е. вместо дифференциальных уравнений с правой частью решаются алгебраические уравнения;
- осуществление обратного перехода во временную область путем использования принципа суперпозиции и таблиц обратного перехода;
- нахождение сразу же полного решения дифференциального уравнения.

Решение алгебраического уравнения (3.46) в пространстве Лапласа записывается

$$X(s) = \frac{1}{a_n^i s^n + a_{n-1}^i s^{n-1} + \dots + a_0^i} \times \\ \times \left[F^i(s) + b_e^i e^i(s) + a_n^i \sum_{k=0}^{n-1} \frac{d^k x(0)}{dt^k} + a_{n-1}^i \sum_{k=0}^{n-2} \frac{d^k x(0)}{dt^k} + \dots + a_1^i x(0) \right]. \quad (3.76)$$

Выражение

$$a_n^i s^n + a_{n-1}^i s^{n-1} + \dots + a_0^i \quad (3.77)$$

называют характеристическим полиномом; оно характеризует свободное (собственное) движение объекта управления. Приравнивание к нулю характеристического полинома (3.77) дает характеристическое уравнение объекта:

$$a_n^i s^n + a_{n-1}^i s^{n-1} + \dots + a_0^i = 0. \quad (3.78)$$

Решения этого уравнения, т.е. его корни, еще называют полюсами системы, они определяют собственные движения объекта. Количество корней равно порядку уравнения, причем корни могут быть действительными, мнимыми, комплексными и кратными.

В явном виде корни могут быть получены для уравнений до четвертого порядка включительно. Начиная с пятой степени нельзя указать общую формулу, которая выражала бы корни уравнения через его коэффициенты. Для поиска корней уравнения пользуются приближенными методами.

После нахождения корней s_1, s_2, \dots, s_n характеристический полином (3.77) переписывается в виде произведения сомножителей, т.е. разлагается по корням уравнения. А решение алгебраического уравнения (3.76) записывается в виде суммы правильных простых дробей:

$$X(s) = \left[\sum_{i=1}^n \frac{d_i}{s - s_i} \right] \times \\ \times \left[F^i(s) + b_e^i e^i(s) + a_n^i \sum_{k=0}^{n-1} \frac{d^k x(0)}{dt^k} + a_{n-1}^i \sum_{k=0}^{n-2} \frac{d^k x(0)}{dt^k} + \dots + a_1^i x(0) \right], \quad (3.79)$$

где d_i — коэффициенты, которые определяют из условия равенства дробей

$$\frac{1}{a_n^i s^n + a_{n-1}^i s^{n-1} + \dots + a_0^i} = \sum_{i=1}^n \frac{d_i}{s - s_i}.$$

Обратный переход во временную область осуществляется путем использования принципа суперпозиции, когда для каждого слагаемого в (3.79) осуществляется обратный переход во временную область с использованием

таблицы преобразования Лапласа (прил. 3.1) и теоремы о свертке оригиналов [9].

3.2.2. Метод припасовывания

Для точного описания электрических процессов, протекающих в СЭУ, нужно знать изменение электрических переменных в каждой из структур, т.е. решение дифференциальных уравнений, время включения каждой из структур и последовательность переключения этих структур. Такой метод анализа электрических процессов в СЭУ называют методом припасовывания [2]. При его использовании для каждой структуры находят решение дифференциального уравнения, описывающего изменение электрических переменных, при неизвестных начальных условиях. Сопряжение различных структур осуществляется на основе законов коммутации (3.6) и (3.7), когда в качестве начальных условий переменных состояния СЭУ, непрерывных на переходе от одной структуры к другой, используются их конечные значения в предыдущей структуре. Таким образом, на границах изменения структур производится «сшивание» структур по неразрывным переменным (ток в индуктивности, напряжение на емкости, механические координаты электромеханического устройства и т.п.).

Условие автоколебания в СЭУ определяют исходя из того, что начальные условия повторяющихся структур должны быть одинаковы. Причем при втором включении повторяющейся структуры ее начальные условия записываются через начальные условия первого ее включения с учетом включения второй структуры.

3.2.3. Фазовые траектории и метод точечных преобразований

Для наглядности анализа одномерных систем второго порядка широко используется метод фазовой плоскости. Основная идея метода состоит в том, что переменные системы анализируются в пространстве переменной состояния и ее производной. В этом случае переменная величина время исключается и вместо описания системы в форме Коши (3.17) используется описание вида

$$x_2 = f(x_1). \quad (3.80)$$

Каждая точка фазовой плоскости, ось абсцисс которой — ось переменной состояния (x_1), а ось ординат — ось ее первой производной по времени (x_2), отражает одно состояние системы и называется фазовой, изображающей или представляющей точкой. Совокупность изменений состояний системы в процессе функционирования называется ее фазовой траекторией. При фиксированных параметрах системы через каждую точку фазовой плоскости проходит лишь одна фазовая траектория, за исключением особых точек (рис. 3.11). Стрелками на фазовых траекториях показано

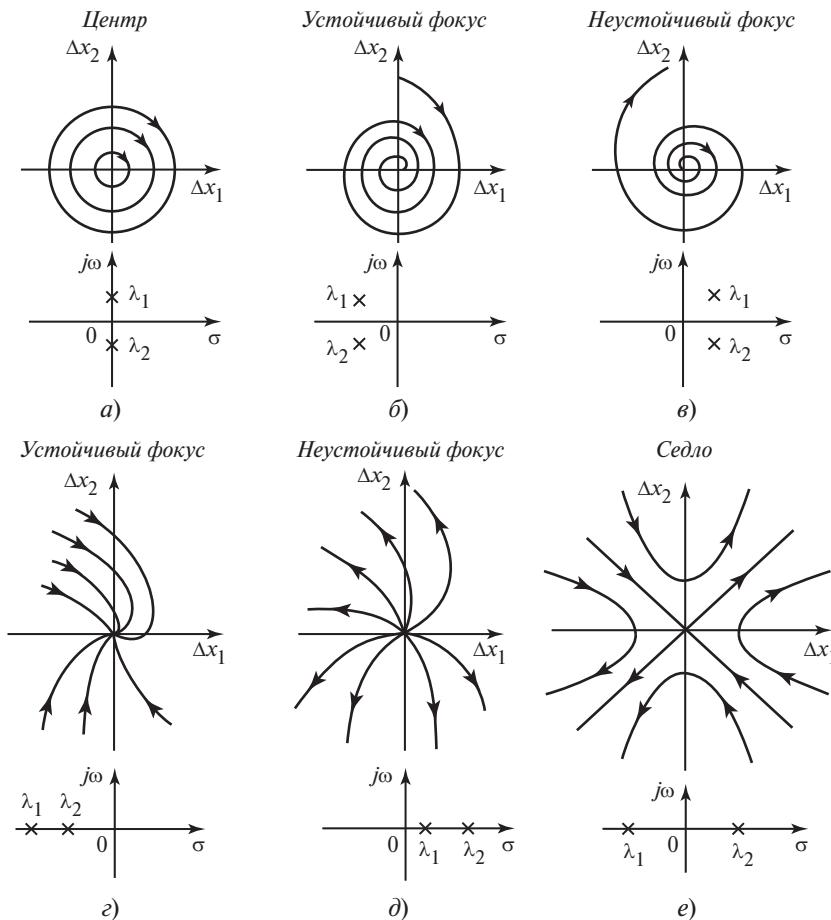


Рис. 3.11. Фазовые траектории дифференциального уравнения второго порядка

перемещение изображающей точки с течением времени. Полная совокупность различных фазовых траекторий — это фазовый портрет. Он дает представление о совокупности всех возможных сочетаний параметров системы и типах возможных движений в ней. Фазовый портрет удобен для рассмотрения движений систем, в которых возможно возникновение автоколебаний.

Когда уравнение второго порядка записано в отклонениях от точки равновесия $\Delta x_1, \Delta x_2$ в зависимости от расположения его корней λ_1 и λ_2 на комплексной плоскости, поведение системы будет иметь различный характер:

- незатухающий колебательный (чисто мнимые корни $\lambda_1 = j\omega$ и $\lambda_2 = -j\omega$) (рис. 3.11, a);
- затухающий колебательный (комплексные корни в левой полуплоскости $\lambda_1 = -\delta + j\omega$ и $\lambda_2 = -\delta - j\omega$) (рис. 3.11, б);
- нарастающий колебательный (комплексные корни в правой полуплоскости $\lambda_1 = \delta + j\omega$ и $\lambda_2 = \delta - j\omega$) (рис. 3.11, в);

- затухающий апериодический (оба вещественных корня в левой полуплоскости $\lambda_1 < 0$ и $\lambda_2 < 0$) (рис. 3.11, ε);
- нарастающий апериодический (оба корня вещественные, положительные $\lambda_1 > 0$ и $\lambda_2 > 0$) (рис. 3.11, δ);
- незатухающий (оба корня вещественные, один положительный $\lambda_2 > 0$, другой отрицательный $\lambda_1 < 0$) (рис. 3.11, e).

3.2.4. Метод основной составляющей

Метод основной составляющей (описательный способ) включает в себя гармонический или спектральный анализ с учетом фильтрующих свойств нагрузки. Любая периодическая функция $f(t)$ с периодом T , удовлетворяющая условиям Дирихле, т.е. имеющая конечное число разрывов и непрерывные производные между ними, может быть представлена в виде бесконечного тригонометрического ряда Фурье:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_1 t) + b_k \sin(k\omega_1 t)] \quad (3.81)$$

или

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_1 t + \varphi_k), \quad (3.82)$$

где $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$ — частота повторения (или частота первой гармоники); k — номер гармоники $k = 0, 1, 2, \dots$; a_k и b_k — коэффициенты Фурье:

$$\left. \begin{aligned} a_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) [\cos(k\omega_1 t)] dt; \\ b_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) [\sin(k\omega_1 t)] dt. \end{aligned} \right\} \quad (3.83)$$

Амплитуду A_k и фазу φ_k гармоник определяют следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} A_k &= \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \\ \varphi_k &= -\arctg \left(\frac{b_k}{a_k} \right). \end{aligned} \right\} \quad (3.84)$$

Гармоническим анализом называют разложение функции $f(t)$ в ряд Фурье вида (3.81) и вычисление коэффициентов Фурье a_k и b_k (3.83), спектральным анализом — разложение в ряд Фурье (3.82) и нахождение амплитуды A_k и фазы φ_k гармоник (косинусоид) (3.84). Спектром функции $f(t)$ называется

совокупность ее гармонических составляющих, образующих ряд Фурье. Спектр функции включает спектр амплитуд, т.е. набор амплитуд $A_k = A[k]$, и спектр фаз $\phi_k = \phi[k]$, соответствующих спектру частот разложения в ряд Фурье, $\omega_k = \omega[k] = k\omega_1, k = 0, 1, \dots, \infty$. Таким образом, любой периодический сигнал представляет собой совокупность гармонических сигналов различных амплитуд и фаз с фиксированным спектром частот.

Нагрузка, на которую подается периодическая функция, из-за своих физических свойств обладает фильтрующей способностью, т.е. пропускает только определенный ограниченный спектр частот. При питании двигателя постоянного тока высокочастотным импульсным напряжением индуктивность якорной цепи и момент инерции образуют фильтр низкой частоты этого напряжения. Поэтому скорость вращения двигателя будет зависеть только от средней составляющей этого напряжения. Пульсации скорости, порождаемые высокочастотными составляющими спектра, можно не учитывать.

С учетом фильтрующих свойств СЭУ и нагрузки в спектре периодический разрывной функции выделяют составляющую разложения в ряд Фурье, амплитуда которой доминирует по отношению ко всем остальным. Эта составляющая называется основной, гладкой или полезной составляющей. Все остальные составляющие рассматривают как помехи, негативно влияющие на работу нагрузки.

В качестве основной составляющей принято считать постоянную составляющую в преобразователях с выходом на постоянном токе и первую гармонику напряжения в преобразователях с выходом на переменном токе.

Выделение основной составляющей и анализ электрических процессов применительно к ней позволяют рассматривать СЭУ как линейную непрерывную систему, описываемую следующими уравнениями:

- для одномерного (скалярного) объекта

$$a_n \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 x = f(t) + u, \quad (3.85)$$

где x — независимая переменная; a_0, a_1, \dots, a_n — коэффициенты уравнения, описывающего поведение этой переменной; $f(t)$ — функция возмущения, действующего на СЭУ; u — напряжение управления СЭУ;

- для многомерного объекта

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU + DF; \quad (3.86)$$

$$Y = CX, \quad (3.87)$$

где A, B, C, D — матрицы, отражающие особенности данной структуры по основной составляющей.

В общем случае количество независимых и выходных переменных может быть различно, т.е. матрица C может быть прямоугольной. Уравнение (3.86) называют *уравнением состояния*, а уравнение (3.87) — *уравнением выходных переменных*.

3.2.5. Устойчивость

Устойчивость — один из основных вопросов, исследуемых при анализе и проектировании СЭУ. Силовое электронное устройство называют устойчивым, если при выведении его внешними воздействиями из состояния равновесия (покоя) оно возвращается в него после прекращения внешних воздействий. Если после прекращения внешнего воздействия система не возвращается в состояние равновесия, то она является неустойчивой. Для нормального функционирования системы необходимо, чтобы она была устойчивой, так как в противном случае даже малые изменения ее начальных условий приводят к появлению больших ошибок при управлении основной переменной.

Классическим является определение устойчивости по Ляпунову [2, 11, 13, 25]: номинальное решение $x_0(t)$ нелинейного дифференциального уравнения

$$\frac{dx}{dt} = f[x(t), t] \quad (3.88)$$

является устойчивым, если для любого t и для любого $\varepsilon > 0$ существует такое $\delta(\varepsilon, t) > 0$ (зависящее от ε и, возможно, от t_0), что при норме начального отклонения вектора от номинального значения $\|x(t_0) - x_0(t_0)\| \leq \delta$ удовлетворяется неравенство на текущую норму отклонения $\|x(t) - x_0(t)\| \leq \varepsilon$ для

всех $t \geq t_0$. Норма вектора: $\|x\| = \sqrt{\sum_{i=1}^n x_i^2}$.

Для устойчивости линейных систем необходимо и достаточно, чтобы корни характеристического уравнения находились в левой полуплоскости комплексной плоскости, т.е. имели отрицательную действительную часть. Существует ряд алгебраических и частотных методов, позволяющих решать задачу устойчивости системы без нахождения корней характеристического уравнения. Эти методы могут быть использованы при анализе СЭУ, если применяется его описание по основной составляющей.

Согласно алгебраическому критерию устойчивости Гурвица [2] линейная стационарная динамическая система будет устойчивой, если коэффициент при старшем члене дифференциального уравнения (3.85) и все n определителей Гурвица (Δ_{Hi} ; $i = 1, \dots, n$) будут положительными, где n — порядок характеристического уравнения.

Определители Гурвица рассчитываются на основе матрицы Гурвица H , составленной из коэффициентов характеристического уравнения:

- по главной диагонали слева направо выписываются последовательно все коэффициенты характеристического уравнения от коэффициента при члене степени ($n - 1$) до свободного члена;
- от каждого элемента диагонали вверх и вниз достраиваются столбцы определителя так, чтобы индексы убывали снизу вверх;

- на места коэффициентов с индексами меньше нуля или больше n ставятся нули. Матрица Гурвица

$$H = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \dots & 0 & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & a_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & a_0 & a_0 \end{vmatrix}. \quad (3.89)$$

Определителем Гурвица называется определитель квадратной матрицы, полученной из матрицы Гурвица путем вычеркивания строк и столбцов, расположенных соответственно правее и ниже диагонального элемента. Порядковый номер определителя совпадает с порядковым номером диагонального элемента матрицы Гурвица

$$\begin{aligned}\Delta_{H1} &= a_{n-1}, \\ \Delta_{H2} &= \det \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix} = a_{n-1}a_{n-2} - a_n a_{n-3}, \\ &\dots \\ \Delta_{Hn} &= a_0 \Delta_{H(n-1)}.\end{aligned}\tag{3.90}$$

Для определения устойчивости нелинейных систем используют *второй метод Ляпунова*, который является достаточным условием устойчивости. Он формулируется следующим образом: данная система устойчива, если для нее можно подобрать такую знакоопределенную функцию Ляпунова, которая включает в себя все переменные состояния системы и производная которой тоже знакоопределенная или знакопостоянная, но имеет противоположный знак.

Знакоопределенная функция — функция, которая обращается в нуль, только в начале координат. Знакопостоянная функция — это функция, которая обращается в нуль не только в начале координат, но и в других точках пространства. Если производная функции знакоопределенна, то имеет место асимптотическая сходимость. Обычно в качестве функции Ляпунова используют квадратичную функцию, которая по определению является знакоопределенной положительной функцией, и исследуется ее производная, которая для устойчивости должна быть знакоопределенной или знакопостоянной отрицательной.

3.3. Методы управления

3.3.1. Задачи и принципы управления

Задачей СЭУ является преобразование входной электрической энергии в выходную электрическую энергию с заданными характеристиками, обусловленными технологическими процессами. Состояние СЭУ характеризуется одним или несколькими управляемыми переменными.

Существует три основных принципа управления (рис. 3.12):

- разомкнутое;
- по возмущению (принцип компенсации);
- замкнутое (принцип обратной связи, управление по отклонению).

При разомкнутом управлении на вход СЭУ подается управление, параметры которого рассчитаны исходя из технологических требований и полной информации о СЭУ и внешних воздействий на него. Управляемая переменная не контролируется. Достоинством данного принципа управления является простота его реализации, недостатком — необходимость иметь полную информацию о СЭУ и характере внешних возмущений, так как все неточности приводят к отклонению управляемой переменной от заданного значения.

Для исключения влияния возмущения на процесс управления управляемой переменной используется *принцип компенсации*. Он состоит в том, что наряду с управлением, обеспечивающим выполнение технологических тре-

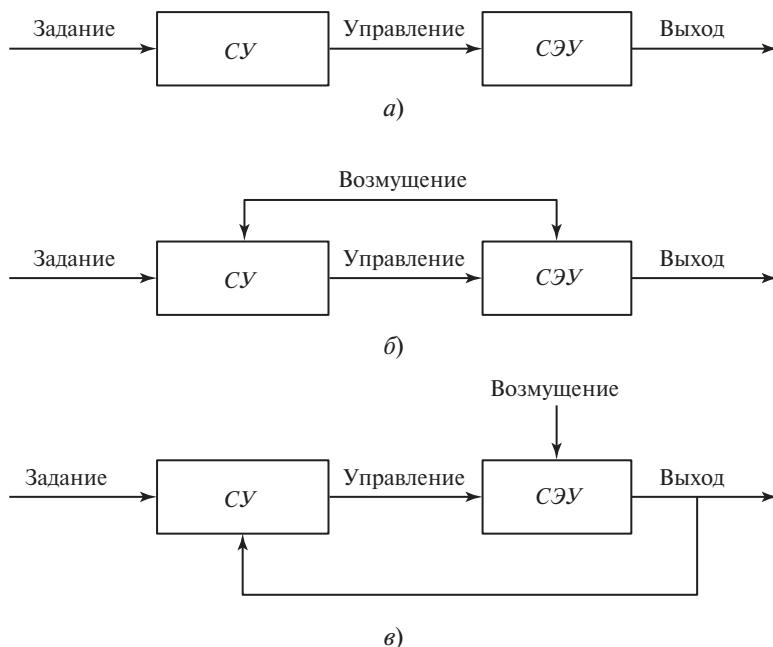


Рис. 3.12. Принципы управления:

а — разомкнутое управление; *б* — управление по возмущению; *в* — замкнутое управление

бований при отсутствии или заданном характере возмущения, на СЭУ подается сигнал управления, который формируется на основе информации о текущем возмущении и должен компенсировать его влияние. Управление по возмущению эффективно в том случае, если имеется возможность получения информации о возмущении.

Принцип замкнутого управления основан на сравнении заданного значения управляемой переменной и ее фактического значения при условии наличия неизвестных действующих возмущений. Эта ошибка (рассогласование) и используется для выработки управления СЭУ, т.е. сформированное управление учитывает не только задание, но и фактическое состояние СЭУ и действующие на него возмущения. Поэтому данный принцип наиболее широко распространен и позволяет успешно решать задачи управления в условиях неопределенности характера возмущений и параметров объекта управления. Класс автоматических систем, построенных на основе принципа замкнутого управления, называют системами автоматического управления.

Принципы управления по возмущению и по отклонению иногда используют совместно. В этих случаях комбинированное управление обеспечивает наиболее высокую точность управления.

Задающее воздействие (задание) является произвольной функцией времени, которая определяется внешним задающим устройством (задатчиком). Режим отработки такого задания называют *слежением*. Частными случаями слежения являются:

- стабилизация (поддержание) значения управляемой переменной на заданном постоянном уровне;
- программное управление, т.е. изменение задания на управляемую переменную по заданному, чаще всего временному, закону.

Основными требованиями к процессу отработки задающего сигнала являются точность и быстродействие в условиях произвольного характера внешних возмущений.

Для многомерных систем, когда имеется несколько независимых управлений, задачу управления формулируют как управление несколькими управляемыми переменными.

3.3.2. Структура системы управления

Существует несколько основных подходов к синтезу систем автоматического управления СЭУ:

- одноконтурное управление (рис. 3.13, *а*);
- одноконтурное декомпозиционное управление (рис. 3.13, *б*);
- каскадное (подчиненное) управление (рис. 3.13, *в*).

В первом случае используется точная модель СЭУ, которая учитывает разрывную характеристику ключей. Синтез управления сопряжен с решением сложной нелинейной задачи, сложность которой обусловлена существенной нелинейностью СЭУ. Частота переключения и длительность включения различных силовых ключей генерируются автоматически в замкнутом

контуре как вспомогательный элемент решения основной задачи управления СЭУ. Такие динамические системы обладают высоким быстродействием и малой чувствительностью к изменениям параметров и внешним возмущениям. К сожалению, автоматически генерируемая частота переключения силовых ключей не является постоянной и зависит от начальных условий, что приводит к возрастанию потерь переключения силовых ключей.

Во втором случае используется модель СЭУ по средней составляющей, и решаются две самостоятельные задачи: задача управления СЭУ как линейного объекта и задача высокочастотного управления силовыми ключами. Управление СЭУ СУ1 синтезируется в рамках линейной теории управления и в предположении, что СУ2 путем соответствующего переключения ключей формирует необходимые высокочастотные последовательности импульсов напряжения. Средняя составляющая напряжения — это то напряжение, которое необходимо для качественной отработки задания. Высоко-

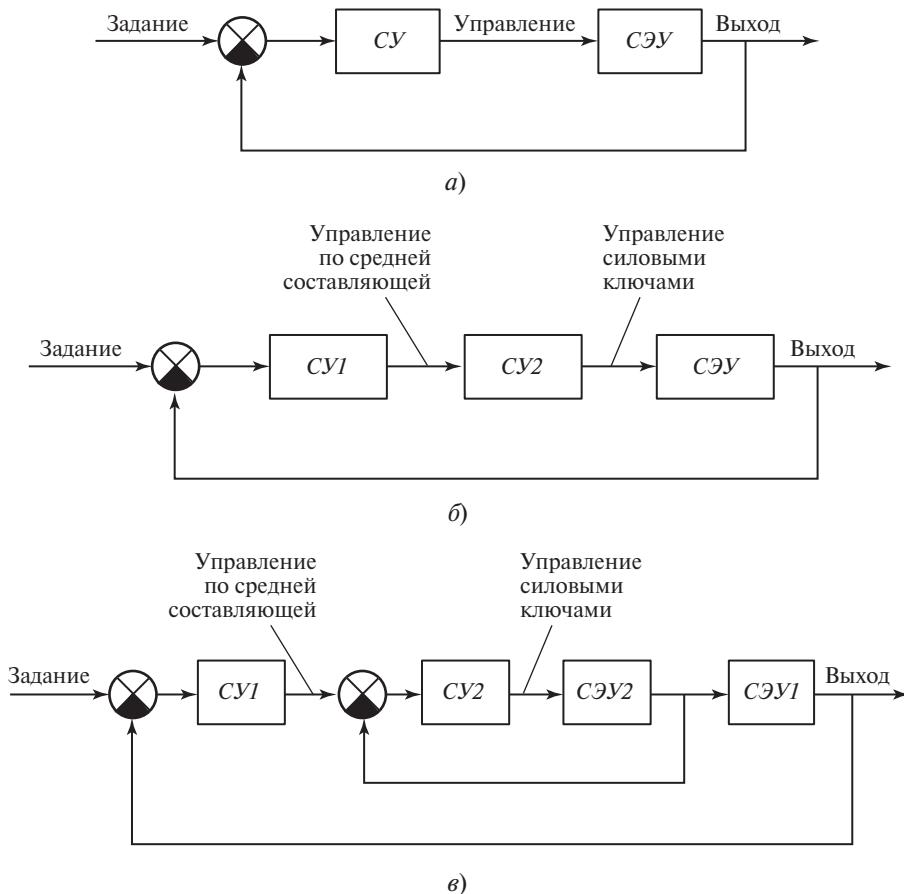


Рис. 3.13. Структуры систем управления СЭУ:

а — одноконтурное управление; б — одноконтурное декомпозиционное управление; в — каскадное (подчиненное) управление

частотные составляющие напряжения отфильтровываются из-за низкочастотных свойств нагрузки.

Задача управления ключами решается с использованием принципа разомкнутого управления, в данном случае модуляции. Показатели разрывного управления, т.е. закон модуляции и закон переключения ключей, определяющие частоту и скважность, задаются извне. Однако при таком управлении автоматическая компенсация внешних возмущений и изменений внутренних параметров осуществляется только за счет управления СЭУ, т.е. регулятором СУ1.

В третьем случае задача управления решается путем использования принципа каскадного (подчиненного) регулирования, основанного на декомпозиции исходной задачи управления по темпам протекания процессов в системе. Задача управления каждым из процессов решается самостоятельно. Задача управления базируется, как и в предыдущем случае, на естественном разбиении процессов, протекающих в СЭУ, на быстрые и медленные с учетом фильтрующих свойств СЭУ и нагрузки. Медленный внешний контур включает в себя регулятор СУ1 и «медленную» часть СЭУ СЭУ1 и описывается по средней составляющей, так как быстрый внутренний контур, состоящий из СУ2 и СЭУ2, «мгновенно» отрабатывает свой входной сигнал, т.е. его передаточная функция равна единице. Задача управления ключами решается внутренним контуром с использованием принципа обратной связи, что позволяет наделить его высоким быстродействием и малой чувствительностью к изменениям параметров и внешним возмущениям. Следует отметить, что, как и в первом случае, частота переключения силовых ключей генерируется автоматически и ее значение зависит от начальных условий. Это может приводить к возрастанию потерь переключения силовых ключей и механическим шумам при работе электромеханического преобразователя энергии.

3.3.3. Линейные методы управления

Для анализа СЭУ, описанной по средней составляющей, и синтеза систем управления применяют методы линейной теории автоматического управления.

Синтез регуляторов для одномерных систем управления. Основным требованием к любой системе автоматического управления является ее устойчивость, т.е. после снятия возмущения система должна возвращаться в заданный или близкий к нему установившийся режим. Это имеет место, если собственные движения системы — затухающие. Необходимым и достаточным условием устойчивости системы является нахождение всех корней характеристического уравнения системы в левой полуплоскости комплексной плоскости.

Введение обратной связи изменяет характеристическое уравнение системы автоматического управления, включающей в себя СЭУ и регулятор.

Наиболее широко используются следующие типы регуляторов:

- пропорциональный регулятор (П-регулятор), когда сигнал управления пропорционален рассогласованию

$$u = K(x_z - x), \quad (3.91)$$

где K — коэффициент пропорциональности;

- пропорционально-интегральный регулятор (ПИ-регулятор), когда сигнал управления представляет собой сумму сигналов пропорционального рассогласованию и интеграл от рассогласования, т.е.

$$u = K(x_z - x) + \int (x_z - x) dt; \quad (3.92)$$

- пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор (ПИД-регулятор), когда сигнал управления представляет собой сумму сигналов пропорционального рассогласованию, интеграл от рассогласования и производную от рассогласования

$$u = K_p(x_z - x) + K_i \int (x_z - x) dt + \frac{d(x_z - x)}{dt}. \quad (3.93)$$

В этом случае уравнение системы автоматического управления, включающее в себя уравнения СЭУ (3.85) и П-регулятора (3.91), имеет вид

$$a_n \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + (a_0 + K)x = f(t) + Kx_z, \quad (3.94)$$

и необходимо исследовать на устойчивость характеристическое уравнение

$$a_n r^n + a_{n-1} r^{n-1} + \dots + (a_0 + K) = 0. \quad (3.95)$$

Характеристическое уравнение (3.95) используют для выделения областей устойчивости, если изменяемым параметром является коэффициент пропорциональности K . Такое разбиение называют D -разбиением, а для двух действительных параметров, например в случае ПИ-регулятора, диаграммой Вышеградского [2].

В зависимости от выбора коэффициентов регулятора меняется расположение корней характеристического уравнения и, как следствие, характер переходного процесса собственного движения. Выбор желаемого расположения корней называется модальным управлением.

Синтез регуляторов для многомерных систем управления. В отличие от одномерных в многомерных системах (3.86) имеется несколько независимых переменных и несколько независимых управлений, количество которых в общем случае не совпадает. Поэтому синтез управления в таких системах более сложен и включает в себя несколько этапов. На первом этапе определяют, является ли данная система управляемой или стабилизированной. Управляемой считается такая система, которая может быть переведена из любого начального состояния X_0 в другое произвольное состояние X_1 за конечное время с использованием кусочно-непрерывного управления U .

Для систем с постоянными параметрами необходимым и достаточным условием является невырожденность матрицы управляемости:

$$P = |B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B|, \ \det P \neq 0. \quad (3.96)$$

Когда имеющихся управлений недостаточно для обеспечения управляемости, систему исследуют на стабилизируемость. Стабилизируемой называют линейную динамическую систему, в которой из компонент вектора состояния X можно составить два вектора X^* и X^{**} , $X^T = |X^* \ X^{**}|$, причем вектор состояния X^* может быть переведен из любого начального состояния $X^*(0)$ в другое произвольное состояние $X^*(t)$ за конечное время с использованием кусочно-непрерывного управления U . Вектор состояния X^{**} является устойчивым.

Для наглядности такие динамические системы путем невырожденного линейного преобразования вектора состояния с использованием невырожденной квадратной матрицы T с постоянными коэффициентами

$$X' = T^{-1}X = \begin{vmatrix} (X')^* \\ (X')^{**} \end{vmatrix} \quad (3.97)$$

приводятся к каноническому виду управляемости

$$\left. \begin{aligned} \frac{d(X')^*}{dt} &= A'_{11}(X')^* + A'_{12}(X')^{**} + B'U + D'_1F; \\ \frac{d(X')^{**}}{dt} &= A'_{22}(X')^{**}X' + D'_2F, \end{aligned} \right\} \quad (3.98)$$

$$\text{где } T^{-1}AT = \begin{vmatrix} A'_{11} & A'_{12} \\ 0 & A'_{22} \end{vmatrix}, \quad T^{-1}B = \begin{vmatrix} B'_1 \\ 0 \end{vmatrix}, \quad T^{-1}D = \begin{vmatrix} D'_1 \\ D'_2 \end{vmatrix}.$$

В этом случае второе векторное уравнение описывает движения компонент вектора состояния, не зависящих от управления и они должны быть устойчивыми, чтобы система была устойчива в целом. Первое векторное уравнение движения компонент вектора состояния — управляемое. Для этих компонент вектора состояния можно синтезировать регулятор, обеспечивающий равенство их заданных и фактических значений. Устойчивые значения компонент вектора состояния второго уравнения входят в данное уравнение как внешнее возмущение.

Может существовать несколько форм стабилизируемости для одной и той же системы, так как матрица линейного преобразования, удовлетворяющая (3.97), выбирается до некоторой степени произвольно.

Для управляемой или стабилизированной линейной системы всегда можно подобрать линейную обратную связь

$$U = -KX, \quad (3.99)$$

где K — матрица обратной связи, при которой замкнутая система будет устойчивой. Это объясняется тем, что устойчивость системы определяется характеристическими числами матрицы $A - BK$, которые зависят от выбора элементов матрицы K , т.е. характеристические числа могут быть произвольно расположены на комплексной плоскости (с учетом комплексной сопряженности корней).

Стабилизируемая система декомпозируется на две подсистемы, первая из которых является неуправляемой, но устойчивой, а вторая — управляемой. В управляемой системе с помощью отрицательной обратной связи можно обеспечить желаемое расположение корней.

Таким образом, в стабилизируемой системе можно произвольно расположить только часть корней, другая же их часть расположена в левой полуплоскости комплексной части в силу свойств системы.

3.3.4. Релейное управление

Если переключающая функция относится только к входным напряжениям и ее изменение определяется состоянием управляемых переменных системы, например (3.23), (3.24), то такие СЭУ называют релейными. Наиболее хорошо разработаны методы анализа и синтеза одномерных СЭУ второго порядка [19]. Это в первую очередь метод фазовой плоскости, позволяющий наглядно представить процессы, протекающие в системе. В этом случае используется математическое описание СЭУ в отклонениях от номинального значения (3.30) в форме Коши:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Delta x}{dt} &= x_1; \\ \frac{dx_1}{dt} &= -\frac{a_1}{a_2} x_1 - \frac{a_0}{a_2} \Delta x - \frac{1}{a_2} f(t) - \Psi \frac{b_e}{a_2} e + A, \end{aligned} \right\} \quad (3.100)$$

$$\text{где } A = \frac{d^2 x_z}{dt^2} + \frac{a_1}{a_2} \frac{dx_z}{dt} + \frac{a_0}{a_2} x_z.$$

Аналитическое выражение для фазовых траекторий $x_1 = f(\Delta x)$ получают путем исключения переменной величины времени в системе уравнений (3.100):

$$x_1 dx_1 = \left(-\frac{a_1}{a_2} x_1 - \frac{a_0}{a_1} \Delta x - \frac{1}{a_2} f(t) - \Psi \frac{b_e}{a_2} e + A \right) d\Delta x. \quad (3.101)$$

Если структура уравнения такова, что удается разделить переменные x_1 и Δx в уравнении (3.101), т.е. собрать члены с одной переменной слева от знака равенства, а с другой переменной справа, то путем интегрирования левой и правой частей равенства получают уравнение фазовой траектории

для каждого состояния переключающей функции. Например, для $a_1 = 0$, $a_0 = 0$, $f(t) = \text{const}$, $A = \text{const}$ уравнение фазовой траектории имеет вид

$$x_1 = 2 \sqrt{\left(-\frac{1}{a_2} f - \Psi \frac{b_e}{a_2} e + A \right) \Delta x + C}, \quad (3.102)$$

где C — постоянная интегрирования.

В том случае, когда интегрирование затруднено, фазовые траектории могут быть приближенно построены без интегрирования методом изоклин. Это метод основан на использовании изоклин — линий, в каждой точке которых угловой коэффициент фазовых траекторий, т.е. интегральных кривых, имеет одно и то же постоянное значение $dx_1/d\Delta x = k = \text{const}$. Задаваясь различными значениями углового коэффициента фазовых траекторий, строят сетку изоклин. На каждой изоклине наносят небольшие отрезки с заданным наклоном k . При большом количестве изоклин отрезки соседних изоклин, соединяясь, образуют ломаную линию, которая является приближенным изображением (эскизом) фазовой траектории. Совокупность фазовых траекторий называют *фазовым портретом системы*. Фазовые траектории при различных состояниях переключающей функции сопрягаются — «сшиваются» на линии переключений, записанной в пространстве ошибки и ее производной.

Поскольку в релейной системе управлением является переключающая функция, то в зависимости от условия ее переключения параметры автоколебательного режима, возникающего в релейной системе, будут меняться. По параметрам установившегося предельного цикла можно определить параметры автоколебаний. Расстояние по оси ошибки от точки пересечения ее фазовой траекторией предельного цикла до начала координат равно амплитуде автоколебаний.

Условие изменения значения переключающей функции в фазовом пространстве записывается в виде равенства нулю функции ошибки

$$Z(\Delta x, x_1) = 0. \quad (3.103)$$

В большинстве случаев функция ошибки представляет собой линейную комбинацию отклонения от номинального значения и его производной. Поэтому говорят о линии переключения, т.е. линии, на которой переключающая функция меняет свое состояние:

$$Z(\Delta x, x_1) = x_1 + k_x \Delta x = 0, \quad (3.104)$$

где k_x — угловой наклон линии переключения.

В «классических» релейных системах $k_x = 0$ и управление осуществляется только по отклонению (рис. 3.14, а).

Введение в функцию ошибки (3.104) слагаемого, зависящего от производной отклонения, изменяет параметры предельного цикла. На фазовой плоскости это приводит к тому, что линия переключения из вертикальной линии, совпадающей с осью ординат, превращается в наклонную прямую, проходящую через начало координат и имеющую коэффициент наклона k_x (рис. 3.14, б).

Особенностью релейных систем является то, что при определенных условиях фазовые траектории с двух сторон направлены к линии переключения. В этом случае точка, описывающая поведение системы, скользит по линии переключения к началу координат. Такое движение системы называют *скользящим движением* (рис. 3.14, в). С точки зрения физических процессов, протекающих в системе, имеют место высокочастотные автоколебания с бесконечно малой амплитудой.

При скалярном управлении необходимое и достаточное условие скользящего движения, которое является условием устойчивости в пространстве функции ошибки, можно записать

$$\lim_{Z \rightarrow +0} \frac{dZ}{dt} < 0, \quad \lim_{Z \rightarrow -0} \frac{dZ}{dt} > 0, \quad (3.105)$$

т.е. в окрестности линии переключения функция ошибки и ее производная должны иметь противоположные знаки.

Следует отметить, что скользящее движение системы инвариантно к внешним возмущениям и изменениям динамических свойств объекта, так как описывается уравнением (3.104), в которое они не входят. Порядок описания системы понижается на единицу.

Скользящее движение представляет собой апериодический переходный процесс с постоянной времени $1/k_x$. Условия выбора напряжения питания e и закона переключения переключающей функции Ψ_{2p} определяются из условия существования скользящего режима (3.105) в системе (3.103)

$$e \geq |(-a_2 k_x \Delta x - a_1 x_1 - a_0 \Delta x - f(t) + a_2 A) / b_e|; \quad (3.106)$$

$$\Psi = \begin{cases} 1, & \text{если } \operatorname{sgn}(Z) > 0; \\ -1, & \text{если } \operatorname{sgn}(Z) < 0. \end{cases} \quad (3.107)$$

Удовлетворяющие неравенству (3.106) значения переменных, их заданий и возмущений выделяют в пространстве состояния системы (3.103) области,

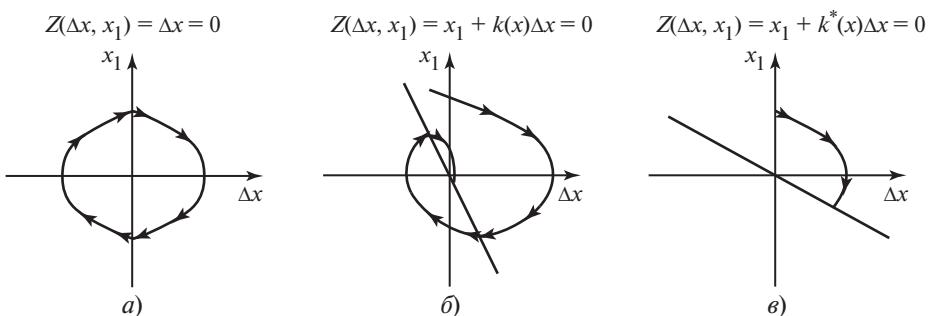


Рис. 3.14. Фазовые траектории релейной системы при различных аргументах и функциях переключения ошибки:

а — только ошибка Δx ; б — ошибка Δx и ее производная x_1 , режим низкочастотных автоколебаний; в — ошибка Δx и ее производная x_1 , режим высокочастотных колебаний скользящий режим

из которых система попадает на линию переключений и остается на ней, а при $Z = 0$ определяет класс допустимых возмущений и задающих воздействий, воспроизводимых без динамической ошибки слежения. Соотношение (3.107) описывает алгоритм функционирования релейного управляющего элемента.

Для одномерных систем первого порядка скользящий режим имеет место в точке равновесия:

$$\frac{d\Delta x}{dt} = -\frac{a_0}{a_1} \Delta x - \frac{1}{a_1} f(t) - \Psi \frac{b}{a_2} e + A, \quad (3.108)$$

где $A = \frac{dx_{1z}}{dt} + \frac{a_0}{a_1} x_{1z}$.

В данном случае в автоколебательном режиме осуществляется точное равенство фактического значения регулируемой переменной заданному.

В отличие от электронных силовых ключей механические переключающие устройства, в частности реле, имеют ограничение по количеству срабатываний. Поэтому высокочастотный автоколебательный режим для них не приемлем. В этом случае используется гистерезисное управление, идея которого состоит в том, что вместо идеального реле применяется реле с гистерезисом. Это позволяет понизить частоту переключений, а следовательно, и количество переключений в единицу времени. При реализации такого управления регулируемая величина находится в диапазоне, обусловленном шириной петли гистерезиса, и в среднем равна требуемому значению.

3.3.5. Управление на скользящих режимах

Для многомерных релейных систем с несколькими релейными элементами задача синтеза управления ими является сложной задачей, в большинстве случаев не имеющей аналитического решения. Наличие в таких системах разрывных (релейных) управлений делает естественным обращение к теории систем со скользящими движениями [17, 18, 30, 31].

Многомерное СЭУ с позиции решения задачи управления представляет собой нелинейную динамическую систему размерности n , в векторно-матричное описание которой вектор управления $[U(t)]^T = |u_1 \ u_2 \ \dots \ u_{m-1} \ u_m|$ входит линейно

$$\frac{dX(t)}{dt} = A(X, t) + B(X, t) U(t), \quad (3.109)$$

где $A(X, t)$ — вектор-столбец объекта управления размерности n ; $B(X, t)$ — матрица размерности $n \times m$.

Разрывной характер управления обусловлен ключевым режимом силовых ключей. Компоненты вектора управление $U(t)$ принимают одно из двух

значений в зависимости от состояния системы, характеризуемого знаком переключающей функций $\Psi_i(X)$:

$$u_i(X, t) = \begin{cases} u_i^+(X, t), & \text{если } \Psi_i(X, t) > 0; \\ u_i^-(X, t), & \text{если } \Psi_i(X, t) < 0, \end{cases} \quad (3.110)$$

$$i = 1, \dots, m.$$

Задачей управления СЭУ является обеспечение точной отработки заданий по управляемым переменным, т.е. равенство нулю вектора ошибок по отработке заданий по управляемым переменным $Z(X, t) = z_z(X_z, t) - z(X, t)$, где $z(X, t)$ — вектор управляемых переменных, количество управляемых переменных; $z_z(X_z, t)$ — вектор заданий по управляемым переменным. Эта задача будет решена, если организовать с помощью разрывных управлений (3.110) скользящее движение системе (3.109) по пересечению поверхностей, описываемых уравнениями, полученными при равенстве нулю компонент вектора $Z(X, t)$.

Поэтому задача о существовании скользящего режима эквивалентна задаче об устойчивости движения исходной системы (3.109), (3.110) относительно начала координат в пространстве ошибок отработки заданий по управляемым переменным. Условия возникновения и существования скользящего движения в разрывной системе (3.109), (3.110), обеспечивающего решение поставленной задачи управления, получены из условия устойчивости в пространстве ошибок управляемых переменных. Используя терминологию теории устойчивости для нелинейных систем, можно говорить об условиях существования скользящего режима «в малом» и «в большом». Понятие устойчивость «в малом» эквивалентно условию существования скользящего движения по пересечению поверхностей нулевой ошибки компоненты вектора ошибок, так как относительно ее происходит изменение знака разрывного управления.

Понятие устойчивости «в большом» наряду с существованием скользящего движения по поверхности или по пересечению поверхностей разрыва определяет «условие попадания», т.е. условие, выполнение которого гарантирует попадание изображающей точки из произвольного начального положения на поверхность или пересечение поверхностей разрыва.

Для решения задачи о существовании скользящего движения обычно используется метод определения устойчивости А.М. Ляпунова (см. п. 3.2.5) и анализируются уравнения проекции движения исходной системы (3.105), (3.106) на подпространство ошибки управляемых переменных:

$$\frac{dZ}{dt} = \frac{dz_z}{dt} - (GA - DU), \quad (3.111)$$

где G — матрица размерности $l \times n$, строки которой являются векторами-градиентами функций $\Delta z_j(x)$; $D = GB$.

При скалярном управлении необходимое и достаточное условие существования скользящего режима по одной поверхности разрыва $Z(x) = 0$ (3.103) гласит, что отклонение от поверхности разрыва и скорость его изменения должны иметь противоположные знаки.

При векторном управлении нет универсального условия возникновения скользящего режима по пересечению поверхностей разрыва. Большинство известных условий возникновения многомерного скользящего движения тесно связано с условием устойчивости относительно многообразия поверхностей нулевой ошибки $Z(x) = 0$, и для решения задачи устойчивости используется второй метод определения устойчивости А.М. Ляпунова. Достаточные условия сформулированы применительно к матрице D уравнения (3.111).

Достаточные условия существования скользящего режима. В системах видов (3.109), (3.110) скользящий режим по многообразию поверхностей нулевой ошибки $Z(x) = 0$ существует, если выполняется одно из следующих условий:

1. Матрица D с преобладающей диагональю $\left(|d_{aa}| > \sum_{\substack{b=1 \\ a \neq b}}^m |d_{ab}| \right)$, где

$a = \overline{1, m}$; $b = \overline{1, m}$ — элементы матрицы D и разрывное управление выбрано в виде

$$u_i(x, t) = \begin{cases} -M_i(x, t), & \text{если } Z_i d_{ii} > 0; \\ M_i(x, t), & \text{если } Z_i d_{ii} < 0 \end{cases} \quad (3.112)$$

с амплитудой

$$M_i(x, t) = \left(|q_i| + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m |d_{ij}| \right) / |d_{ii}|, \quad (3.113)$$

где q_i — элементы вектора GA (3.11).

На каждой из поверхностей $Z_i(x) = 0$ выполняется условие существования скользящего режима, т.е. m -мерный скользящий режим распадается на m одномерных.

2. В системе существует иерархия управлений, обеспечивающая сведение многомерной задачи к m последовательно решаемым одномерным задачам. В этом случае одна из компонент вектора управления, например u_1 , обеспечивает движение в скользящем режиме по поверхности $Z_1(x) = 0$ неза-

висимо от значений остальных управлений. После возникновения скользящего движения по поверхности $Z_1(x) = 0$ управление u_2 обеспечивает движение по пересечению поверхностей $Z_1(x) = 0$ и $Z_2(x) = 0$ независимо от значений остальных управлений и т.д. При таком подходе достаточные условия возникновения многомерного скользящего режима получаются на основе аналогичных условий для скалярного случая (3.103):

$$\begin{aligned} \text{grad } Z_{k+1} b_k^{k+1} u_{k+1}^+ &< \min_{u_{k+2}, \dots, u_m} \left[-\text{grad } Z_{k+1} f^k - \sum_{j=2}^{m-k} \text{grad } Z_{k+1} b_k^{k+j} u_{k+j} \right]; \\ \text{grad } Z_{k+1} b_k^{k+1} u_{k+1}^- &> \max_{u_{k+2}, \dots, u_m} \left[-\text{grad } Z_{k+1} f^k - \sum_{j=2}^{m-k} \text{grad } Z_{k+1} b_k^{k+j} u_{k+j} \right], \end{aligned} \quad (3.114)$$

где k — количество поверхностей разрывов, на которых возникает скользящий режим, $0 \leq k \leq m-1$; f^k — n -мерный вектор; B_k — матрица размерности $n \times (m-k)$ со столбцами b_k^{k+1}, \dots, b_k^m ; f^k и B_k — элементы дифференциального уравнения, описывающего исходную динамическую систему (3.109), (3.110) при наличии скользящего режима по пересечению k поверхностей.

Если матрица D диагональная, то достаточные условия, полученные для матрицы с преобладающей диагональю и с использованием метода иерархии управления, совпадают.

Для описания движения системы (3.100), (3.110) при возникновении скользящего движения по всему многообразию $Z(x) = 0$ или его части, что необходимо при использовании метода иерархии управления, применяют метод эквивалентного управления [19, 31]. Доказано, что движение в скользящем режиме может быть описано путем подстановки в исходное векторно-матричное уравнение системы (3.109) непрерывного управления, которое называется *эквивалентным управлением*. Это управление обеспечивает равенство нулю производной по времени от вектора $Z(x)$ на траекториях системы:

$$u_{eq} = (D)^{-1} G f. \quad (3.115)$$

Полученное эквивалентное управление u_{eq} подставляется в исходную систему уравнений (3.109), которая и описывает движение системы в скользящем режиме:

$$dx(t)/dt = f(x, t) + B(D)^{-1} G f. \quad (3.116)$$

Уравнения движения в скользящем режиме (3.116) при заданной структуре системы зависят только от элементов матрицы G . Следовательно, изменяя положение поверхностей разрыва в пространстве состояний системы, можно влиять на характер движения в скользящем режиме. Причем задача синтеза желаемого движения в скользящем режиме является задачей более низкого порядка, чем исходная. Это обусловлено тем, что движение в скользящем режиме наряду с дифференциальным уравнением (3.116) описывается

еще и m алгебраическими уравнениями поверхностей разрывов $Z(x) = 0$, что позволяет понизить порядок уравнения (3.116) на m .

Таким образом, задача синтеза движения в системах с разрывными управлениями в общем случае распадается на три задачи:

- синтеза движения в скользящем режиме;
- существования скользящего режима;
- попадания на многообразие скольжения.

Первая задача решается путем выбора соответствующих функций переключения, обеспечивающих желаемое движение в скользящем режиме. Для решения поставленной задачи могут быть использованы классические методы синтеза теории автоматического управления, так как правая часть дифференциальных уравнений скольжения в этом случае непрерывна.

Вторая и третья задачи осложняются достаточным характером условий существования скользящего движения. Причем при использовании первого достаточного условия необходимо привести матрицу D перед вектором управления к специальному виду. Приведение матрицы перед управлением в уравнении (3.111) к специальному виду производится не за счет выбора матрицы G , которая должна обеспечивать решение первой задачи, а за счет использования матриц линейного невырожденного преобразования, либо вектора управления $R_u(X, t)$

$$U^* = R_u(X, t)U, \quad (3.117)$$

где U^* — новый вектор управления, либо поверхностей разрыва $R_S(X, t)$

$$Z^* = R_Z(X, t)Z, \quad (3.118)$$

где Z^* — вектор новых поверхностей нулевой ошибки, что возможно благодаря свойству инвариантности уравнений скольжения к указанным выше преобразованиям. Процедура синтеза предполагает выбор желаемых поверхностей разрыва, а затем такого преобразования этих поверхностей или вектора управления, для которого получены достаточные условия существования скользящего режима или попадания.

Следует отметить, что в случае сведения матрицы D в уравнении (3.111) к диагональному виду, применение преобразований (3.117) и (3.118) приводит к различным результатам.

При использовании невырожденного линейного преобразования вектора управления матрица преобразования $R_u(X, t)$ выбирается в виде D и преобразованное уравнение исходной системы принимает вид

$$dZ/dt = GA + U^*. \quad (3.119)$$

В этом случае полученные достаточные условия в зависимости от тех точек X , для которых они выполняются, являются условиями существования или даже условиями попадания, т.е. обеспечивается существование скользящего движения как «в малом», так и «в большом».

При использовании линейного невырожденного преобразования поверхностей нулевой ошибки матрица преобразования $R_Z(X, t)$ выбирается в виде $(D)^{-1}$ и преобразованное уравнение исходной системы принимает вид

$$\frac{dZ^*}{dt} = (D)^{-1}GA + u + \frac{d(D)^{-1}}{dt}DZ^*. \quad (3.120)$$

В отличие от предыдущего случая речь может идти лишь об условии существования, так как последнее слагаемое в этом уравнении отсутствует только при наличии скользящего движения. Вопрос же о попадании при таком подходе может быть решен только при наличии дополнительной информации о слагаемом $\frac{d(D)^{-1}}{dt}DZ^*$.

3.3.6. Цифровое управление

Переход к цифровой технике характеризуется переходом к дискретным системам управления с квантованием по уровню и по времени. В отличие от непрерывных сигналов, сигналы, поступающие в цифровое управляющее устройство и выходящие из него, принимают дискретные значения в дискретные моменты времени [10, 24]. Квантование по времени представляет собой периодический процесс, характеризующийся тактом (периодом) дискретности T . Без учета этих особенностей цифровой системы управления непосредственная реализация в ней аналоговых алгоритмов приводит к снижению статической точности системы, появлению колебательной компоненты с амплитудой, пропорциональной периоду дискретизации, возникновению биения.

Методы проектирования цифровых систем управления существенно отличаются от классических методов, применяемых при анализе и синтезе систем непрерывного типа. Это обусловлено тем, что, во-первых, основой математического аппарата проектирования цифровых систем управления являются разностные уравнения, которые заменяют дифференциальные уравнения, описывающие непрерывные системы. Во-вторых, анализ и синтез системы осуществляется на периоде дискретизации T , что позволяет осуществлять декомпозицию управлений по темпам протекания процессов и упростить уравнения за счет квазипостоянства переменных на этом периоде. В-третьих, в системе имеется память, в которой хранятся значения векторов состояния и управления в предыдущие моменты времени, которые могут быть использованы при решении задачи управления. В-четвертых, синтезированные цифровые алгоритмы реализуются чаще всего на микроконтроллерах, которые имеют свои ограничения по длительности цикла вычисления и вычислительным возможностям.

Базовой величиной при организации вычисления в микропроцессорном контроллере является длительность цикла вычисления (такта), тесно связан-

ная с моментами времени измерений и вычислительными возможностями микропроцессора. В дальнейших рассуждениях используется синхронный принцип управления, и микропроцессор в течение одного такта, совпадающего с периодом дискретизации T , обеспечивает решение поставленной задачи управления, т.е. хватает вычислительных возможностей, чтобы в течение одного такта сформировать команду управления на исполнительное устройство. Следует отметить, что при этом задача управления принципиально не может быть решена быстрее, чем за два периода вычислений управления. На первом шаге вычислений $[k, k + 1]$ цифровой регулятор по имеющейся информации о переменных и заданиях вычисляет такие команды управления на исполнительное устройство, при которых к концу следующего $[k + 1, k + 2]$ шага гарантируется решение задачи управления. На втором шаге на исполнительное устройство подаются эти команды управления. Указанное запаздывание, если оно является существенным для данной системы, должно быть принято во внимание и соответствующим образом компенсировано. Временная диаграмма организации вычислений приведена на рис. 3.15.

Для синтеза цифровых систем управления СЭУ с высокими показателями качества необходима разработка специальных методов проектирования, учитывающих и активно использующих вышеуказанные особенности цифровых систем управления.

Первым шагом при синтезе цифрового управления является получение точной аналитической разностной модели объекта управления. Эту модель получают на основе имеющихся дифференциальных уравнений объекта при следующих допущениях:

- анализ проводится на периоде счета T , который в случае использования ШИМ равен периоду ШИМ;
- период счета T мал по сравнению с постоянной времени объекта управления;

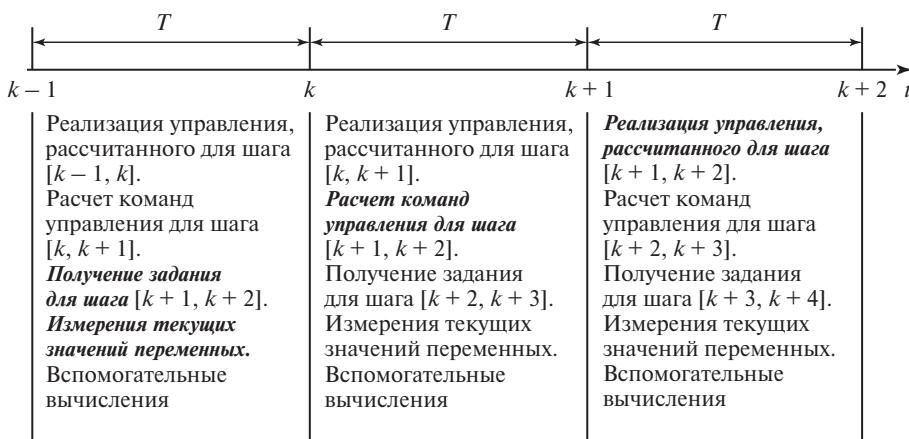


Рис. 3.15. Временная диаграмма организации цифрового управления

- темпы протекания механических, магнитных (типовыe постоянные времени 10—100 мс) и коммутационных электрических (типовая постоянная времени 10—100 мкс) процессов существенно отличаются друг от друга. Это позволяет некоторые переменные рассматривать как квазипостоянные.

Такой подход позволяет декомпозировать сложную задачу управления на набор более простых задач синтеза управления.

Требуемое управления — это решение разностных алгебраических уравнений при заданном количестве шагов решения.

Отметим, что основным вычислительным ядром современных цифровых контроллеров СЭУ является цифровой сигнальный процессор. Высокая тактовая частота таких процессоров (до 200 МГц) обеспечивает период полного цикла 25 мкс (40 кГц). В этом случае применение цифровых контроллеров в системе управления СЭУ практически идентично использованию аналоговых регуляторов для непрерывных систем.

3.3.7. Управление с предсказанием

В настоящее время теория управления динамическими объектами с использованием прогнозирующих моделей, или управления с предсказанием, относится к числу широко применяемых современных формализованных подходов к анализу и синтезу систем управления, базирующихся на математических методах оптимизации [4, 27, 29].

Основным достоинством этого подхода является относительная простота формирования обратной связи в сочетании с высокими адаптивными свойствами. Последнее позволяет управлять многомерными и многосвязными объектами со сложной структурой, включающей нелинейности, оптимизировать процессы в режиме реального времени в рамках ограничений на управления и управляемые переменные, учитывать неопределенности в задании объектов и возмущений. Кроме того, возможен учет транспортного запаздывания, изменений критериев качества в ходе процесса и отказов датчиков системы измерения.

Алгоритм управления с предсказанием для динамического объекта реализуется по принципу обратной связи и представляет собой следующую пошаговую процедуру.

С использованием математической модели объекта управления (прогнозирующей модели), начальным условием которой является текущее состояние объекта управления, оптимизируется программное управление. Цель оптимизации состоит в приближении регулируемых переменных прогнозирующей модели к соответствующим задающим сигналам на некотором конечном отрезке времени (горизонте прогноза). Оптимизация осуществляется с учетом всего комплекса ограничений, наложенных на управления и регулируемые переменные, в соответствии с выбранным функционалом качества.

На шаге вычисления, составляющем фиксированную малую часть горизонта прогноза, реализуется найденное оптимальное управление и осуществляется измерение (или восстановление по измеренным переменным) фактического состояния объекта на конец шага. Горизонт прогноза сдвигается на шаг вперед, и повторяются указанные выше шаги.

Следует отметить следующие факторы:

- в качестве прогнозирующей модели можно использовать нелинейные системы обыкновенных дифференциальных уравнений;
- подход позволяет учитывать ограничения, которые наложены как на управления, так и на компоненты вектора состояния;
- подход предусматривает минимизацию функционала, характеризующего качество процесса управления, в режиме реального времени;
- для управления с предсказанием необходимо, чтобы текущее состояние объекта непосредственно измерялось или оценивалось;
- предсказанное поведение динамического объекта в общем случае будет отличаться от его реального движения;
- для работы в реальном масштабе времени необходимо, чтобы решение оптимизационной задачи осуществлялось достаточно быстро, в пределах допустимого запаздывания;
- непосредственная реализация рассмотренной схемы управления не гарантирует устойчивость объекта. Требуется принятие специальных мер по ее обеспечению.

3.3.8. Методы искусственного интеллекта в силовой электронике

Все приведенные выше способы управления основаны на использовании точной математической модели СЭУ. В том случае, когда получение этой модели затруднено или невозможно, на помощь приходят методы искусственного интеллекта [16]. Методы искусственного интеллекта базируются на использовании аппаратных и программных возможностей современных информационных технологий и обеспечивают интеллектуальное решение поставленных задач. К таким методам относятся:

- нечеткая логика [15, 22];
- нейронные сети [5, 12, 23];
- генетические алгоритмы [5, 23].

Нечеткая логика, или теория нечетких множеств, — это раздел математики, являющийся обобщением классической логики и теории множеств. В классической булевой алгебре характеристическая функция (индикатор, индикаторная функция) χ_A переменной (аналог переключающей функции в силовой электронике) является бинарной (рис. 3.16, а):

$$\chi_A = \begin{cases} 1, & \text{если } x \in A; \\ 0, & \text{если } x \notin A, \end{cases} \quad (3.121)$$

где A — множество значений переменной x ($a \leq x \leq c$); a, c — границы диапазона изменения переменной x .

Формально преобразование с использованием характеристической функции можно записать в виде

$$x_{\text{вых}}(t) = \chi_{\alpha} x_{\text{вх}}(t), \quad (3.122)$$

где $x_{\text{вх}}(t)$ — переменная, к которой применена характеристическая функция; $x_{\text{вых}}(t)$ — результат применения этой функции.

В нечеткой логике характеристическая функция, которая называется функцией принадлежности и обозначается μ_A , может принимать любые значения в интервале $[0, \dots, 1]$, что позволяет учитывать нечеткость оценок, часто выраженных словами.

Функция принадлежности строится методами экспертного опроса. Известно более десятка типовых форм кривых для задания функций принадлежности, например треугольная, трапецидальная и гауссова функции принадлежности. Наиболее широко используется простая функция принадлежности в форме треугольника (рис. 3.16, б), которая задается следующей аналитической формулой:

$$\mu_A = \begin{cases} 0, & \text{если } x \leq a; \\ (x - a)/(b - a), & \text{если } a \leq x \leq b; \\ (c - x)/(c - b), & \text{если } b \leq x \leq c; \\ 0, & \text{если } c \leq x, \end{cases} \quad (3.123)$$

где b — наиболее возможное значение переменной.

Над функциями принадлежности можно осуществлять операции, аналогичные операциям в булевой алгебре:

- сложение (ИЛИ) $\mu_{A \vee B} = \max [\mu_A, \mu_B]$;
- умножение (И) $\mu_{A \wedge B} = \min [\mu_A, \mu_B]$;
- отрицание (НЕ) $\bar{\mu}_A = 1 - \mu_A$.

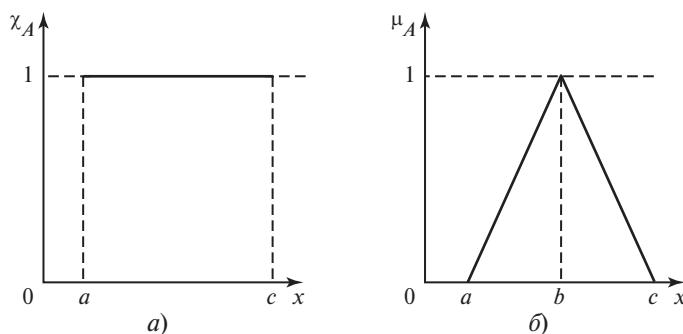


Рис. 3.16. Характеристическая функция (а) и функция принадлежности (б) переменной x

Управление с использованием нечеткой логики строится по принципу обратной связи (рис. 3.17). Процесс синтеза управления включает в себя следующие основные этапы.

1. Фазификация — выбор набора входных сигналов системы управления, в качестве которых обычно берутся ошибки регулирования управляемых переменных, определение количества лингвистических переменных и соответствующих им диапазонов изменения входных переменных и перевод каждого из этих диапазонов в нечеткий формат, т.е. построение для каждого из этих диапазонов функции принадлежности $\mu(x)$ (рис. 3.18).

В теории нечетких множеств существует общепринятое условное обозначение лингвистических переменных. Это обозначение содержит две латинские буквы, которые характеризуют свойства диапазона изменения входных переменных. Первая буква — знак диапазона: N — отрицательный (Negative); Z — нулевой (Zero); P — положительный (Positive). Вторая буква: S — малый (Small), M — средний (Medium), L — большой (Large). Например, NL — отрицательный большой; NM — отрицательный средний; PL — положительный большой. Количество таких диапазонов может быть любым, однако с его увеличением существенно возрастают требования

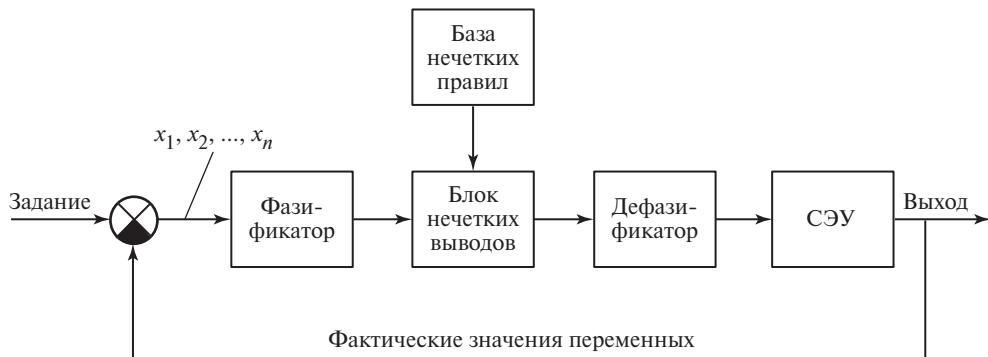


Рис. 3.17. Структура нечеткой системы управления СЭУ

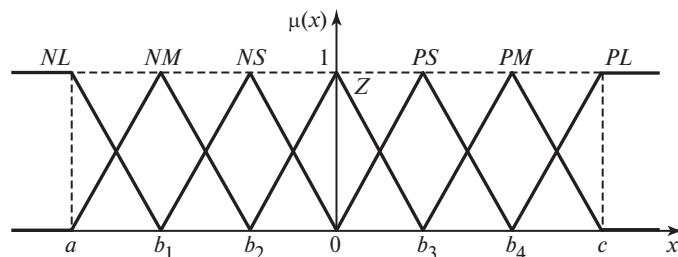


Рис. 3.18. Разбиение области изменения переменной x на диапазоны с функциями принадлежности треугольной формы:

$[-\infty, b_1]$ — NL -диапазон; $[a, b_2]$ — NM -диапазон; $[b_1, 0]$ — NS -диапазон; $[b_2, b_3]$ — Z -диапазон; $[0, b_4]$ — PS -диапазон; $[b_3, c]$ — PM -диапазон; $[b_4, \infty]$ — PL -диапазон

к опыту эксперта, который должен сформулировать правила для всех комбинаций входных переменных.

2. Формирование управляющего воздействия в терминах нечеткой логики. Для этого формируется база нечетких правил на базе классического условного оператора «IF — THEN», «ЕСЛИ — ТО», определяющего операции, которые будут выполнены только при выполнении некоторого условия. Эти правила формулируются на базе экспертных оценок и устанавливают соответствие между диапазонами отклонения регулируемых переменных от заданных значений и диапазонами управления. Например, правило для отклонений двух входных переменных x_1 и x_2 : если $x_1 \in Z$ и $x_2 \in NS$, то $u \in NS$. В случае двух входных переменных эти правила удобно представить в виде таблицы нечетких правил (табл. 3.4), где в ячейке записывается диапазон изменения управляющего воздействия.

Далее на основе информации об отклонении регулируемой переменной в соответствии с нечеткими правилами осуществляется процедура «усечения» функции принадлежности управления. Значение отклонения x в любой момент времени одновременно принадлежит нескольким лингвистическим переменным и соответственно имеет для каждой из них свое значение функции принадлежности. В рамках каждого правила для комбинации значений отклонений, входящих в него, в соответствии с правилами преобразования логических переменных рассчитывается значение функции принадлежности для управления, которое равно наименьшему из значений функции принадлежности входных переменных, т.е. функция принадлежности управления превращается из треугольника в трапецию. Для случая двух измеряемых переменных данный подход иллюстрируется на рис. 3.19. Одной комбинации числовых значений отклонений $x_1 = d$ и $x_2 = f$ соответствуют четыре комбинации лингвистических переменных, т.е. четыре нечетких правила:

- правило 1: если $x_1 \in Z$ и $x_2 \in NS$, то $u \in NS$;
- правило 2: если $x_1 \in Z$ и $x_2 \in Z$, то $u \in Z$;

Таблица 3.4
Нечеткие правила

x_2	x_1						
	NL	NM	NS	Z	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NL	NM	NS	Z
NM	NL	NL	NL	NM	NS	Z	PS
NS	NL	NL	NM	NS	Z	PS	PM
Z	NL	NM	NS	Z	PS	PM	PL
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PL	PL
PM	NS	Z	PS	PM	PL	PL	PL
PL	Z	PS	PM	PL	PL	PL	PL

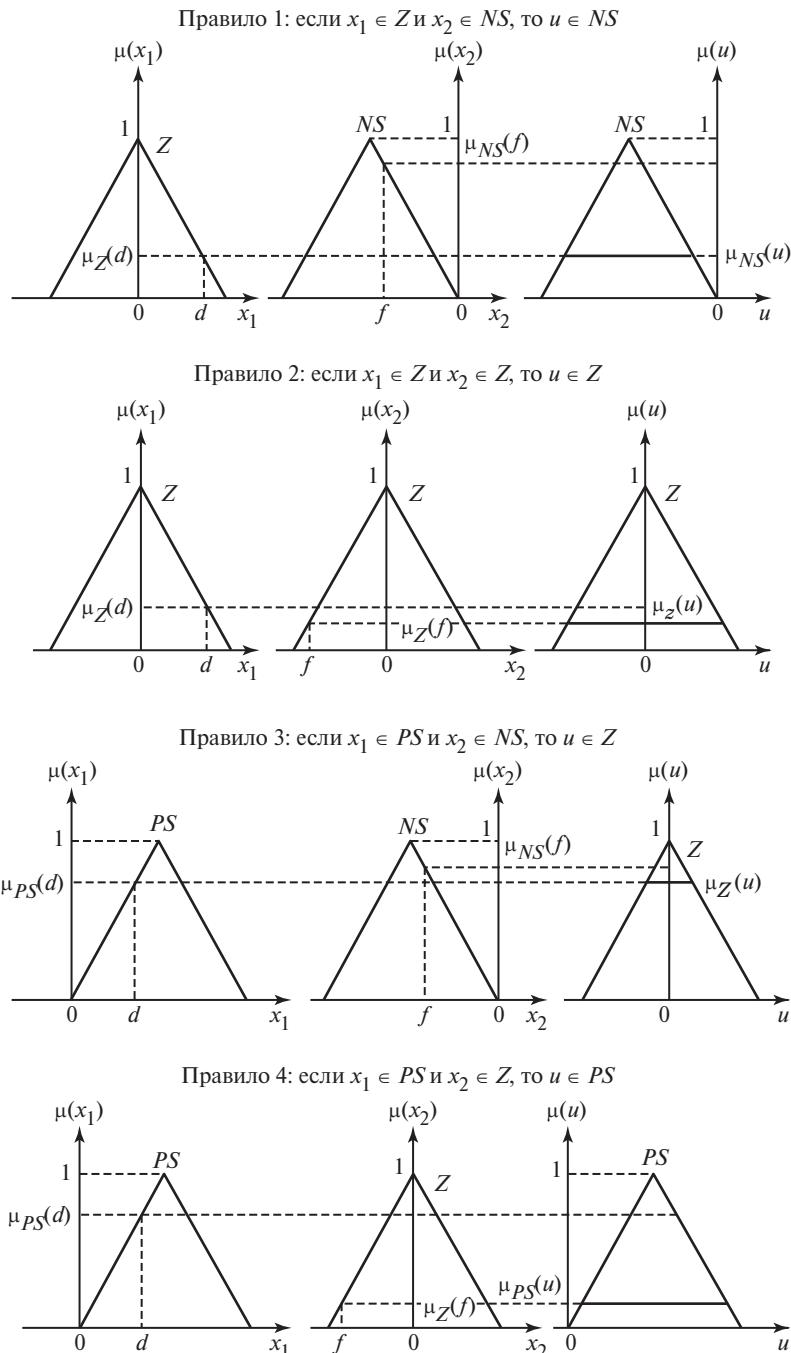


Рис. 3.19. Определение функции принадлежности управления для каждого из четырех нечетких правил

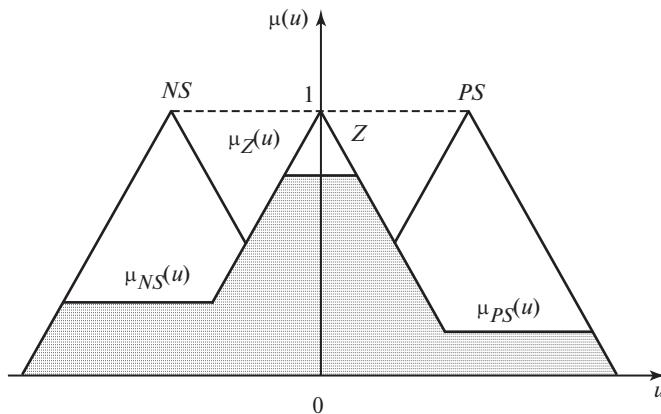


Рис. 3.20. Область значений функции принадлежности управления

- правило 3: если $x_1 \in PS$ и $x_2 \in NS$, то $u \in Z$;
- правило 4: если $x_1 \in PS$ и $x_2 \in Z$, то $u \in PS$.

Для каждого из этих нечетких правил рассчитывается усеченная функция принадлежности управления.

Так как может выполняться каждое из нечетких правил, т.е. имеет место логическая операция «ИЛИ», то функция принадлежности управления для данных числовых значений отклонений является суммой усеченных функций принадлежности управления для каждого нечеткого правила. Получение области значений функции принадлежности управления для данной комбинации числовых значений отклонений x_1 и x_2 представлено на рис. 3.20.

3. Дефазификация — процесс преобразования логической переменной нечеткой логики в физический сигнал управления СЭУ. Существуют различные методы дефазификации. Наиболее широко используется метод среднего центра, или центроидный метод. Геометрический смысл метода состоит в том, что в качестве физического сигнала управления выбирается величина управления, соответствующая центру тяжести области функции принадлежности управления:

$$u = \frac{\int_{u_{\min}}^{u_{\max}} u \mu(u) du}{\int_{u_{\min}}^{u_{\max}} \mu(u) du}, \quad (3.124)$$

где u_{\min} и u_{\max} — граничные значения по управлению области функции принадлежности управления при заданной комбинации значений отклонений x_1 и x_2 .

Нейронные сети. Синтезируется регулятор, функционирующий на принципах биологической нейронной сети. Основой искусственной нейронной сети является упрощенная модель естественного нейрона — искусственный нейрон (рис. 3.21).

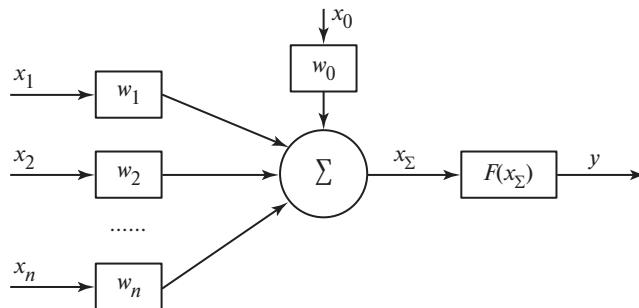


Рис. 3.21. Искусственный нейрон

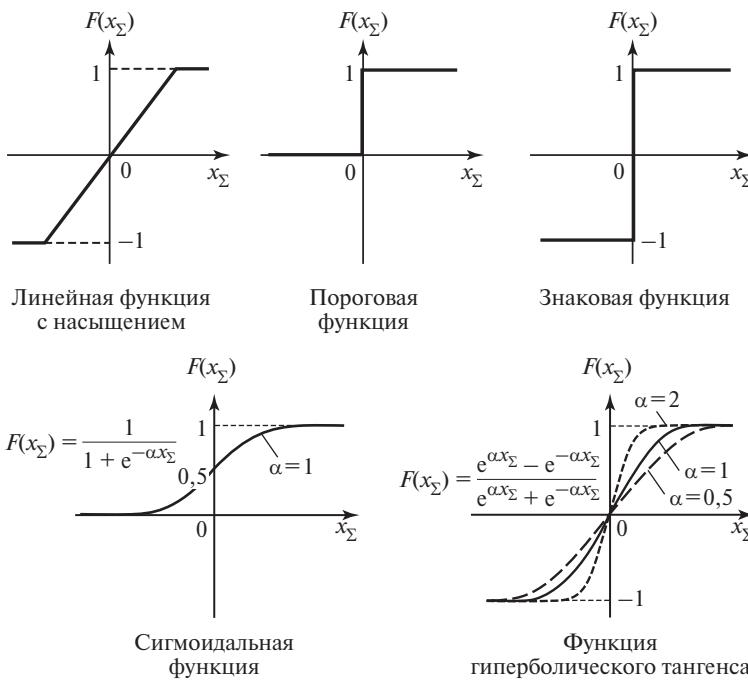


Рис. 3.22. Передаточные функции нейрона

На вход нейрона поступает набор входных сигналов (x_0, x_1, \dots, x_n) , включающий в себя как сигнал сдвига x_0 , так и используемую для решения поставленной задачи текущую информацию о входных сигналах x_1, \dots, x_n . Эти сигналы со своими весовыми коэффициентами w_0, w_1, \dots, w_n суммируются и поступают на вход вычислителя передаточной функции (называемой еще функцией активации или функцией срабатывания). Эта передаточная функция, которая может быть как линейной, так и нелинейной, полностью характеризует свойства нейрона. На рис. 3.22 представлены наиболее широко используемые передаточные функции.

Выходной сигнал вычислителя передаточной функции является выходным сигналом нейрона. Таким образом, математически нейрон представляет собой некую нелинейную функцию от линейной комбинации входных переменных

$$y = F\left(\sum_{i=0}^n x_i\right), \quad (3.125)$$

где i — номер входной переменной нейрона.

При соединении выходов одних нейронов с входами других образуются нейронные сети. Существует большое количество различных нейронных сетей: персепtron, адаптивная нейронная сеть, персепtron с динамическими связями, сеть радиальных базисных функций (RBF-сеть) и т.п. В настоящее время 90 % примеров использования нейронных сетей приходится на сети прямого распространения. В области силовой электроники и электропривода наиболее широко применяется такой представитель этого класса нейронных сетей, как многослойный, чаще всего трехслойный, персепtron с динамическими связями.

Слоями нейронной сети называется совокупность нейронов, на которые поступает одна и та же комбинация входных сигналов. Исключение составляет только первый слой, на каждый нейрон которого поступает один входной сигнал нейронной сети. Для предотвращения влияния единиц измерения переменных все входные сигналы нормируются (см. п. 3.1.3). Все дальнейшие преобразования осуществляются в относительных единицах. На выходе нейронной сети выходные переменные преобразуются в физические единицы с использованием базовых значений. Входные нейроны имеют обычно линейную передаточную функцию и весовой коэффициент входного сигнала равный единице. Следующий, второй, слой, который называется скрытым, содержит нейроны, каждый из которых получает сигналы от всех входных нейронов и сигнал смещения. В случае двуполярных входных сигналов эти нейроны имеют передаточную функцию гиперболического тангенса, а в случае однополярного сигнала — сигмоидальную функцию. Третий выходной слой обычно содержит нейроны с линейной передаточной функцией. Количество нейронов в каждом из слоев, за исключением первого, устанавливается экспериментально. На рис. 3.23 представлена трехслойная нейронная сеть 3—5—2 (три входных нейрона N_{11}, N_{22}, N_{13} , пять нейронов в скрытом слое $N_{21}, N_{22}, N_{23}, N_{24}, N_{25}$ и два выходных нейрона N_{31}, N_{32}).

Нейронную сеть перед использованием надо настроить. Процесс настройки называется обучением и состоит в том, что на вход нейронной сети последовательно подаются значения входного вектора из репрезентативного тренировочного набора. Этот набор содержит P пар значений входного и соответствующего ему выходного векторов реального объекта, для которого синтезируется нейронная модель. При этом значения весовых коэффициентов w_0, w_1, \dots, w_n нейронов скрытого и выходного слоев варьи-

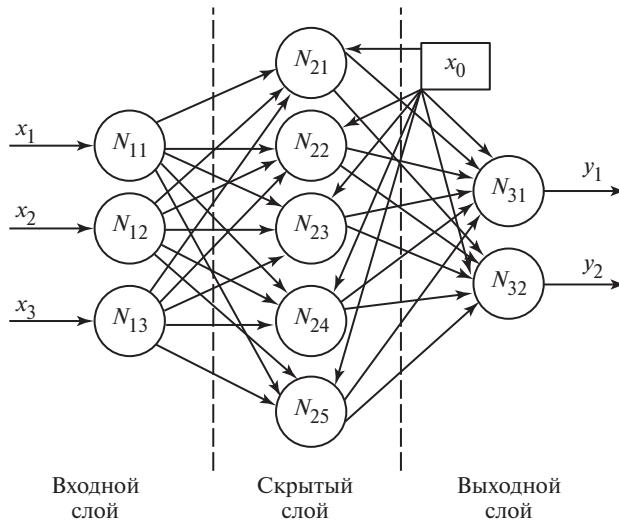


Рис. 3.23. Трехслойная нейронная сеть 3—5—2

руются до тех пор, пока набор значений выходного вектора не будет близок к желаемому. Для оценки качества обучения сети используется либо метод наименьших квадратов ошибки выходного вектора

$$\sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^Q (y_{iz} - y_i)^2 \rightarrow \min, \quad (3.126)$$

где p — порядковый номер набора значений входного вектора; i — порядковый номер выходного нейрона; Q — количество выходных нейронов; y_i — значение выхода i -го выходного нейрона; y_{zi} — желаемое значение i -го выходного нейрона при выбранном наборе значений входного вектора, либо метод среднеквадратической ошибки

$$\frac{\sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^Q (y_{iz} - y_i)^2}{Q} \rightarrow \min. \quad (3.127)$$

Для поиска значений весовых коэффициентов чаще всего используется метод Левенберга—Марквардта, обеспечивающий быструю сходимость.

В случае заданной структуры нейронной сети ее обучение заканчивается, когда достигнут минимум выражений (3.126) или (3.127). Если задано значение квадрата ошибки (3.126) или среднеквадратической ошибки (3.127), то процесс обучения включает в себя также выбор структуры сетей, т.е. увеличение количества нейронов во втором, скрытом, слое, так как их количество во входном и выходном слоях определяется физическими свойствами объекта. Это продолжается до тех пор, пока рассчитанное значение ошибки не будет меньше заданного.

По завершении вышеуказанных процедур процесс обучения считается законченным, параметры сети фиксируют, и сеть готова к использованию в системе управления. Благодаря тому что тренировочный набор является представительным, нейронная сеть после обучения приобретает способность адекватного описания процессов, протекающих в реальном объекте.

Полученная нейронная статическая модель объекта управления может использоваться для анализа работы СЭУ и синтеза алгоритмов управления в случае, если процессы, протекающие в СЭУ, относительно медленные. При необходимости получения нейронной модели для динамической системы, т.е. при необходимости учета динамических свойств объекта, используются рекуррентные нейронные сети, в которых в качестве входных сигналов используется информация не только о текущих входных переменных, но и о входных и выходных переменных на предыдущих шагах.

Обучение такого нейронного регулятора осуществляется непосредственно по входным и выходным данным объекта с использованием его инверсной нейронной модели. В предельном случае эта модель может выступать как регулятор, тогда передаточная функция СЭУ вместе с нейрорегулятором равна единице и обеспечивается равенство выходной переменной ее заданию. Существенным недостатком данного подхода является то, что поиск структуры и настройка такого регулятора представляет собой сложную многопараметрическую задачу поиска экстремума.

Генетические алгоритмы являются одним из возможных путей для поиска глобального оптимума, нахождение которого — это ключевая задача в процессе обучения нейронных сетей. В генетических алгоритмах используются природные механизмы рекомбинирования генетической информации, обеспечивающие адаптационные перестройки внутри популяции. Они представляют собой стохастические, эвристические оптимизационные методы, базирующиеся на идее эволюции на базе естественного отбора, и работают с совокупностью «особей», называемой популяцией. Каждая из особей представляет собой возможное решение данной проблемы. Каждая особь оценивается мерой ее «приспособленности» согласно тому, насколько «хорошо» соответствует ей решение задачи. В природе это эквивалентно оценке того, насколько эффективен организм при конкуренции за ресурсы. Наиболее приспособленные особи получают возможность «воспроизводить» потомство с помощью «перекрестного скрещивания» с другими особями популяции. Это приводит к появлению новых особей, которые сочетают в себе некоторые характеристики, наследуемые ими от родителей. Наименее приспособленные особи с меньшей вероятностью смогут воспроизвести потомков, так что те свойства, которыми они обладали, будут постепенно исчезать из популяции в процессе эволюции. Иногда происходят мутации, или спонтанные изменения в генах.

Таким образом, из поколения в поколение хорошие характеристики распространяются по всей популяции. Скрещивание наиболее приспособленных особей приводит к тому, что исследуются самые перспективные участки пространства поиска. В конечном итоге популяция будет сходиться

к оптимальному решению задачи. Преимущество генетического алгоритма состоит в том, что он находит приблизительные оптимальные решения за относительно короткое время.

Таким образом, генетический алгоритм, решающий поставленную задачу, например, как в случае нейронной сети, поиск глобального минимума, включает следующие компоненты:

- начальную популяцию, т.е. набор исходных решений;
- набор операторов, т.е. правил для генерации новых решений на основе предыдущей популяции;
- целевую функцию или функцию приспособляемости, оценивающую приспособленность (fitness) решений.

Начальная популяция содержит несколько особей, которые характеризуются своими хромосомами. Каждый ген хромосомы несет информацию о значении конкретного признака объекта, например весового коэффициента конкретного нейрона. Все дальнейшее функционирование механизмов генетического алгоритма производится на уровне генотипа, позволяя обойтись без информации о внутренней структуре объекта, что и обуславливает его широкое применение в самых разных задачах.

Стандартный набор операторов для всех типов генетических алгоритмов — это селекция, скрещивание и мутация.

Селекция — это отбор хромосом в соответствии со значениями их функции приспособленности. Существуют два популярных типа оператора селекции: рулетка и турнир.

Метод рулетки (roulette-wheel selection) отбирает особей с помощью n «запусков» рулетки. Колесо рулетки содержит по одному сектору для каждого члена популяции. Размер i -го сектора, соответствующего i -й особи, пропорционален относительной величине функции приспособляемости данной особи $P_{sel}(i)$, вычисляемой по формуле

$$P_{sel}(i) = \frac{f(i)}{\sum_{i=1}^N f(i)}, \quad (3.128)$$

где $f(i)$ — значение целевой функции i -й особи. При таком отборе члены популяции с более высокой приспособленностью с большей вероятностью будут чаще выбираться, чем особи с низкой приспособленностью.

Турнирный отбор реализует n турниров, чтобы выбрать n особей. Каждый турнир построен на выборке k элементов из популяции и выборе лучшей особи среди них. Наиболее распространен турнирный отбор с $k = 2$.

Скрещивание — это операция обмена частями хромосом между двумя (может быть и больше) хромосомами в популяции. Может быть одноточечным или многоточечным. Одноточечная селекция осуществляется следующим образом. Сначала случайным образом выбирается одна из точек разрыва. Точка разрыва — это участок между соседними генами хромосомы. Обе родительские структуры разрываются на два сегмента по этой точке.

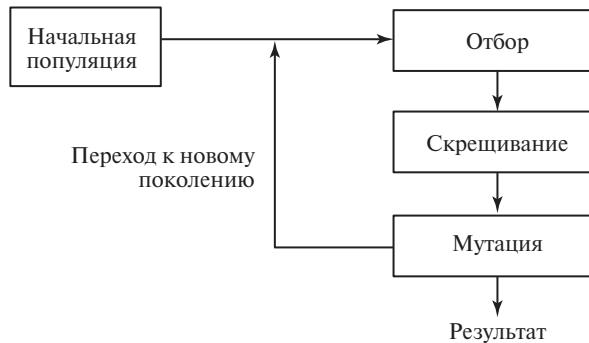


Рис. 3.24. Генетический алгоритм

Затем соответствующие сегменты различных родителей склеиваются и получаются два генотипа потомков.

Мутация — это стохастическое изменение части хромосом.

Работа генетического алгоритма представляет собой итерационный процесс, который продолжается до тех пор, пока не выполняются заданное число поколений или какой-либо иной критерий останова. На каждом поколении генетического алгоритма реализуются отбор пропорционально приспособленности, селекция и мутация (рис. 3.24).

Литература к гл. 3

1. **Андреев Ю.П.** Управление конечномерными линейными объектами. М.: Наука, 1976.
2. **Бесекерский В.А., Попов Е.П.** Теория систем автоматического регулирования. — 3-е изд. М.: Наука, 1975.
3. **Важнов А.И.** Основы теории переходных процессов синхронной машины. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1960.
4. **Веремей Е.И., Еремеев В.В.** Введение в задачи управления на основе предсказаний — сайт <http://matlab.exponenta.ru/modelpredict/book1/0.php>.
5. **Галушкин А.И.** Нейронные сети. Основы теории. М.: Горячая линия — Телеком, 2010.
6. **Гмурман В.Е.** Теория вероятностей и математическая статистика. М.: Высш. шк., 2003.
7. **Демидович Б.П., Кудрявцев В.А.** Краткий курс высшей математики. М.: АСТ, Астрель, 2001.
8. **Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В.** Теоретические основы электротехники. Т. 1. — 5-е изд. СПб.: Питер, 2009.
9. **Дёч Г.** Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. М.: Наука, 1971.
10. **Изерман Р.** Цифровые системы управления. М.: Мир, 1984.
11. **Квакернаак Х., Сиван Р.** Линейные оптимальные системы управления. М.: Мир, 1977.
12. **Применение методов нейронных сетей и генетических алгоритмов в решении задач управления электроприводами /** В.Б. Клепиков, С.А. Сергеев, С.В. Махотило, И.В. Обруч // Электротехника. 1999. № 5. С. 2—6.

13. **Поляк Б.Т., Щербаков П.С.** Робастная устойчивость и управление. М.: Наука, 2002.
14. **Розанов Ю.К., Завгородний П.Н.** Применение нечеткой логики в силовой электронике (аналитический обзор) // Электротехника. 1997. № 11. С. 24—30.
15. **Розанов Ю.К., Рябчинский М.В., Кваснюк А.А.** Силовая электроника. М.: Издательский дом МЭИ, 2007.
16. **Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л.** Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. М.: Горячая линия — Телеком, 2006.
17. **Рыбкин С.Е.** Скользящие режимы в задачах управления автоматизированным синхронным электроприводом. М.: Наука, 2009.
18. **Уткин В.И.** Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. М.: Наука, 1981.
19. **Цыпкин Я.З.** Релейные автоматические системы. М.: Наука, 1974.
20. **Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С.** Теория автоматизированного электропривода. М.: Энергия, 1979.
21. **Akagi H., Watanabe E. H., Aredes M.** Instantaneous active and reactive power theory and applications to power conditioning. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons Inc.
22. **Bose B.K.** Fuzzy logic and neural network // IEEE industrial application magazine, May/June 2000. P. 57—63.
23. **Bose B.K.** Neural network applications in power electronics and motor drives an introduction and perspective // IEEE Transactions on industrial electronics. February 2007. Vol. 54. No 1. P. 14—33.
24. **Isermann R.** Digital control systems. Berlin: Springer-Verlag, 1981.
25. **Kwakernaak H., Sivan R.** Linear optimal control systems. New York: John Wiley & Son Inc., 1972.
26. **Leonhard W.** Control of electrical drives. Berlin: Springer Verlag, 2001.
27. **Model-based predictive control of electric drives / A. Linder, R. Kanchan, P. Stolze, R. Kennel.** Gottingen: Cuvillier Verlag, 2010.
28. **Mohan N., Underland T.M., Robbins W.P.** Power electronics: converters, applications and design. — 3-rd edition. New York: Jofin Wiley & Son Inc., 2003.
29. **Rodriguez J., Cortes P.** Predictive control of power converters and electrical drives. John Wiley & Sons, Ltd., 2012.
30. **Ryvkin S., Palomar Lever E.** Sliding mode control for Synchronous electric drives. CRC Press Inc., 2011.
31. **Utkin V., Guldner J., Shi J.** Sliding mode control in electromechanical systems. —2-nd ed. CRC Press Inc., 2009.

Приложение 3.1

Оригиналы и изображения по Лапласу

(во всех выражениях n — целое положительное число; $a = \text{const}$; $b = \text{const}$)

$f(t)$	$F(s)$
$\delta(t) = \begin{cases} \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{1}{\tau} & \text{при } 0 < t < \tau; \\ 0 & \text{при } 0 > t > \tau \end{cases}$	1
1	$\frac{1}{s}$
t	$\frac{1}{s^2}$
$\frac{t^{n-1}}{(n-1)!}$	$\frac{1}{s^n}$
e^{-at}	$\frac{1}{s+a}$
$\frac{1}{a} (1 - e^{-at})$	$\frac{1}{s(s+a)}$
$\frac{1}{a^2(e^{-at} + at - 1)}$	$\frac{1}{s^2(s+a)}$
te^{-at}	$\frac{1}{(s+a)^2}$
$(1 - at)e^{-at}$	$\frac{s}{(s+a)^2}$
$\frac{1}{2} t^2 e^{-at}$	$\frac{1}{(s+a)^3}$
$t \left(1 - \frac{a}{2} t\right) e^{-at}$	$\frac{s}{(s+a)^3}$
$\frac{1}{(n-1)!} t^{n-1} e^{-at}$	$\frac{1}{(s+a)^n}$
$\frac{1}{a^n} \left[1 - e^{-at} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(at)^k}{k!} \right]$	$\frac{1}{s(s+a)^n}$

Продолжение прил. 3.1

$f(t)$	$F(s)$
$e^{-at} \sum_{k=0}^n \frac{n!(-a)^k}{(n-k)!(k)!} t^k$	$\frac{s^n}{(s+a)^{n+1}}$
$\frac{1}{b-a} (e^{-at} - e^{-bt})$	$\frac{1}{(s+a)(s+b)}$
$\frac{1}{ab} + \frac{1}{b-a} \left(\frac{e^{-bt}}{b} - \frac{e^{-at}}{a} \right)$	$\frac{1}{s(s+a)(s+b)}$
$\frac{1}{b-a} (b e^{-bt} - a e^{-at})$	$\frac{s}{(s+a)(s+b)}$
$\frac{1}{a} \sin at$	$\frac{1}{s^2 + a^2}$
$\frac{1}{a^2} (1 - \cos at)$	$\frac{1}{s(s^2 + a^2)}$
$\cos at$	$\frac{s}{s^2 + a^2}$
$\frac{1}{a} \operatorname{sh} at$	$\frac{1}{s^2 - a^2}$
$\operatorname{ch} at$	$\frac{s}{s^2 - a^2}$
$\cos(at + b)$	$\frac{s \cos b - a \sin b}{s^2 + a^2}$
$\sin(at + b)$	$\frac{s \sin b + a \cos b}{s^2 + a^2}$
$\frac{\sin at - t \cos at}{2a^3} - \frac{t \cos at}{2a^2}$	$\frac{1}{(s^2 + a^2)^2}$
$\frac{1}{2a} t \sin at$	$\frac{s}{(s^2 + a^2)^2}$
$\frac{1}{2a} (\sin at + at \cos at)$	$\frac{s^2}{(s^2 + a^2)^2}$
$t \cos at$	$\frac{s^2 - a^2}{(s^2 + a^2)^2}$
$\frac{t \operatorname{ch} at}{2a^2} - \frac{\operatorname{sh} at}{2a^3}$	$\frac{1}{(s^2 - a^2)^2}$

Приложение 3.1

Окончание прил. 3.1

$f(t)$	$F(s)$
$\frac{1}{2a} t \operatorname{sh} at$	$\frac{s}{(s^2 - a^2)^2}$
$e^{-at} \frac{\sin bt}{b}$	$\frac{1}{(s + a)^2 + b^2}$
$e^{-at} \cos bt$	$\frac{s + a}{(s + a)^2 + b^2}$
$e^{-at} \cos(bt + \psi)$	$\frac{(s + a) \cos \psi - b \sin \psi}{(s + a)^2 + b^2}$
$e^{-at} \sin(bt + \psi)$	$\frac{(s + a) \sin \psi + b \cos \psi}{(s + a)^2 + b^2}$
$e^{-at} \frac{\operatorname{sh} bt}{b}$	$\frac{1}{(s + a)^2 - b^2}$
$e^{-at} \operatorname{ch} bt$	$\frac{s + a}{(s + a)^2 - b^2}$
$\frac{1}{\sqrt{\pi t}}$	$s^{-\frac{1}{2}}$
$2 \sqrt{\frac{t}{\pi}}$	$s^{-\frac{3}{2}}$

Приложение 3.2

Бином Ньютона

Бином Ньютона — это формула для разложения на отдельные слагаемые целой неотрицательной степени суммы двух переменных.

Способ получения коэффициентов бинома Ньютона — треугольник Паскаля:

$$\begin{array}{ccccccccc}
 & & & 1 & & & & & i = 0 \\
 & & 1 & & 1 & & & & i = 1 \\
 & 1 & & 2 & & 1 & & & i = 2 \\
 & & 1 & & 3 & & 3 & & i = 3 \\
 & 1 & & 4 & & 6 & & 4 & & i = 4 \\
 & \swarrow & + & \swarrow & + & \swarrow & + & \swarrow & \swarrow \\
 1 & & 5 & & 10 & & 10 & & 5 & & 1 & i = 5
 \end{array}$$

Каждая строка треугольника соответствует конкретной степени i многочлена, значения в строке соответствуют коэффициентам в разложении. Треугольник строят сверху вниз от многочлена нулевой степени, каждый раз увеличивая степень на единицу. Стрелками показано, какие операции выполняют, т.е. складывают соседние числа и их суммы записывают в нижерасположенную строку на место, находящееся в столбце между столбцами слагаемых.

Приложение 3.3

Оригиналы и Z-изображения

(во всех выражениях n — целое положительное число; $a = \text{const}$)

$f[k]$	$F(z)$
1	$\frac{z}{z-1}$
$(-1)^k$	$\frac{z}{z+1}$
k	$\frac{z}{(z-1)^2}$
k^2	$\frac{z(z+1)}{(z-1)^3}$
a^k	$\frac{z}{z-a}$
ka^{k-1}	$\frac{z}{(z-a)^2}$
$\frac{k}{n}$	$\frac{z}{(z-1)^{n+1}}$
$a^k \sin k\tau$	$\frac{az \sin \tau}{z^2 - 2az \cos \tau + a^2}$
$a^k \cos k\tau$	$\frac{z(z-a \cos \tau)}{z^2 - 2az \cos \tau + a^2}$
$-a^k \sin (k-1)\tau$	$\frac{z(z-2a \cos \tau) \sin \tau}{z^2 - 2az \cos \tau + a^2}$
$a^k \operatorname{sh} k\tau$	$\frac{az \operatorname{sh} \tau}{z^2 - 2az \operatorname{ch} \tau + a^2}$
$a^k \operatorname{ch} k\tau$	$\frac{z(z-a \operatorname{ch} \tau)}{z^2 - 2az \operatorname{ch} \tau + a^2}$
$-a^k \operatorname{sh} (k-1)\tau$	$\frac{z(z-2a \operatorname{ch} \tau) \operatorname{sh} \tau}{z^2 - 2az \operatorname{ch} \tau + a^2}$
$T_k(x) = \cos (k \arccos x)$ (полином Чебышева)	$\frac{z(z-x)}{z^2 - 2xz + 1}$

Окончание прил. 3.3

$f[k]$	$F(z)$
$f_0 = 0, f[k] = \frac{1}{k} \ (k \geq 1)$	$\ln \frac{1}{z-1}$
$f_0 = 0, f[k] = \frac{(-1)^{k-1}}{k} \ (k \geq 1)$	$\ln \frac{z+1}{z}$
$\frac{a^k}{k!}$	$e^{\frac{a}{z}}$

Приложение 3.4

Решение дифференциальных уравнений

1. Уравнение первого порядка

$$a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = f^i(t) + b_e^i e^i, \quad (\text{П3.4.1})$$

где e^i — напряжение питания.

Однородное уравнение

$$a_1 \frac{dx_{es}}{dt} + a_0 x_{es} = 0. \quad (\text{П3.4.2})$$

Это уравнение с разделяемыми переменными, т.е.

$$a_1 \frac{dx_{es}}{x_{es}} = -a_0 dt. \quad (\text{П3.4.3})$$

Если проинтегрировать левую и правую часть, то получим

$$\left. \begin{array}{l} a_1 \ln x_{es} = -a_0 t + C^*; \\ x_{es} = C e^{-(a_0/a_1)t}, \end{array} \right\} \quad (\text{П3.4.4})$$

где C — постоянная интегрирования; e — число Эйлера—Непера, $e = 2,7183 \dots$

Полное решение ищется в виде

$$x = C(x) e^{-(a_0/a_1)t}. \quad (\text{П3.4.5})$$

Тогда

$$\frac{dx}{dt} = \frac{dC(x)}{dt} e^{-(a_0/a_1)t} - C(x)(a_0/a_1) e^{-(a_0/a_1)t}. \quad (\text{П3.4.6})$$

Подставляя это выражение в (П3.4.1), получаем:

$$\begin{aligned} a_1 \left[\frac{dC(x)}{dt} e^{-(a_0/a_1)t} - C(x)(a_0/a_1) e^{-(a_0/a_1)t} \right] + a_0 C(x) e^{-(a_0/a_1)t} = \\ = f^i(t) + b_e^i e^i, \end{aligned} \quad (\text{П3.4.7})$$

т.е.

$$dC(x) = \frac{1}{a_1} [f^i(t) + b_e^i e^i] e^{(a_0/a_1)t} dt. \quad (\text{П3.4.8})$$

Отсюда

$$C(x) = \frac{1}{a_1} \int [f^i(t) + b_e^i e^i] e^{(a_0/a_1)t} dt + C_1. \quad (\text{П3.4.9})$$

Тогда общее решение

$$x(t) = \frac{1}{a_1} \left\{ \int [f^i(t) + b_e^i e^i] e^{(a_0/a_1)t} dt + C_1 \right\} e^{-(a_0/a_1)t}, \quad (\text{П3.4.10})$$

где C — постоянная интегрирования, определяемая по начальному условию x_0 , т.е.

$$C_1 = a_1 x_0(t_0) - \frac{1}{a_1} \left\{ \int [f^i(t) + b_e^i e^i] e^{(a_0/a_1)t} dt \right\}_{t=0}. \quad (\text{П3.4.11})$$

2. Уравнение второго порядка

$$a_2 \frac{d^2 x}{dt^2} + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = f^i(t) + b_e^i e^i. \quad (\text{П3.4.12})$$

Однородное уравнение

$$a_2 \frac{d^2 x_{es}}{dt^2} + a_1 \frac{dx_{es}}{dt} + a_0 x_{es} = 0. \quad (\text{П3.4.13})$$

Решение ищется в виде

$$x_{es}(t) = e^{rt}. \quad (\text{П3.4.14})$$

Тогда уравнение (П3.4.12) можно переписать как

$$e^{rt} (a_2 r^2 + a_1 r + a_0) = 0. \quad (\text{П3.4.15})$$

Так как функция $e^{rt} \neq 0$, то она будет решением дифференциального уравнения, если r — корень квадратного уравнения в скобках (П3.4.15), которое называется характеристическим.

Различают три вида корней:

- действительные различные при $D = a_1^2 - 4a_0a_2 > 0$, r_1, r_2 ;
- действительные равные при $D = a_1^2 - 4a_0a_2 = 0$, r_1, r_2 ;
- комплексно-сопряженные при $D = a_1^2 - 4a_0a_2 < 0$, $r_1 = \alpha + j\beta$, $r_2 = \alpha - j\beta$.

Первый вид:

$$x_{es}(t) = C_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t}. \quad (\text{П3.4.16})$$

Второй вид:

$$x_{es}(t) = (C_1 + C_2 t) e^{r_1 t}. \quad (\text{П3.4.17})$$

Третий вид:

$$x_{es}(t) = (C_1 \cos \beta t + C_2 \sin \beta t) e^{\alpha t}. \quad (\text{П3.4.18})$$

Это действительное решение получается с учетом того, что при комплексном вычислении каждое его слагаемое также является решением, по формуле Эйлера:

$$e^{(\alpha + j\beta)t} = e^{\alpha t}(\cos \beta t + j \sin \beta t). \quad (\text{П3.4.19})$$

Полное решение ищется в приведенном выше виде. Коэффициенты $C_1(t)$, $C_2(t)$ вычисляются с использованием метода вариаций произвольных постоянных (метода Лагранжа) и учетом следующих условий:

- выражение для производной dx/dt такое же, как и при постоянных коэффициентах,

$$\frac{dC_1}{dt} x_1 + \frac{dC_2}{dt} x_2 = 0, \quad (\text{П3.4.20})$$

где x_1 , x_2 — слагаемые решения;

- выбранное полное решение является решением дифференциального уравнения

$$\frac{dC_1}{dt} \frac{dx_1}{dt} + \frac{dC_2}{dt} \frac{dx_2}{dt} = f^i(t) + b_e^i e^i. \quad (\text{П3.4.21})$$

Решениями системы уравнений (П3.4.19) и (П3.4.20) являются производные коэффициентов $C_1(t)$, $C_2(t)$. Коэффициенты определяются путем интегрирования. Имеющиеся постоянные интегрирования вычисляются по начальным условиям x_0 , dx_0/dt .

Гла́ва четвёртая

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С СЕТЕВОЙ КОММУТАЦИЕЙ

4.1. Общие сведения

Одним из основных признаков, отражающих принцип действия преобразователя, являются вид используемых силовых ключей и способы их коммутации. Все силовые электронные ключи разделяют на не полностью управляемые и полностью управляемые.

К первой группе ключей относят диоды, управляемость которых ограничена их включением под воздействием прямого напряжения, и обычные, однооперационные тиристоры. К другой группе относят электронные ключи, включение и выключение которых осуществляется подачей на их управляющий вход соответствующих токов или напряжений.

Электронные ключи различают по способу их коммутации. Под коммутацией в электронном преобразователе принято называть переход тока с одного или нескольких одновременно проводящих ключей на другой(ие) ключ(и) в течение конечного интервала времени, когда выключаемый(е) и включаемый(е) ключи одновременно находятся в проводящем состоянии. Коммутация не полностью управляемых силовых электронных ключей возможна под воздействием переменного напряжения. Для однооперационных тиристоров такая коммутация называется *естественной*, при ней обеспечивается выключение тиристоров в результате изменения полярности напряжения внешнего источника. Поэтому преобразователи с неполностью управляемыми силовыми ключами называют также *преобразователями с сетевой коммутацией* [1—8].

Иногда преобразователи классифицируют по следующим признакам:

- номинальной мощности (малой, средней, большой);
- рабочим напряжениям и токам;
- значениям частоты входных или выходных напряжений (низкочастотные, высокочастотные и др.);
- числу фаз (однофазные, трехфазные, многофазные и др.);
- модульному принципу исполнения (многоячейковые, многоуровневые и др.);
- способам коммутации тиристоров (конденсаторная, LC -контуром, под воздействием резонансных процессов в нагрузке и др.);
- наличию резонансных цепей для снижения коммутационных потерь (квазирезонансные преобразователи постоянного тока и др.);
- способам регулирования (по входу, изменением алгоритма управления силовыми ключами, по выходу и др.).

4.2. Выпрямители

4.2.1. Принцип выпрямления

Принцип электронного силового выпрямления основан на использовании свойств силовых электронных вентильных приборов проводить односторонний ток для преобразования переменного тока в постоянный без существенных потерь энергии. Процессы при выпрямлении определяются:

- видом вентильного прибора и способом его управления;
- характером нагрузки на стороне постоянного тока;
- техническими характеристиками источника энергии переменного тока.

При рассмотрении принципов выпрямления принимают следующие основные допущения:

- на стороне переменного тока включен источник напряжения синусоидальной формы стабильной частоты;
- в качестве вентильных приборов используют диод или тиристор с «идеальными» характеристиками;
- нагрузка представляется сосредоточенными элементами;
- дополнительные потери в схеме выпрямления отсутствуют.

Для пояснения зависимости процессов выпрямления от различных факторов используют однополупериодную схему выпрямления (рис. 4.1, *а*) с одним вентильным элементом. В качестве вентильного элемента в схему включают диод *VD* или тиристор *VS*, управляемый системой управления *СУ*. Процессы в схеме при включении тиристора в моменты, когда угол управления α равен нулю (рис. 4.1, *а*), соответствуют процессам при включении в схему диода.

В качестве нагрузок рассматриваются:

- активная с сопротивлением R_d (ветвь 1 на рис. 4.1, *а*);
- активно-индуктивная с сопротивлением R_d и индуктивностью L_d (ветвь 2 на рис. 4.1, *а*);
- встречно включенный источник постоянного напряжения E_d с индуктивностью L_d (работа на противоЭДС) (ветвь 3 на рис. 4.1, *а*).

На временных диаграммах здесь и далее будем использовать в качестве временного параметра угол $\vartheta = \omega t$, где ω — круговая частота источника переменного напряжения, т.е. входное напряжение $e(\vartheta) = E_m \sin \vartheta$.

Схема с активной нагрузкой R_d . В схеме с диодом *VD* ток i_d начнет протекать сразу же, как только к нему будет приложено прямое напряжение, т.е. с момента $\vartheta = 0$ до момента $\vartheta = \pi$, когда напряжение на нем становится равным нулю и диод выключается. В следующий полупериод к диоду *VD* при принятой полярности будет приложено отрицательное напряжение и он будет находиться в непроводящем состоянии. Ток в нагрузке R_d повторяет форму входного напряжения на проводящем интервале диода от нуля до π . С момента $\vartheta = 2\pi$ электромагнитные процессы повторяются (рис. 4.1, *б*).

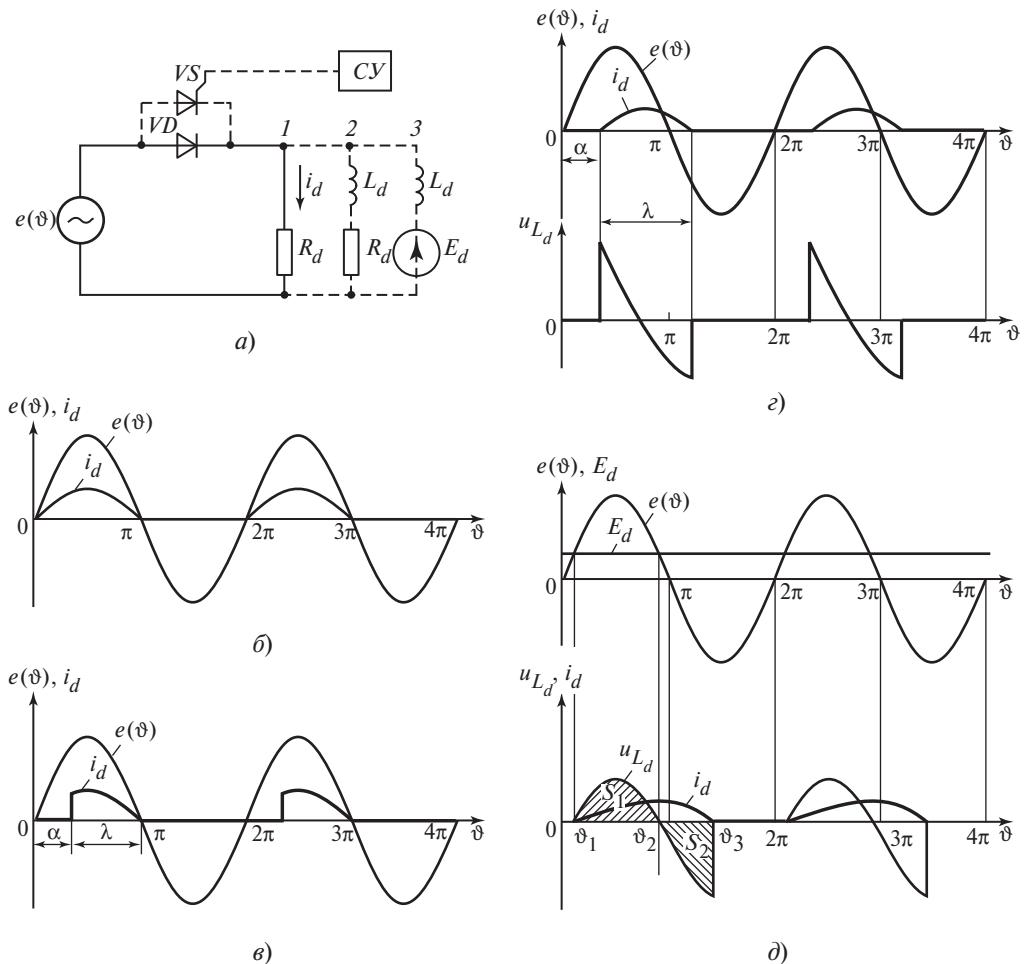


Рис. 4.1. Однофазный однополупериодный выпрямитель:

а — схема; б — диаграммы при активной нагрузке и угле $\alpha = 0$; в — диаграммы при активной нагрузке и угле $\alpha = \pi/6$; г — диаграммы при активно-индуктивной нагрузке и угле $\alpha = \pi/6$; д — диаграмма при работе на противоЭДС

При замене диода VD тиристором VS момент начала протекания тока определяется подачей на управляющий электрод тиристора импульса управления от СУ со сдвигом на угол управления α относительно $\theta = 0$ (рис. 4.1, в). Выключение его происходит при снижении напряжения $e(\theta)$ (а следовательно, и тока i_d) до нуля, т.е. в момент $\theta = \pi$. В результате длительность тока i_d снижается ($\lambda = \pi - \alpha$).

Форма тока на этом интервале совпадает с формой напряжения $e(\theta)$. В нагрузке R_d появляются периодические односторонние токи i_d , что свидетельствует о процессе выпрямления, т.е. о появлении постоянной

составляющей тока I_d в цепи нагрузки R_d при питании ее от источника напряжения переменного тока $e(\vartheta)$.

Схема с активно-индуктивной нагрузкой. На процессы выпрямления существенное влияние оказывает характер нагрузки на стороне постоянного тока. Так, при введении в нагрузку реактора с индуктивностью L_d (рис. 4.1, *a*, ветвь 2) и включении тиристора в момент, определяемый углом $\vartheta = \alpha$, ток i_d описывают уравнением

$$E_m \sin \vartheta = i_d R_d + L_d \frac{di_d}{dt}, \quad (4.1)$$

которое следует из схемы замещения, составленной после включения электронного ключа — тиристора VS . Уравнение при нулевых значениях тока в индуктивности L_d в момент включения имеет следующий вид:

$$i_d(\vartheta) = \frac{E_m}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left[\sin(\vartheta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{-\vartheta + \alpha}{\tau \omega}} \right], \quad (4.2)$$

$$\text{где } \varphi = \arctg \frac{\omega L_d}{R_d}; \tau = \frac{L_d}{R_d}.$$

На рис. 4.1, *г* приведены диаграммы входного напряжения $e(\vartheta)$ и тока i_d для значения $\alpha = \pi/3$. Из диаграмм видно, что ток i_d продолжает протекать через тиристор после прохождения напряжения $e(\vartheta)$ через нуль. Это обусловлено тем, что в индуктивности L_d накапливается в первом полупериоде энергия, которая поддерживает протекание тока i_d после изменения знака напряжения до момента $\vartheta = \alpha + \lambda - \pi$, когда ток i_d становится снова равным нулю.

Нагрузка в виде противоЭДС. Практический интерес представляет нагрузка в виде ЭДС постоянного тока, включенная с обратной для вентильного ключа полярностью. Такие схемы выпрямления применяют в устройствах заряда аккумуляторных батарей, в системах рекуперации электроэнергии из источника постоянного тока в сеть переменного тока и т.п.

Конденсатор фильтра большой емкости на выходе выпрямителя в некоторых режимах работы рассматривают как источник противоЭДС.

На рис. 4.1, *а* (ветвь 3) представлена схема однополупериодного выпрямителя с диодом VD и противоЭДС E_d . В момент $\vartheta = \vartheta_1$ (рис. 4.1, *д*) напряжение источника $e(\vartheta)$ больше противоЭДС E_d , следовательно, напряжение на диоде VD становится прямым и диод начинает проводить ток i_d , направленный встречно источнику противоЭДС E_d . При принятых допущениях подключение источника с напряжением $e(\vartheta)$ к источнику противоЭДС E_d ток i_d будет неограниченно расти. Для ограничения тока в цепь постоянного

тока включают реактор индуктивностью L_d . Значение тока i_d в этом случае определяется по формуле

$$i_d(\vartheta) = \frac{1}{\omega L_d} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta} [e(\vartheta) - E_d] d\vartheta. \quad (4.3)$$

На интервале протекания тока i_d в момент $\vartheta_2 - \vartheta_3$ ток спадает. Угол ϑ_2 соответствует моменту повторного равенства напряжения источника $e(\vartheta)$ и источника противоЭДС E_d . Интервалам $\vartheta_1 - \vartheta_2$ и $\vartheta_2 - \vartheta_3$ соответствуют разнополярные участки напряжения на индуктивности L_d , интегральные значения площадей которых S_1 и S_2 (заштрихованные на рис. 4.1, δ) равны, что соответствует балансу накапливаемой и расходуемой энергий в индуктивности L_d :

$$\int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} u_L(\vartheta) d\vartheta + \int_{\vartheta_2}^{\vartheta_3} u_L(\vartheta) d\vartheta = 0. \quad (4.4)$$

Момент $\vartheta = \vartheta_2$ соответствует максимальному значению тока i_d . При заданных значениях напряжений $e(\vartheta)$ и E_d замена диода VD управляемым тиристором позволяет регулировать ток i_d изменением угла управления α . Этот угол соответствует интервалу задержки включения тиристора относительно значения ϑ_1 , когда к тиристору будет приложено прямое напряжение.

4.2.2. Основные схемы выпрямления

Рассмотрим идеализированные схемы выпрямления. Для этого примем следующие допущения:

- полупроводниковые элементы идеальны, т.е. во включенном состоянии имеют равное нулю сопротивление, а в выключенном — равную нулю проводимость;
- продолжительности включения и выключения полупроводниковых элементов равны нулю;
- сопротивления цепей, соединяющих элементы схемы, равны нулю;
- сопротивления обмоток трансформатора (активные и индуктивные), потери энергии в его магнитопроводе и намагничивающий ток равны нулю.

Электромагнитные процессы, протекающие при выпрямлении, рассматривают для активной и активно-индуктивной статических нагрузок, которые характерны для большей части выпрямителей средней и большой мощности.

Однофазная двухполупериодная схема со средней точкой (нулевым выводом). Однофазная двухполупериодная схема со средней точкой (с нулевым выводом) представлена на рис. 4.2, a . Двухполупериодную схему также называют двухтактной или двухфазной, поскольку она выпрямляет оба полупериода напряжения. Особенностью схемы является то, что

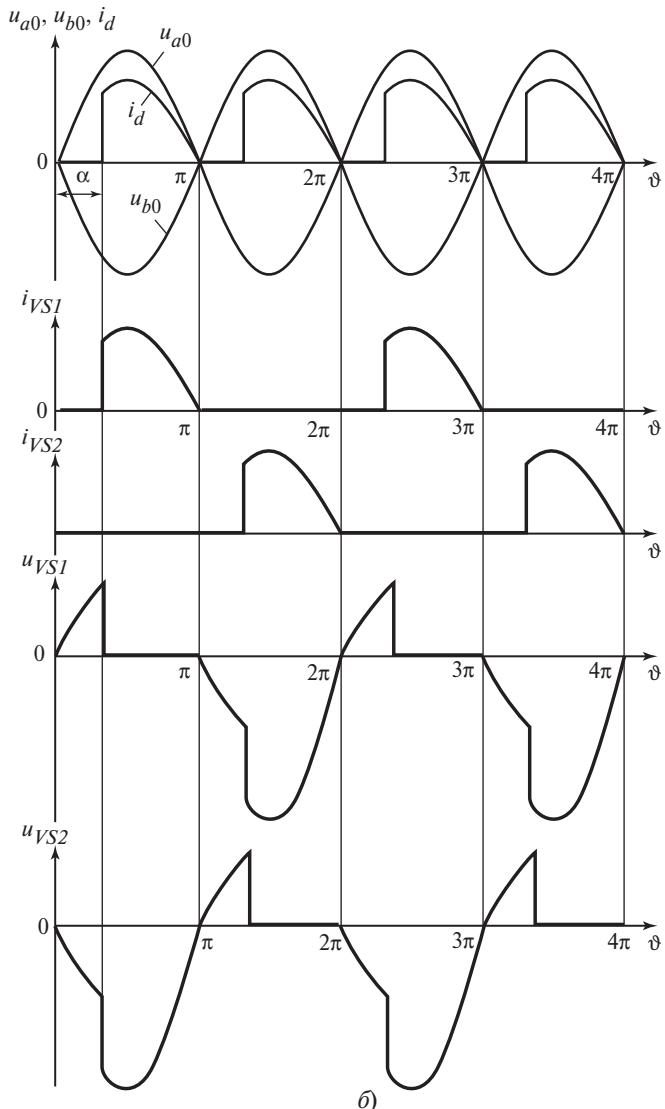
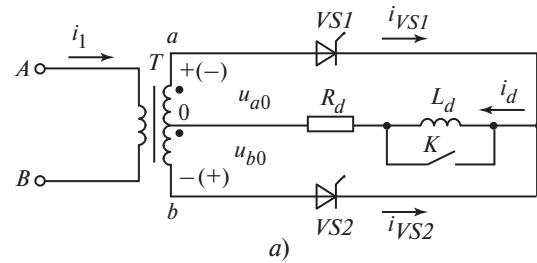


Рис. 4.2. Однофазный двухполупериодный выпрямитель со средней точкой:
а — схема; б — диаграммы напряжения и тока

вторичные полуобмотки трансформатора относительно его средней точки создают систему напряжений, сдвинутых относительно друг друга на $\vartheta = \pi$.

Рассмотрим работу схемы при активной нагрузке (ключ K на схеме 4.2, *a* замкнут). Предположим, что начиная с момента $\vartheta = 0$ тиристоры выключены и ток не проводят. При этом будем считать, что потенциал точки «*a*» вторичной обмотки положителен относительно средней точки «0», а точки «*b*» — отрицателен (на рис. 4.2, *a* эта полярность указана без скобок). Очевидно, что при такой полярности напряжений вторичной обмотки к тиристору $VS1$ приложено прямое напряжение $u_{VS1} = u_{a0}$, а к тиристору $VS2$ — обратное напряжение u_{b0} . Пусть в момент $\vartheta = \alpha$ (т.е. с задержкой на угол α относительно момента перехода напряжения u_{a0} через нуль) на управляющий электрод $VS1$ подается импульс управления. Тиристор $VS1$ включается, и в нагрузке R_d начинает протекать ток $i_d = i_{VS1}$ под воздействием напряжения u_{a0} . В этот же момент времени к тиристору $VS2$ приложено обратное напряжение u_{ab} , равное разности напряжений двух вторичных полуобмоток u_{a0} и u_{b0} .

Тиристор $VS1$ находится в проводящем состоянии до тех пор, пока ток, протекающий через него, не спадет до нуля. Так как нагрузка активная и форма тока, проходящего через нагрузку (а следовательно, и через тиристор $VS1$), повторяет форму напряжения u_{a0} , то тиристор $VS1$ выключается в момент $\vartheta = \pi$. Поскольку через половину периода полярность напряжения на вторичной обмотке изменяется на противоположную, то при подаче импульса управления на тиристор $VS2$ в момент $\vartheta = \pi + \alpha$ он включается. Затем указанные процессы повторяются в каждом периоде.

Возможность осуществлять задержку по фазе моментов включения тиристоров на угол α позволяет изменять выходное напряжение. Угол α отсчитывают относительно моментов естественного включения тиристоров ($\vartheta = 0, \pi, 2\pi\dots$), соответствующих моментам включения диодов в неуправляемой схеме. Из рис. 4.2, *b* видно, что при увеличении угла α среднее значение выходного напряжения U_d будет уменьшаться. Аналитически эта зависимость выражается следующей формулой:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_a^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 + \cos \alpha), \quad (4.5)$$

где U_2 — действующее значение напряжения на полуобмотке трансформатора.

Обозначив через U_{d0} найденное по (4.5) среднее значение выпрямленного напряжения для неуправляемого выпрямителя ($\alpha = 0$), получим

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (4.6)$$

В соответствии с (4.6) изменение угла α от 0 до π приводит к изменению среднего значения выходного напряжения от U_d до нуля. Зависимость среднего значения выходного напряжения от угла управления называют *регулировочной характеристикой*.

Наличие индуктивности L_d в цепи постоянного тока при углах управления $\alpha > 0$ приводит к тому, что после прохождения напряжения на вторичной полуобмотке через нуль в находящемся в проводящем состоянии тиристоре продолжает протекать ток за счет энергии, накопленной в индуктивности. Например, тиристор $VS1$ проводит ток и после того, как напряжение u_{d0} станет отрицательным (рис. 4.3, *а*). В результате длительность протекания токов в тиристорах λ растет, и на диаграмме выпрямленного напряжения появляется участок отрицательного напряжения от 0 до момента снижения тока в тиристорах до нуля ϑ_1 . При увеличении индуктивности L_d время проводимости тиристоров $\lambda = \pi$, а угол $\vartheta_1 = \alpha$. Такой процесс называют режимом *гранично-непрерывного выпрямленного тока*, при котором каждый из тиристоров проводит ток половину периода, достигая нулевых значений в начале и конце каждого полупериода. Значение индуктивности, при которой возникает указанный режим, называют *граничной* или *критической*. При дальнейшем увеличении индуктивности L_d или нагрузки выпрямителя выпрямленный ток остается непрерывным и пульсации тока сглаживаются. При больших значениях $\omega L_d / R_d > 5 \div 10$ ток i_d становится полностью сглаженным, а через тиристоры протекают токи, имеющие прямоугольную форму (рис. 4.3, *б*). Очевидно, что с ростом угла α площадь отрицательных участков на диаграмме выпрямленного напряжения увеличивается, а следовательно, среднее значение выпрямленного напряжения уменьшается. Среднее значение выпрямленного напряжения является его постоянной составляющей и при $\omega L_d = \infty$ выделяется на сопротивлении R_d , а переменная составляющая — на индуктивности L_d .

Учитывая, что форма выпрямленного напряжения повторяется в интервале углов от α до $\pi + \alpha$, среднее значение выпрямленного напряжения можно найти по формуле

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha. \quad (4.7)$$

Согласно (4.7) среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю при $\alpha = \pi/2$. В этом случае на диаграмме выпрямленного напряжения площади положительного и отрицательного участков равны и постоянная составляющая отсутствует (рис. 4.4). Регулировочная характеристика для активно-индуктивной нагрузки представлена кривой 2 на рис. 4.5.

Если значение $\omega L_d / R_d$ таково, что энергии, запасенной в индуктивности L_d на интервале, когда $u_d > 0$, оказывается недостаточно для обеспечения

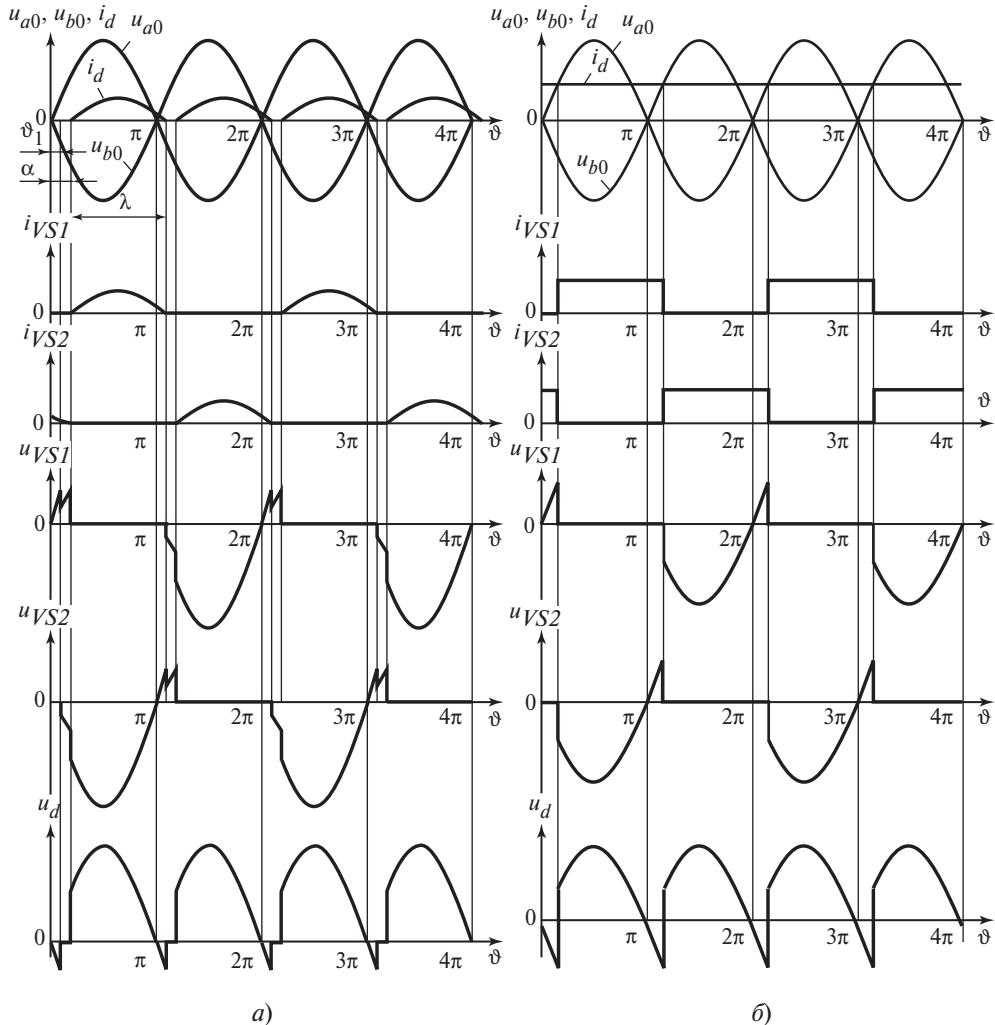


Рис. 4.3. Диаграммы напряжения и тока на элементах однофазного двухполупериодного выпрямителя со средней точкой при активно-индуктивной нагрузке и угле $\alpha = \pi/6$:
 а — при прерывистом токе нагрузки; б — при сглаженном непрерывном токе нагрузки ($\omega L_d = \infty$)

протекания тока в течение половины периода, то тиристор, проводящий этот ток, выключится раньше, чем будет подан импульс управления на другой тиристор, т.е. возникнет режим прерывистого тока i_d . Сопоставив диаграммы на рис. 4.3, а и на рис. 4.3, б, увидим, что при одинаковых значениях угла α среднее значение выпрямленного напряжения в режиме с прерывистым током будет больше, чем в режиме с непрерывным током, благодаря уменьшению площади отрицательного участка на кривой выпрямленного напряжения, но меньше, чем при работе выпрямителя на активную нагрузку (отрицательных участков нет). Поэтому в режимах с прерывистым током

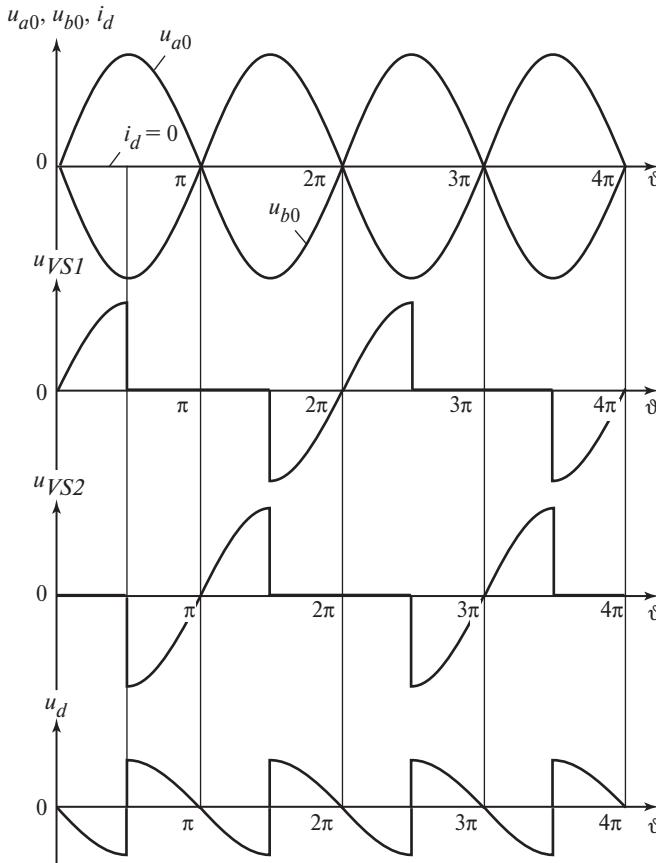


Рис. 4.4. Диаграммы напряжения на элементах однофазного двухполупериодного выпрямителя со средней точкой при активно-индуктивной нагрузке и угле $\alpha = \pi/6$

регулировочные характеристики будут находиться между кривыми 1 и 2 в заштрихованной области, показанной на рис. 4.5.

При прерывистом токе трансформатор и тиристоры схемы работают в более тяжелом режиме, так как при одном и том же среднем значении выпрямленного тока действующее значение токов в элементах схемы увеличивается. Поэтому в выпрямителях большой мощности, работающих с широким диапазоном изменения угла α , индуктивность L_d обычно выбирают из условия обеспечения непрерывности выпрямленного тока в режимах работы с нагрузками близкими к номинальным.

Расчетные параметры элементов схемы определяются методами классической электротехники. Например, средние значения токов тиристоров равны

$$I_{\text{ср.} VS1} = I_{\text{ср.} VS2} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{VS}(\vartheta) d\vartheta. \quad (4.8)$$

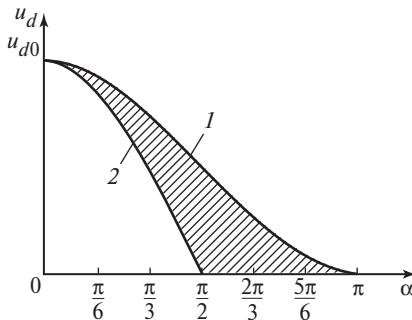


Рис. 4.5. Регулировочные характеристики однофазного двухполупериодного выпрямителя:

1 — при активной нагрузке; 2 — при активно-индуктивной нагрузке

При $\omega L_d = \infty$ идеально сглаженный постоянный ток I_d тиристоры проводят поочередно, следовательно,

$$I_{\text{ср } VS1} = I_{\text{ср } VS2} = \frac{1}{2} I_d. \quad (4.9)$$

Если ток i_d идеально сглажен, то легко могут быть определены действующие и максимальные значения токов и напряжений на всех элементах схемы. Задача усложняется, если схема работает в режиме слабосглаженного или прерывистого тока i_d . В этих случаях необходимо составлять эквивалентные схемы замещения по интервалам проводимости тиристоров.

Однофазная мостовая схема показана на рис. 4.6. Угол $\alpha > 0$ имеет такие же формы токов и напряжений на ее элементах, как и в однофазном двухполупериодном выпрямителе со средней точкой (см. рис. 4.2—4.5). Основное отличие заключается в подаче однофазного напряжения U_{ab} вместо напряжений полуобмоток U_{a0}, U_{b0} . В результате в выпрямлении каждого полупериода напряжения участвуют два тиристора $VS1, VS3$ или $VS2, VS4$. Поэтому при угле управления $\alpha = 0$ (или в неуправляемом выпрямителе на диодах) среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке равно

$$U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2, \quad (4.10)$$

где U_2 — действующее значение напряжения во вторичной обмотке трансформатора.

В зависимости от характера нагрузки (активной или активно-индуктивной) схема характеризуется следующими соотношениями для определения среднего значения выпрямленного напряжения U_d :

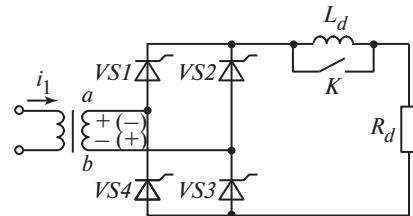


Рис. 4.6. Однофазный мостовой выпрямитель

- при активной нагрузке

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (4.11)$$

где U_{d0} — среднее значение выпрямленного напряжения на выходе схемы при угле $\alpha = 0$;

- при активно-индуктивной нагрузке (когда ωL_d имеет такое значение, что выпрямленный ток непрерывен)

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \quad (4.12)$$

Регулировочные характеристики схемы зависят от отношения $\omega L_d / R_d$ и имеют вид, соответствующий рис. 4.5. В этой схеме расчетная мощность элементов, так же как и в схеме со средней точкой, увеличивается с ростом угла α при активной нагрузке и активно-индуктивной в режиме прерывистых токов. Это необходимо учитывать при расчете и выборе силовых элементов схемы.

Трехфазная схема со средней точкой ($\alpha = 0$). Трехфазную схему со средней точкой (рис. 4.7) называют трехфазной однотактной схемой, поскольку выпрямлению подвергается только одна из полуволн переменного напряжения каждой фазы. Рассмотрим принцип действия схемы для случая, когда первичные обмотки трансформатора соединены треугольником, а вторичные — звездой. Допустим, что ключ K замкнут, т.е. нагрузка схемы активная.

В интервале $\vartheta_0 < \vartheta < \vartheta_1$ (рис. 4.8) в проводящем состоянии находится тиристор $VS1$, соединенный с фазой a . Начиная с момента ϑ_1 потенциал фазы b становится выше потенциала фазы a и анод тиристора $VS2$ оказывается под положительным напряжением относительно его катода. Если в момент ϑ_1 на тиристор $VS2$ поступает импульс управления, он включается, а тиристор $VS1$ выключается, так как к нему приложено запирающее напряжение u_{ab} . Ток нагрузки i_d начинает протекать через тиристор $VS2$, соединенный с фазой b .

Тиристор $VS2$ находится в проводящем состоянии в течение 120° до момента ϑ_2 , когда потенциал фазы a станет выше потенциала фазы b и импульс управления поступит на тиристор $VS3$. В момент ϑ_2 тиристор $VS3$ проводит ток, а тиристор $VS2$ выключен. В момент ϑ_3 тиристор $VS1$ вновь начнет проводить ток. Далее указанные процессы периодически повторяются.

Очевидно, что каждый тиристор проводит ток в течение одной трети каждого периода ($2\pi/3$) напряжения питающей сети. Остальную часть периода ($4\pi/3$) тиристор выключен и к

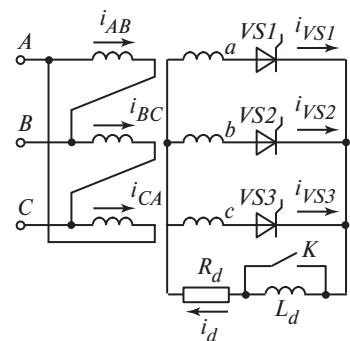


Рис. 4.7. Трехфазный выпрямитель со средней точкой

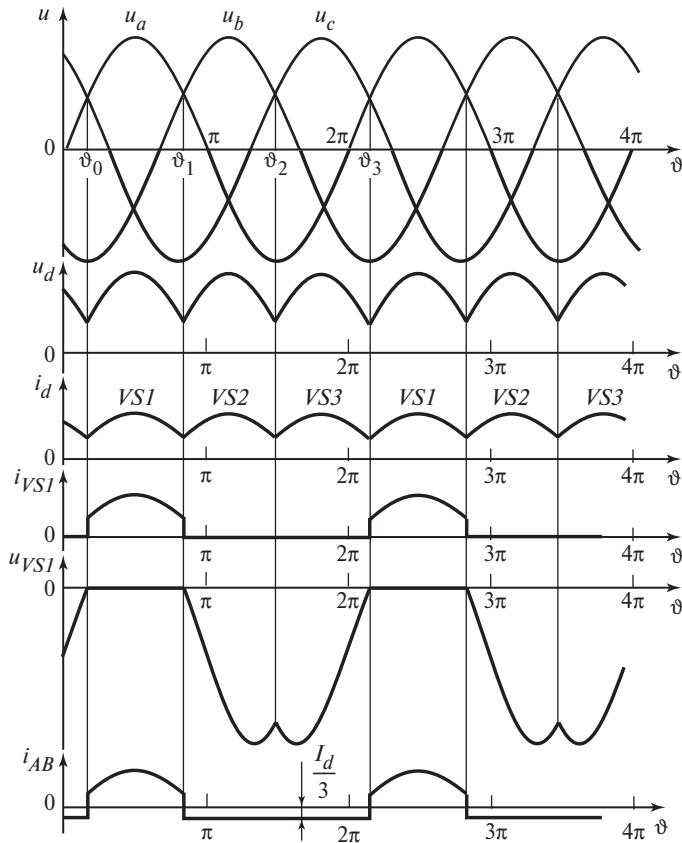


Рис. 4.8. Диаграммы тока и напряжения трехфазного выпрямителя со средней точкой при угле $\alpha = 0$

нему приложено обратное напряжение. Когда выключен тиристор $VS1$, к нему на интервале проводимости тиристора $VS2$ приложено линейное напряжение u_{ba} , а на интервале проводимости тиристора $VS3$ — напряжение u_{ca} . В результате к тиристору $VS1$ приложено обратное напряжение (см. рис. 4.8).

Среднее значение выпрямленного напряжения находят путем интегрирования напряжения на вторичной обмотке трансформатора в интервале повторяемости формы выпрямленного напряжения:

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17 U_2, \quad (4.13)$$

где U_2 — действующее значение фазного напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Основные параметры, характеризующие работу тиристоров в схеме, следующие:

- коэффициент схемы

$$k_{\text{сх}} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi}; \quad (4.14)$$

- максимальное значение обратного напряжения на тиристоре, равное амплитуде линейного напряжения на вторичных обмотках,

$$U_{R\max} = \sqrt{3} U_{2m} = \sqrt{6} U_2 = \frac{\pi}{3} U_d, \quad (4.15)$$

где U_{2m} — амплитуда фазного напряжения;

- максимальное значение тока тиристора

$$I_{\max} = \frac{U_{2m}}{R_d} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} U_d; \quad (4.16)$$

- среднее значение тока, протекающего через тиристор, если учитывать, что каждый тиристор проводит ток одну треть периода,

$$I_{\text{ср } VS} = I_d/3. \quad (4.17)$$

Поскольку в данной схеме токи вторичных обмоток имеют пульсирующий характер и содержат постоянные составляющие, то в магнитной системе трансформатора возникает поток вынужденного подмагничивания, который может привести к насыщению магнитопровода трансформатора. Это обстоятельство вызывает необходимость завышать расчетную мощность трансформатора. Токи первичных обмоток содержат только переменные составляющие, так как постоянные составляющие токов не трансформируются:

$$\left. \begin{aligned} i_{AB} &= i_{VS1} - \frac{1}{3} I_d; \\ i_{BC} &= i_{VS2} - \frac{1}{3} I_d; \\ i_{CA} &= i_{VS3} - \frac{1}{3} I_d. \end{aligned} \right\} \quad (4.18)$$

Соотношение для токов в тиристорах и обмотках трансформатора, а также его расчетную мощность рассмотрим для случая работы схемы на активно-индуктивную нагрузку, являющуюся более характерной для трехфазных и многофазных схем выпрямления. При активно-индуктивной нагрузке схема работает так же, как при активной нагрузке, но ток i_d становится идеально сглаженным, а токи, проходящие через тиристоры, принимают прямоугольную форму. Соответственно прямоугольными становятся и токи в обмотках трансформатора. В этом случае кривые выпрямленного

напряжения u_d и обратные напряжения на тиристорах остаются такими же, как и при работе на активную нагрузку. Значения токов равны

$$\left. \begin{aligned} I_{\max} &= I_d/3; \\ I_2 &= I_{VS} = I_d/\sqrt{3}; \\ I_1 &= \frac{1}{k_t} \frac{\sqrt{2}}{3} I_d, \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

где k_t — коэффициент трансформации.

Расчетные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора равны:

$$\left. \begin{aligned} S_1 &= 3 U_1 I_1 = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_d; \\ 2S_2 &= 3 U_2 I_2 = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} P_d, \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

где U_1 и U_2 — действующие значения фазных напряжений первичной и вторичной обмоток; I_1 и I_2 — действующие значения токов первичной и вторичной обмоток; P_d — средняя мощность нагрузки.

Работа схемы с углом управления $\alpha > 0$. В отличие от схемы неуправляемого выпрямителя или управляемого, но работающего при угле $\alpha = 0$, в данном случае импульсы управления приходят на тиристоры поочередно с задержкой на угол управления α относительно моментов прохождения через нуль синусоидальных линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора. Моменты прохождения через нуль синусоидальных линейных напряжений соответствуют точкам пересечения фазных синусоидальных напряжений u_a , u_b , u_c . При угле $\alpha > 0$ в зависимости от характера нагрузки и значения угла α в схеме могут иметь место различные режимы работы.

Если угол α изменяется в диапазоне от 0 до $\pi/6$ (рис. 4.9), то как при активно-индуктивной, так и при чисто активной нагрузке выпрямленный ток является непрерывным. Среднее значение выпрямленного напряжения в этой области углов α при различном характере нагрузки описывается выражением

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5}{6}\pi + \alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha. \quad (4.21)$$

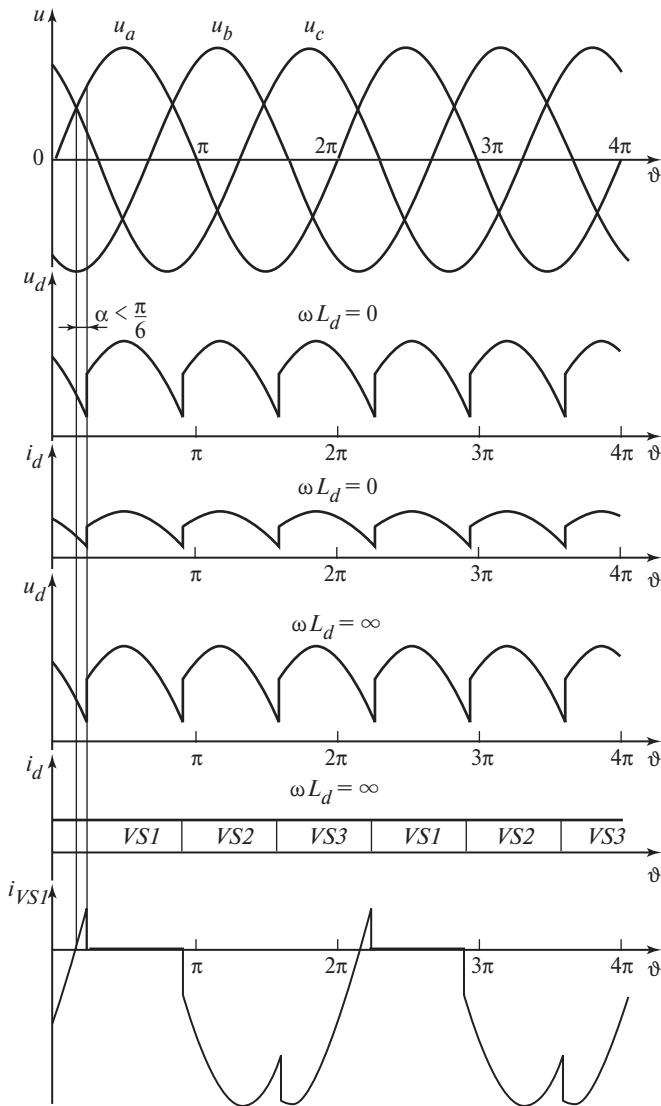


Рис. 4.9. Диаграммы тока и напряжения трехфазного выпрямителя со средней точкой при угле $\alpha < \pi/6$

При угле $\alpha = \pi/6$ кривая мгновенных значений выпрямленного напряжения доходит в моменты переключения тиристоров до нуля (рис. 4.10, слева). Такой режим работы называют *гранично-непрерывным*. Дальнейшее увеличение угла ($\alpha > \pi/6$) при активной нагрузке приводит к прерыванию выпрямленного тока i_d и появлению в выпрямленном напряжении u_d участков с нулевым значением (рис. 4.10, справа). Интервал проводимости тока тиристоров становится меньше $2\pi/3$. Среднее значение напряжения в этом случае определяют

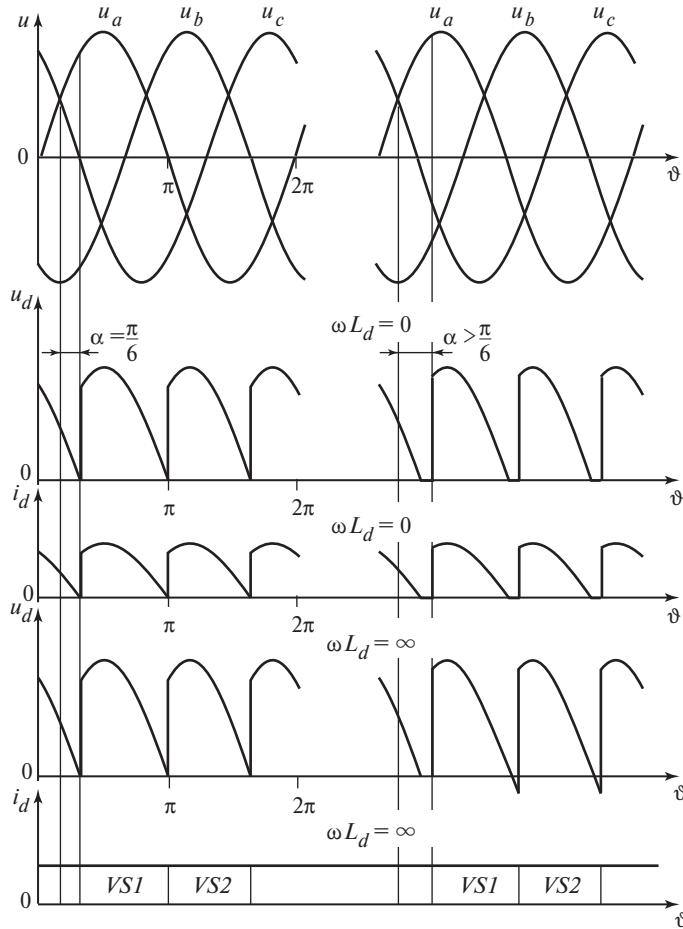
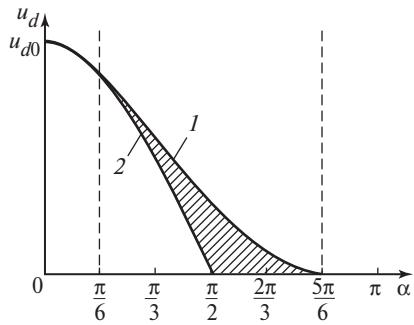


Рис. 4.10. Диаграммы тока и напряжения трехфазного выпрямителя со средней точкой при углах $\alpha = \pi/6$ и $\alpha > \pi/6$

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] = U_{d0} \left[\frac{1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right)}{\sqrt{3}} \right]. \quad (4.22)
 \end{aligned}$$

При активно-индуктивной нагрузке за счет энергии, запасаемой в индуктивности L_d , выпрямленный ток i_d продолжает протекать в нагрузке и при переходе кривой выпрямленного напряжения в зону отрицательных значе-

Рис. 4.11. Регулировочные характеристики трехфазного выпрямителя со средней точкой:
1 — при активной нагрузке; 2 — при активно-индуктивной нагрузке



ний. Если накопленной в индуктивности L_d энергии окажется достаточно, чтобы обеспечить протекание тока до очередной коммутации тиристоров, то схема будет работать в режиме с непрерывным током i_d . При $\omega L_d = \infty$ режим непрерывного тока имеет место при любых углах α в диапазоне от нуля до $\pi/2$. Среднее значение выходного напряжения U_d определяют по (4.21). Когда угол α станет равным $\pi/2$, площади положительного и отрицательного участков кривой выпрямленного напряжения будут равными, что свидетельствует об отсутствии постоянной составляющей в выпрямленном напряжении, т.е. среднее значение напряжения $U_d = 0$.

В соответствии с изложенным в регулировочных характеристиках схемы (рис. 4.11) можно выделить два характерных интервала изменения угла α . На интервале $0 < \alpha < \pi/6$ как при активной, так и при активно-индуктивной нагрузке регулировочная характеристика соответствует (4.21). На интервале $\pi/6 < \alpha < 5\pi/6$ при активной нагрузке регулировочная характеристика описывается (4.22), согласно которой $U_d = 0$ при угле $\alpha = 5\pi/6$. В режимах работы схемы при непрерывном токе i_d при углах $\pi/6 < \alpha < 5\pi/6$ и активно-индуктивной нагрузке для регулировочной характеристики справедливо выражение (4.21). Заштрихованная область соответствует семейству регулировочных характеристик в режимах прерывистого тока i_d при различных значениях отношения $\omega L_d / R_d$.

Трехфазная мостовая схема. Схема и диаграммы, поясняющие ее работу при угле управления $\alpha = 0$, приведены на рис. 4.12 и 4.13. Рассмотрим принцип действия схемы с активным характером нагрузки (ключ K замкнут). Начиная с момента ϑ_1 ток проводят тиристоры $VS1$ и $VS6$, остальные тиристоры выключены. В этом случае к нагрузке R_d приложено линейное напряжение u_{ab} и ток i_d протекает по контуру: обмотка фазы a — тиристор $VS1$ — нагрузка R_d — тиристор $VS6$ — обмотка фазы b . Этот процесс в схеме продолжается до момента ϑ_2 , т.е. в течение времени, соответствующего $\pi/3$, когда потенциал фазы b станет положительным. Начиная с этого момента напряжение u_{bc} принимает положительное значение (прямое напряжение для тиристора $VS2$). При подаче в этот момент времени импульса управления на тиристор $VS2$ он начинает проводить ток, тиристор $VS6$ выключается (происходит коммутация между тиристорами $VS6$ и $VS2$). Для выключившегося тиристора $VS6$ напряжение u_{bc} является обратным. Тиристор

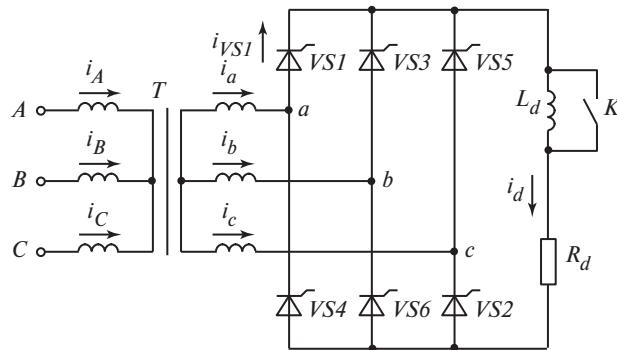


Рис. 4.12. Трехфазный мостовой выпрямитель

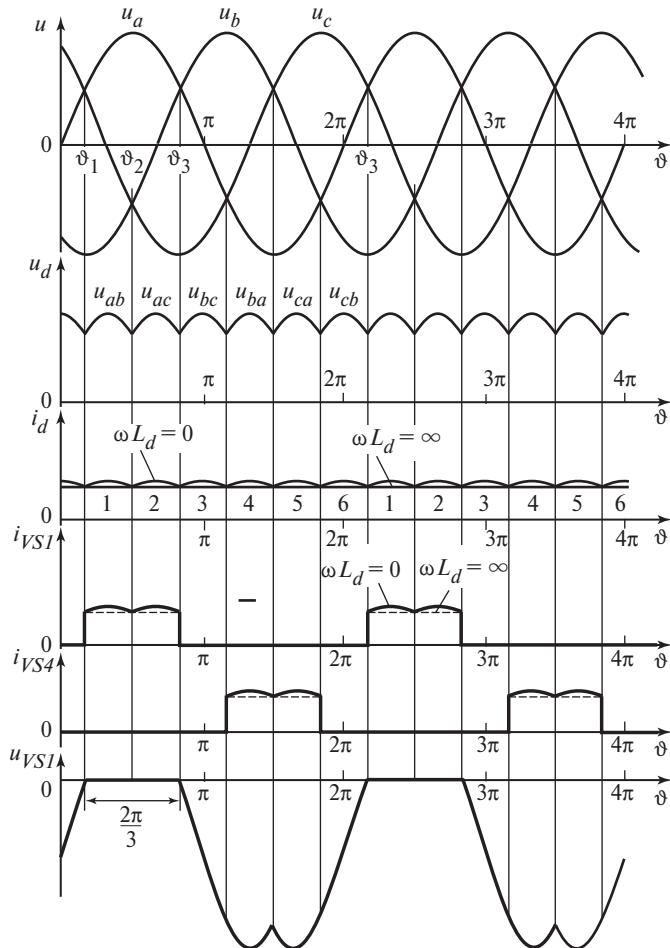


Рис. 4.13. Диаграммы тока и напряжения трехфазного мостового выпрямителя при угле $\alpha = 0$

торы $VS1$ и $VS2$ находятся в проводящем состоянии, остальные тиристоры выключены.

В момент ϑ_3 подается импульс управления на тиристор $VS3$ и он включается. Тиристор $VS1$ выключается, так как потенциал фазы b становится выше потенциала фазы a . Далее через интервалы времени, равные $\pi/3$, коммутируют следующие тиристорные пары: $VS2—VS4$, $VS3—VS5$, $VS4—VS6$, $VS5—VS1$. Таким образом, в течение периода питающего напряжения происходят шесть коммутаций через интервал $\pi/3$ каждая, причем три из них — в катодной группе тиристоров $VS1$, $VS3$ и $VS5$ (имеющих объединенные катоды) и три — в анодной группе тиристоров $VS4$, $VS6$ и $VS2$ (имеющих объединенные аноды). Нумерация тиристоров в данной схеме носит не случайный характер, а соответствует порядку их вступления в работу при условии соблюдения фазировки трансформатора, указанной на рис. 4.12.

Поочередная работа различных пар тиристоров в схеме приводит к появлению на сопротивлении R_d выпрямленного напряжения, состоящего из частей линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора (см. рис. 4.13). Моменты коммутации совпадают с моментами прохождения через нуль линейных напряжений (когда равны два фазных напряжения, например u_a и u_b). Длительность прохождения тока через каждый тиристор равна $2\pi/3$, в течение остального времени к нему приложено обратное напряжение, состоящее из частей соответствующих линейных напряжений.

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения (среднее значение) вычисляется для интервала повторяемости выпрямленного напряжения, равного $\pi/3$:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{6} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2, \quad (4.23)$$

где U_2 — действующее значение фазного напряжения вторичных обмоток трансформатора.

Выражение (4.23) справедливо для активной и активно-индуктивной нагрузок. При $\omega L_d = \infty$ работа тиристоров в схеме характеризуется следующими параметрами:

- максимальным значением обратного напряжения на тиристоре, равным амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки

$$U_{\max} = \sqrt{2} U_{2\text{л}}; \quad (4.24)$$

- максимальным значением тока тиристора

$$I_{\max} = I_d; \quad (4.25)$$

- средним значением тока тиристора

$$I_{\text{ср } VS} = I_d/3. \quad (4.26)$$

Работа схемы с углом управления $\alpha > 0$. В трехфазной мостовой схеме на тиристоры импульсы управления поступают с задержкой на угол α относительно нулевых значений линейных напряжений (или моментов пересечения синусоид фазных напряжений, рис. 4.14).

В результате задержки моментов коммутации тиристоров на угол α среднее значение выпрямленного напряжения, образованного из соответствующих частей линейных напряжений, снижается. До тех пор пока кривая мгновенных значений выпрямленного напряжения u_d остается выше нуля (что соответствует диапазону изменения угла управления $(0 < \alpha < \pi/3)$), выпрям-

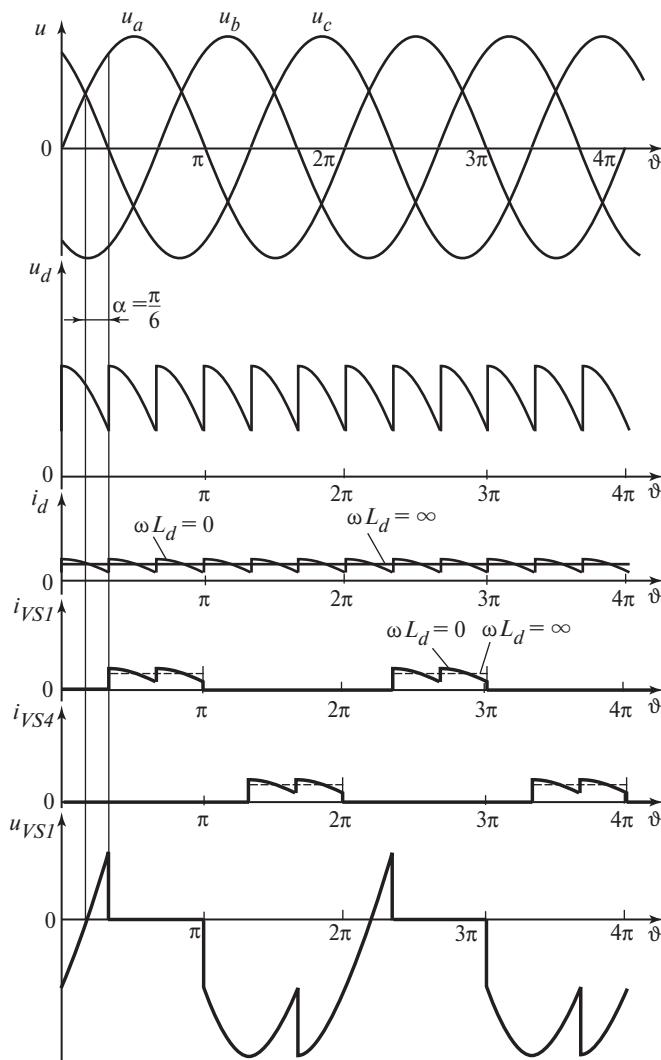


Рис. 4.14. Диаграммы тока и напряжения трехфазного мостового выпрямителя при угле $\alpha = \pi/6$

ленный ток I_d будет непрерывным вне зависимости от характера нагрузки. Поэтому при таких значениях угла α среднее значение выпрямленного напряжения для активной и активно-индуктивной нагрузки равно

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \sqrt{3} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha. \quad (4.27)$$

Угол $\alpha = \pi/3$ соответствует при активной нагрузке гранично-непрерывному режиму (рис. 4.15, слева). При углах $\alpha > \pi/3$ и активной нагрузке в напряжении u_d и токе i_d появляются интервалы с нулевыми значениями,

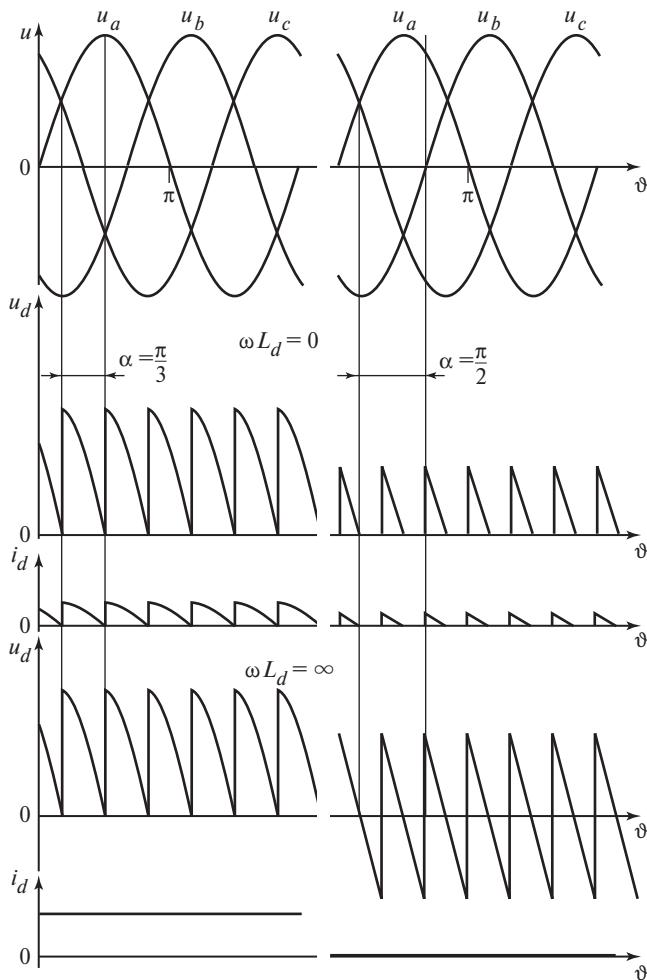


Рис. 4.15. Диаграммы тока и напряжения трехфазного мостового выпрямителя при углах $\alpha = \pi/3$ и $\alpha > \pi/3$

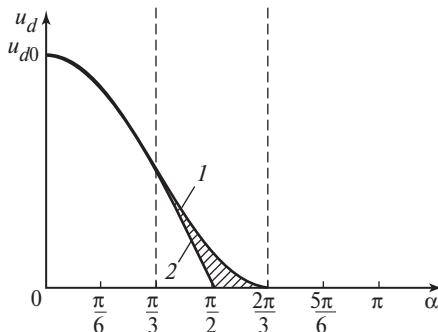


Рис. 4.16. Регулировочные характеристики трехфазного мостового выпрямителя:

1 — при активной нагрузке; 2 — при активно-индуктивной нагрузке

т.е. наступает режим работы с прерывистым выпрямленным током. Среднее значение выпрямленного напряжения уменьшается.

Когда угол $\alpha = \pi/2$, площади положительного и отрицательного участков кривой выпрямленного напряжения

равны, т.е. среднее значение $U_d = 0$ (рис. 4.15, справа).

В режиме с прерывистым током i_d для обеспечения работы данной схемы, а также для ее первоначального запуска на тиристоры схемы следует подавать сдвоенные импульсы управления с интервалом или одиночные, но с длительностью большей, чем $\pi/3$. Это объясняется тем, что для образования замкнутой цепи протекания тока необходимо обеспечить одновременное включение тиристоров анодной и катодной групп.

Регулировочные характеристики трехфазной мостовой схемы представлены на рис. 4.16. При изменении угла α от 0 до $\pi/3$ регулировочная характеристика для активной и активно-индуктивной нагрузки описывается (4.27). При углах $\alpha > \pi/3$ и активно-индуктивной нагрузке, обеспечивающей режим работы с непрерывным током i_d , регулировочная характеристика аналитически также выражается (4.27). Заштрихованная область на рис. 4.16 соответствует семейству регулировочных характеристик в режиме с прерывистым током i_d при различных значениях угла α .

Для выпрямителей большой мощности (выше 1000 кВт) с высокими значениями напряжений и токов используют многофазные схемы, состоящие из последовательно или параллельно соединенных вентильных мостовых схем.

Многомостовые схемы. Среди группы таких схем можно выделить многомостовые схемы с одним трансформатором, а также с двумя и более трансформаторами, имеющими разные группы соединения обмоток. Основное назначение многомостовых схем — это уменьшение пульсаций выпрямленного напряжения, улучшение формы тока, потребляемого из сети, и приближение ее к синусоидальной.

На рис. 4.17 представлены варианты двухмостовых схем. Схема на рис. 4.17, *а* состоит из трехобмоточного трансформатора, соединенного по схеме «звезда/звезда — треугольник», и двух трехфазных мостовых схем. Схема на рис. 4.17, *б* имеет два двухобмоточных трансформатора, один из которых соединен по схеме «звезда/звезда», а другой — по схеме «треугольник — звезда», и две трехфазные мостовые схемы. В обоих вариантах вторичные напряжения трансформаторов сдвинуты по фазе на угол $\pi/6$.

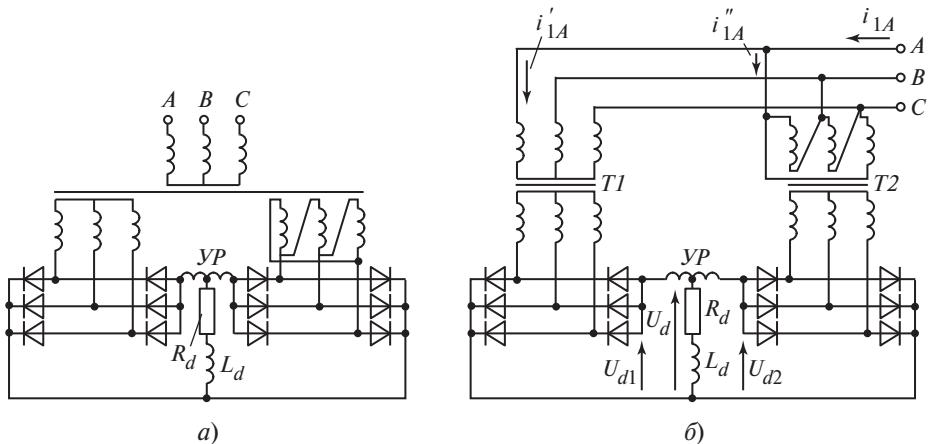


Рис. 4.17. Трехфазные двухмостовые выпрямители с параллельным соединением мостовых схем

Рассмотрим схему с двумя трансформаторами (см. рис. 4.17, б). В связи с тем что первичные обмотки трансформаторов $T1$ и $T2$ имеют разные схемы соединений, выпрямленное напряжение U_{d1} одной схемы будет иметь пульсации, сдвинутые по фазе на угол $\pi/6$ относительно пульсаций выпрямленного напряжения U_{d2} другой схемы. Для уравнивания мгновенных значений выпрямленных напряжений параллельное соединение мостовых схем производят через уравнительный реактор UP . Суммарное напряжение на нагрузке имеет пульсации, частота которых в 2 раза выше частоты пульсаций каждой из схем. В данном случае каждая мостовая схема имеет шесть пульсаций за период, а суммарное напряжение — 12 пульсаций за период. Поэтому данную схему иногда называют 12-фазной. Разность мгновенных напряжений воспринимается уравнительным реактором, две обмотки которого расположены на одном магнитопроводе. Мгновенные значения выпрямленного напряжения можно записать в виде

$$U_d = u_{d1} - \frac{u_{y.p.}}{2} = u_{d2} + \frac{u_{y.p.}}{2}, \quad (4.28)$$

где $u_{y.p.}$ — мгновенное значение напряжения на уравнительном реакторе.

На рис. 4.18 представлены диаграммы токов (при $\omega L_d = \infty$) для 12-фазных схем, из которых видно, что ток, потребляемый из сети, имеет форму, близкую к синусоидальной.

Для нормального функционирования схемы необходимо выбирать коэффициенты трансформации трансформаторов $T1$ и $T2$ такими, чтобы средние значения напряжений U_{d1} и U_{d2} были равными.

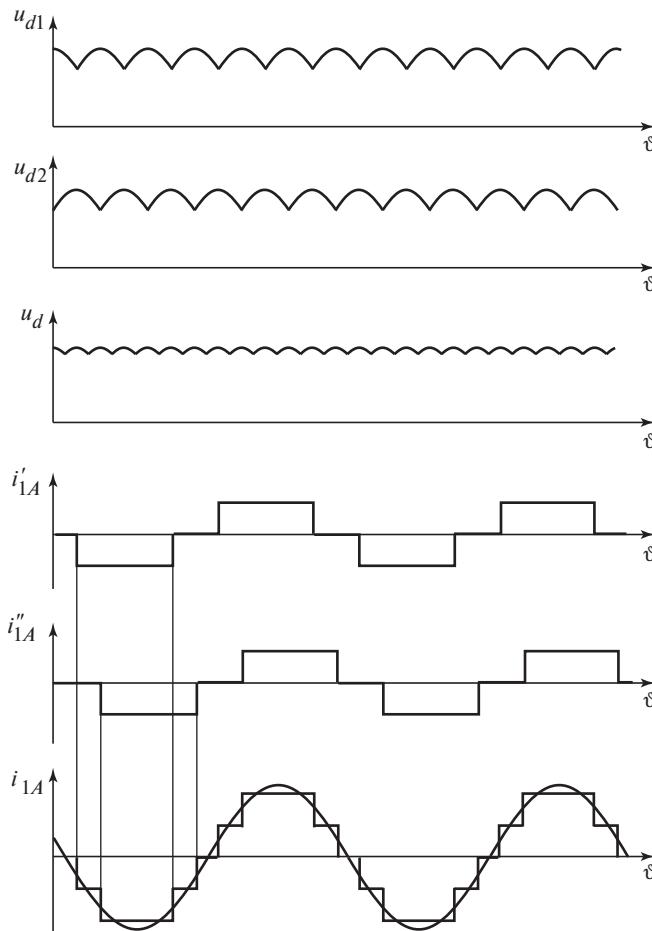


Рис. 4.18. Диаграммы тока и напряжения двухмостового выпрямителя с параллельным соединением мостовых схем

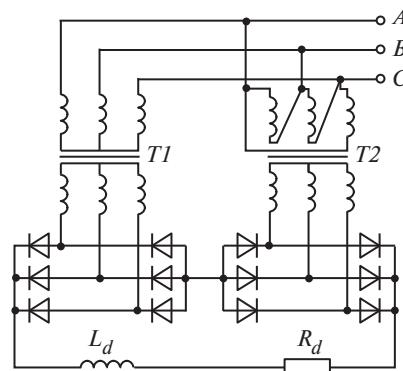


Рис. 4.19. Трехфазный двухмостовой выпрямитель с последовательным соединением мостовых схем

На рис. 4.19 представлена двухмостовая схема с последовательным соединением двух мостовых схем. Среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке равно

$$U_d = U_{d1} + U_{d2}, \quad (4.29)$$

где $U_{d1} = U_{d2}$ — средние значения напряжения.

Принцип образования 12-фазной схемы выпрямления здесь также основан на использовании трансформаторов с разными схемами соединения обмоток. Схемы 18- и 24-фазные на практике обычно получают путем параллельного соединения трех и четырех мостовых схем [3].

4.2.3. Характеристики выпрямителей

Пульсации выпрямленного напряжения. Выпрямленное напряжение можно представить в виде суммы постоянной и переменной составляющих.

Переменная составляющая состоит из суммы гармонических (синусоидальных) напряжений

$$u_{\sim}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} U_{nm} \sin (nm \omega t + \varphi_n), \quad (4.30)$$

где n — номер высшей гармоники; m — число пульсаций в выпрямленном напряжении за один период переменного напряжения сети; ω — угловая частота напряжения сети; U_{nm} — амплитуда n -й гармоники; φ_n — начальная фаза n -й гармоники.

Частоту составляющих выпрямленного напряжения можно записать в виде

$$f_n = nf_1 = mnf, \quad (4.31)$$

где f — частота напряжения сети; $f_1 = mf$ — частота первой гармоники пульсации.

При частоте сети $f = 50$ Гц частота первой гармоники пульсации ($n = 1$) будет иметь следующие значения:

- 100 Гц для однофазной двухполупериодной схемы ($m = 2$);
- 150 Гц для трехфазной схемы с нулевым выводом ($m = 3$);
- 300 Гц для трехфазной мостовой схемы ($m = 6$).

Амплитуда n -й гармоники напряжения для схем, работающих при угле управления $\alpha = 0$, определяется [2] по выражению:

$$U_{nm} = \frac{2U_d}{m^2 n^2 - 1}. \quad (4.32)$$

Согласно (4.32) самое большое значение имеет амплитуда первой гармоники ($n = 1$), остальные убывают обратно пропорционально квадрату порядкового номера гармонической составляющей.

Действующее значение переменной составляющей выпрямленного напряжения можно выразить

$$U_{\Pi} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2}, \quad (4.33)$$

где U_n — действующее значение n -й гармонической составляющей.

На практике пульсация, или содержание переменной составляющей, в выпрямленном напряжении оценивается значением коэффициента пульсаций K_{Π} . Задержка подачи на тиристоры импульсов управления относительно моментов естественной коммутации на угол α приводит к изменению гармонических составляющих в выпрямленном напряжении. Из диаграмм выпрямленного напряжения видно, что с ростом угла α увеличивается переменная составляющая (пульсация растет). В то же время период повторяемости пульсаций не зависит от угла α .

Искажение входных токов выпрямителей. Схемы выпрямления в большинстве случаев потребляют из питающей сети несинусоидальный ток. Только однофазный двухполупериодный выпрямитель при активной нагрузке и $\alpha = 0$ потребляет синусоидальный ток, и высшие гармоники тока равны нулю. При активно-индуктивной нагрузке, когда $\omega L_d = \infty$, ток имеет прямоугольную форму и может быть представлен в виде суммы гармонических составляющих

$$i_1(\vartheta) = \frac{4I_d}{\pi k_t} \left(\sin \vartheta + \frac{1}{3} \sin 3\vartheta + \dots + \frac{1}{n} \sin n\vartheta \right), \quad (4.34)$$

где k_t — коэффициент трансформации.

Из (4.34) видно, что в первичный ток двухполупериодной схемы ($m = 2$) входят только нечетные гармоники тока. Особенно заметно влияние высших гармоник на сеть при соизмеримости мощностей источника переменного тока и выпрямителя.

Гармонический состав тока, потребляемого из сети управляемым выпрямителем, существенно зависит от характера нагрузки. Если нагрузка активная или активно-индуктивная, но не обеспечивается режим работы с непрерывным током i_d , то с ростом угла α происходит увеличение амплитуд высших гармоник потребляемого тока (при условии неизменности амплитуды первой гармоники).

При активно-индуктивной нагрузке и идеально сглаженном выпрямленном токе угол управления не оказывает влияния на гармонический состав потребляемого тока. Следует отметить, что данный вывод справедлив при допущении о равенстве нулю индуктивных сопротивлений обмоток трансформаторов.

Уменьшение пульсаций напряжения и искажений входного тока. Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения и искажений тока

на выходе и входе выпрямителя обычно устанавливают пассивные или активные фильтры.

Коммутация токов в выпрямителях. Процесс перехода тока с одного тиристора на другой (процесс коммутации) рассматривался как мгновенный. В реальных схемах из-за наличия в цепи переменного тока индуктивных сопротивлений, в частности индуктивных сопротивлений обмоток трансформатора, обусловленных потоками рассеяния в магнитной системе трансформатора, процесс коммутации имеет определенную длительность. Эти сопротивления определяются из опыта короткого замыкания вторичных обмоток трансформатора и при анализе схем учитываются в виде общих (для каждой фазы) эквивалентных индуктивностей L_s , представляющих собой суммарную индуктивность вторичной обмотки и приведенную по числу витков индуктивность первичной обмотки. Помимо индуктивного сопротивления на процессы коммутации влияет и активное сопротивление обмоток, но его влияние в нормальных режимах работы значительно меньше. Поэтому рассмотрим процессы коммутации с учетом только индуктивных сопротивлений обмоток, полагая при этом выпрямленный ток идеально сглаженным ($\omega L_d = \infty$). Учитывая одинаковый характер процессов коммутации в различных схемах, остановимся на наиболее простой схеме выпрямления — однофазной двухполупериодной.

На рис. 4.20 представлены эквивалентная схема однофазного двухполупериодного выпрямителя на тиристорах и диаграммы напряжений и токов, поясняющие процесс коммутации токов. Индуктивные сопротивления обмоток учтены введением в схему индуктивностей L_s . Предположим, что в проводящем состоянии находится тиристор $VS1$. В момент ϑ_1 поступает импульс управления на тиристор $VS2$. Поскольку потенциал анода тиристора в этот момент положителен относительно катода, тиристор включается.

В момент ϑ_1 оба тиристора будут включены, и вторичные полуобмотки трансформатора окажутся замкнутыми через них накоротко. Под воздействием ЭДС вторичных полуобмоток e_a и e_b в короткозамкнутой цепи (контуре коммутации) возникает ток короткого замыкания i_k , который является коммутирующим током. Этот ток можно в любой момент времени, начиная с ϑ_1 , определить как сумму двух составляющих — установленнойся i'_k и свободной i''_k , которые рассчитываются по следующим соотношениям:

$$i'_k = \frac{2\sqrt{2}}{2x_s} U_2 \cos(\vartheta + \alpha); \quad (4.35)$$

$$i''_k = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_s} \cos \alpha, \quad (4.36)$$

где U_2 — действующее значение напряжения вторичной полуобмотки; $x_s = \omega L_s$.

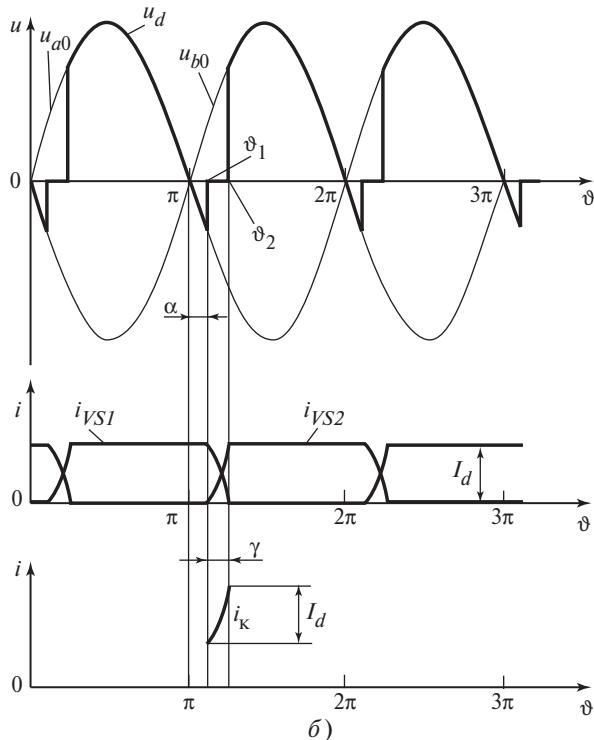
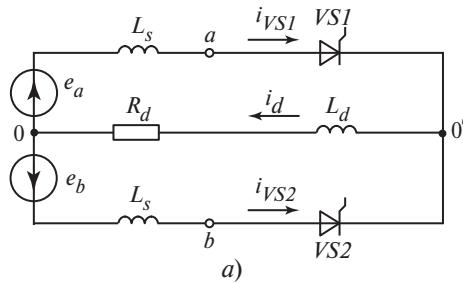


Рис. 4.20. Двухполупериодный тиристорный выпрямитель:
а — эквивалентная схема; б — диаграммы напряжения и тока

Результирующий ток короткого замыкания с учетом (4.35) и (4.36) можно записать в виде

$$i_k = i'_k + i''_k = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_s} [\cos \alpha + \cos (\vartheta + \alpha)]. \quad (4.37)$$

При включении тиристора $VS2$ и выключении тиристора $VS1$ ток i_k направлен от полуобмотки « b » с большим потенциалом к полуобмотке « a » с меньшим потенциалом. Учитывая, что выпрямленный ток при $\omega L_d = \infty$

в период коммутации остается неизменным, можно записать для узла «0» следующее уравнение токов:

$$i_{VS1} + i_{VS2} = I_d = \text{const}, \quad (4.38)$$

где I_d — среднее значение выпрямленного тока.

Уравнение (4.38) справедливо для любого момента времени. Пока ток проводит только тиристор $VS1$, получаем $i_{VS1} = I_d$ и $i_{VS2} = 0$. На интервале одновременной проводимости тиристоров $VS1$ и $VS2$ (интервал коммутации тока с тиристора $VS1$ на тиристор $VS2$) $i_{VS1} = I_d - i_k$ и $i_{VS2} = i_k$. Когда ток будет проводить только тиристор $VS2$, получим

$$i_{VS2} = I_d; \quad i_{VS1} = 0.$$

Длительность интервала коммутации характеризуется углом коммутации γ , который может быть определен из уравнения

$$I_d = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_s} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (4.39)$$

Обозначив угол коммутации γ при угле $\alpha = 0$ через γ_0 , можно записать

$$1 - \cos \gamma_0 = \frac{I_d x_s}{\sqrt{2} U_2}. \quad (4.40)$$

Подставляя в исходное уравнение значение γ_0 , получаем

$$\gamma = \arccos[\cos \alpha + \cos \gamma_0 - 1] - \alpha. \quad (4.41)$$

Согласно (4.41) с ростом угла α уменьшается угол коммутации γ . С увеличением угла α растет напряжение, под действием которого развивается ток i_k в контуре коммутации и до значения I_d он возрастает быстрее.

Длительность протекания тока в тиристорах по сравнению с идеализированной схемой увеличивается на угол γ и становится равной $\pi + \gamma$.

Процесс коммутации оказывает непосредственное влияние на выпрямленное напряжение U_d , так как на интервалах коммутации мгновенное значение выпрямленного напряжения снижается до нуля (см. рис. 4.20, б). В результате этого происходит уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения на значение

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta. \quad (4.42)$$

Из (4.39) — (4.42) можно получить

$$\Delta U_x = \frac{I_d x_s}{\pi}. \quad (4.43)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения с учетом (4.43) вычисляют по формуле

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{I_d x_s}{\pi}. \quad (4.44)$$

Внешние характеристики выпрямителей. Внешней характеристикой выпрямителя называют зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения тока нагрузки. Внешняя характеристика определяется внутренним сопротивлением выпрямителя, которое приводит к снижению выпрямленного напряжения с ростом нагрузки. Снижение напряжения обусловлено активным сопротивлением схемы ΔU_R , падением напряжения в тиристорах ΔU_{VS} и индуктивным сопротивлением ΔU_x , которое проявляется при процессах коммутации.

Уравнение внешней характеристики выпрямителя (при $\omega L_d = \infty$) имеет вид

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_R - \Delta U_{VS} - U_x. \quad (4.45)$$

Согласно (4.45) выходное напряжение выпрямителя снижается по мере увеличения тока нагрузки за счет внутреннего падения напряжения. В зависимости от мощности выпрямителя влияние активных и реактивных элементов схемы в этом процессе различно. Обычно в выпрямителях малой мощности преобладает влияние активного сопротивления обмоток трансформатора, а в выпрямителях большой мощности — индуктивного сопротивления рассеяния трансформатора.

При значениях тока нагрузки, не превышающих номинального, внутреннее падение напряжения выпрямителей составляет не более 20 % напряжения. Однако при перегрузках и режимах, близких к короткому замыканию,

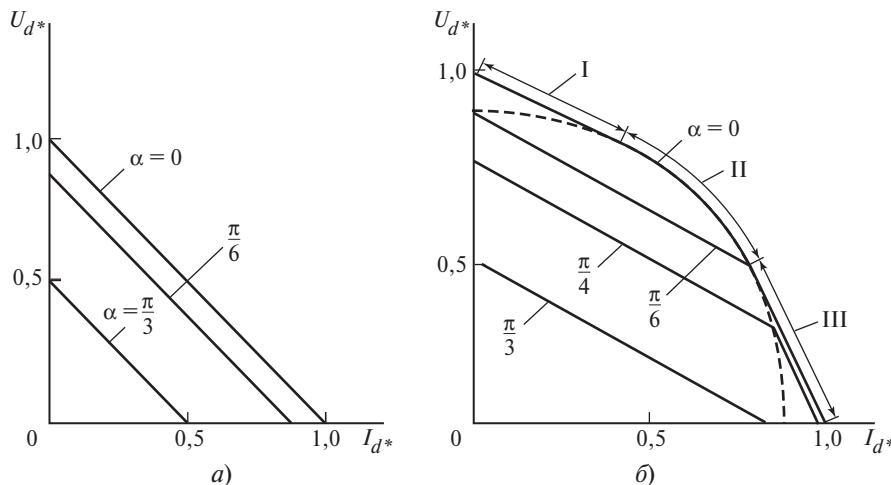


Рис. 4.21. Внешние характеристики выпрямителей:

а — однофазного двухполупериодного, или мостового; б — трехфазного мостового; I, II, III — области режимов работы

становится существенным влияние внутренних сопротивлений схемы. Кроме того, в трехфазных и многофазных схемах при перегрузках изменяется характер электромагнитных процессов, влияющих на ход внешней характеристики. На рис. 4.21 в качестве примеров приведены внешние характеристики однофазного и трехфазного выпрямителей.

Энергетические характеристики выпрямителя. Коэффициент мощности и КПД выпрямителя можно понимать двояко. Следует различать его выходную характеристику, зависящую от пульсаций выпрямленного напряжения, и мощность, определяемую средним значением выходного напряжения U_d и тока нагрузки I_d . Последнюю обычно рассматривают как «полезную», и поэтому ее значение используют при расчетах. При малых пульсациях выходного напряжения разница между ними незначительна и ею можно пренебречь.

Основные потери активной мощности имеют место в следующих частях силовых выпрямителей: в трансформаторе ΔP_t , тиристорах выпрямителя ΔP_{VS} и вспомогательных устройствах (системах управления, защиты, охлаждения, сигнализации и др.) $\Delta P_{всп}$. С учетом этих составляющих для выпрямителя с малой пульсацией тока КПД определяется

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + \Delta P_t + \Delta P_{VS} + \Delta P_{всп}}. \quad (4.46)$$

Выпрямители средней и большой мощности на тиристорах имеют КПД примерно 0,7—0,9.

Коэффициентом мощности называют отношение активной мощности к полной. С учетом коэффициента мощности определяют полную мощность, потребляемую преобразователем электрической энергии, если известны активная мощность нагрузки преобразователя и его КПД. При вычислении коэффициента мощности выпрямителя необходимо учитывать несинусоидальность потребляемого им из сети тока. На рис. 4.22 представлены диаграммы напряжения питающей сети u_c и тока i_c , потребляемого однофазным управляемым выпрямителем из сети при допущении идеальной сглаженности выпрямленного тока и отсутствия угла коммутации. Из несинусоидального тока может быть выделена первая гармоника i_{c1} , отстающая от напряжения u_c на угол ϕ_1 . Активная мощность P , потребляемая выпрямителем, выражается следующей формулой:

$$P = U_c I_{c1} \cos \phi_1, \quad (4.47)$$

где U_c — действующее значение напряжения сети; I_{c1} — действующее значение первой гармоники тока, поступающего из сети; ϕ_1 — угол сдвига первой гармоники тока по отношению к напряжению питающей сети.

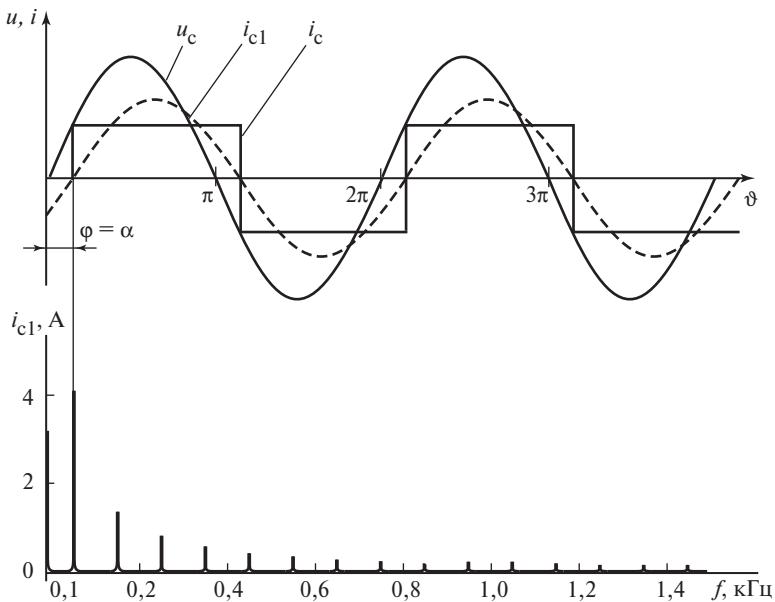


Рис. 4.22. Формы тока однофазного мостового выпрямителя (при $L_d = \infty$) и его спектральный состав

Полную мощность, потребляемую выпрямителем, определяют по формуле:

$$S = U_c I_c = U_c \sqrt{I_{c1}^2 + \sum_{n=3}^{\infty} I_{c_n}^2}, \quad (4.48)$$

где I_c — действующее значение несинусоидального тока, поступающего из сети; I_{c_n} — действующее значение его n -й гармоники.

Коэффициент мощности выпрямителя в соответствии с (4.47) и (4.48) выражают следующим соотношением:

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{I_{c1} \cos \varphi_1}{\sqrt{I_{c1}^2 + \sum_{n=3}^{\infty} I_{c_n}^2}}. \quad (4.49)$$

В схемах управляемых выпрямителей, работающих при угле управления α , значения углов управления и сдвига первой гармоники тока относительно напряжения совпадают. Следовательно, для схем с идеально слаженным током коэффициент мощности в соответствии с (4.49) определяют

$$\chi = v \cos \alpha, \quad (4.50)$$

где v — коэффициент искажения.

Для несинусоидального режима вводят понятие «мощность искажения» [9, 10].

4.3. Инверторы, ведомые сетью

4.3.1. Принцип действия инвертора, ведомого сетью

Инвертирование — преобразование электроэнергии постоянного тока в энергию переменного тока. Термин «инвертор» происходит от латинского «*inversio*» — переворачивание, перестановка. Впервые этот термин в силовой электронике был введен для обозначения процесса, обратного выпрямлению. При инвертировании поток энергии меняет свое направление на обратное и поступает от источника постоянного тока в сеть переменного тока. Преобразователь, работающий в этом режиме, называют *инвертором, ведомым сетью*, так как коммутация его вентилей осуществляется под действием переменного напряжения внешней сети. Поскольку электрические параметры преобразователя в этом случае полностью определяются параметрами внешней сети переменного тока, его иногда называют *зависимым инвертором*.

Принцип действия инвертора, ведомого сетью, рассмотрим на примере простейшей схемы (рис. 4.23, *а*). Допустим, что элементы схемы идеальные, а внутреннее сопротивление аккумуляторной батареи (АБ) равно нулю. На рис. 4.23, *б* представлены диаграммы напряжения и тока, иллюстрирующие работу схемы в выпрямительном режиме. При допущении равенства нулю внутренних сопротивлений источников переменного и постоянного тока можно считать, что их напряжения равны ЭДС, т.е. $e_{ab} = u_{ab}$ и $E_{AB} = U_{AB}$. Если положительный вывод батареи соединен так, как показано штриховой линией на рис. 4.23, *а*, то схема может работать в режиме выпрямления с нагрузкой в виде противоЭДС, что соответствует режиму заряда АБ. При изменении полярности АБ возможна работа схемы в режиме инвертирования. Рассмотрим эти процессы более подробно.

При подаче на тиристор импульса управления в момент $\vartheta = \vartheta_1$, определяемый углом управления α , тиристор включается. В результате этого из сети в АБ начинает поступать ток i_d . Благодаря сглаживающему реактору L_d ток i_d будет плавно изменяться во времени: увеличиваясь, пока $u_{ab} > U_d$, и уменьшаясь при $U_d > u_{ab}$. В момент ϑ_3 (соответствующий равенству заштрихованных площадей на рис. 4.23, *б*) ток i_d становится равным нулю и тиристор *VS* выключается. Протекание через тиристор тока i_d на интервале от ϑ_2 до ϑ_3 , когда $U_d > u_{ab}$, обусловлено накоплением электромагнитной энергии в реакторе L_d . Далее рассмотренные процессы периодически повторяются, в результате чего АБ заряжается выпрямленным током (ток i_d направлен навстречу ЭДС E_{AB}).

Для перевода схемы в инверторный режим необходимо переключить полярность батареи. Рассмотрим инверторный режим работы.

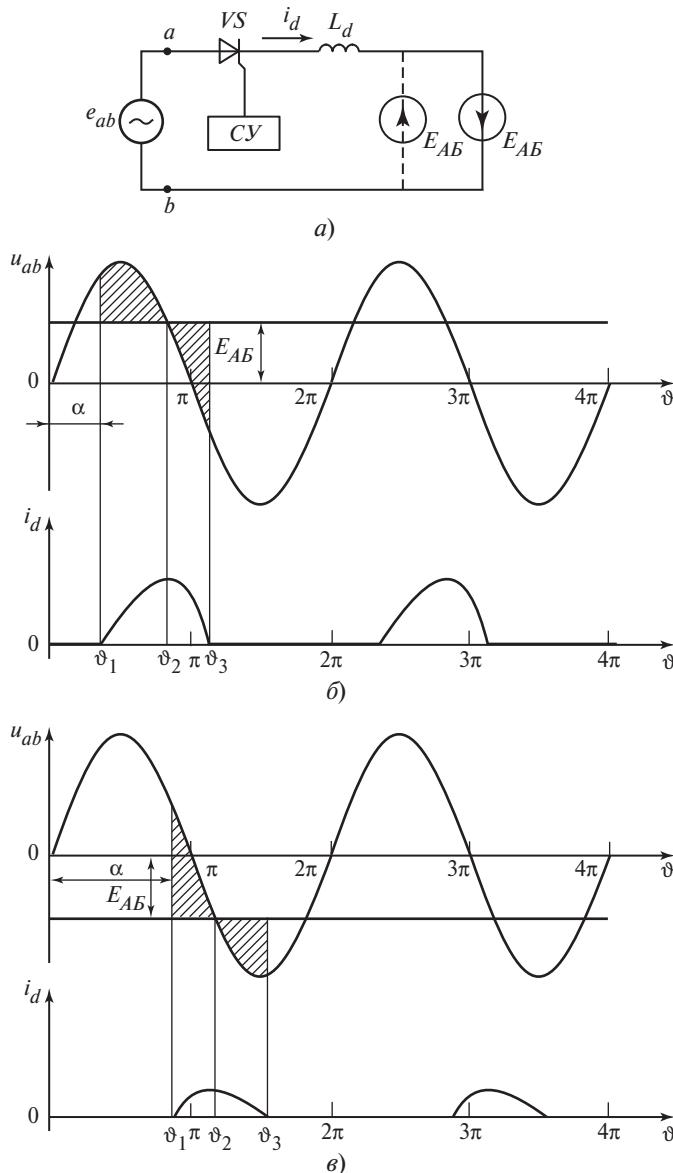


Рис. 4.23. Однополупериодный обратимый преобразователь:
 а — схема; б — диаграммы напряжения и тока в выпрямительном режиме; в — диаграммы напряжения и тока в инверторном режиме

Передача энергии от одного источника к другому происходит тогда, когда ток от отдающего источника направлен навстречу ЭДС источника, принимающего эту энергию. В рассматриваемом случае передача энергии в сеть от аккумуляторной батареи будет происходить, когда ЭДС сети e_{ab} направлена навстречу току i_d . На рис. 4.23, в представлены диаграммы

напряжения и тока в элементах схемы для инверторного режима. Если в момент ϑ_1 на тиристор VS подать импульс управления, то тиристор включится, так как к нему приложено положительное прямое напряжение. Прямое напряжение на тиристоре существует до момента ϑ_2 . Начиная с этого момента напряжение u_{ab} по абсолютному значению превышает ЭДС. Под воздействием разности напряжений $U_{AB} - u_{ab}$ в цепи начнет протекать ток i_d , противоположный по знаку напряжению сети u_{ab} . Наличие в схеме сглаживающего реактора L_d ограничивает скорость нарастания этого тока и его максимальное значение. За счет энергии, накапливаемой в реакторе, ток продолжает протекать через тиристор после того, как напряжение u_{ab} по абсолютному значению будет больше напряжения U_d и станет равным нулю в момент ϑ_3 , соответствующий равенству заштрихованных областей на рис. 4.23, в.

Схемы зависимых инверторов по существу не отличаются от схем управляемых выпрямителей. Поэтому их рассматривают как схемы реверсивных преобразователей, способных передавать электрическую энергию из сети в источник постоянного тока (выпрямительный режим) и наоборот (инверторный режим). Такие преобразователи называют преобразователями переменного/постоянного тока, преобразующие переменный ток в постоянный и (или) наоборот.

Переход от выпрямительного режима работы к инверторному. Переход из выпрямительного режима работы в инверторный и наоборот может осуществляться переключением полярности источника постоянного тока относительно общих выводов анодной и катодной групп тиристоров мостовой схемы.

На рис. 4.24, а представлена мостовая схема однофазного преобразователя, в котором схема подключения источника постоянного тока с ЭДС ($E_{ист}$) в инверторном режиме показана штриховой линией, а в выпрямительном с ЭДС ($E_{пр}$) — сплошной линией. Предположим, что индуктивность L_d достаточно велика и пульсацией постоянного тока можно пренебречь, т.е. принять допущение $\omega L_d = \infty$, при рассмотрении установившихся режимов работы с разными значениями угла управления α , определяющего момент подачи системой управления управляющих импульсов токов на тиристоры.

На диаграммах рис. 4.24 представлены мгновенные значения напряжения $u_d(\vartheta)$ на стороне постоянного тока преобразователя (до реактора L_d). При принятых допущениях значения ЭДС источников равны, т.е. $E_{ист} = E_{пр}$. Диаграммы приведены для установившихся режимов работы преобразователя с углами α равными $0, \pi/4, \pi/2, 2\pi/3$ и π . Будем считать, что ток в реакторе L_d во всех режимах равен среднему значению тока I_d . При изменении угла α такое условие в установившихся режимах может быть выполнено, если напряжение источника (приемника) постоянного тока изменяется соответственно со значениями углов управления преобразователя.

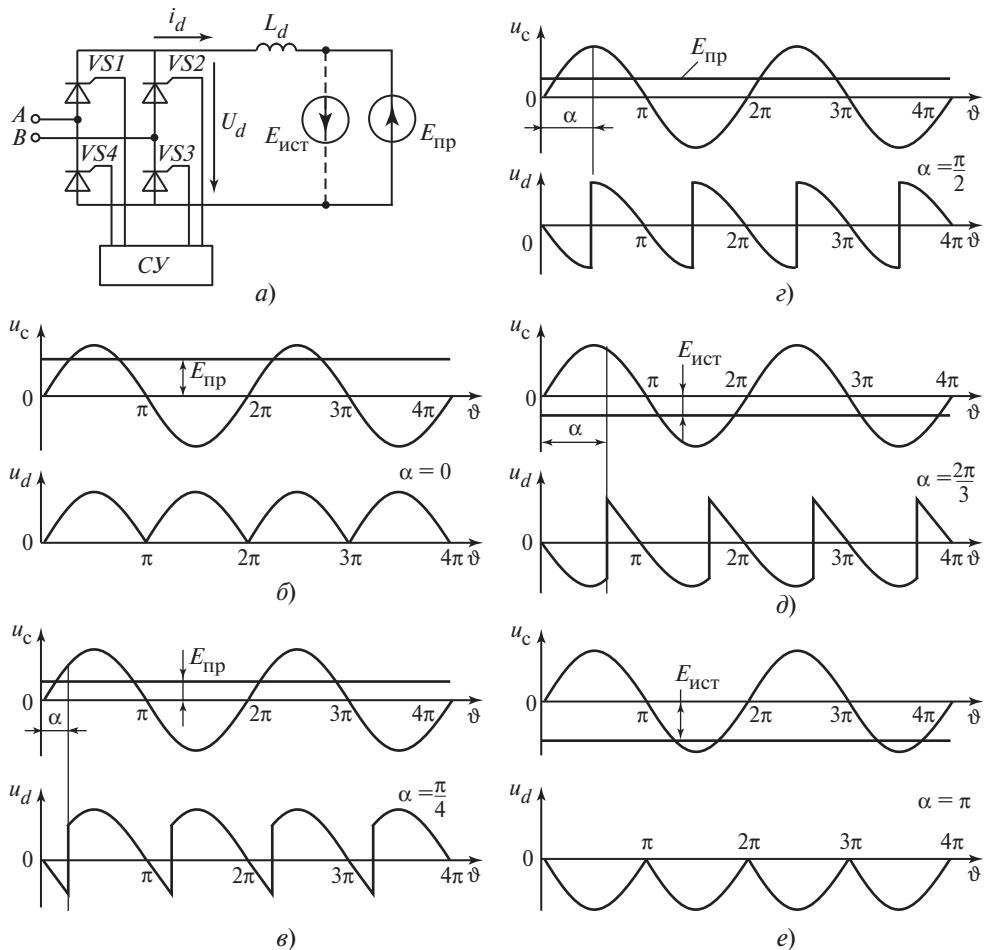


Рис. 4.24. Однофазный мостовой преобразователь:

а — схема; б—е — диаграммы напряжения при различных углах α

На диаграммах рис. 4.24 значения углов $\alpha = 0$ и $\alpha = \pi/4$ соответствуют режиму выпрямления. При $\alpha = \pi/2$ среднее значение напряжения на стороне постоянного тока преобразователя $U_d = 0$ и ток I_d , накопленный в реакторе L_d , остается неизменным из-за принятых допущений об отсутствии потерь мощности в элементах схемы. При $\alpha = \pi/2$ происходит обмен реактивной мощностью между источниками переменного тока и реактором L_d . При углах $\alpha = 2\pi/3$ и $\alpha = \pi$ среднее напряжение U_d изменяет свою полярность (становится встречным для тока I_d), что соответствует режиму инвертирования, т.е. передачи потока электроэнергии от источника $E_{ист}$ через тиристорный мост преобразователя в сеть переменного тока. На рис. 4.25 представлены диаграммы напряжения сети и входного тока i_c инвертора на стороне

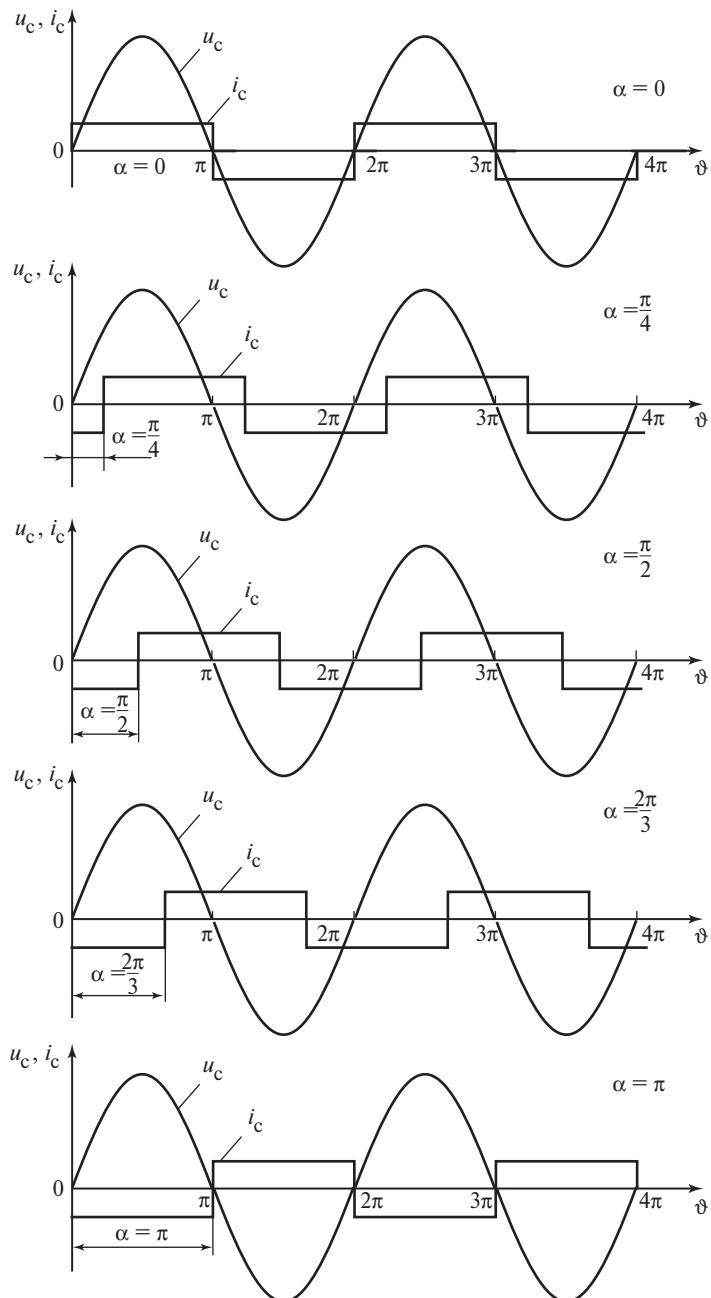


Рис. 4.25. Диаграммы тока и напряжения

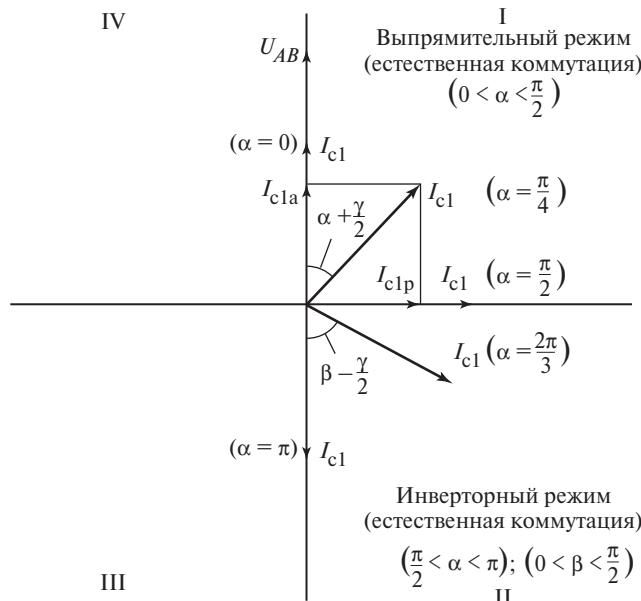


Рис. 4.26. Векторные диаграммы токов

сети, имеющего при принятых допущениях форму меандра. Если учесть только первую гармонику этого тока, то для различных режимов работы можно составить векторные диаграммы (рис. 4.26). Тиристорный преобразователь переменного/постоянного тока с естественной коммутацией работает в двух квадрантах комплексной плоскости, в которых расположены возможные векторные значения первой гармоники переменного тока.

При переходе в инверторный режим управления угол $\alpha > \pi/2$. В этом режиме тиристорный преобразователь становится звеном, преобразующим постоянный ток в переменный и передающим энергию источника постоянного тока с ЭДС $E_{\text{ист}}$ в сеть. При этом на стороне постоянного тока (до реактора L_d) формируется ЭДС инвертора с полярностью противоположной ЭДС выпрямителя.

4.3.2. Работа основных схем в инверторном режиме

Однофазный мостовой инвертор. На рис. 4.27 представлена мостовая схема инвертора. Предположим, что ток проводят тиристоры $VS1, VS3$. В этом случае энергия от источника постоянного тока $E_{\text{ист}}$ поступает через трансформатор в сеть. Это обусловлено тем, что ток i_c в первичной обмотке трансформатора T направлен навстречу напряжению u_{ab} . При допущении $L_d = \infty$ пульсации напряжения, обусловленные разностью мгновенных значений напряжений вторичных обмоток трансформатора и источника постоянного тока, будут приложены к реактору L_d .

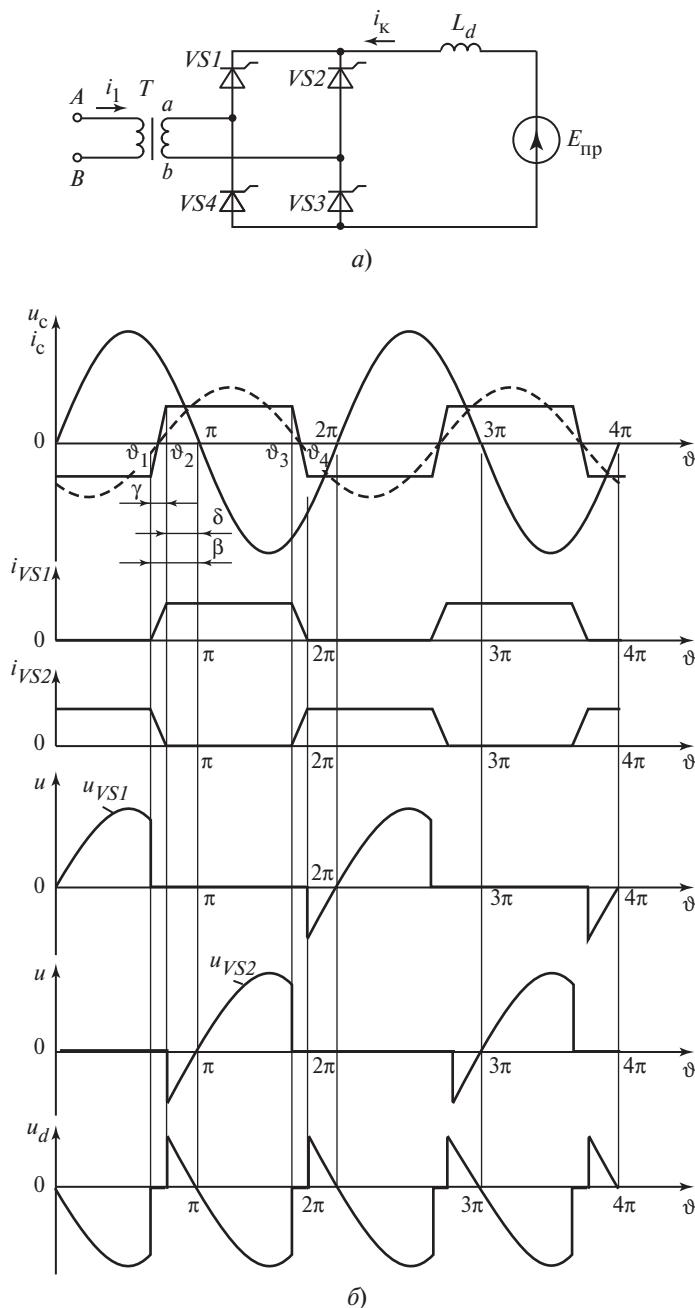


Рис. 4.27. Однофазный мостовой инвертор (начало):
 а — схема; б — диаграммы напряжения и тока на элементах схемы при непрерывном токе в реакторе; в — диаграммы напряжения и тока на элементах схемы при прерывистом токе в реакторе

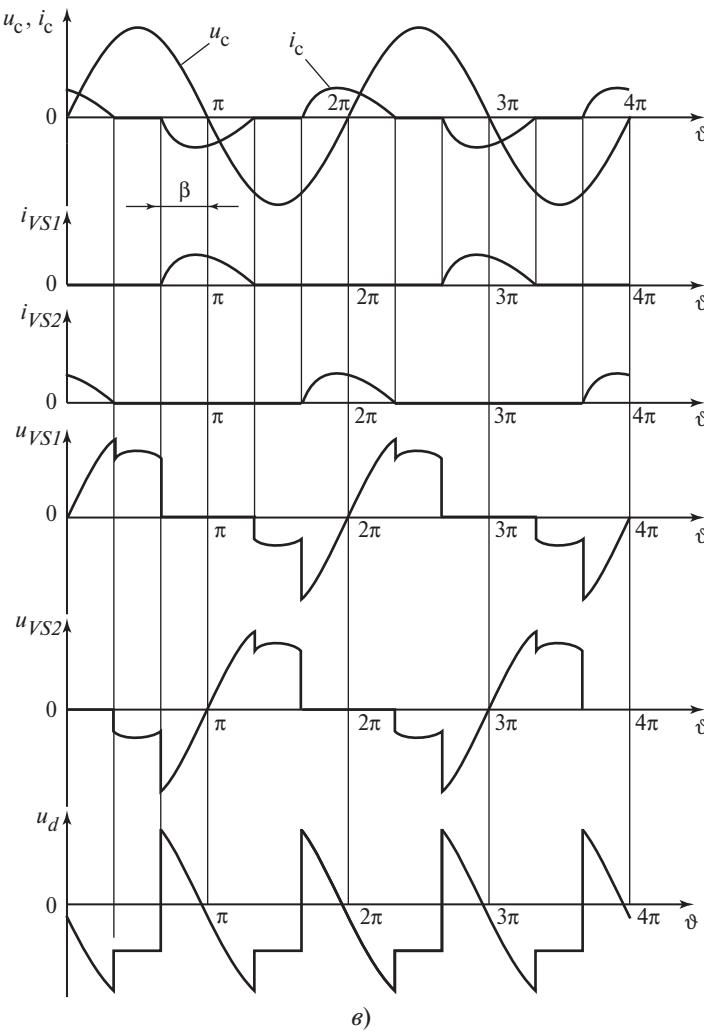


Рис. 4.27. Окончание

Для обеспечения инверторного режима угол управления α должен быть больше $\pi/2$. Поэтому при анализе схем угол управления в инверторном режиме принято отсчитывать в сторону опережения (влево) относительно сдвинутых на угол α моментов естественной коммутации в схемах с неуправляемыми диодами (или относительно углов $\alpha = 0, \pi, 2\pi$ и т.д. в схемах с тиристорами). Угол, исчисляемый по такому принципу, называют углом *опережения* и обозначают β . Угол β связан с углом α соотношением

$$\beta = \pi - \alpha. \quad (4.51)$$

Предположим, что на интервале времени от 0 до θ_1 ток проводили тиристоры $VS2$ и $VS4$. В момент θ_1 на тиристоры $VS1$ и $VS3$ подаются

импульсы управления. Так как в этот момент анод тиристоров имеет положительный потенциал относительно катода ($u_{ab} > 0$), тиристоры включаются. Вторичная обмотка трансформатора оказывается замкнутой накоротко, в результате возникает ток короткого замыкания i_k , направленный навстречу току, протекающему через тиристоры, т.е. начинается процесс естественной коммутации. Когда в момент θ_2 процесс коммутации заканчивается (длительность его так же, как и в выпрямительном режиме, выражается углом γ), тиристоры выключаются, и к ним прикладывается обратное напряжение u_{ab} . Тиристоры $VS2$ и $VS4$ восстанавливают свою запирающую способность до тех пор, пока напряжение u_{ab} не изменит свой знак (когда потенциал точки «*b*» станет выше потенциала точки «*a*»). Угол, соответствующий этому интервалу времени, называют углом запаса и обозначают δ . Углы β , γ и δ связаны соотношением

$$\beta = \gamma + \delta. \quad (4.52)$$

Тиристоры $VS1$ и $VS3$ проводят ток до момента θ_4 . Перед этим, в момент θ_3 , импульсы управления поступают на тиристоры $VS2$ и $VS4$, в результате чего происходит процесс коммутации и тиристоры $VS2$ и $VS4$ включаются, а тиристоры $VS1$ и $VS3$ выключаются. Далее рассмотренные процессы периодически повторяются.

Из характера электромагнитных процессов видно, что они во многом сходны с процессами, протекающими при работе выпрямителя на противоЭДС. Основное отличие состоит в том, что в инверторном режиме источник постоянного напряжения включен с противоположной полярностью относительно тиристорного комплекта и отдает энергию в сеть. Так как импульсы управления подаются на тиристоры с опережением на угол β относительно сдвинутых на угол π моментов коммутации, то поступающий в сеть ток i_c проходит через нуль в сторону положительных значений раньше, чем проходит через нуль напряжение в сторону отрицательных значений. Поэтому первая гармоника тока i_c сдвинута относительно напряжения u_{ab} в сторону опережения на угол, приблизительно равный $\beta - \gamma/2$ (рис. 4.27, δ).

Векторные диаграммы тока i_{c1} и напряжения u_{ab} для выпрямительного и инверторного режимов работы преобразователя показаны на рис. 4.26. В выпрямительном режиме первая гармоника тока сдвинута относительно напряжения в сторону отставания приблизительно на угол $\alpha + \gamma/2$. Из векторной диаграммы видно, что в инверторном режиме активная составляющая тока I_{c1a} направлена навстречу напряжению сети, что соответствует поступлению в нее активной мощности. Реактивная составляющая тока I_{c1p} , как и в выпрямительном режиме, отстает на угол $\pi/2$ от напряжения сети. Следовательно, в обоих режимах преобразователь является потребителем реактивной мощности. Напряжение на стороне постоянного тока преобразователя, называемое противоЭДС инвертора, имеет пульсацию, которая зависит от углов β и γ и определяется по тем же соотношениям, что и для

выпрямительного режима, если угол α в них заменить на угол β . Среднее значение напряжения U_d равно напряжению источника $E_{\text{ист}}$.

Связь между действующим значением напряжения U_{ab} на вторичной обмотке трансформатора (это напряжение зависит от напряжения сети переменного тока и коэффициента трансформации трансформатора) и напряжением источника постоянного тока U_d подобна выражению для среднего значения выпрямленного напряжения выпрямителя. Для холостого хода инвертора получим

$$U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \beta, \quad (4.53)$$

где U_2 — действующее напряжение на вторичной обмотке трансформатора.

Другие соотношения также подобны приведенным для случая активно-индуктивной нагрузки однофазного выпрямителя при непрерывном токе в реакторе. В режиме работы с прерывистым током i_d (рис. 4.27, в) аналитические выражения связи между параметрами схемы значительно усложняются, так же как и в выпрямительном режиме.

Трехфазный мостовой инвертор. На рис. 4.28 представлены схема трехфазного мостового инвертора на тиристорах и диаграммы токов и напряжений на ее элементах при идеальной сглаженности тока I_d . В этой схеме, так же как и в однофазной, импульсы управления подаются на тиристоры с опережением на угол β относительно моментов времени, соответствующих началу коммутации тиристоров при работе схемы в режиме неуправляемого выпрямителя ($\alpha = 0, \alpha = \pi, \alpha = 2\pi$ и т.д.). Указанные моменты времени соответствуют прохождению через нуль линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора, т.е. пересечению синусоид фазных напряжений u_a , u_b и u_c . На интервале $\vartheta_0 - \vartheta_1$ под воздействием напряжения источника U_d ток I_d проходит через тиристоры $VS1$, $VS2$ и вторичные обмотки трансформатора (фазы a и c). При этом мгновенное значение противоЭДС инвертора (рис. 4.28, б) равно разности напряжений u_c и u_a .

В момент ϑ_1 , определяемый углом опережения β , который задается системой управления инвертора, подается импульс управления на тиристор $VS3$. Этот тиристор включается и фазы « a » и « b » вторичных обмоток трансформатора оказываются замкнутыми накоротко. В них начинает протекать ток короткого замыкания, направленный навстречу току i_{VS1} , протекающему через тиристор $VS1$. т.е. начинается процесс коммутации, аналогичный процессу коммутации в трехфазной мостовой схеме выпрямителя, длительность которого определяется углом γ . На интервале коммутации напряжение $U_d =$

$= u_c - \frac{u_a + u_b}{2}$. После окончания процесса коммутации ток I_d проводят тиристоры $VS2$ и $VS3$, а к тиристору $VS1$ приложено обратное напряжение в течение времени, определяемого углом δ . Далее коммутация тиристоров

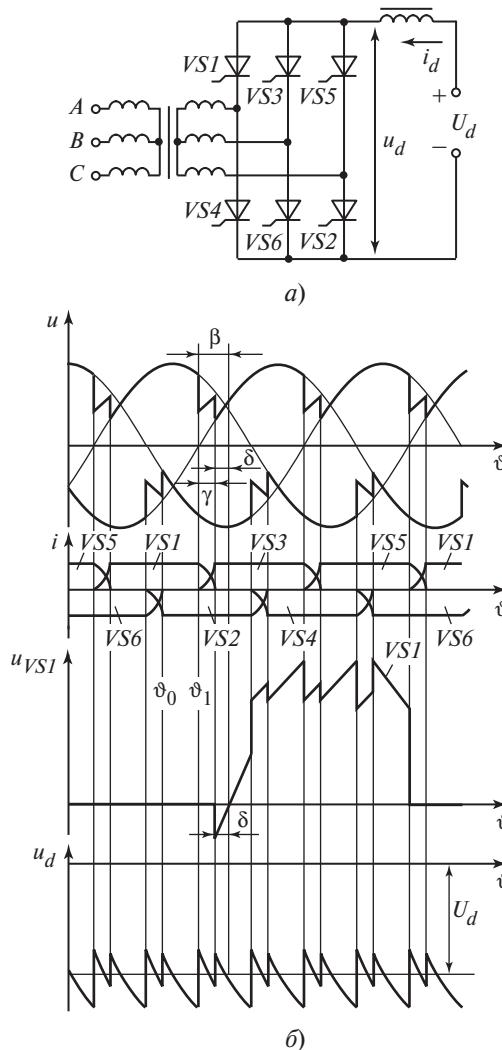


Рис. 4.28. Трехфазный мостовой инвертор:

а — электрическая схема; б — диаграммы тока и напряжения на элементах схемы

идет в соответствии с их нумерацией, указанной на рис. 4.28, б. Длительность проводящего интервала каждого вентиля составляет $2\pi/3 + \gamma$.

Процессы коммутации как в инверторном, так и в выпрямительном режиме работы преобразователей вызывают не только периодические провалы напряжения на стороне постоянного тока. Одновременно появляются провалы и всплески в напряжении сети переменного тока. Так, допуская, что эквивалентная фазовая индуктивность (включающая индуктивность рассеяния трансформатора) подключена непосредственно к выводам схемы преобразователя рис. 4.29, а, получаем, что напряжения на выводах схемы имеют

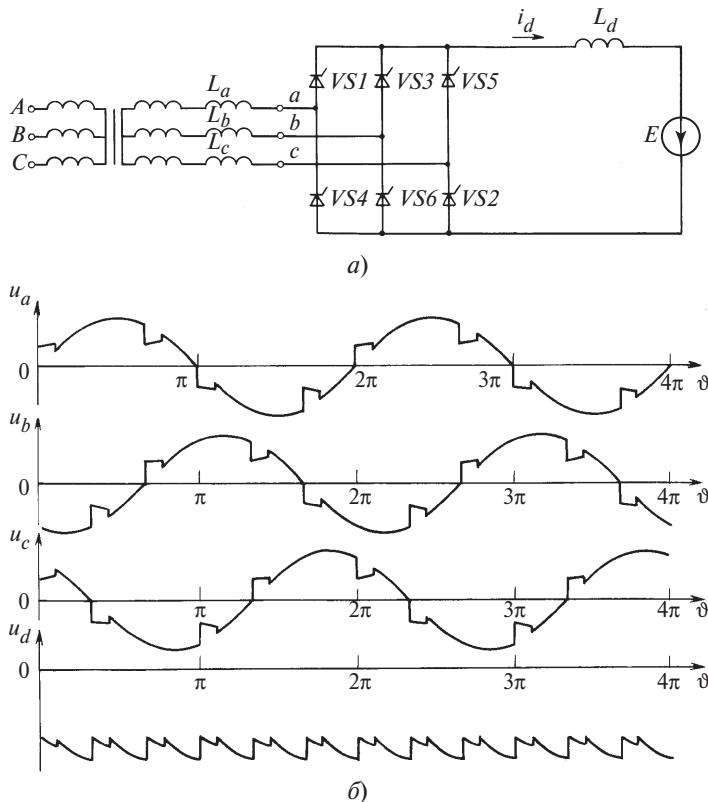


Рис. 4.29. Трехфазный мостовой инвертор с эквивалентной входной индуктивностью:
а — схема; б — диаграммы напряжения на выводах схемы

вид, соответствующий диаграммам на рис. 4.29, б. Площади провалов и всплесков напряжения определяют из следующих соотношений:

$$\Delta S_1 = \frac{X_S}{2} I_d; \quad \Delta S_2 = 2X_S I_d; \quad X_s = \omega L_s. \quad (4.54)$$

Аналогичные всплески и провалы будут иметь место и в выпрямительном режиме.

Среднее значение напряжения источника U_{d0} при холостом ходе (при отсутствии нагрузки) инвертора связано с действующим значением фазного напряжения на выходе трансформатора соотношением

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_\phi \cos \beta. \quad (4.55)$$

Остальные соотношения для инверторного режима подобны соотношениям, приведенным для трехфазной схемы, работающей в выпрямительном режиме на активно-индуктивную нагрузку с непрерывным током I_d .

4.3.3. Определение мощности инвертора, ведомого сетью

При рассмотрении принципа действия инвертора, ведомого сетью, было сказано, что первая гармоника тока сети, который имеет несинусоидальную форму, сдвинута относительно напряжения сети на угол, примерно равный $\beta - \gamma/2$. Ведомый инвертор передает активную мощность от источника постоянного тока в сеть и потребляет из нее реактивную мощность. Рассмотрим баланс мощностей в системе *источник постоянного тока — однофазный инвертор — сеть*, полагая КПД инвертора равным единице.

Активная мощность, потребляемая инвертором от источника постоянного тока, равна

$$P = U_d I_d, \quad (4.56)$$

где U_d и I_d — напряжение источника и среднее значение тока на входе инвертора.

Активную мощность на стороне переменного тока (например, для однофазной схемы) можно выразить известным соотношением, учитывая, что угол сдвига между первой гармоникой сетевого тока и напряжением сети примерно равен $\beta - \gamma/2$:

$$P = U_c I_{c1} \cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right), \quad (4.57)$$

где U_c и I_{c1} — действующие значения напряжения и первой гармоники тока в сети.

Из (4.56) и (4.57) следует

$$I_{c1} = I_d \frac{U_d}{U_c \cos \varphi_1}, \quad (4.58)$$

где $\cos \varphi_1 \approx \cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right)$.

Реактивную мощность первой гармоники тока, генерируемую сетью в инвертор, определяют

$$Q = U_c I_{c1} \sin\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right) = P \operatorname{tg}\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right). \quad (4.59)$$

Инвертор создает в сети высшие гармоники тока. Например, для однофазной схемы со средней точкой при $\omega L_d = \infty$ и пренебрежении углом коммутации γ ток сети имеет прямоугольную форму и может быть представлен следующим гармоническим рядом:

$$i_c = \frac{4I_d}{\pi} \left(\sin \vartheta + \frac{1}{3} \sin 3\vartheta + \frac{1}{5} \sin 5\vartheta + \dots \right). \quad (4.60)$$

Аналогичный вид имеет гармонический состав первичного тока для схемы, работающей в выпрямительном режиме.

Степень несинусоидальности тока оценивают через коэффициент искажения v . Коэффициент v определяется типом схемы и зависит от угла γ , индуктивности L_s , среднего значения тока I_d и других факторов.

Полная мощность инвертора на стороне переменного тока равна

$$S = U_c I_c = U_c \sqrt{I_{c1}^2 + \sum_{n=3}^{\infty} I_{cn}^2}. \quad (4.61)$$

С учетом высших гармоник коэффициент мощности инвертора

$$\chi = \frac{P}{S} \cong v \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right). \quad (4.62)$$

Возможности повышения коэффициента мощности путем уменьшения угла β ограничены условиями естественной коммутации тиристоров, согласно которым угол $\delta = \beta - \gamma$ должен быть всегда больше определенного значения δ_{\min} .

Следует отметить, что перевод инвертора в режим работы с отстающими значениями угла β приводит к тому, что из потребителя реактивной мощности он становится ее генератором. На плоскости возможных изменений вектора первой гармоники тока сети (см. рис. 4.26) преобразователя с естественной коммутацией тиристоров выделены две области, соответствующие прямоугольной системе координат:

- область I соответствует изменению угла управления α от 0 до $\pi/2$, или выпрямительному режиму работы с потреблением из сети реактивной мощности;
- область II соответствует изменению угла α от $\pi/2$ до π (угол β от 0 до $\pi/2$), или инверторному режиму с потреблением из сети реактивной мощности.

4.3.4. Основные характеристики инверторов, ведомых сетью

При анализе нормальных режимов работы инвертора используют его входную и ограничительную характеристики.

Входная характеристика представляет собой зависимость среднего значения входного напряжения инвертора U_d от среднего значения входного тока I_d . Входное напряжение инвертора при допущении равенства нулю падения напряжения в тиристорах и активных сопротивлениях схемы можно представить в виде суммы двух составляющих. Первая составляющая входного напряжения — это напряжение холостого хода U_{d0} , равное входному напряжению при мгновенной коммутации, т.е. при $\gamma = 0$. Второй составляющей является среднее значение падения напряжения ΔU на интервалах коммутации. В отличие от выпрямителей, у которых падение напряжения вычитается из напряжения холостого хода, в ведомых инверторах эти составляющие суммируются:

$$U_d = U_{d0} + \Delta U. \quad (4.63)$$

Значения U_{d0} и ΔU для разных схем инверторов могут быть вычислены по соотношениям, аналогичным для управляемых выпрямителей. Падение напряжения ΔU зависит от входного тока преобразователя, $\Delta U = f(I_d)$. Поэтому входная характеристика ведомого инвертора имеет вид

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos \beta + \frac{I_d x_s}{\pi}, \quad (4.64)$$

где x_s — индуктивность рассеяния.

На рис. 4.30 представлены входные характеристики однофазного инвертора при различных углах β , построенные по (4.64). Эти характеристики в отличие от внешних характеристик выпрямителя, которые показаны на рис. 4.30 в левой полуплоскости, имеют возрастающий характер (напряжение увеличивается с ростом тока). При этом внешние характеристики выпрямителя являются продолжением входных характеристик инвертора при условии равенства углов α и β .

При увеличении входного напряжения U_d значения тока I_d и угла коммутации γ возрастают, т.е. при неизменном значении угла опережения β уменьшается угол выключения тиристоров δ . Минимально допустимое значение угла δ_{\min} определяется частотой напряжения сети и типом тиристоров. Из (4.64) следует, что чем больше угол опережения β , тем больше допустимое значение угла коммутации γ , а следовательно, и тока I_d . Предельно допустимое значение тока I_d можно определить следующим образом.

Предположим, что рассматриваемая схема работает в выпрямительном режиме. Угол α численно равен углу δ_{\min} . Внешняя характеристика выпрямителя при этом значении угла α показана штриховой линией в области выпрямительного режима на рис. 4.30. В области инверторного режима она также показана штриховой линией. Точки пересечения этой характеристики со входными характеристиками инвертора определяют предельно допустимые по току I_d режимы работы инвертора для различных значений угла β . Для однофазного инвертора характеристика определяется уравнением

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos \delta_{\min} + \frac{I_d x_s}{\pi}. \quad (4.65)$$

Так как эта характеристика указывает предельно допустимые режимы работы инвертора, то она называется *ограничительной*.

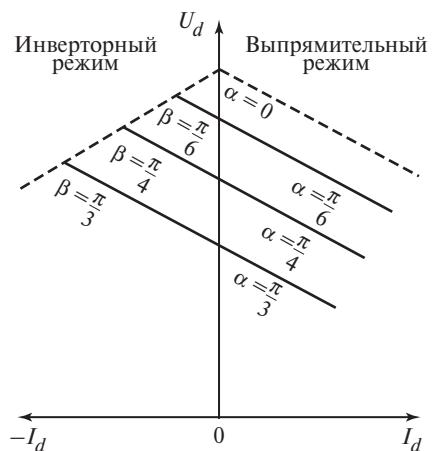


Рис. 4.30. Входные характеристики однофазного инвертора

Напряжения на шинах постоянного тока преобразователей при $I_d = 0$ (холостой ход) одинаковы для выпрямительного и инверторного режимов и зависят от угла β (или α). Эту зависимость называют *регулировочной характеристикой*. Рассматриваемые преобразователи обладают свойством обратимости, т.е. путем изменения углов управления и переключения полярности источника постоянного тока можно переходить от выпрямительного режима к инверторному и наоборот. В выпрямительном режиме энергия поступает от сети переменного тока в источник (для данного случая — приемник) постоянного тока. Свойство обратимости широко используется в области электропривода постоянного тока.

4.4. Прямые преобразователи частоты с естественной коммутацией тиристоров

4.4.1. Принцип прямого преобразования частоты на тиристорах

Преобразованием частоты называют процесс преобразования переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты. Прямые преобразователи частоты, т.е. с однократным преобразованием электроэнергии, называют преобразователями с непосредственной связью или циклодонвертерами. Число фаз входного и выходного напряжений в преобразователях с непосредственной связью является весьма существенным признаком их классификации, так как оно в значительной мере определяет структуру построения схемы преобразователя. Следует отметить, что многофазные преобразователи этого класса обладают удовлетворительными технико-экономическими характеристиками и получили широкое распространение [12, 13].

Рассмотрим принцип работы преобразователя с непосредственной связью и естественной коммутацией на примере трехфазно-однофазной схемы (рис. 4.31, *а*). Схема преобразователя состоит из катодной ($VS1, VS2, VS3$) и анодной ($VS4, VS5, VS6$) групп тиристоров. Допустим, что нагрузка Z_h активная. Импульсы управления поступают на тиристоры анодной и катодной групп поочередно. Когда импульсы управления $i_{y1} — i_{y3}$, синхронизированные по частоте с напряжением питающей сети, подаются последовательно на тиристоры $VS1, VS2, VS3$ катодной группы, она работает в режиме выпрямления (по трехфазной схеме со средней точкой), формируя на нагрузке положительную полуволну напряжения относительно нулевого вывода трансформатора (рис. 4.31, *б*). Если импульсы управления поступают на тиристоры со сдвигом относительно нулей линейных напряжений питающей сети на угол α , то при работе тиристоров $VS4, VS5, VS6$ на нагрузке относительно нулевого вывода трансформатора формируется отрицательная полуволна напряжения. В результате цикличной работы катодной и анодной групп тиристоров на нагрузке создается переменное напряжение с частотой основной гармоники f_2 более низкой, чем частота питающей сети f_1 .

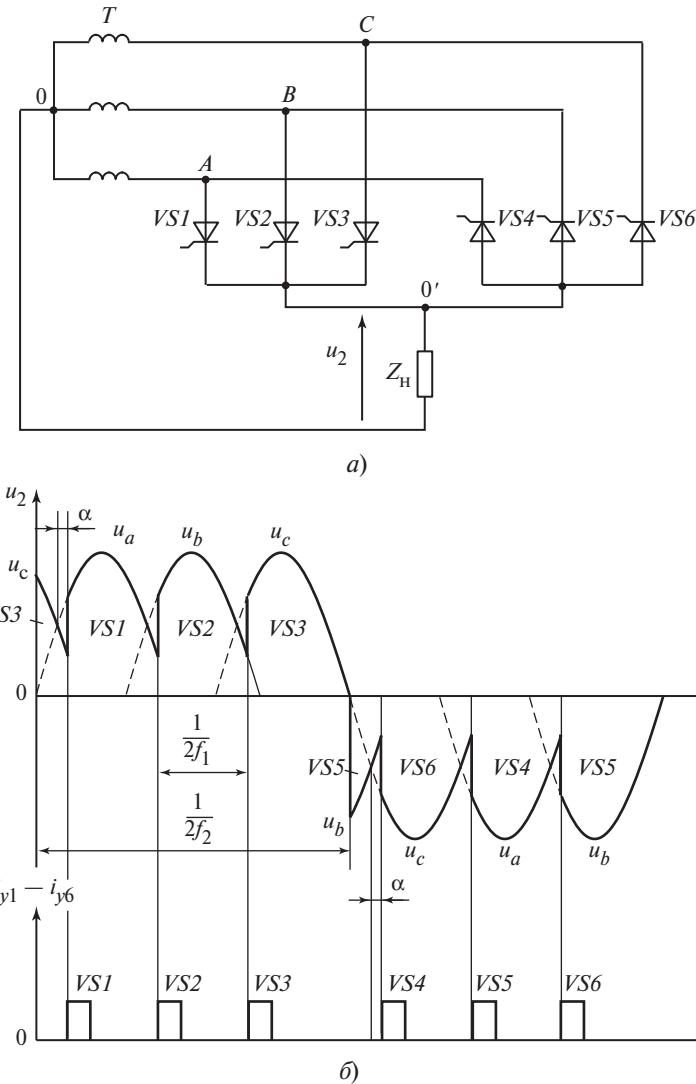


Рис. 4.31. Преобразователь частоты с непосредственной связью:
 а — схема; б — диаграммы напряжения и тока при активной нагрузке; $VS1, VS2, VS3$ — катодная группа тиристоров; $VS4, VS5, VS6$ — анодная группа тиристоров

Частота f_2 определяется временем, в течение которого проводят ток тиристоры каждой группы. Изменением угла α можно регулировать выходное напряжение (рис. 4.31, б). Для исключения постоянной составляющей в напряжении на нагрузке время работы анодной и катодной групп должно быть равным. Тиристоры катодной группы вступают в работу только после снижения до нуля полуволны напряжения, формируемой анодной группой, и наоборот. Это объясняется тем, что тиристоры находятся во включенном

состоянии до тех пор, пока ток, протекающий через них (в рассматриваемом случае ток совпадает по фазе с напряжением), не снижается до нуля.

В трехфазно-однофазной схеме тиристоры каждой группы коммутируют между собой (внутригрупповая коммутация) через интервал времени, равный $\pi/3$. Без учета интервала коммутации можно записать следующее выражение для длительности одной полуволны выходного напряжения:

$$\frac{1}{2f} = \frac{2\pi}{3} n + \left[\pi - \frac{2\pi}{3} (2 + 1) \right], \quad (4.66)$$

где n — число участков синусоид в полуволне; $\pi - \frac{2\pi}{3}$ — угол, обусловленный спаданием до нуля заднего фронта полуволны выходного напряжения.

В общем случае при числе фаз питающей сети, равном m , связь частот выходного и входного напряжений (основной гармоники) выражается соотношением

$$f_2 = \frac{mf_1}{2 + m}. \quad (4.67)$$

Из (4.67) видно, что частота выходного напряжения f_2 может принимать только дискретные значения при изменении числа n ($n = 1, 2, 3\dots$). Например, при числе фаз питающей сети $m = 3$ и частоте сети $f = 50$ Гц частота f_2 может принимать значения 30; 23,5; $16 \frac{2}{3}$ Гц и т.д. Для обеспечения плавного изменения частоты необходима пауза $\phi_{\text{п}}$ между окончанием работы предыдущей группы и началом работы последующей группы. В этом случае связь частот f_1 и f_2 может быть выражена соотношением

$$f_2 = \frac{f_1 m \pi}{\pi(n + m) + \phi_{\text{п}} m}. \quad (4.68)$$

При активно-индуктивной нагрузке моменты прохождения через нуль полуволны выходного напряжения не соответствуют нулевым значениям токов нагрузки, так как индуктивность нагрузки обусловливает запаздывание тока относительно напряжения. Для того чтобы обеспечить протекание тока из цепи нагрузки в питающую сеть, т.е. возврату в сеть энергии, накопленной в индуктивности (рекуперации), соответствующую тиристорную группу переводят в инверторный режим работы. Например, если катодная группа тиристоров работала в выпрямительном режиме с углом управления α , то начиная с определенного момента импульсы управления тиристоров катодной группы поступают со сдвигом относительно напряжений питающей сети на угол β в сторону опережения. Такое следование импульсов соответствует инверторному режиму работы тиристоров. Источником постоянного напряжения, под воздействием которого протекает инвертируемый ток, в данном случае является нагрузка, а точнее, ее индуктивная составляющая.

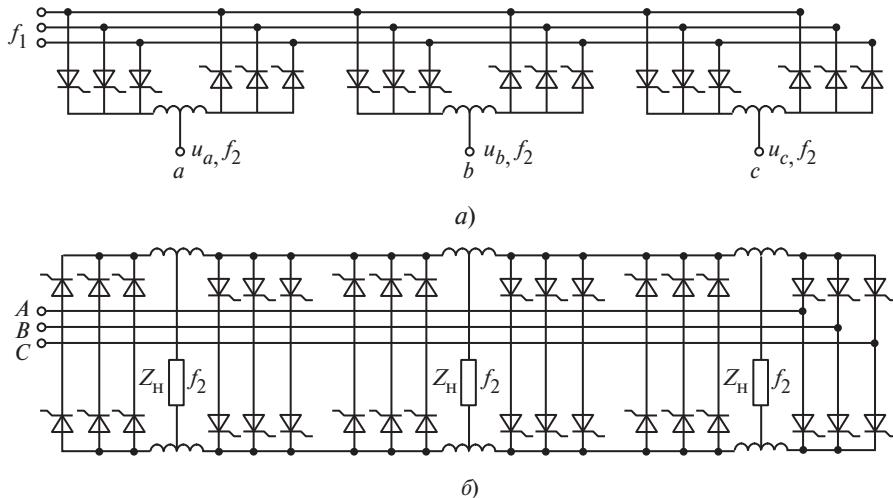


Рис. 4.32. Преобразователь частоты с трехфазным выходом:

а — на основе тиристорных групп с нулевым выводом; *б* — на основе тиристорных мостовых групп

В результате инверторного режима работы тиристоров катодной группы происходят возврат в сеть энергии, накопленной в индуктивности, и снижение тока нагрузки до нуля. Затем система управления преобразователем обеспечивает паузу $\phi_{\text{п}}$, после которой начинает работать в выпрямительном режиме анодная группа тиристоров, часть из которых переходит в заданный программой управления момент в инверторный режим. Далее рассмотренные процессы периодически повторяются.

Трехфазно-однофазный преобразователь с непосредственной связью может быть выполнен также на основе двух групп тиристоров, каждая из которых имеет конфигурацию мостовой трехфазной схемы. Существует много вариантов схем с непосредственной связью, позволяющих получить на выходе трехфазную систему напряжений. На рис. 4.32 приведены схемы преобразователей частоты с трехфазным выходом. На рис. 4.32, *а* каждая фаза состоит из двух групп, выполненных по трехфазной схеме с нулевым выводом, а на рис. 4.32, *б* — на основе трехфазной мостовой.

Схемы преобразователей с непосредственной связью и естественной коммутацией тиристоров сравнительно просты (силовая часть схемы) и имеют хорошие удельные массогабаритные показатели. Недостатком таких схем является низкое качество выходного напряжения. Например, если каждая из тиристорных групп в течение полупериода работает с неизменными значениями углов управления $\alpha = \beta$, то входное напряжение сильно искажается. Для снижения уровня высших гармоник и, следовательно, обеспечения синусоидальности выходного напряжения применяют управление углами управления по определенному закону.

4.4.2. Уменьшение искажений выходного напряжения преобразователя частоты

Обычно нагрузка преобразователя имеет активно-индуктивный характер. При работе преобразователя на активно-индуктивную нагрузку при непрерывном выходном напряжении необходимо обеспечить, чтобы тиристоры каждой группы работали как в выпрямительном, так и в инверторном режиме. Так как тиристорные группы имеют одностороннюю проводимость тока, то положительная волна тока формируется тиристорами группы I, а отрицательная — тиристорами группы II (рис. 4.33). Поэтому при активно-индуктивной нагрузке в течение каждого полупериода выходного напряжения ток будут проводить обе группы. Для примера на рисунке представлены кривые первых гармоник тока i_{1H} и напряжения u_{1H} на выходе преобразователя при активно-индуктивной нагрузке. На интервале $0—\vartheta_1$ имеет место инверторный режим Π_6 и ток проводят тиристоры группы II, далее ток начинают проводить тиристоры группы I, работающие в выпрямительном режиме I_a на интервале $\vartheta_1—\pi$. С момента $\vartheta = \pi$ тиристоры группы I переходят в инверторный режим I_6 и т.д.

Для того чтобы при переходе от выпрямительного режима к инверторному в выходном напряжении отсутствовал перерыв, применяют согласованное управление тиристорами.

Принцип этого управления состоит в подаче импульсов управления так, чтобы тиристоры группы I могли работать первый полупериод в выпрямительном режиме с углом $\alpha \leq \pi/2$, а второй полупериод — в инверторном с углом $\alpha = \pi - \beta$. Группа II тиристоров в первом полупериоде готова к инверторному режиму, а во втором полупериоде — к выпрямительному. При таком управлении между группами тиристоров возникают значительные уравнительные токи. Для их уменьшения углы α и β выбирают так, чтобы средние значения напряжений выпрямительного и инверторного режимов были равны, т.е. соблюдалось равенство $\alpha = \beta$. Уравнительный же ток, обусловленный разностью мгновенных значений напряжений групп, ограничивается реактором, включенным в цепь, объединяющую обе группы.

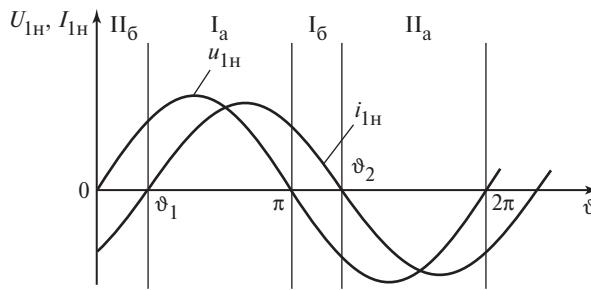


Рис. 4.33. Обеспечение синусоидальности выходного напряжения в преобразователе частоты с непосредственной связью при изменении угла управления

Выходное напряжение такого преобразователя в общем случае несинусоидально. Гармонический состав напряжения зависит от закона изменения углов α и β , числа фаз питающей сети, отношения частот входного, выходного напряжений и других факторов.

Содержание высших гармоник в выходном напряжении может быть значительно уменьшено, если углы управления α и β изменять по арккосинусному закону

$$\alpha = \pi - \beta = \arccos(k \sin \omega_2 t), \quad (4.69)$$

где k — отношение амплитуд напряжений на входе и выходе преобразователя; ω_2 — частота выходного напряжения.

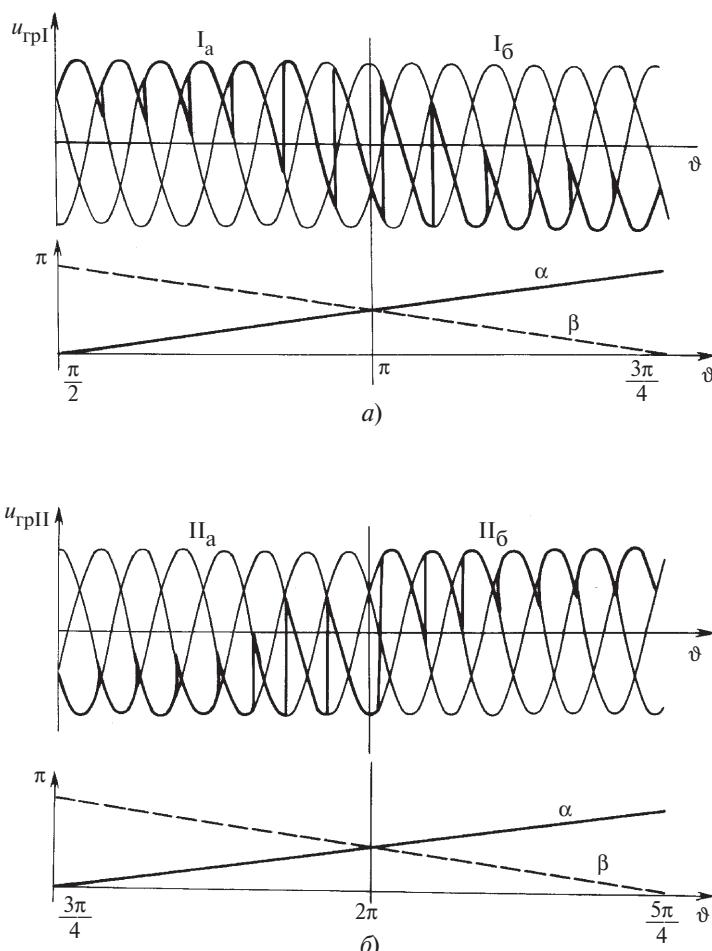


Рис. 4.34. Диаграммы выходного напряжения преобразователя и углов управления преобразователя:

а — при работе тиристоров группы I; б — при работе тиристоров группы II

Из (4.69) следует, что при $k = 1$ углы α и β должны изменяться линейно во времени (т.е. арккосинусная функция в данном случае превращается в линейную функцию угла $\vartheta = \omega_2 t$, изменяющегося от 0 до π).

На рис. 4.34 приведены диаграммы, поясняющие принцип управления в увеличенном относительно рис. 4.33 масштабе. В течение первого полупериода (от $\vartheta_2 = \pi/2$ до $\vartheta_2 = \pi$, $\vartheta_2 = \omega_2 t$) группа I подготовлена к работе в выпрямительном режиме и импульсы управления поступают на тиристоры этой группы с углом α , который принимает значения $0 \div \left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right)$. Угол $\vartheta_2 = \pi/2$ соответствует прохождению полуволны выходного напряжения через максимум, а значение угла $\vartheta_2 = 0$ — через нуль. На рис. 4.33 интервалам времени работы тиристорных групп в разных режимах даны соответствующие обозначения. Работа тиристоров группы I на интервале $\frac{\pi}{2} \div \pi$ в выпрямительном режиме обозначена I_a , а в инверторном — I_6 . Одновременно тиристоры группы II подготовлены для работы в выпрямительном режиме с углом β , который принимает на этом интервале значения $0 \div \left(\beta - \frac{\pi}{2}\right)$. Интервалы работы тиристоров группы II в разных режимах обозначены как Π_a (выпрямительный) и Π_6 (инверторный).

При таком способе управления содержание высших гармоник в выходном напряжении значительно уменьшается, так как его форма становится близкой к синусоиде, на которую наложены пульсации. Последние уменьшаются с ростом частоты и увеличением числа фаз питающей сети. С рос-

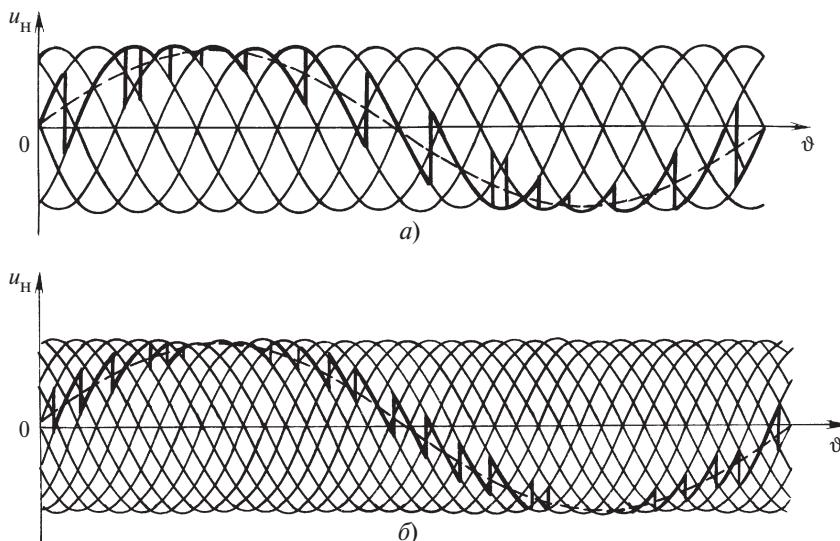


Рис. 4.35. Диаграммы выходного напряжения преобразователей частоты:
а — 6-пульсного; б — 12-пульсного

том числа фаз (пульсаций), формирующих выходное напряжение, снижается уровень высших гармоник не только в нем, но и во входном токе преобразователя частоты. На рис. 4.35 приведены диаграммы 6- и 12-пульсного преобразователей при арккосинусном управлении.

Коэффициент мощности прямого преобразователя частоты определяется не только коэффициентом мощности нагрузки, но и отношением входного и выходного напряжений. С уменьшением выходного напряжения возрастают значения углов управления α и β , что ведет к уменьшению входного коэффициента мощности преобразователя. Низкое значение последнего является одним из недостатков прямых преобразователей с естественной коммутацией тиристоров.

4.5. Регуляторы напряжения переменного тока на тиристорах с естественной коммутацией

4.5.1. Однофазные тиристорные регуляторы

Тиристорные регуляторы переменного тока согласно определению МЭК относятся к устройствам, которые могут работать как прямой преобразователь напряжения переменного тока или как электронный прерыватель. Последний выполняет функции включения и выключения электрической цепи переменного тока [14].

Принцип действия регулятора с естественной коммутацией тиристоров рассмотрен на примере простейшей однофазной схемы (рис. 4.36, *а*) со встречно включенными тиристорами, которая является базовой схемой для этого класса регуляторов. Очевидно, что функцию двух встречно включенных тиристоров могут выполнять симметричные тиристоры.

Принцип действия регулятора рассмотрим при его работе на активную нагрузку, что соответствует подключению на входе регулятора резистора с сопротивлением R_h . Остальные элементы схемы, включая тиристоры, считаем идеальными. Управление моментами включения тиристоров осуществляется подачей импульсов управления i_{y1} и i_{y2} на управляющие электроды тиристоров. Импульсы формируются системой управления синхронно напряжением сети $u_{bx} = u_{ab}(\vartheta)$ в фазе, которая соответствует углу управления α (рис. 4.36, *б*).

При включении тиристора $VS1$ в момент $\vartheta_1 = \alpha$ входное напряжение приложено к нагрузке с сопротивлением R_h . Ток в цепи активной нагрузки i_h повторяет форму напряжения u_{bx} , и при снижении его до нуля тиристор $VS1$ выключается. В момент $\vartheta_1 = \pi + \alpha$ включается тиристор $VS2$, и далее процессы периодически повторяются. Если угол управления $\alpha = \text{const}$, то для

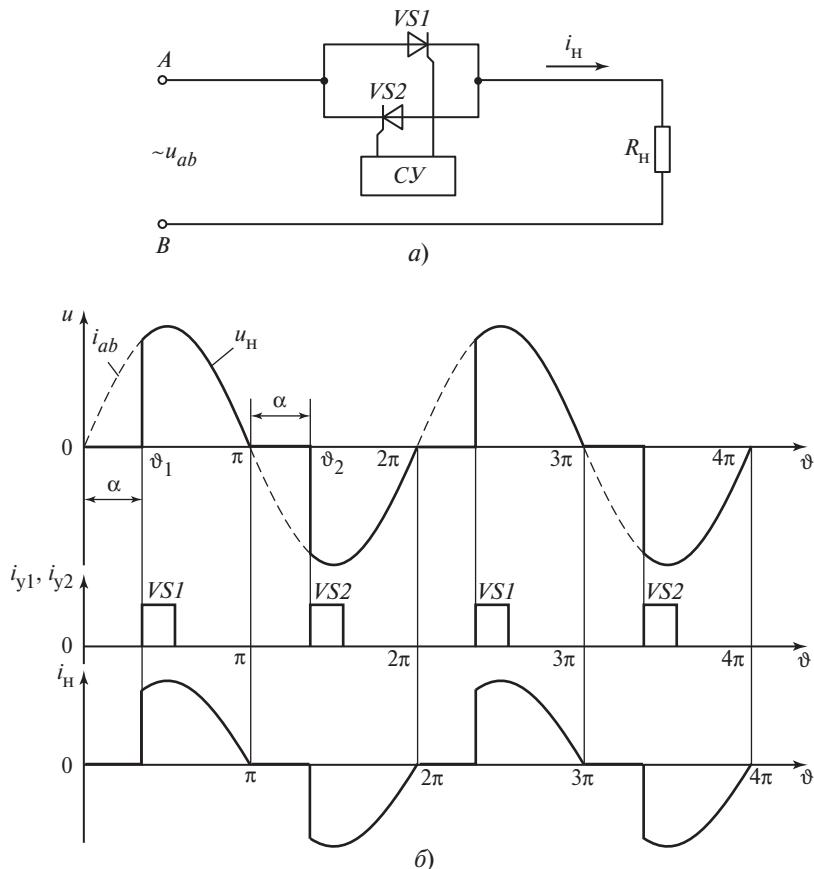


Рис. 4.36. Регулятор переменного тока на встречечно включенных тиристорах:
а — схема; б — диаграммы напряжения и тока на элементах схемы

случая активной нагрузки можно записать зависимость для действующего значения выходного напряжения $U_{\text{н.д}}$ от значения угла α :

$$U_{\text{н.д}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} U_{ab} \sin \vartheta)^2 d\vartheta} = U_{ab} \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)}, \quad (4.70)$$

где U_{ab} — действующее значение входного напряжения регулятора; $\vartheta = \omega t$ (ω — частота напряжения сети).

Изменением значения угла α можно регулировать среднее, а следовательно, и действующее значение от максимального, равного соответствующему входному напряжению (при $\alpha = 0$) до нуля (при $\alpha = \pi$).

Среди схем однофазных регуляторов (рис. 4.37, а—г) наиболее часто применяют схему, выполненную на одном тиристоре (рис. 4.37, б). Однако эта схема имеет существенный недостаток — протекание тока в каждый

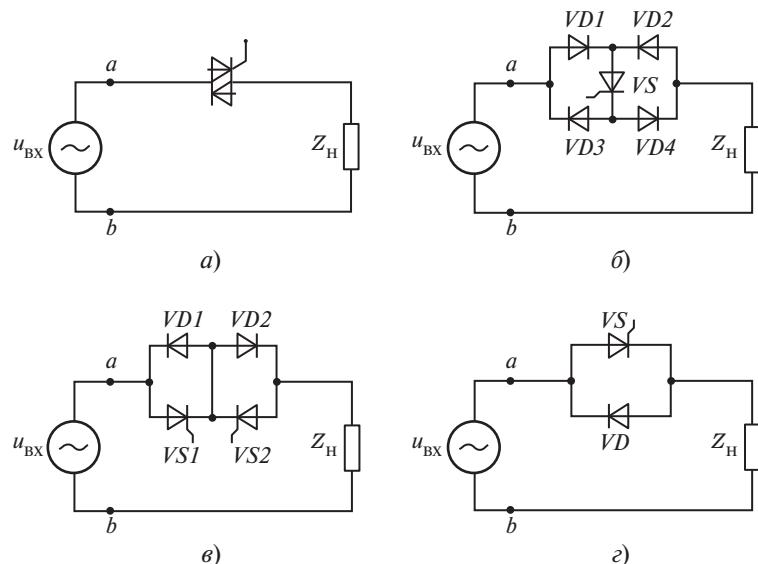


Рис. 4.37. Схемы однофазных тиристорных регуляторов напряжения переменного тока

полупериод через два диода и тиристор приводит с учетом реальных вольт-амперных характеристик указанных элементов к резкому падению напряжения и, как следствие, к росту потерь мощности. Этот недостаток ограничивает применение указанной схемы областью низких напряжений и малых токов в нагрузке.

Основной характеристикой регулятора, определяющей его функции, является регулировочная характеристика, связывающая действующее значение выходного напряжения $U_{\text{н.д}}$ и угол управления тиристора α . На эту характеристику оказывает существенное влияние тип нагрузки. Практическую значимость имеют активная, активно-индуктивная и индуктивные нагрузки.

Активная нагрузка. Действующее значение выходного напряжения в функции угла управления определяется соотношением (4.70).

Из принципа действия регулятора следует, что выходное напряжение $u_{\text{н.д}}(9)$ имеет несинусоидальную форму и в зависимости от значения угла управления α уровень высших гармоник существенно изменяется. На рис. 4.38 представлена зависимость амплитуды первой и нескольких высших гармоник в функции угла управления α для активной нагрузки.

Увеличение угла управления α вызывает не только искажение тока и напряжения нагрузки, но и ухудшение входного коэффициента мощности χ , значение которого может быть определено из разложения тока в ряд и формул активной и полной мощности. На рис. 4.39 приведена зависимость коэффициента мощности χ от угла управления α для активной нагрузки.

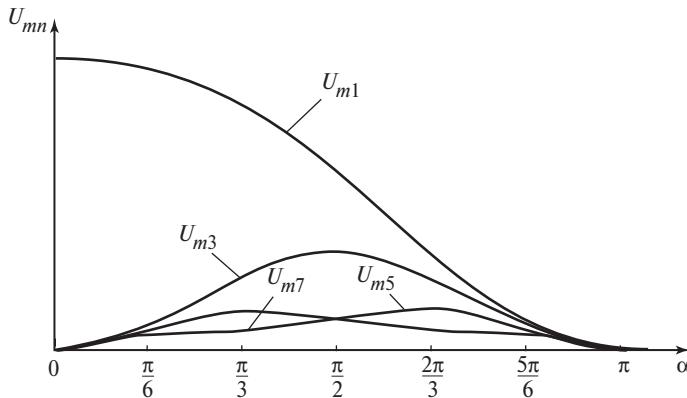


Рис. 4.38. Зависимость амплитуд высших гармоник от угла управления при активной нагрузке

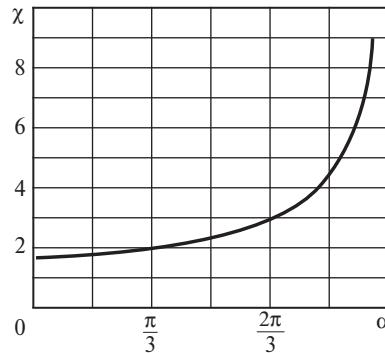


Рис. 4.39. Зависимость коэффициента формы тока тиристора χ однофазного регулятора от угла управления при активной нагрузке

Активно-индуктивная нагрузка. Предположим, что нагрузка представлена последовательно соединенными резистором с сопротивлением R_h и реактором индуктивностью L_h . Включение любого из тиристоров в схеме на рис. 4.36, *a* будет вызывать переходный процесс в контуре *источник входного напряжения — нагрузка*. При принятых ранее допущениях об идеальности элементов регулятора и в предположении, что источник входного напряжения также идеален, можно записать уравнение переходного процесса при включении тиристора

$$u_{ab}(t) = L_h \frac{di_h}{dt} + i_h R_h, \quad (4.71)$$

где ω — частота источника напряжения.

Решение представляется суммой свободной $i_{h,cb}$ и установившейся $i_{h,уст}$ составляющих

$$i_h = i_{h,cb} + i_{h,уст} \quad (4.72)$$

в виде

$$i_h(\vartheta) = \frac{\sqrt{2} U_{ab}}{\sqrt{R_h^2 + (\omega L_h)^2}} \left\{ [\sin(\vartheta - \varphi_h) - \sin(\alpha - \varphi_h)] e^{-\frac{\alpha - \vartheta}{\omega \tau}} \right\}, \quad (4.73)$$

где τ — постоянная времени.

При этом возможно возникновение трех режимов протекания тока $i_h(v)$ в зависимости от соотношения углов α и φ_h :

$$\left. \begin{array}{ll} \alpha > \varphi_h, & \lambda < \pi; \\ \alpha < \varphi_h, & \lambda > \pi; \\ \alpha = \varphi_h, & \lambda = \pi. \end{array} \right\} \quad (4.74)$$

Соотношению (3) в (4.74) соответствуют отсутствие свободной составляющей тока $i_{h,cb}$ и наступление установившихся режимов с момента включения. При условии (2) в (4.74) свободная составляющая повышает первую полуволну переходного процесса, увеличивая ее длительность свыше π . При этом в тиристорном регуляторе создаются условия для невключения тиристора $VS2$ в момент, соответствующий углу α , так как тиристор будет шунтирован первым тиристором, продолжающим проводить ток в интервале второго полупериода. В результате возникает несимметричный режим работы регулятора, отрицательно влияющий на качество напряжения и приводящий к неравномерной нагрузке тиристоров. Для исключения этого явления следует обеспечивать работу регулятора с углами управления $\alpha \geq \varphi$.

Индуктивная нагрузка. Режим работы на индуктивную нагрузку при допущении равенства нулю потерь активной мощности в схеме и нагрузке

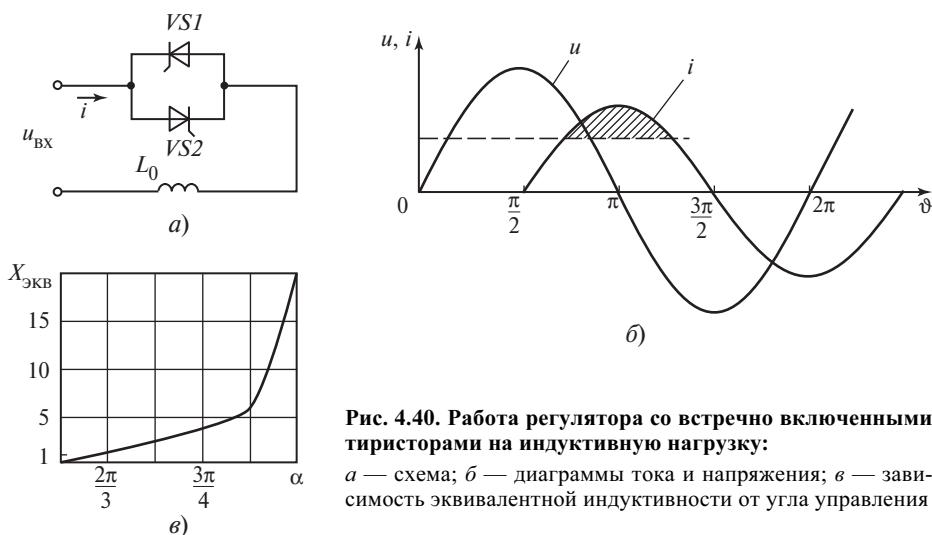


Рис. 4.40. Работа регулятора со встречно включенными тиристорами на индуктивную нагрузку:
а — схема; б — диаграммы тока и напряжения; в — зависимость эквивалентной индуктивности от угла управления

отличается от режимов работы с активно-индуктивной нагрузкой отсутствием затухания свободной составляющей, т.е. постоянная времени $\tau = L_h/R_h \rightarrow \infty$.

На рис. 4.40 представлена зависимость $X_{\text{экв}} = f(\alpha)$, из которой видно, что регулятор индуктивностью L_0 на выходе можно рассматривать как регулируемую индуктивность системой электронного управления в диапазоне от $X_0 = \omega L_0$ до ∞ . Такой способ регулирования получил широкое распространение в электроэнергетике для компенсации реактивной мощности в устройствах, состоящих из параллельно соединенных групп конденсаторов и реактора с встречно включенными тиристорами).

4.5.2. Трехфазные тиристорные регуляторы

На рис. 4.41 представлены схемы трехфазных регуляторов: при соединении нагрузки «звездой» с изолированной нейтралью и «треугольником». Переход от однофазной схемы к трехфазной усложняет топологию последней и, следовательно, анализ процессов в регуляторе. Некоторые общие закономерности в работе схем могут быть определены для отдельных интервалов углов управления [8]. Так, в схеме «звезда» (рис. 4.41, *а*) с изолированной нейтралью в зависимости от значения угла α при активной нагрузке имеют место три режима работы тиристоров регулятора. При допущении, что импульсы управления поступают через интервалы $\pi/3$ на тиристоры соответственно нумерации на рис. 4.41, *а*, за начало отсчета $\theta = 0$ принимают момент перехода напряжения фазы через нуль из отрицательного значения в положительное.

Режим I ($0 \leq \alpha \leq \pi/3$). В этом режиме существуют интервалы, на которых в проводящем состоянии будут находиться либо два тиристора, либо три, например $VS5, VS6$, а затем $VS5, VS6, VS1$ и т.д.

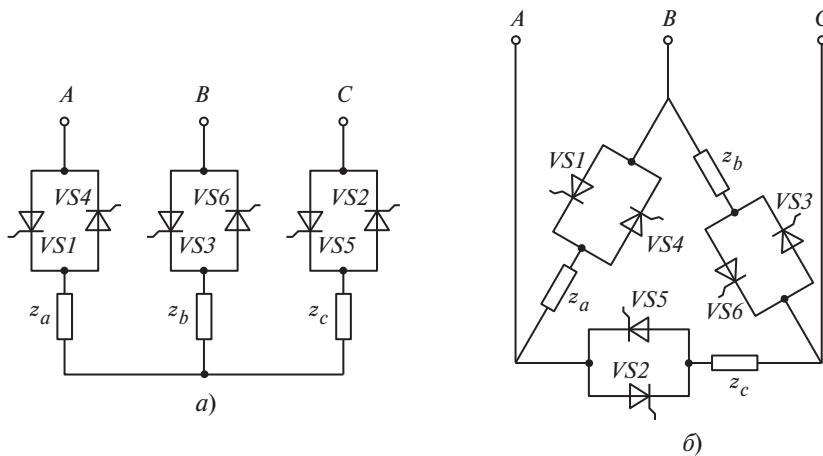
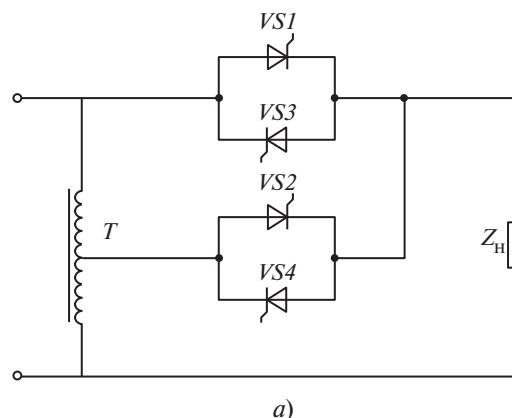


Рис. 4.41. Трехфазные тиристорные регуляторы напряжения переменного тока

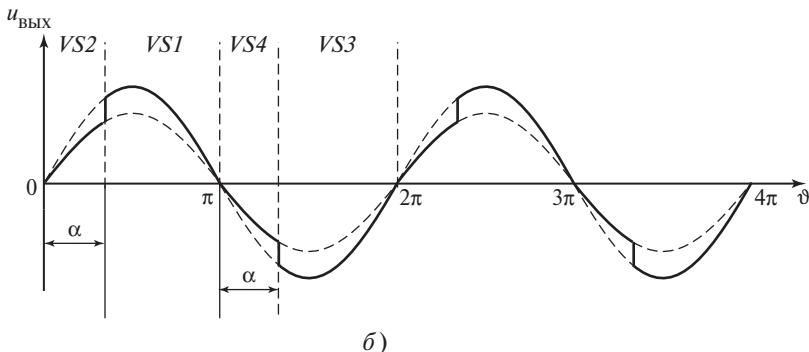
Режим II ($\pi/3 \leq \alpha \leq \pi/2$). В этом режиме постоянно находятся в проводящем состоянии два тиристора, например $VS5$ и $VS6$, а затем $VS1$ и $VS6$.

Режим III ($\pi/2 \leq \alpha \leq 5\pi/6$). В проводящем состоянии периодически находятся либо два тиристора, либо все тиристоры выключены. Например, в проводящем состоянии находятся тиристоры $VS1$ и $VS6$, а затем тиристоры $VS2$ и $VS1$ и т.д.

Из приведенных примеров видно, что даже для наиболее простого случая активной нагрузки процессы в регуляторе значительно усложняются по сравнению с процессами в однофазном регуляторе. Усложнение процессов имеет место также и в регуляторе со схемой «треугольник» (рис. 4.41, б). Более широкое практическое применение имеют регуляторы, работающие на активно-индуктивную нагрузку. Последняя еще более усложняет процессы и затрудняет получение приемлемых для анализа зависимостей. В целом можно отметить, что трехфазные схемы улучшают качество спектрального состава выходного напряжения, в частности, в схеме «треугольник» замыкаются гармоники тока, кратные трем, не попадая в сеть.



a)



б)

Рис. 4.42. Стабилизатор переменного напряжения с отпайками автотрансформатора:
а — схема; б — диаграммы выходного напряжения

Для уменьшения искажения выходного напряжения и выходного тока, а также повышения входного коэффициента мощности χ целесообразно использовать в качестве стабилизатора напряжения тиристорный регулятор в сочетании с переключением отпаек с обмотки трансформатора (автотрансформатора). В качестве примера на рис. 4.42, *а* представлена упрощенная схема стабилизатора напряжения, в которой отпайки автотрансформатора переключаются тиристорами $VS1$ — $VS4$. Стабилизация выходного напряжения в схеме осуществляются изменением моментов переключения отпаек автотрансформатора. В положительный полупериод входного напряжения в проводящем состоянии могут находиться тиристоры $VS1$ или $VS2$, а в отрицательный — $VS3$ или $VS4$. Коммутация тиристоров в такой схеме происходит под воздействием напряжения автотрансформатора. Для обеспечения естественной коммутации тиристоров необходимо, чтобы переключение производилось на отводы с более высоким потенциалом. Например, в положительную полуволну выходного напряжения сначала включается тиристор $VS2$, а затем $VS1$. В этом случае при включении тиристора $VS1$ образуется короткозамкнутый контур, в котором развивается ток, направленный встречно току нагрузки, протекающему через тиристор $VS2$. В результате тиристор $VS2$ выключается и ток начинает проводить тиристор $VS1$. Регулирование действующего значения выходного напряжения может в данной схеме производиться плавно за счет изменения моментов переключения тиристоров.

При активно-индуктивной нагрузке возникает необходимость в усложнении системы управления тиристорами (рис. 4.42, *б*). Это объясняется тем, что ток нагрузки будет отставать от напряжения на обмотке автотрансформатора, а выключение тиристоров происходит в моменты прохождения тока нагрузки через нуль.

Литература к гл. 4

1. Международный электротехнический словарь. Силовая электроника. МЭК Б0050 - 551. М.: Изд-во стандартов, 1998.
2. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника. М.: Издательство МЭИ, 2007.
3. Полупроводниковые выпрямители / под ред. Ф.И. Ковалева, Г.П. Мостковой. М.: Энергия, 1978.
4. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. М.: Энергоатомиздат, 1992.
5. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003.
6. Mohan N., Undeland T.M., Robins W.P. Power electronics, converters, application and design. USA, N.Y.: John Wiley&Sons Inc., 1995.
7. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. М.: Энергия, 1977.
8. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление: пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1993.
9. Розанов Ю.К. О мощностях в цепях переменного и постоянного тока // Электричество. 2009. № 4.

10. **Маевский О.А.** Энергетические показатели вентильных преобразователей. М.: Энергия, 1978.
11. **Баланс** энергий в электрических цепях / В.Е. Тонкаль, Л.В. Новосельцев, С.Л. Денисюк и др. Киев: Наукова думка, 1992.
12. **Глинтерник С.Р.** Тиристорные преобразователи со статическими компенсирующими устройствами. Л.: Энергоатомиздат, 1988.
13. **Моин В.С.** Стабилизированные тиристорные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1975.
14. **Гельман М.В., Лохов С.П.** Тиристорные регуляторы переменного напряжения. М.: Энергия, 1975.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА В ПОСТОЯННЫЙ

5.1. Общие сведения. Стабилизаторы непрерывного действия

Преобразование постоянного тока в постоянный осуществляется для улучшения качества электроэнергии источника постоянного тока и согласования значений напряжения источника энергии и потребителей.

Преобразователи постоянного напряжения предназначены для преобразования постоянного тока и регулирования по определенному закону или стабилизации напряжения (или тока) в нагрузке. Преобразователи, осуществляющие только стабилизацию, называют *стабилизаторами*. Преобразователи постоянного напряжения подразделяют на преобразователи непрерывного действия и импульсные преобразователи.

В преобразователях непрерывного действия применяют транзисторы, работающие в активной области выходных вольт-амперных характеристик прибора.

Схема регулятора непрерывного действия с последовательным включением транзистора и нагрузки приведена на рис. 5.1, *а*. Максимально допустимое стабилизированное напряжение на нагрузке определяют

$$U_{\text{вых max}} = E_{\text{min}} - U_{\text{КЭ нас}}, \quad (5.1)$$

где $U_{\text{КЭ нас}}$ — напряжение на транзисторе в режиме насыщения.

При работе преобразователя непрерывного действия напряжение на нагрузке стабилизируется: $u_{\text{вых}} = U_{\text{ст}}$. Ток $i_0 = i_{\text{вых}} = U_{\text{ст}}/R_{\text{н}}$. За счет функционирования системы управления *СУ*, которая содержит цепь отрицательной обратной связи по выходному напряжению, ток коллектора поддерживается равным $i_0 = U_{\text{ст}}/R_{\text{н}}$. При увеличении напряжения E напряжение

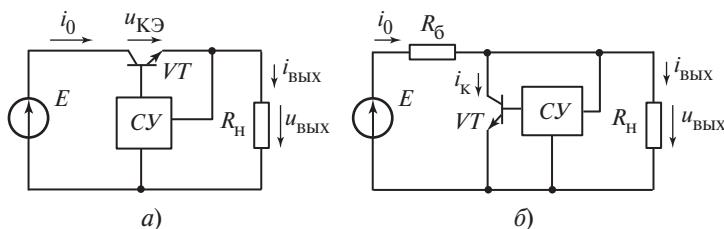


Рис. 5.1. Схемы стабилизаторов непрерывного действия:

а — с последовательным включением транзистора и нагрузки; *б* — с параллельным включением транзистора

на транзисторе $u_{K\Theta} = E - U_{ct}$ увеличивается. Избыточная энергия источника E рассеивается на транзисторе, мощность потерь в транзисторе $P_{VT} = u_{K\Theta} i_0$.

Коэффициент полезного действия преобразователя при пренебрежении затратами энергии на работу системы управления вычисляют по формуле

$$\eta = \frac{P_h}{P_h + P_{VT}} = \frac{U_{ct} i_0}{U_{ct} i_0 + (E - U_{ct}) i_0} = \frac{U_{ct}}{E}. \quad (5.2)$$

Точность стабилизации определяется функционированием системы управления.

Схема стабилизатора с параллельным включением транзистора показана на рис. 5.1, б. Максимально допустимое стабилизированное напряжение на нагрузке вычисляют

$$U_{\text{вых max}} = E_{\min} \frac{R_{h \min}}{R_{h \min} + R_6}. \quad (5.3)$$

При $E = E_{\min}$ транзистор функционирует в режиме отсечки, ток коллектора $i_K = 0$. За счет работы системы управления, содержащей цепь отрицательной обратной связи по выходному напряжению, напряжение на нагрузке стабилизируется: $u_{\text{вых}} = U_{ct}$. При увеличении напряжения E на балластный резистор R_6 подаются напряжение $u_R = E - U_{ct}$ и ток $i_0 = u_R / R_6$. При этом ток коллектора равен $i_K = i_0 - i_{\text{вых}} = i_0 - U_{ct} / R_h$ и напряжение на транзисторе составляет $u_{K\Theta} = U_{ct}$.

Избыточная энергия источника E рассеивается на балластном резисторе и транзисторе. Мощность потерь равна:

$$P_{\text{пот}} = P_R + P_K = u_R i_0 + U_{ct} i_K. \quad (5.4)$$

Коэффициент полезного действия преобразователя

$$\eta = \frac{U_{ct}^2}{E^2 - U_{ct} E} \frac{R_6}{R_h}. \quad (5.5)$$

Коэффициент полезного действия стабилизатора с параллельным включением транзистора (рис. 5.1, б) ниже, чем КПД стабилизатора с последовательным включением транзистора (рис. 5.1, а), однако потери в транзисторе могут быть меньше.

Низкий коэффициент полезного действия стабилизаторов непрерывного действия ограничивает их применение устройствами мощностью не выше нескольких ватт. Стабилизаторы непрерывного действия и устройства управления к ним выпускают в виде готовых интегральных микросхем.

В устройствах большой мощности применяют импульсные преобразователи. В таких устройствах регулирование и стабилизация выходного напряжения (или тока) достигается изменением (модуляцией) ширины прямоугольных импульсов. Использование полупроводниковых приборов в ключевом

режиме позволяет значительно повысить КПД преобразователей и улучшить их массогабаритные показатели [1—3].

Бестрансформаторные импульсные преобразователи постоянного напряжения часто называют *регуляторами постоянного напряжения*.

5.2. Базовые схемы регуляторов постоянного напряжения

5.2.1. Понижающий регулятор

В понижающем регуляторе постоянного напряжения, называемом также *регулятором напряжения 1-го рода*, транзистор включается последовательно с источником питания E и нагрузкой. Схема регулятора и временные диаграммы приведены на рис. 5.2. При замыкании транзисторного ключа в течение временного интервала $t_1 - t_2$ длительностью T_K на выходе формируется напряжение $u_{\text{п}} = E$, к реактору L приложено напряжение $u_L = E - u_{\text{вых}} > 0$. Ток $i_0 = i_L$, протекающий через источник питания E , транзистор и реактор L , возрастает, энергия, запасенная в реакторе, увеличивается.

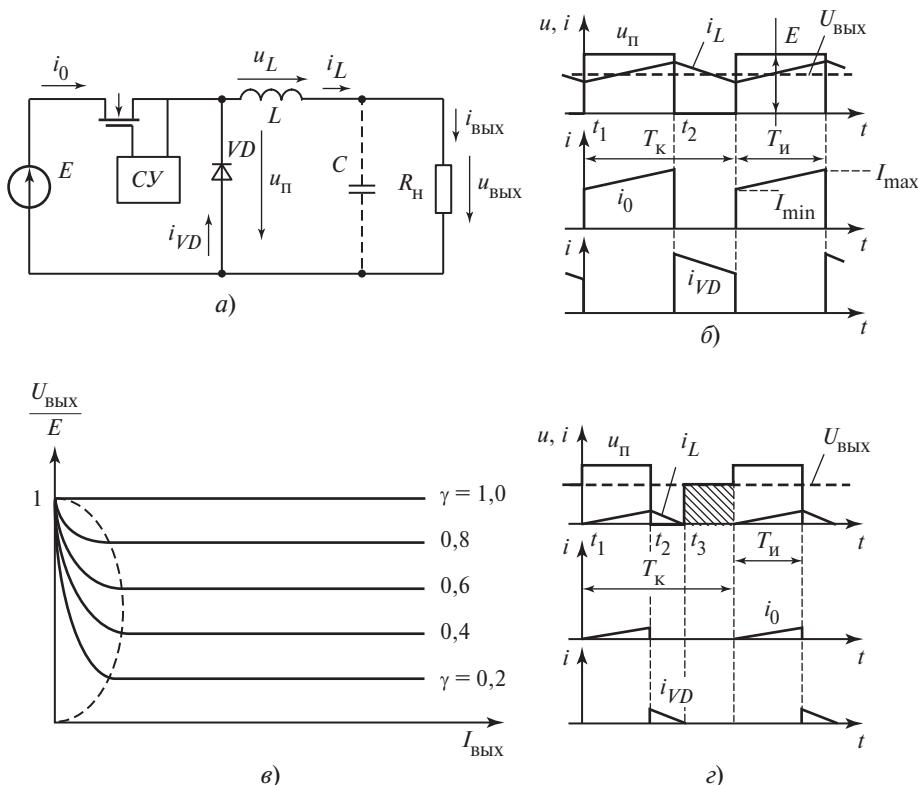


Рис. 5.2. Понижающий регулятор постоянного напряжения:

а — схема; б — диаграммы токов и напряжений в режиме непрерывного тока реактора; в — внешние характеристики; г — диаграммы токов и напряжений в режиме прерывистого тока

В момент t_2 транзисторный ключ размыкается. Ток реактора замыкается через диод. Напряжение на реакторе $u_L = -u_{\text{вых}} < 0$, ток $i_L = i_{VD}$ снижается, энергия, накопленная в реакторе, уменьшается, напряжение $u_{\text{п}} = 0$, ток от источника питания не потребляется, т.е. $i_0 = 0$. В момент времени $t_1 + T_{\text{к}}$ вновь замыкается транзисторный ключ и процессы повторяются (период повторения $T_{\text{к}} = 1/f_{\text{к}}$, где $f_{\text{к}}$ — частота коммутации).

При пренебрежении потерями в преобразователе значение выходного напряжения (рис. 5.2, б) преобразователя определяется

$$U_{\text{вых}} = \gamma E, \quad (5.6)$$

где $\gamma = T_{\text{и}}/T_{\text{к}}$ — коэффициент заполнения.

При качественном сглаживании пульсации в нагрузке $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}$.

Среднее значение тока i_L равно среднему значению тока через нагрузку:

$$I_{L \text{ср}} = \frac{\gamma E}{R_{\text{н}}}. \quad (5.7)$$

Разность минимального и максимального значений тока i_L вычисляют

$$\Delta I_L = I_{L \text{max}} - I_{L \text{min}} = \frac{E(1-\gamma)\gamma}{L f_{\text{к}}}. \quad (5.8)$$

Внешние характеристики преобразователя жесткие, наклон характеристик определяется потерями в преобразователе. На рис. 5.2, в, штриховой линией показаны граничные значения непрерывного тока реактора i_L . Правая часть графика характеризует основной режим работы преобразователя.

В режиме прерывистого тока (РПТ) внешние характеристики резко изменяются. Граничные значения тока РПТ соответствуют $I_{\text{min}} = 0$, когда $\Delta I_L/2 = I_{L \text{ср}}$, поэтому

$$I_{\text{вых.гр}} = \frac{E\gamma(1-\gamma)}{2L f_{\text{к}}}. \quad (5.9)$$

Временные диаграммы в РПТ приведены на рис. 5.2, г. В момент t_1 замыкается транзисторный ключ, $u_{\text{п}} = E$, ток $i_0 = i_L$ возрастает, энергия, запасенная в реакторе, увеличивается. При размыкании ключа в момент t_2 ток реактора замыкается через диод и уменьшается в момент t_3 до нуля, диод запирается. На этом интервале $u_{\text{п}} = u_{\text{вых}}$. Часть напряжения $u_{\text{п}}$, вызванная разрывом тока реактора, на диаграммах рис. 5.2, г заштрихована. За счет появления указанной составляющей среднее значение выходного напряжения увеличивается, внешняя характеристика в РПТ имеет крутопадающий характер.

В РПТ силовая часть преобразователя сохраняет работоспособность, однако использование этого режима должно быть учтено при разработке цепей обратной связи системы управления.

В режиме непрерывного тока реактора пульсация выходного напряжения определяется соотношением

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{1 - \gamma}{8LC\gamma f_k^2}. \quad (5.10)$$

Для уменьшения затрат на реактивные элементы фильтра следует увеличивать частоту коммутации. Индуктивность реактора выбирают из условия функционирования преобразователя в режиме непрерывного тока.

При уменьшении коэффициента γ напряжение $U_{\text{вых}}$ уменьшается, но одновременно происходит резкое ухудшение его гармонического состава. Отношение максимального значения тока транзистора к среднему току прибора равно $1/\gamma$. При малых значениях γ отношение $1/\gamma$ учитывают при выборе транзисторов. Понижающие регуляторы постоянного напряжения, как правило, не используют для значительного снижения постоянного напряжения.

Регуляторы на напряжения до 350 В выполняют на транзисторах МДП. Повышение частоты коммутации до 100 кГц и выше позволяет уменьшить затраты на реактивные элементы. При более высоких напряжениях регуляторы могут быть реализованы на IGBT-транзисторах с частотой коммутации до 20 кГц и более.

Достоинством регуляторов является непрерывность тока, поступающего на вход выходного LC -фильтра, в связи с этим параметры реактивных элементов фильтра минимальны. Недостатком понижающего преобразователя постоянного напряжения является прерывистый характер тока, потребляемого от источника питания. Некоторые источники питания функционируют при подобных разрывах тока, поэтому во входной цепи регулятора параллельно входу устанавливают конденсаторный фильтр. В этих случаях необходимо исключить аварийные перегрузки первичного источника питания в момент зарядки конденсатора при подключении регулятора к источнику питания.

5.2.2. Повышающий регулятор

В повышающем регуляторе постоянного напряжения, называемом *регулятором напряжения 2-го рода*, реактор L включают последовательно с источником питания E (рис. 5.3, a).

При подключении преобразователя к источнику питания E при отсутствии импульсов управления на транзисторе конденсатор C через реактор L и диод зарядится до напряжения, большего E . Регулятор функционирует при среднем напряжении на нагрузке $U_{\text{вых}} > E$.

В установившемся режиме при замыкании транзисторного ключа в момент t_1 на реакторе формируется напряжение питания $u_L = E$, в реакторе запасается энергия, ток $i_L = i_0 = i_{VT}$ увеличивается. Диод заперт, нагрузка отключена от источника питания, конденсатор C отдает энергию в нагрузку.

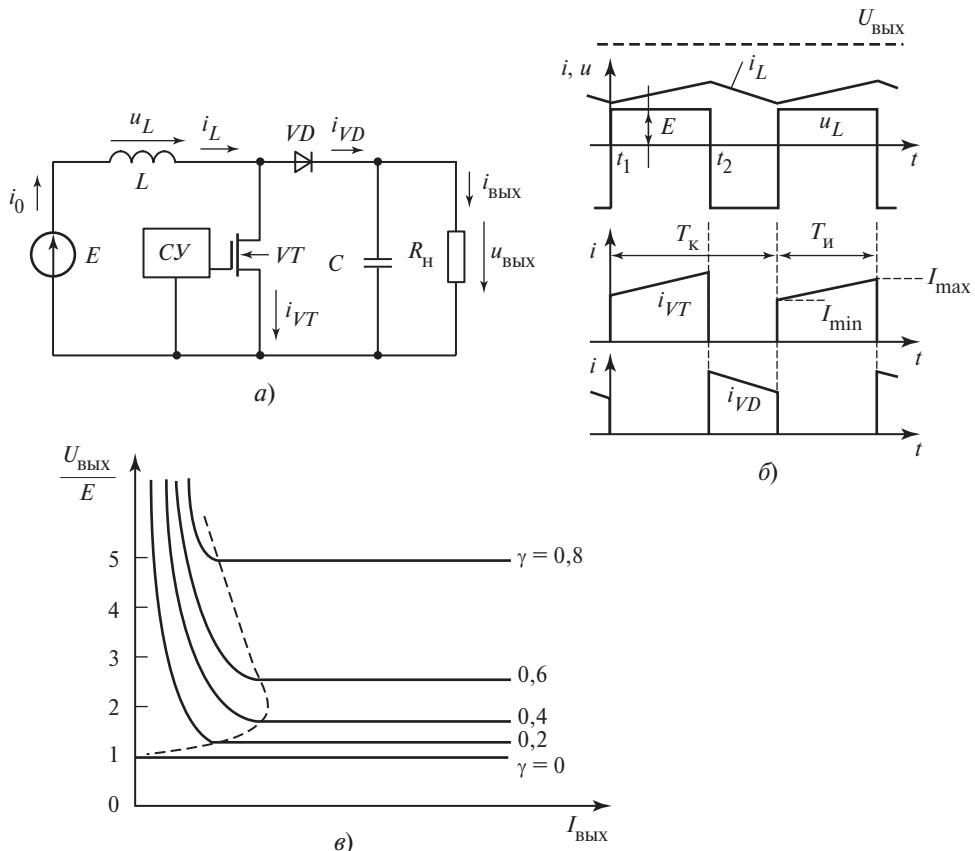


Рис. 5.3. Повышающий регулятор постоянного напряжения:

а — схема; б — диаграммы токов и напряжений в режиме непрерывного тока реактора; в — внешние характеристики

При размыкании транзисторного ключа в момент t_2 открывается диод, на реакторе формируется напряжение $u_L = E - u_{\text{вых}}$, реактор отдает энергию, ток $i_L = i_0 = i_{VD}$ уменьшается.

При пренебрежении потерями в преобразователе значение выходного напряжения (рис. 5.3, б) преобразователя определяется

$$U_{\text{вых}} = \frac{E}{1 - \gamma} > E. \quad (5.11)$$

Внешние характеристики регулятора приведены на рис. 5.3, в. Правая часть характеристик соответствует основному режиму работы преобразователя — режиму непрерывного тока реактора (граница режима на рисунке показана штриховой линией). Внешние характеристики в этом режиме жесткие, потери в преобразователе обусловливают некоторый наклон характеристик.

Среднее значение тока реактора

$$I_{L \text{ cp}} = \frac{E}{(1 - \gamma)^2 R_{\text{h}}} . \quad (5.12)$$

Разность минимального и максимального значений тока реактора

$$\Delta I_L = I_{L \text{ max}} - I_{L \text{ min}} = \frac{E\gamma}{L f_{\text{k}}} . \quad (5.13)$$

Границные значения прерывистого тока соответствуют $I_{L \text{ min}} = 0$ и $\frac{\Delta I_L}{2} = I_{L \text{ cp}}$, отсюда

$$I_{\text{вых.гр}} = \frac{E\gamma(1 - \gamma)}{2L f_{\text{k}}} . \quad (5.14)$$

В режиме прерывистого тока при размыкании транзисторного ключа ток реактора замыкается через диод, однако при $i_L = 0$, когда энергия, накопленная в реакторе, равна нулю, диод запирается. Нагрузка оказывается присоединенной к конденсатору, как на интервале $t_1 - t_2$, когда транзистор проводил ток. В результате напряжение на нагрузке увеличивается и внешние характеристики приобретают крутопадающий характер (см. рис. 5.3, в). В РПТ силовая часть преобразователя сохраняет работоспособность, однако использование этого режима должно быть учтено при разработке цепей обратной связи системы управления. В режимах, близких к холостому ходу, преобразователь неработоспособен вследствие неограниченного роста выходного напряжения при любых значениях коэффициента заполнения, что может вызвать выход из строя полупроводниковых приборов и нагрузки.

В основном режиме непрерывного тока реактора пульсация выходного напряжения определяется

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{\gamma}{R_{\text{h}} C f_{\text{k}}} . \quad (5.15)$$

При повышении отношения $U_{\text{вых}}/E$ коэффициент заполнения увеличивается и качество выходного напряжения снижается. Отношение максимального значения тока диода к среднему току прибора равно $1/(1 - \gamma)$, и при больших значениях γ необходимо это учитывать при выборе приборов. Вследствие этих причин использование повышающего регулятора постоянного напряжения для значительного увеличения уровня постоянного напряжения нецелесообразно.

Достоинством повышающего регулятора является отсутствие разрывов тока, потребляемого от источника питания, в режиме непрерывного тока реактора, что позволяет снизить емкость фильтра на входе регулятора или вообще отказаться от его применения. Недостатком регулятора является прерывистый характер тока, поступающего на вход выходного фильтра.

5.2.3. Инвертирующий регулятор

В инвертирующем регуляторе, или регуляторе 3-го рода, полярности напряжения источника питания и нагрузки противоположны (рис. 5.4, *a*). Транзистор VT включен последовательно с источником питания E . Ток транзистора равен току источника питания: $i_{VT} = i_0$.

При отпирании транзисторного ключа в момент t_1 ток источника питания протекает через транзистор и реактор. На реакторе формируется напряжение питания $u_L = E$, в реакторе запасается энергия, ток $i_L = i_0 = i_{VT}$ нарастает, диод VD заперт, нагрузка отключена от источника питания, конденсатор C отдает энергию в нагрузку.

При размыкании транзисторного ключа в момент t_2 из-за напряжения самоиндукции реактора открывается диод, на реакторе формируется напряжение $u_L = -u_{\text{вых}}$, реактор отдает энергию, ток $i_L = i_{VD} = i_{\text{вых}}$ уменьшается.

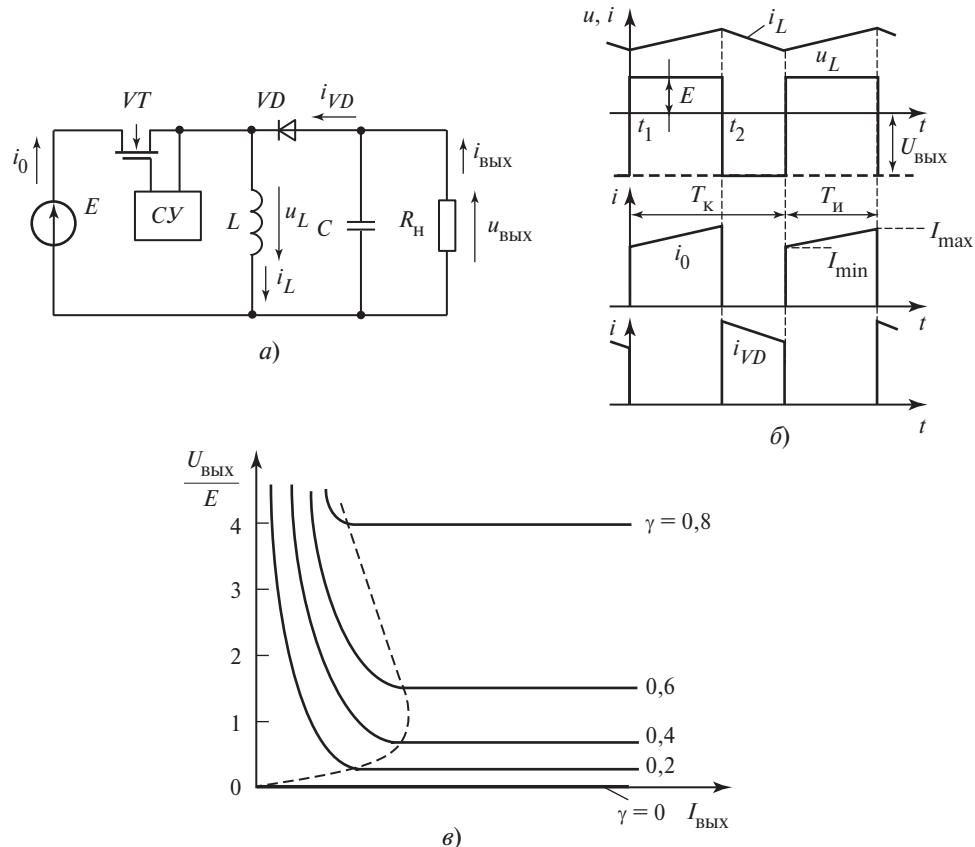


Рис. 5.4. Инвертирующий регулятор:

а — схема; *б* — диаграммы токов и напряжений в режиме непрерывного тока реактора; *в* — внешние характеристики

При пренебрежении потерями в преобразователе среднее значение выходного напряжения преобразователя (рис. 5.4, б)

$$U_{\text{вых}} = \frac{\gamma E}{1 - \gamma}. \quad (5.16)$$

В зависимости от значения γ выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ может быть и выше, и ниже напряжения питания E . Максимальное напряжение на транзисторе равно $E + U_{\text{вых}}$.

Внешние характеристики регулятора показаны на рис. 5.4, в. Правая часть характеристик соответствует основному режиму работы преобразователя — режиму непрерывного тока реактора. Внешние характеристики в этом режиме жесткие, потери в преобразователе обусловливают некоторый наклон характеристик. Режим непрерывного тока ограничен штриховой линией.

Среднее значение тока реактора

$$I_{L \text{ср}} = \frac{E\gamma^3}{(1 - \gamma)^2 R_h} + \frac{E\gamma}{R_h}. \quad (5.17)$$

Разность минимального и максимального значений тока i_L

$$\Delta I_L = I_{L \text{max}} - I_{L \text{min}} = \frac{E\gamma}{L f_k}. \quad (5.18)$$

Граница режима прерывистого тока, показанная на рис. 5.4, в, соответствует $I_{L \text{min}} = 0$ и $\frac{\Delta I_L}{2} = I_{L \text{ср}}$, отсюда

$$I_{\text{вых.гр}} = \frac{\Delta I (1 - \gamma)}{2}. \quad (5.19)$$

В режиме прерывистого тока в момент t_2 ток реактора замыкается через диод, однако при $i_L = 0$, когда энергия, накопленная в реакторе, равна нулю, диод запирается и нагрузка присоединяется к конденсатору. Напряжение на нагрузке увеличивается, и внешние характеристики приобретают круто-падающий характер (см. рис. 5.4, в). В РПТ силовая часть преобразователя сохраняет работоспособность, однако использование этого режима должно быть учтено при разработке цепей обратной связи системы управления. В режимах, близких к холостому ходу нагрузки, преобразователь неработоспособен из-за неограниченного роста напряжения на транзисторе.

В основном режиме непрерывного тока дросселя пульсация выходного напряжения определяется как

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{\gamma U_{\text{вых}}}{R_h C f_k}. \quad (5.20)$$

Снижение качества выходного напряжения при увеличении отношения $U_{\text{вых}}/E$ делает нецелесообразным использование регулятора для значительного увеличения постоянного напряжения.

Достоинством инвертирующего регулятора является возможность получения выходных напряжений как выше, так и ниже напряжения источника питания.

Недостатками инвертирующего преобразователя постоянного напряжения являются прерывистый характер тока, потребляемого от источника питания, и тока, поступающего на вход выходного фильтра.

5.2.4. Преобразователь Чука

Схема преобразователя Чука и временные диаграммы приведены на рис. 5.5. В момент t_1 отпирается транзисторный ключ, на реакторе $L1$ формируется напряжение $u_{L1} = E$, ток источника питания i_0 нарастает, к аноду диода приложено отрицательное напряжение, накопленное на конденсаторе $C1$, диод заперт, конденсатор $C1$, подключенный к входу LC -фильтра, разряжается током i_{L2} и отдает энергию в фильтр и нагрузку.

В момент t_2 транзисторный ключ размыкается. Ток реактора $L1$ замыкается через конденсатор $C1$ и диод, энергия и напряжение на конденсаторе увеличиваются. К входу фильтра приложено нулевое напряжение открытого диода, и ток реактора $L2$ также замыкается через диод. К концу интервала T_k на конденсаторе восстанавливается напряжение $u_{C1}(t_1 + T_k) = u_{C1}(t_1)$.

При пренебрежении потерями в преобразователе среднее значение выходного напряжения преобразователя равно

$$\frac{U_{\text{вых}}}{E} = \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \quad (5.21)$$

В зависимости от параметра γ по модулю $U_{\text{вых}}$ может быть и выше, и ниже напряжения питания E .

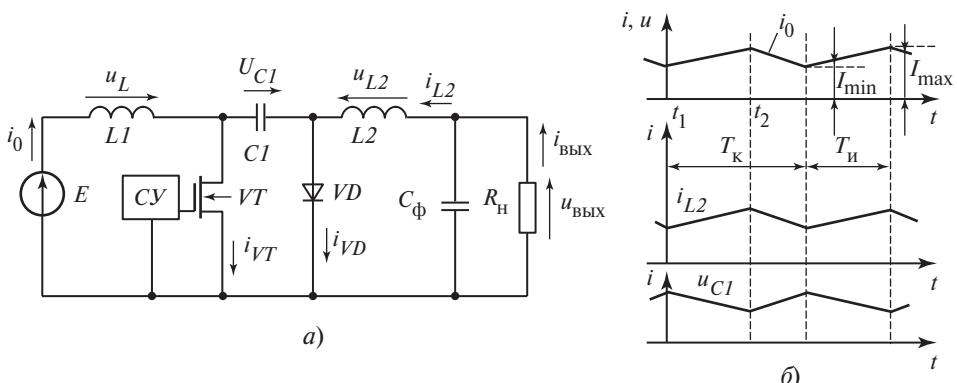


Рис. 5.5. Преобразователь Чука:

а — схема; б — диаграммы токов и напряжений в режиме непрерывного тока

Семейство внешних характеристик регулятора преобразователя Чука совпадает с характеристиками, приведенными на рис. 5.4, в. Режим непрерывного тока ограничен линией, показанной на рис. 5.4, в пунктиром. Режим прерывистого тока возникает как при разрывах тока в дросселе $L1$, так и в дросселе $L2$. В режиме холостого хода нагрузки преобразователь неработоспособен.

Пульсации выходного напряжения определяют

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{1 - \gamma}{8L_2C_{\phi}f_{\text{k}}^2}. \quad (5.22)$$

Преобразователь Чука обладает следующими достоинствами:

- потребляет непрерывный ток от источника питания E , как и повышающий регулятор;
- на вход фильтра подается непрерывный ток, как и в понижающем регуляторе.

Разновидностью преобразователя Чука является вариант, в котором реакторы выполнены на одном сердечнике и между ними возникает магнитная связь [1]. В этом случае удается значительно уменьшить пульсации тока i_0 либо снизить пульсации выходного напряжения.

5.2.5. Регуляторы с умножением напряжения

Регуляторы постоянного напряжения осуществляют умножение напряжения, что позволяет значительно повысить отношение выходного напряжения к напряжению питания без применения трансформаторов (рис. 5.6) [4].

При замыкании транзисторного ключа VT происходит накопление энергии в реакторе $L0$, диоды $VD1$ — $VD3$ заперты, энергия из конденсаторов $C0-1$ и $C0-2$ передается в ячейки, составленные из Г-образных $C1$ — $L1$, $C2$ — $L2$, $C3$ — $L3$ -цепочек.

При размыкании транзисторного ключа ток i_0 реактора $L0$ протекает через диод $D3$, энергия реактора передается в конденсаторы $C0-1$ и $C0-2$.

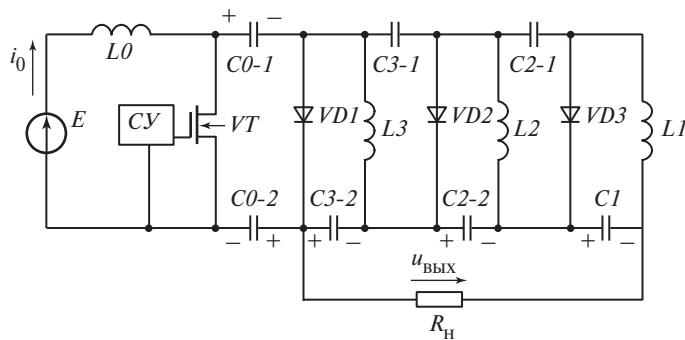


Рис. 5.6. Схема регулятора с умножением напряжения

Реактор $L3$ отдает энергию в конденсаторы $C3-1$ и $C3-2$ через диоды $VD2$, $VD3$, реактор $L2$ отдает энергию в конденсаторы $C2-1$ и $C2-2$ через диоды $VD1$, $VD2$, реактор $L1$ отдает энергию в конденсатор $C1$ через диод $D1$. На этом интервале конденсаторы $C3-1—C3-2$ и $C2-1—C2-2$ через проводящие ток диоды включены параллельно, а реакторы $L1$, $L2$ и $L3$ — последовательно, средний ток в реакторах равен току нагрузки $I_{\text{вых}}$.

Количество однотипных ячеек в регуляторе может быть увеличено или уменьшено. Среднее значение выходного напряжения при пренебрежении потерями определяется как

$$U_{\text{вых}} = \frac{EN\gamma}{1 - \gamma}, \quad (5.23)$$

где N — число ячеек в регуляторе (в схеме на рис. 5.6 $N = 3$).

Напряжение на конденсаторах каждой ячейки вычисляют по формуле

$$U_C = \frac{E\gamma}{1 - \gamma}. \quad (5.24)$$

Обратное напряжение на диодах

$$U_{VD} = \frac{E}{1 - \gamma}. \quad (5.25)$$

Повышение частоты коммутации позволяет уменьшить затраты на реактивные элементы регуляторов. Однако при повышении частоты коммутации растут коммутационные потери в полупроводниковых приборах. Коммутационные потери могут быть снижены при применении резонансных преобразователей и различных схем нулевой коммутации приборов.

5.3. Преобразователи постоянного напряжения с трансформаторной развязкой входных и выходных цепей

При большом отличии значений напряжения источника питания от выходного напряжения, подаваемого на нагрузку, применяют преобразователи постоянного напряжения, в которых трансформаторы работают на повышенной частоте. Применение трансформаторов позволяет осуществить гальваническую развязку входных и выходных цепей, а также разветвление выходных цепей с формированием напряжений разного уровня.

При мощностях до 1 кВт часто применяют однотактные преобразователи постоянного напряжения (пп. 5.3.1, 5.3.2). При больших мощностях нагрузки используют двухтактные преобразователи.

5.3.1. Однотактный обратноходовой преобразователь

Схема обратноходового преобразователя (преобразователя с передачей энергии в паузе) представлена на рис. 5.7, *а*, временные диаграммы токов через ключи — на рис. 5.7, *б*. Преобразователь создан на основе модифика-

ции инвертирующего регулятора постоянного напряжения. Реактор L выполняют расщепленным, соотношение витков в обмотках равно $k = w_2/w_1$. При включении обмоток согласно маркировке (см. рис. 5.7, *a*), напряжение на нагрузке положительное.

При замыкании транзисторного ключа в момент t_1 энергия накапливается в сердечнике расщепленного реактора. Ток транзистора, равный току источника питания i_0 , увеличивается. Напряжение, наведенное на вторичной обмотке w_2 , запирает диод, и конденсатор C отдает накопленную энергию в нагрузку. При запирании транзисторного ключа в момент t_2 обмотка w_1 отключается. Накопленная в сердечнике энергия отдается в нагрузку и пополняет энергию конденсатора C , ток диода i_{VD} снижается. Передача энергии в нагрузку осуществляется в паузе, т.е. при разомкнутом состоянии транзисторного ключа.

В тех случаях, когда необходимо пересчитывать номинальные значения компонентов со вторичной стороны (C , R_H) в первичную и объединять обмотки, преобразователь становится идентичным инвертирующему регулятору. Все соотношения и характеристики, приведенные в п. 5.3, при этих условиях справедливы. Семейство внешних характеристик имеет вид, приведенный на рис. 5.4, *в*, отложенная по оси абсцисс значение $U_{\text{вых}}/E$ должно быть умножено на $k = w_2/w_1$.

При пренебрежении потерями в преобразователе среднее значение выходного напряжения преобразователя:

$$U_{\text{вых}} = \frac{Ek\gamma}{1 - \gamma}. \quad (5.26)$$

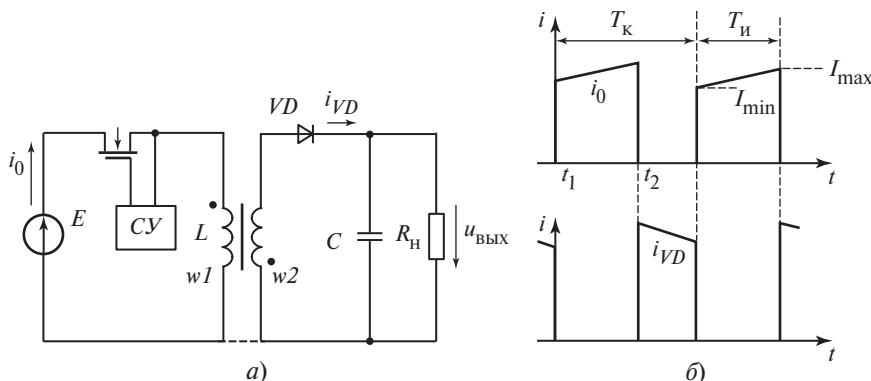


Рис. 5.7. Однотактный обратноходовой преобразователь напряжения:
а — схема; *б* — диаграммы токов транзистора и диода

На интервале $t_1 — t_2$ ток протекает только по обмотке $w1$, а на остальной части периода — только по обмотке $w2$. Сердечник намагничивается током нагрузки.

Границым значениям в режиме прерывистого тока соответствует выражение

$$I_{\text{вых.гр}} = \frac{E\gamma(1-\gamma)}{2kLf_{\text{к}}}, \quad (5.27)$$

где L — индуктивность обмотки $w1$.

В режиме холостого хода преобразователь неработоспособен.

Обратноходовой преобразователь сохраняет недостаток инвертирующего регулятора: ток источника питания i_0 и ток диода i_{VD} , поступающий в цепь нагрузки (R_h — C), имеют прерывистый характер. Дополнительно возникают следующие проблемы:

- для качественной работы устройства необходимо использовать различные технологические и конструкторские приемы для создания максимально высокой магнитной связи между обмотками;
- сердечник расщепленного реактора работает на несимметричном частном цикле петли гистерезиса и выполняет функции накопителя энергии, что увеличивает затраты на магнитные элементы;
- отсутствие цепей для вывода энергии из индуктивности рассеяния реактора может привести к недопустимым перенапряжениям на транзисторе. Для устранения этого недостатка используют схему (рис. 5.8) с дополнительной рекуперационной цепью (обмотка $w3$ — диод $VD2$). Число витков в обмотках $w1$ и $w3$ одинаково, обмотки имеют сильную магнитную связь.

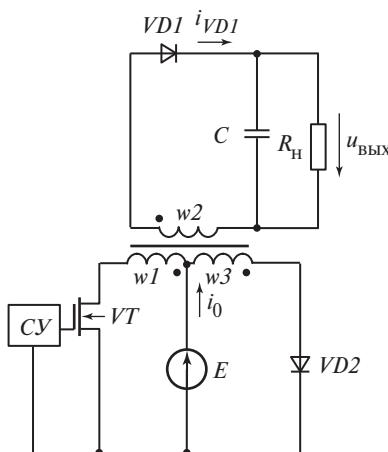


Рис. 5.8. Схема обратноходового преобразователя с дополнительной рекуперационной цепью

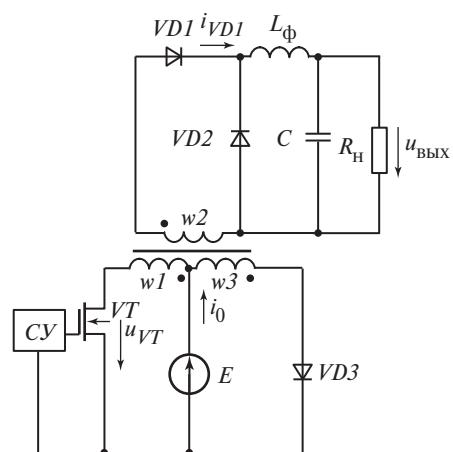


Рис. 5.9. Схема однотактного прямоходового преобразователя напряжения

На интервале $t_1 — t_2$ открыт транзисторный ключ, диоды $VD1$ и $VD2$ заперты напряжениями на обмотках $w2$ и $w3$. Структура проводящей части схемы такая же, как в схеме на рис. 5.7, *а*. При запирании транзисторного ключа ток реактора рекуперируется в источник питания E , а затем при нарастании тока диода до установленного значения спадает до нуля. Условия работы рекуперационной цепи ограничивают выбор значения коэффициента трансформации k [1]:

$$k = \frac{6U_{\text{вых}}}{E_{\text{min}} + E_{\text{max}}}. \quad (5.28)$$

Напряжение на коллекторе транзистора не превышает $2E$.

5.3.2. Однотактный прямоходовой преобразователь

На рис. 5.9 приведена схема прямоходового преобразователя, в котором энергия в нагрузку передается во время импульса T_u . При отпирании транзисторного ключа к обмотке $w1$ приложено напряжение E , которое трансформируется во вторичную обмотку $w2$, диод $VD1$ открывается, и на вход фильтра $L_{\phi}C$ подается напряжение kE . Энергия накапливается в элементах фильтра, магнитном поле сердечника трансформатора и передается в нагрузку.

При запирании транзисторного ключа открывается диод $VD2$. Энергия, накопленная в элементах фильтра, поддерживает ток в нагрузке. Диод $VD1$ закрывается. Энергия, накопленная в сердечнике трансформатора, рекуперируется в источник питания E через обмотку $w3$ и диод $VD3$.

При пренебрежении потерями в преобразователе среднее значение выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}} = E k \gamma. \quad (5.29)$$

Функционирование прямоходового преобразователя во многом аналогично работе понижающего регулятора (см. п. 5.2.1).

При выполнении обмоток с максимально возможной магнитной связью максимальное напряжение на коллекторе равно $2E$. Трансформатор работает в несимметричном режиме без накопления магнитного потока в сердечнике. При запирании транзисторного ключа происходит рекуперация, магнитный поток снижается до исходного состояния. Значения коэффициента трансформации необходимо выбирать из соотношения [1]

$$k = \frac{8U_{\text{вых}}}{E_{\text{min}} + E_{\text{max}}}, \quad (5.30)$$

а значение коэффициента заполнения ограничивать в диапазоне $\gamma = 0 \div 0,5$.

Все однотактные преобразователи потребляют от источника прерывистый ток.

К достоинствам однотактного прямоходового преобразователя относят:

- меньшие пульсации выходного напряжения;

- меньшую траекторию магнитного потока при работе устройства;
- возможность функционирования в режиме холостого хода.

Недостатками прямоходового преобразователя по сравнению с обратноходовым являются:

- сложная схема;
- ограниченный диапазон изменения выходного напряжения.

По этим причинам для создания малогабаритных устройств питания предпочтительнее использовать обратноходовые преобразователи, хотя при этом и возникают проблемы при отключении нагрузки (режим холостого хода).

В схемы преобразователей (см. рис. 5.8 и 5.9) могут быть добавлены дополнительные вторичные гальванически развязанные обмотки с неуправляемыми выпрямителями, к которым могут подключаться различные потребители, уровень напряжений на выходах такого преобразователя может быть различным.

На основе однотактных преобразователей постоянного напряжения выполняют схемы с умножением напряжения.

5.3.3. Двухтактные преобразователи постоянного напряжения

Однотактные преобразователи постоянного напряжения применяют в устройствах электропитания мощностью до 1 кВт. При больших мощностях нагрузки несомненными преимуществами обладают двухтактные преобразователи постоянного напряжения.

Практически все двухтактные преобразователи постоянного напряжения строят по схеме с промежуточным звеном переменного тока. Структурная схема двухтактного преобразователя постоянного напряжения из инвертора и неуправляемого двухполупериодного выпрямителя приведена на рис. 5.10. В качестве инвертора наиболее часто используют однофазные автономные инверторы напряжения.

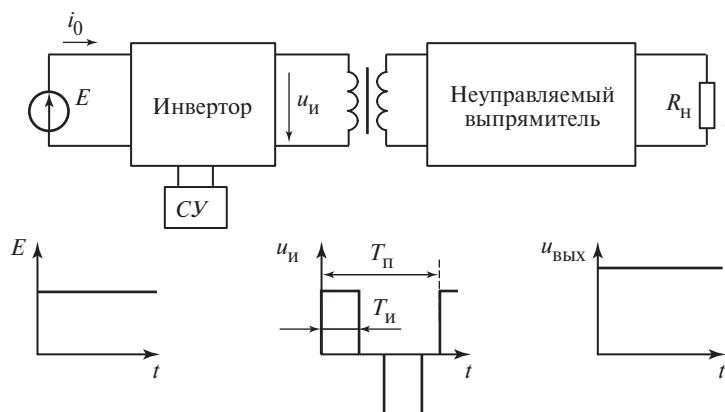


Рис. 5.10. Структурная схема двухтактного преобразователя постоянного напряжения

Инвертор преобразует постоянный ток в переменный. Напряжение u_i представляет собой прямоугольные импульсы чередующейся полярности с периодом повторения T_n . Трансформатор изменяет значение напряжения u_i , неуправляемый выпрямитель преобразует переменное напряжение в постоянное $u_{\text{вых}}$. Регулирование отношения $U_{\text{вых}}/E$ осуществляется в преобразователе путем воздействия со стороны системы управления $СУ$ на ширину импульсов T_i/T_n выходного напряжения инвертора.

В отличие от однотактных преобразователей, трансформатор в двухтактных преобразователях работает в симметричном режиме без подмагничивания.

Выбор схем инверторов и выпрямителей в преобразователе зависит от уровня напряжений на первичной и вторичной сторонах преобразователя и имеет целью обеспечение максимально высокого значения КПД. При низких (менее 50 В) напряжениях источника питания E предпочтение отдается нулевым схемам инверторов напряжения (см. п. 6.1), поскольку отношение потерь напряжения на проводящих ток транзисторах к выходному напряжению инвертора в них вдвое меньше. При больших напряжениях питания применяют полумостовые и мостовые схемы.

При малых значениях выходных напряжений преобразователя выпрямитель выполняют по схеме с нулевым выводом. В остальных случаях возможно применение мостовой схемы выпрямления.

В двухтактных преобразователях постоянного напряжения минимальное число управляемых ключей равно двум, в то время как однотактные преобразователи могут быть выполнены с одним управляемым ключом (см. пп. 2.3.1, 2.3.2).

Функционирование инверторов в составе двухтактного преобразователя постоянного напряжения имеет некоторые особенности. Рассмотрим типичную схему преобразователя с низким напряжением источника питания E (рис. 5.11).

Схема состоит из однофазного инвертора напряжения на транзисторах $VT1$ и $VT2$ по нулевой схеме, трансформатора с коэффициентом трансформации k и мостового неуправляемого выпрямителя с выходным LC -фильтром. Потерями в схеме, током намагничивания и индуктивностями рассеяния трансформатора при анализе схемы можно пренебречь, если допустить, что ток и напряжение на нагрузке идеально сглажены.

На интервале $t_1 — t_2$ включается транзисторный ключ $VT1$, напряжение $u_1 = E$ трансформируется во вторичную обмотку, $u_2 = kE$. Через диоды неуправляемого выпрямителя это напряжение поступает на вход LC -фильтра, энергия в реактивных элементах фильтра возрастает. Ток $i_2 = I_{\text{вых}}$, $i_0 = kI_{\text{вых}}$.

На интервале $t_2 — t_3$ оба транзистора закрыты, напряжения $u_1 = u_2 = 0$. Ток реактора фильтра замыкается через диоды выпрямителя, $i_2 = i_1 = 0$, реактивные элементы фильтра отдают энергию в нагрузку.

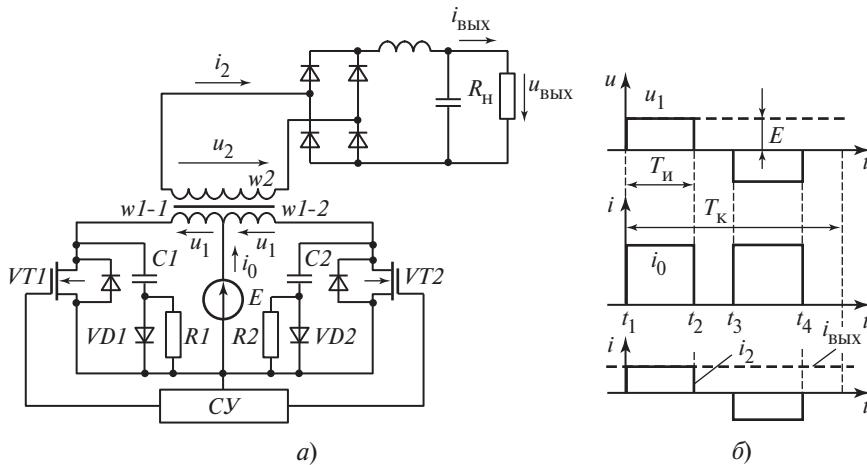


Рис. 5.11. Схема (a) двухтактного преобразователя напряжения и временные диаграммы (b)

На интервале $t_3 — t_4$ проводит ток транзистор $VT2$, $u_1 = -E$, $u_2 = -kE$. Это напряжение выпрямляется и поступает на вход фильтра, энергия в реактивных элементах фильтра возрастает. На следующем интервале $t_4 — (t_1 + T_{\text{к}})$ оба транзистора выключены, процессы аналогичны рассмотренным на интервале $t_2 — t_3$.

При пренебрежении потерями в преобразователе среднее значение выходного напряжения преобразователя определяют по формуле

$$U_{\text{вых}} = E k \gamma, \quad (5.31)$$

где коэффициент заполнения $\gamma = 2T_{\text{и}}/T_{\text{к}}$.

Функционирование двухтактного преобразователя постоянного напряжения в значительной степени напоминает работу понижающего регулятора (см. п. 5.2.1), различие заключается в наличии трансформатора и в том, что процессы в цепи фильтра и нагрузки происходят с частотой, вдвое большей частоты коммутации каждого из транзисторных ключей $f_{\text{к}} = 1/T_{\text{к}}$.

С учетом индуктивности рассеяния трансформатора энергия, накопленная в индуктивности рассеяния, препятствует запиранию транзистора и вызывает на нем перенапряжения, которые могут привести к выходу прибора из строя. Для вывода энергии из обмотки $w1-1$ к транзистору $VT1$ подключают защитную цепочку (снаббер) $C1—VD1—R1$ (к транзистору $VT2$ подключают цепочку аналогичной структуры). При закрывании транзистора $VT1$ ток обмотки через диод $VD1$ заряжает конденсатор $C1$ и энергия рассеяния передается в конденсатор. При снижении тока обмотки до нуля диод закрывается и в конденсаторе сохраняется накопленная энергия. При очередном отпирании транзистора $VT1$ конденсатор разряжается через последовательно включенные резистор $R1$ и транзистор $VT1$, энергия, накопленная в конденсаторе, рассеивается.

Возникновение несимметрии напряжений, приложенных к обмоткам трансформатора, может привести к неограниченному росту тока намагничивания и насыщению трансформатора. Для исключения этого в цепь управления вводят соответствующие цепи обратной связи.

Схема на рис. 5.11, *а* может быть дополнена вторичными гальванически развязанными обмотками с неуправляемыми выпрямителями. Цепью обратной связи для стабилизации выходного напряжения может быть охвачен лишь один из выходов. Отклонения выходного напряжения на остальных выходах будут определяться жесткостью внешней характеристики каналов.

5.4. Многоквадрантные преобразователи постоянного тока

Рассмотренные в пп. 5.2, 5.3 преобразователи постоянного напряжения способны создавать на выходе ток и напряжение одной полярности. В ряде областей применения возникает необходимость в создании источников постоянного тока с изменяющейся полярностью. Если полярности напряжения $U_{\text{вых}}$ и тока $I_{\text{вых}}$ совпадают, то энергия передается от источника E на выход преобразователя. При противоположных полярностях напряжения $U_{\text{вых}}$ и тока $I_{\text{вых}}$ энергия из выхода преобразователя возвращается (рекуперируется) в источник питания. При подключении к преобразователю электрической машины постоянного тока происходит рекуперативное торможение.

Преобразователи постоянного напряжения, способные изменять полярность напряжения и (или) тока называют *многоквадрантными*, поскольку семейство их внешних характеристик находится в двух или четырех квадрантах декартовой системы координат. Как правило, многоквадрантные преобразователи постоянного напряжения создаются на основе модификации регуляторов постоянного напряжения (см. п. 5.2).

Схема двухквадрантного преобразователя приведена на рис. 5.12, *а*. Нагрузкой является двигатель постоянного тока, схема замещения которого состоит из противоЭДС E_M , сопротивления R_M и индуктивности L_M .

При работе электрической машины в двигательном режиме в преобразователе функционирует только транзисторный ключ $VT1$, транзистор $VT2$ всегда заперт. При замыкании транзистора $VT1$ происходит подключение

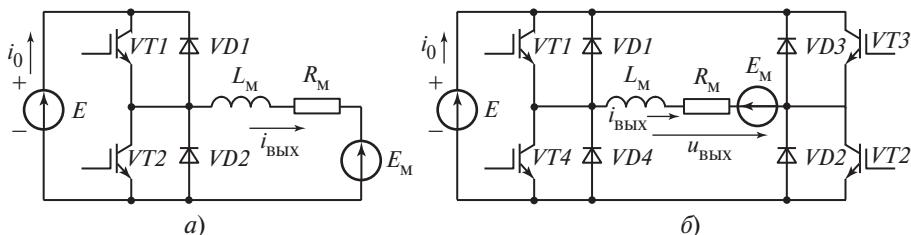


Рис. 5.12. Двухквадрантный (а) и четырехквадрантный (б) преобразователи постоянного напряжения

источника питания E к двигателю. Ток двигателя $i_{\text{вых}} = i_0$ протекает через транзистор $VT1$. При размыкании ключа $VT1$ ток двигателя замыкается через диод $VD2$. Напряжение, приложенное к двигателю, равно нулю. Проводящая ток часть схемы соответствует схеме понижающего регулятора (см. п. 5.2.1), выходное напряжение при пренебрежении потерями

$$U_{\text{вых}} = E \frac{T_{\text{и}}}{T_{\text{к}}} = \gamma E. \quad (5.32)$$

В режиме рекуперативного торможения двигатель продолжает вращение, полярность E_m не изменяется, но при переходе в генераторный режим полярность тока $i_{\text{вых}}$ изменяется на противоположную относительно показанной на рис. 5.12, *а*. В этом режиме импульсы управления на транзистор $VT1$ не подаются. При разомкнутом транзисторном ключе $VT2$ ток замыкается через диод $VD1$, полярность тока i_0 меняется на противоположную, энергия двигателя рекуперируется в источник питания E . При замыкании ключа $VT2$ ток $i_{\text{вых}}$ протекает через этот транзистор. Работа в режиме рекуперации соответствует функционированию повышающего регулятора (см. п. 5.2.2), если принять, что источником энергии является противоЭДС двигателя E_m .

Для осуществления реверсивного вращения электрической машины постоянного тока применяют **четырехквадрантный преобразователь постоянного напряжения**, схема которого приведена на рис. 5.12, *б*. Преобразователь функционирует в четырех режимах.

Квадрант I. Электрическая машина находится в двигательном режиме, направление вращения «вперед». Для формирования импульса выходного напряжения на входе двигателя одновременно включают транзисторные ключи $VT1$ и $VT2$, $u_{\text{вых}} = E$. Для создания паузы достаточно запереть один из проводящих ток транзисторов, например $VT2$, тогда ток двигателя замкнется через $VT1$ и диод $VD3$, $U_{\text{вых}} = 0$, $i_0 = 0$. В этом квадранте преобразователь работает подобно понижающему регулятору постоянного напряжения: $U_{\text{вых}} = \gamma E$.

Квадрант II. Электрическая машина вращается «вперед», но осуществляется рекуперативное торможение. Двигатель переводится в генераторный режим, ток $i_{\text{вых}}$ меняет напряжение. В преобразователе чередуются два интервала:

- интервал длительностью γT_k , когда все транзисторные ключи схемы закрыты, ток проводят диоды $VD1$ и $VD2$, ток двигателя протекает через источник питания E и возвращает в него энергию;
- интервал длительностью $(1 - \gamma)T_k$, в котором замыкается транзистор $VT3$, ток нагрузки замыкается по цепи $VT3 - VD1$, минуя источник питания, $i_0 = 0$. Тот же результат можно получить при включении $VT4$, который обраzuет проводящий ток контур с диодом $VD2$.

В втором квадранте преобразователь работает подобно повышающему регулятору, у которого источником энергии является ЭДС E_m .

Квадрант III. Электрическая машина вращается «назад», направления напряжений и токов противоположны показанным на рис. 5.12, б. При одновременном включении транзисторов $VT3$ и $VT4$ напряжение $u_{\text{вых}} = -E$, энергия поступает из источника питания в двигатель. При отключении одного из этих транзисторных ключей ток протекает через цепь, состоящую из транзистора и диода, минуя источник питания, $u_{\text{вых}} = 0$, $i_0 = 0$: $U_{\text{вых}} = -\gamma E$.

Квадрант IV. Электрическая машина находится в режиме рекуперативного торможения. При отключении всех транзисторных ключей ток электрической машины, направление которого совпадает с показанным на рис. 5.12, б, протекает по цепи $VD3—VD4$ и возвращает энергию в источник питания E . При замыкании ключа $VT1$ ток $i_{\text{вых}}$ протекает через диод $VD3$, минуя источник питания. Тот же результат можно получить при включении транзистора $VT2$, который образует проводящий ток контур с диодом $VD4$.

Можно отметить общность силовых схем многоквадрантных преобразователей напряжения и автономных инверторов напряжения (см. п. 6.1). Так, схема, приведенная на рис. 5.12, а, соответствует схеме полумостового инвертора напряжения при несимметричном подключении нагрузки, а схема, представленная на рис. 5.12, б, совпадает со схемой однофазного мостового инвертора.

5.5. Тиристорно-конденсаторные регуляторы с дозированной передачей энергии в нагрузку

Все преобразователи постоянного напряжения в режиме непрерывного тока имеют жесткие естественные внешние характеристики, т.е. по своим свойствам преобразователи приближаются к источникам ЭДС. Однако для множества электротехнологических установок и электроприводов необходимы иные формы внешних характеристик. В ряде технологических установок сопротивление нагрузки в рабочем режиме может снижаться до нуля. Коррекция формы естественных внешних характеристик осуществляется с помощью систем управления с обратной связью, за счет чего формируются искусственные внешние характеристики требуемой формы (например, со стабилизацией тока или мощности в нагрузке). При резкоинамических режимах потребителя система управления реагирует на скачкообразные изменения с запаздыванием, возможен колебательный характер динамических режимов. В этом случае часто применяют преобразователи с крутопадающими естественными внешними характеристиками. К таким устройствам относят преобразователи с дозированной передачей энергии в нагрузку [5].

В преобразователях с дозированной передачей энергии в качестве ключей применяют однооперационные тиристоры. Это позволяет использовать их при таких напряжениях на нагрузке, при которых создание преобразователей на полностью управляемых ключах приводит к большим затратам.

Схема регулятора постоянного напряжения с дозированной передачей энергии в нагрузку приведена на рис. 5.13, а [5]. Ключевой элемент выполнен на тиристорах $VT1—VT4$ с коммутирующим конденсатором C_k . Схемы

на рис. 5.13, *а* и рис. 5.4, *а* различаются только в реализации ключевого элемента, т.е. схема преобразователя на рис. 5.13, *а* является схемой инвертирующего регулятора постоянного напряжения. Однако свойства и характеристики такого преобразователя значительно отличаются от рассмотренных в п. 5.2.3. Это связано с тем, что конденсатор C_k выполняет функции не только коммутирующего тиристора элемента, но и накопителя энергии; преобразователь работает в режиме прерывистого тока.

Временные диаграммы напряжения и тока преобразователя в установившемся режиме приведены на рис. 5.13, *б*. Каждый полупериод состоит из трех этапов.

Этап I. В момент t_1 конденсатор C_k заряжен до напряжения $u_{Ck}(t_1) = E + U_{\text{вых}}$ с полярностью, показанной на рис. 5.13, *а* без скобок. На интервале $t_1 - t_2$ импульсы управления поступают на тиристоры $VT1$ и $VT2$ и конденсатор C_k колебательно перезаряжается по цепи $E - VT2 - C_k - VT1 - L$, передавая запасенную энергию в реактор L . Длительность этапа определяется резонансной частотой $C_k - L$ -контура.

Этап II. В момент t_2 напряжение на конденсаторе достигает значения $u_{Ck}(t_2) = E + U_{\text{вых}}$ с полярностью, показанной на рис. 5.13, *а* в скобках. В этот момент напряжение на диоде VD становится положительным и диод открывается, вследствие чего дальнейший заряд конденсатора C_k становится невозможным и ток i_0 источника питания и токи тиристоров прерываются. Ток реактора L замыкается через диод VD , энергия реактора передается

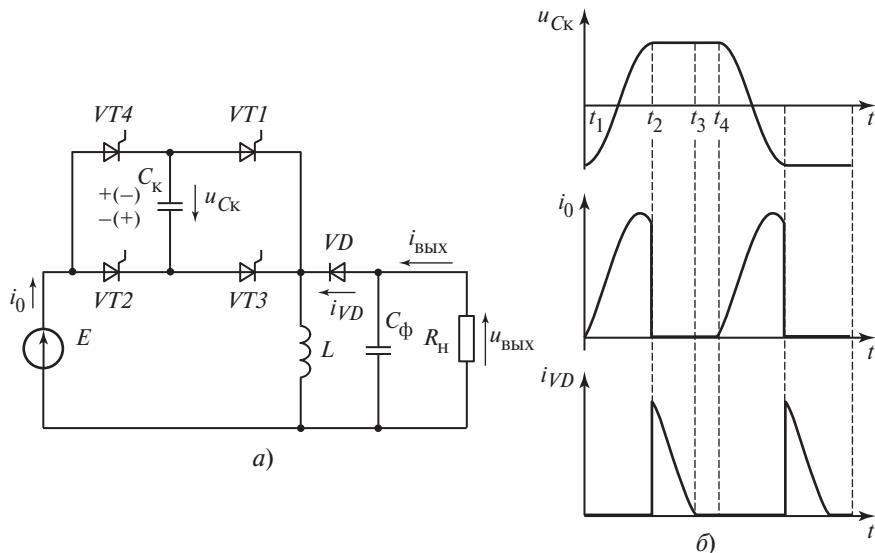


Рис. 5.13. Регулятор постоянного напряжения с дозированной передачей энергии в нагрузку: *а* — схема; *б* — диаграммы работы

в нагрузочную цепь и запасается в фильтрующем конденсаторе C_{ϕ} , токи реактора и диода снижаются. Длительность этапа зависит от тока нагрузки.

Этап III. При достижении $i_{VD} = 0$ диод VD запирается (момент t_3). Нагрузка получает энергию, запасенную в конденсаторе C_{ϕ} , остальные цепи отключены. Длительность этапа определяется работой системы управления.

В момент t_4 начинается второй полупериод работы устройства. После подачи импульсов управления на тиристоры $VT3$ и $VT4$ начинается колебательный перезаряд конденсатора C_k по цепи $E — VT4 — C_k — VT3 — L$ от напряжения, полярность которого показана на рис. 5.13, *а* в скобках, до напряжения $E + U_{\text{вых}}$ с полярностью, показанной без скобок. При достижении этого напряжения отпирается диод VD и процессы развиваются так же, как на этапах II и III.

Среднее значение выходного напряжения преобразователя без учета потерь определяется как

$$U_{\text{вых}} = ER_h C_k f \left(2 + \sqrt{1 + \frac{1}{R_h C_k f}} \right), \quad (5.33)$$

где f — частота повторения, задаваемая работой системы управления.

Поскольку на каждом полупериоде в нагрузку поступает дозированно энергия, накопленная в конденсаторе C_k , преобразователь по свойствам близок к источнику мощности, а естественная внешняя характеристика имеет гиперболический характер. Схема работоспособна при коротком замыкании в нагрузочной цепи. Для регулирования или стабилизации тока нагрузки с помощью системы управления изменяют частоту повторения f .

Литература к гл. 5

1. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. М.: Радио и связь, 1989.
2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2006.
3. Розанов Ю.К. Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчий, А.А. Кваснюк. М.: Издательский дом МЭИ, 2007.
4. А. с. №1144173 (СССР). МКИ Н02М 3/335. Однотактный высоковольтный стабилизированный преобразователь напряжения / А.Ф. Девочкин, А.Г. Поликарпов, Е.Ф. Сергиенко // Бюл. № 9. Опубл. 1985.
5. Булатов О.Г., Царенко А.И. Тиристорно-конденсаторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1982.
6. Rashid M. Power Electronics: Circuits, Devices and Applications, Prentice-Hall, Englewood, Cliffs, 1993.

ИНВЕРТОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ПОЛНОСТЬЮ УПРАВЛЯЕМЫХ КЛЮЧАХ

6.1. Инверторы напряжения

6.1.1. Однофазные инверторы напряжения

Автономным инвертором напряжения (АИН) называют инвертор, питаемый от источника тока с преобладающими свойствами источника напряжения. Обобщенная структурная схема АИН представлена на рис. 6.1.

Схема полумостового однофазного инвертора напряжения приведена на рис. 6.2, а. Такой инвертор применяют непосредственно либо в составе других схем инверторов. Для расчетов токов и напряжений в различных режимах используют переключающую функцию F_i . Если на управляющий электрород i -го транзистора подается отпирающее напряжение, то $F_i = 1$, если отпирающее напряжение отсутствует, то $F_i = 0$. В схеме возможны четыре комбинации состояния ключей:

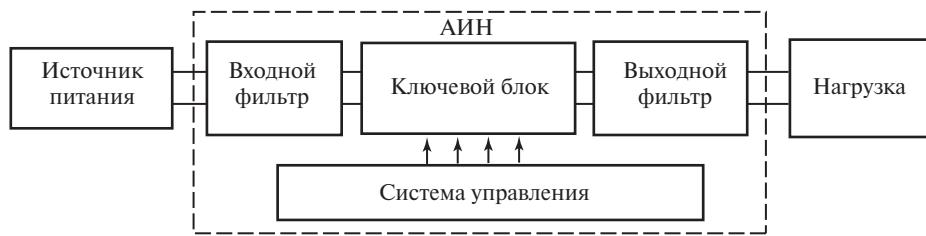


Рис. 6.1. Обобщенная структурная схема АИН

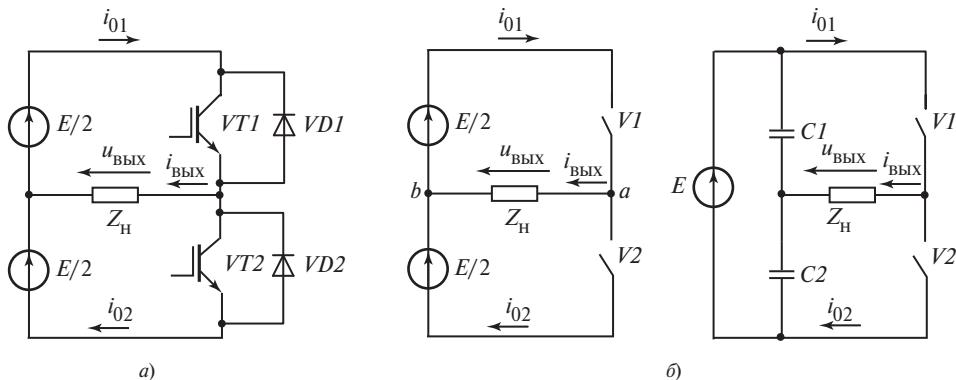


Рис. 6.2. Полумостовой однофазный инвертор напряжения:
а — схема; б — обобщенные схемы

1. $F_1 = 1, F_2 = 0$, при этом $u_{\text{вых}} = E/2$, токи источника $i_{01} = i_{\text{вых}}, i_{02} = 0$. При $i_{\text{вых}} > 0$ (направление тока совпадает со стрелкой на рис. 6.2, а) ток протекает через транзистор $VT1$, при $i_{\text{вых}} < 0$ ток замыкается через диод $VD1$.

2. $F_1 = 0, F_2 = 1$, при этом $u_{\text{вых}} = -E/2, i_{01} = 0, i_{02} = -i_{\text{вых}}$. При $i_{\text{вых}} > 0$ (направление тока совпадает со стрелкой на рис. 6.2, а) ток протекает через диод $VD2$, при $i_{\text{вых}} < 0$ ток замыкается через транзистор $VT2$.

3. $F_1 = 1, F_2 = 1$ — такое включение недопустимо, так как приводит к короткому замыканию источника питания.

4. $F_1 = 0, F_2 = 0$, при этом возможны два варианта протекания тока:

- при $i_{\text{вых}} > 0$ выходной ток замыкается через диод $VD2$ и $u_{\text{вых}} = -E/2$;
- при $i_{\text{вых}} < 0$ выходной ток протекает через диод $VD1$ и $u_{\text{вых}} = E/2$.

Напряжение на нагрузке в последнем случае зависит от полярности выходного тока и не зависит от сигналов управления, формируемым системой управления инвертора. Однако рассматриваемый режим является необходимым для обеспечения нормальной работы силовых ключей схемы. При снятии импульса управления с силового ключа его ток снижается в течение некоторого времени и включение второго ключа до завершения процесса снижения тока приводит к возникновению короткого замыкания источника питания через два последовательно включенных ключа. Поэтому вступление в работу второго ключа должно быть задержано на временной интервал, достаточный для снижения тока первого ключа и называемый «мертвой» паузой. Если длительность интервала «мертвой» паузы не превышает 0,02 интервала между коммутациями силовых ключей, воздействие процессов в течение «мертвой» паузы на формирование выходного напряжения инвертора незначительно.

При пренебрежении интервалом «мертвой» паузы можно заключить, что ключи вступают в работу поочередно. Функция $F_i = 1$, если i -й ключ (транзистор или диод) проводит ток, при $F_i = 0$ ключ выключен, т.е. функция F_i является *переключающей функцией* i -го ключа, проводящего ток в обоих направлениях и состоящего из транзистора и диода. На схеме рис. 6.2, а ключи могут быть изображены обобщенно, как показано на рис. 6.2, б.

При пренебрежении «мертвой» паузой можно записать уравнение

$$F_2 = 1 - F_1. \quad (6.1)$$

Потенциалы точек a и b (рис. 6.2, б) относительно отрицательного полюса источника питания и выходное напряжение инвертора определяют по формулам

$$\varphi_a = F_1 E; \quad \varphi_b = E/2; \quad (6.2)$$

$$u_{\text{вых}} = \varphi_a - \varphi_b = E \left(F_1 - \frac{1}{2} \right). \quad (6.3)$$

Выходное напряжение инвертора принимает только два значения: при $F_1 = 1 \ u_{\text{вых}} = E/2$, при $F_1 = 0 \ u_{\text{вых}} = -E/2$.

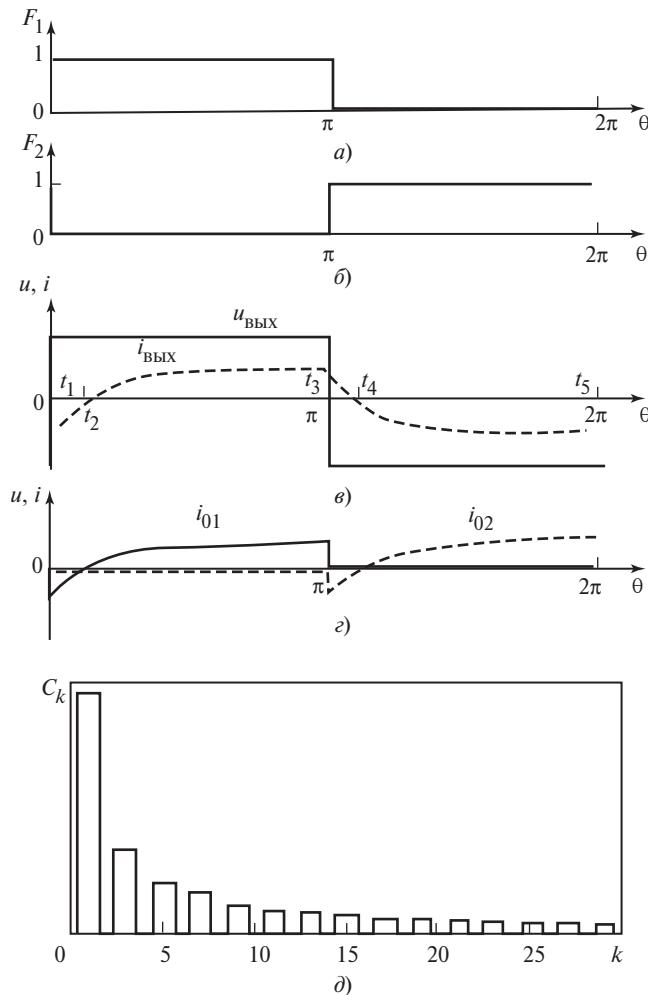


Рис. 6.3. Диаграммы работы полумостового инвертора на RL -нагрузку (а—г) и спектр выходного напряжения (д)

Токи, потребляемые из источника питания, также определяются через переключающие функции:

$$i_{01} = F_1 i_{\text{вых}}, \quad i_{02} = -F_2 i_{\text{вых}} = (F_1 - 1) i_{\text{вых}}. \quad (6.4)$$

На рис. 6.3, а—г представлены переключающие функции и кривые напряжений и токов при работе полумостового инвертора на RL -нагрузку при простейшем алгоритме управления.

При подаче импульса управления на транзистор $VT1$ в течение первой половины периода t_1 — t_3 ток на интервале t_1 — t_2 протекает через диод $VD1$, нагрузка отдает энергию в источник питания, ток $i_{01} < 0$. На интервале t_2 — t_3 ток проводит транзистор $VT1$, энергия передается от источника пита-

ния в нагрузку, ток $i_{01} > 0$. В течение второй половины периода $t_3 — t_5$ импульс управления подается на транзистор $VT2$, на интервале $t_3 — t_4$ ток протекает через диод $VD2$, нагрузка отдает энергию в источник питания, ток $i_{02} < 0$. На интервале $t_4 — t_5$ ток проводит транзистор $VT2$, энергия передается от источника питания в нагрузку, ток $i_{02} > 0$.

Разложение выходного напряжения в ряд Фурье:

$$U_{\text{вых}} = \frac{2E}{\pi} \sum_{k=1, 3, 5 \dots}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_{\text{вых}} t)}{k}, \quad (6.5)$$

где k — номер гармоники.

Спектр выходного напряжения представлен на рис. 6.3, *д*. Коэффициент гармоник

$$k_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{k \neq 1} C_k^2}}{C_1} = 0,467. \quad (6.6)$$

Действующее значение основной (первой) гармоники:

$$U_{\text{вых}1} = \frac{\sqrt{2}E}{\pi}. \quad (6.7)$$

Нагрузку в схеме на рис. 6.2, *а* нередко подключают через трансформатор, что позволяет изменить отношение основной гармоники выходного напряжения к напряжению источника питания.

Широко используется схема подключения полумостового инвертора к источнику питания, показанная на рис. 6.2, *в*. Конденсаторы $C1$ и $C2$ образуют входной фильтр инвертора, воспринимают переменные составляющие токов i_{01} и i_{02} и обеспечивают однополярную форму кривой тока источника питания. Одновременно конденсаторы образуют делитель напряжения источника питания. Однако при этом проявляются две проблемы. Во-первых, первые гармоники токов i_{01} и i_{02} создают падения напряжения на конденсаторах и вызывают отклонение потенциала средней точки конденсаторов, что влияет на форму выходного напряжения. Для исключения этого требуется значительное увеличение емкости конденсаторов входного фильтра. Во-вторых, несимметрия компонентов схемы и управления может привести к появлению постоянной составляющей и четных гармоник в выходном напряжении инвертора. Этот недостаток может быть устранен при применении систем управления с обратной связью по выходному напряжению.

Схема однофазного мостового инвертора напряжения приведена на рис. 6.4. Инвертор содержит две полумостовые схемы: первую — на ключах $VT1—VT4$ и вторую — на ключах $VT2—VT3$. При пренебрежении интервалом «мертвой» паузы можно записать по аналогии с (6.1):

$$F_4 = 1 - F_1; \quad F_2 = 1 - F_3. \quad (6.8)$$

Потенциалы точек a и b относительно отрицательного полюса источника питания определяют выходное напряжение инвертора:

$$\varphi_a = F_1 E; \varphi_b = F_3 E; \quad (6.9)$$

$$u_{\text{вых}} = \varphi_a - \varphi_b = E(F_1 - F_3). \quad (6.10)$$

Выражение (6.10) вскрывает два важных отличия мостового АИН от полумостовой схемы:

1. Амплитуда выходного напряжения в мостовой схеме равна E , что вдвое больше амплитуды $u_{\text{вых}}$ в нулевой схеме.

2. В мостовом инверторе имеется возможность формирования нулевого уровня выходного напряжения АИН: при $F_1 = F_3 = 1$ нагрузка закорочена ключами $VT1$ и $VT3$, а при $F_1 = F_3 = 0$ закоротка нагрузки осуществляется через $VT2$ и $VT4$.

Найдем связь выходного тока и тока от источника питания i_0 . Ток i_0 является суммой токов ключей $VT1$ и $VT3$. Через ключ $VT1$ протекает ток $i_{\text{вых}} F_1$, через ключ $VT3$ — ток $i_{\text{вых}} F_3$. Таким образом,

$$i_0 = i_{\text{вых}}(F_1 - F_3). \quad (6.11)$$

Рассмотрим простейший алгоритм формирования выходного напряжения АИН при работе на RL -нагрузку, когда $F_1 = 1$ на первой половине периода выходной частоты $\omega_{\text{вых}}$, а $F_3 = 1$ на второй половине указанного периода. Временные диаграммы приведены на рис. 6.5.

При подаче импульсов управления на транзисторы $VT1$ и $VT2$ в течение первой половины периода $t_1 — t_3$ ток на интервале $t_1 — t_2$ протекает через диоды $VD1$ и $VD2$, нагрузка отдает энергию в источник питания, ток $i_0 < 0$.

На интервале $t_2 — t_3$ ток проводят одноименные транзисторы, энергия передается от источника питания в нагрузку, ток $i_0 > 0$. На второй половине периода $t_3 — t_5$ импульсы управления подаются на транзисторы $VT3$ и $VT4$, на интервале $t_3 — t_4$ ток протекает через диоды $VD3$ и $VD4$, нагрузка отдает энергию в источник питания, ток $i_0 < 0$. На интервале $t_4 — t_5$ ток проводят транзисторы $VT3$ и $VT4$, энергия передается от источника питания в нагрузку, ток $i_0 > 0$.

Спектр выходного напряжения имеет тот же вид, что и спектр на рис. 6.3, δ , но значение всех гармоник вдвое больше:

$$u_{\text{вых}} = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_{\text{вых}} t)}{k}. \quad (6.12)$$

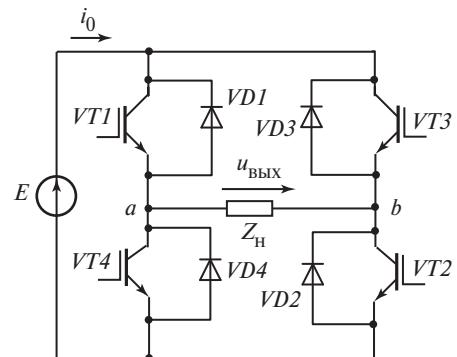


Рис. 6.4. Схема однофазного мостового инвертора напряжения

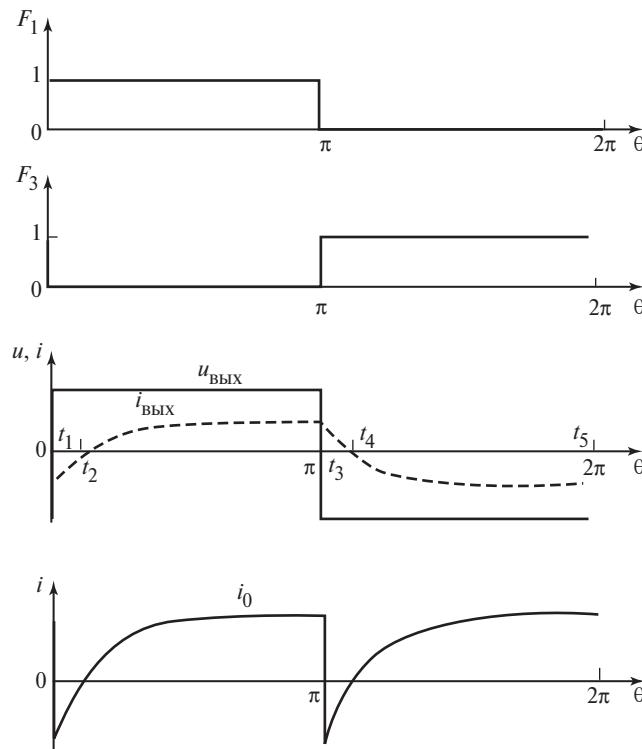


Рис. 6.5. Диаграммы работы мостового инвертора на RL -нагрузку

Коэффициент гармоник $k_r = 0,467$. Действующее значение основной (первой) гармоники определяют

$$U_{\text{вых}1} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi}. \quad (6.13)$$

Приведенный на рис. 6.6 спектр тока источника питания i_0 содержит постоянную составляющую и четные гармоники, из которых наиболее интенсивна вторая гармоника.

Нагрузка в схеме на рис. 6.4 может подключаться через трансформатор.

При подключении инверторов к источникам питания напряжением 30—50 В для снижения статических потерь энергии в ключах применяют инвертор, выполненный по нулевой схеме с выводом средней точки первичных обмоток трансформатора (рис. 6.7). Инвертор функционирует по простейшему алгоритму управления, когда на первой половине периода импульс управления подается на транзистор $VT1$, а на второй половине периода — на транзистор $VT2$. Временные диаграммы выходного напряжения и тока источника питания i_0 совпадают с диаграммами, приведенными на рис. 6.5, в и г.

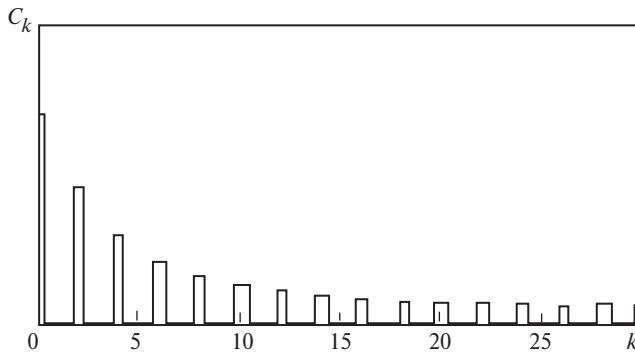


Рис. 6.6. Спектр тока, потребляемого от источника

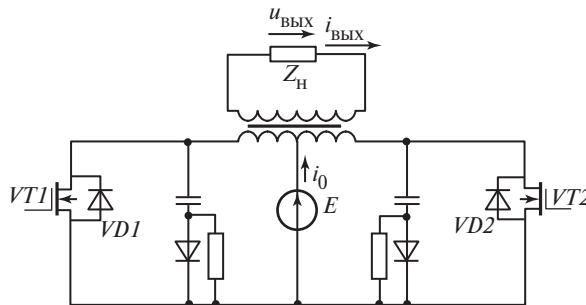


Рис. 6.7. Схема инвертора с выводом средней точки первичных обмоток трансформатора

При подаче импульса управления на транзистор $VT1$ в течение первой половины периода $t_1 — t_3$ ток в начале интервала $t_1 — t_2$ протекает через диод $VD1$, нагрузка отдает энергию в источник питания, ток $i_0 < 0$. На интервале $t_2 — t_3$ ток проводит транзистор $VT1$, энергия передается от источника питания в нагрузку, ток $i_0 > 0$. На первой половине периода $t_3 — t_5$ импульс управления подается на транзистор $VT2$, на интервале $t_3 — t_4$ ток протекает через диод $VD2$, нагрузка отдает энергию в источник питания, ток $i_0 < 0$. На интервале $t_4 — t_5$ ток проводит транзистор $VT2$, энергия передается от источника питания в нагрузку, ток $i_0 > 0$. На второй половине периода $u_{\text{вых}} = -k_{\text{тр}} E$.

Спектр выходного напряжения представлен на рис. 6.3, д. Разложение выходного напряжения в ряд Фурье:

$$u_{\text{вых}} = \frac{4k_{\text{тр}} E}{\pi} \sum_{k=1, 3, 5 \dots}^{\infty} \frac{\sin(k\omega_{\text{вых}} t)}{k}. \quad (6.14)$$

Энергия, накопленная в индуктивностях рассеяния, препятствует запиранию транзисторов и вызывает на них перенапряжения, которые могут привести к выходу прибора из строя. Для вывода энергии из первичных обмоток к транзисторам подключены защитные цепочки (снаббера). Принцип действия снаббера изложен в п. 5.3.3.

6.1.2. Широтно-импульсное регулирование в однофазных инверторах напряжения

Рассмотренные выше алгоритмы управления инверторами напряжения обеспечивают фиксированное отношение значения выходного напряжения к напряжению источника питания. Регулирование и стабилизация выходного напряжения АИН могут осуществляться как внешними (из-за измене-

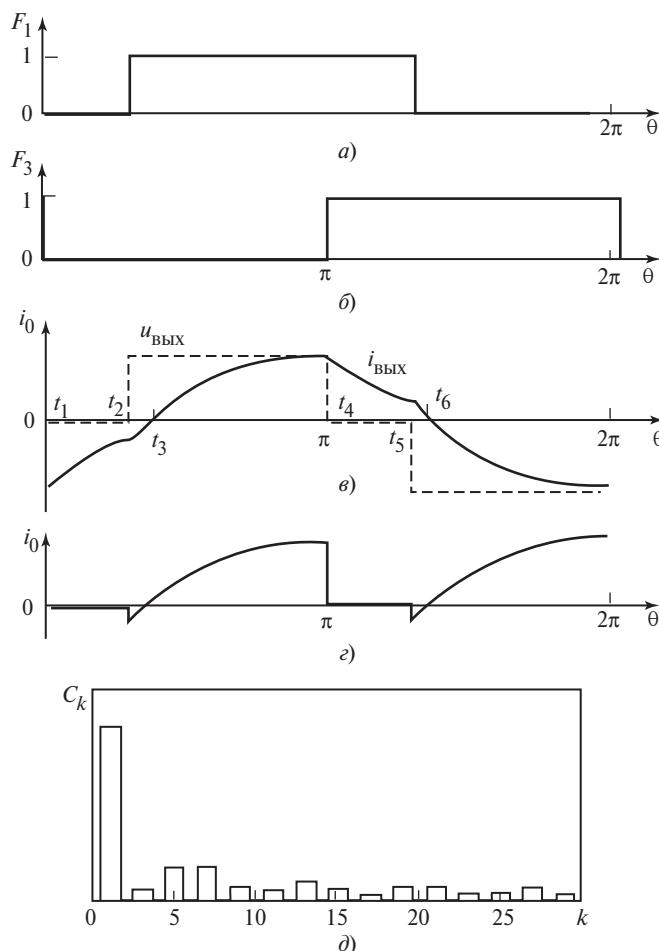


Рис. 6.8. Диаграммы работы мостового АИН на RL -нагрузку при одноимпульсном ШИР (a—c) и спектр выходного напряжения (d)

ния напряжения источника питания), так и внутренними средствами, изменением алгоритма переключения.

Простейшим способом регулирования внутренними средствами является *широкотно-импульсное регулирование* (ШИР), при котором выходное напряжение инвертора синтезируется из импульсов равной, но регулируемой длительности.

Как следует из выражения (6.10), в мостовом однофазном инверторе напряжения выходное напряжение может принимать три значения: E , $-E$ и 0 , т.е. кривая выходного напряжения может состоять из положительных и отрицательных импульсов и пауз.

Рассмотрим алгоритм переключения, при котором на половине периода выходной частоты формируется один импульс (одноимпульсное ШИР) длительностью $t_{\text{и}} = \gamma/(2f_{\text{вых}})$, где γ — коэффициент заполнения. На рис. 6.8, *a*—*г* представлены диаграммы переключающих функций, токов и напряжений при работе АИН на RL -нагрузку (интервалом «мертвой» паузы пренебрегаем).

На временнóм интервале $t_1 — t_2$ формируется пауза, ток проводят ключи $VD2$ и $VT4$ (см. рис. 6.4), которые закорачивают нагрузку, $u_{\text{вых}} = 0$, $i_0 = 0$. Ток в нагрузке снижается по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = L_{\text{н}}/R_{\text{н}}$. В момент t_2 транзистор $VT4$ (см. рис. 6.4) отключается по цепи управления, импульс управления подается на транзистор $VT1$, начинается формирование импульса положительной полярности. На интервале $t_2 — t_3$ $u_{\text{вых}} = E$, но $i_{\text{вых}} = i_0 < 0$, нагрузка отдает энергию в источник питания, ток протекает через диоды $VD1$ и $VD2$. В момент t_3 ток $i_{\text{вых}} = i_0$ становится положительным и протекает через транзисторы $VT1$ и $VT2$, энергия передается от источника питания в нагрузку.

На второй половине периода на временнóм интервале $t_4 — t_5$ формируется пауза, ток проводят ключи $VT1$ и $VD3$, $u_{\text{вых}} = 0$, $i_0 = 0$. В момент t_5 транзистор $VT1$ отключается, импульс управления подается на транзистор $VT4$, начинается формирование импульса отрицательной полярности. На интервале $t_5 — t_6$ $u_{\text{вых}} = -E$, но $i_{\text{вых}} = -i_0 > 0$, нагрузка отдает энергию в источник питания, ток протекает через диоды $VD3$ и $VD4$. В момент t_6 ток $i_{\text{вых}} = -i_0$ становится отрицательным и протекает через транзисторы $VT3$ и $VT4$, энергия передается от источника питания в нагрузку.

Действующее значение выходного напряжения

$$U_{\text{вых}} = \sqrt{\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{п}} \int_0^{T_{\text{п}}} u_{\text{вых}}^2 dt}} = E \sqrt{\gamma}. \quad (6.15)$$

При реализации многоимпульсного ШИР на каждой половине периода формируется $A_f/2$ импульсов равных длительностей и пауз. На рис. 6.9, *a*—*г*

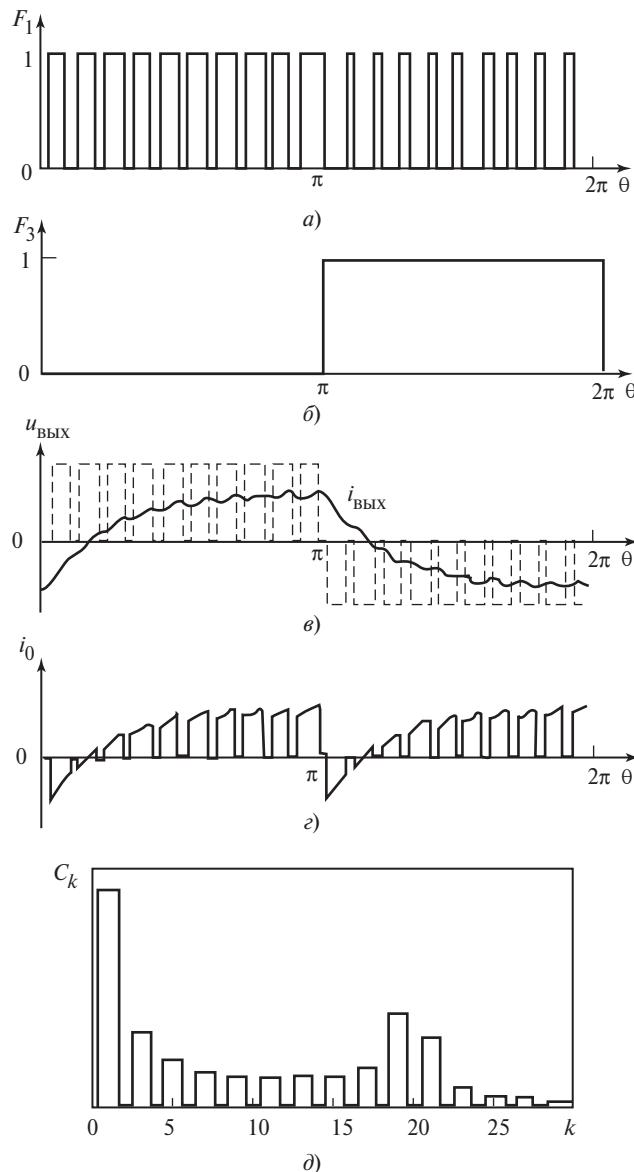


Рис. 6.9. Диаграммы работы мостового АИН на RL -нагрузку при многоимпульсном ШИР (a—e) и спектр выходного напряжения (d)

представлены диаграммы переключающих функций, токов и напряжений в схеме инвертора при работе на RL -нагрузку при $A_f = 20$. Нагрузка и коэффициент заполнения γ для схем на рис. 6.8 и 6.9 одинаковы. Из диаграмм видно, что пара ключей $VT1—VT4$ переключается с частотой коммутации $f_k = A_f f_{\text{вых}}$. Действующее значение выходного напряжения определяется (6.15).

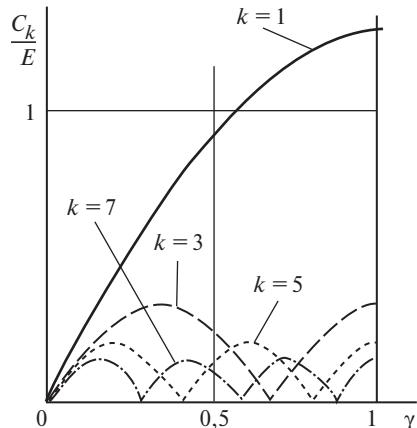


Рис. 6.10. Зависимость амплитуд гармонических составляющих выходного напряжения от коэффициента заполнения при одноимпульсном ШИР

Таблица 5.1

Зависимость коэффициента гармоник k_r от коэффициента заполнения γ

Параметр	Значение									
γ	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
k_r	0,47	0,51	0,61	0,75	0,92	1,10	1,27	1,42	1,54	1,61

На рис. 6.8, δ и 6.9, δ представлены спектры выходного напряжения. Гармонический состав $u_{\text{вых}}$ при реализации одноимпульсного ШИР зависит от коэффициента заполнения γ (рис. 6.10).

Амплитуда основной гармоники ($k = 1$) определяется

$$C_1 = \frac{4E}{\pi} \sin \frac{\pi\gamma}{2} . \quad (6.16)$$

Зависимость коэффициента гармоник $k_r = \frac{\sqrt{\sum_{k \neq 1} C_k^2}}{C_1} = f(\gamma)$ представлена

в табл. 5.1.

Гармонический состав выходного напряжения АИН значительно ухудшается при уменьшении γ . Использование многоимпульсного ШИР при увеличении частоты коммутации позволяет нивелировать этот недостаток. Наиболее негативное влияние на потребителя оказывают низкочастотные гармоники. Спектр $u_{\text{вых}}$ при $A_f > 20 \div 30$ может быть разделен на низкочастотную ($k < A_f - 9$) и высокочастотную области, составляющие которой незначительны. В низкочастотной части амплитуда гармоник определяется для $k = 1, 3, 5 \dots$

$$C_k = \frac{4E\gamma}{k\pi} . \quad (6.17)$$

Коэффициент гармоник, рассчитанный только для низкочастотной части спектра, равен 0,47 и не зависит от γ .

Поскольку многих потребителей не удовлетворяет подобное качество выходного напряжения АИН, были предложены разные способы улучшения гармонического состава $u_{\text{вых}}$ инверторов напряжения, основанные как на изменении силовой схемы инверторов, так и на модификации алгоритмов переключения. В результате появления высокочастотных силовых транзисторов и микропроцессорных систем управления большой мощности доминирующую роль стали играть способы управления, основанные на применении широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

6.1.3. Трехфазные инверторы напряжения

Трехфазные инверторы напряжения в большинстве случаев выполняют по трехфазной мостовой схеме (рис. 6.11). Каждый ключ V состоит из транзистора и подключенного встречно-параллельно диода. При подаче импульса управления на i -й ключ через транзистор либо через диод ключа протекает ток, $F_i = 1$.

Инвертор состоит из трех полумостовых схем (см. п. 6.1.1). В соответствии с (6.1):

$$F_2 = 1 - F_5; \quad F_4 = 1 - F_1; \quad F_6 = 1 - F_3. \quad (6.18)$$

Потенциалы точек A , B и C относительно отрицательного полюса источника питания E :

$$\varphi_A = EF_1; \quad \varphi_B = EF_3; \quad \varphi_C = EF_5. \quad (6.19)$$

При симметрии нагрузки потенциал средней точки нагрузки (нейтрали 0) определяется выражением

$$\varphi_0 = \frac{1}{3} (\varphi_A + \varphi_B + \varphi_C) = \frac{E}{3} (F_1 + F_3 + F_5). \quad (6.20)$$

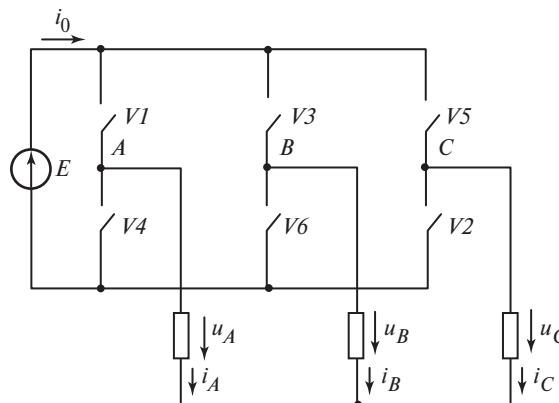


Рис. 6.11. Трехфазная мостовая схема инвертора напряжения

Фазные выходные напряжения АИН равны:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= \varphi_A - \varphi_0 = \frac{E}{3}(2F_1 - F_3 - F_5); \\ u_B &= \varphi_B - \varphi_0 = \frac{E}{3}(2F_3 - F_1 - F_5); \\ u_C &= \varphi_C - \varphi_0 = \frac{E}{3}(2F_5 - F_1 - F_3). \end{aligned} \right\} \quad (6.21)$$

Приведенные выражения показывают, что формирование фазового напряжения определяется работой ключей всех фаз инвертора. Это обуславливает важные отличия трехфазных инверторов напряжения от однофазных.

Линейные выходные напряжения инвертора определяют следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} u_{AB} &= \varphi_A - \varphi_B = E(F_1 - F_3); \\ u_{BC} &= \varphi_B - \varphi_C = E(F_3 - F_5); \\ u_{CA} &= \varphi_C - \varphi_A = E(F_5 - F_1). \end{aligned} \right\} \quad (6.22)$$

Ток i_0 суммируется из токов ключей $V1$, $V3$ и $V5$:

$$i_0 = i_A F_1 + i_B F_3 + i_C F_5. \quad (6.23)$$

Рассмотрим простейший алгоритм переключения, называемый режимом *180-градусной проводимости*. Временные диаграммы переключающих функций ключей и напряжений в инверторе приведены на рис. 6.12. Нумерация ключей соответствует порядку их вступления в работу. Сдвиг между переключающими функциями равен 60° , длительность проводящего состояния ключа 180° .

Фазное напряжение представляет собой прямоугольно-ступенчатую функцию с амплитудой $2E/3$. На рис. 6.13 представлен спектр фазного выходного напряжения. Спектр, как и в однофазном АИН, содержит нечетные гармоники, амплитуда которых обратно пропорциональна частоте, однако гармоники с номерами, кратными трем, в спектре отсутствуют. Действующее значение первой гармоники составляет $0,45E$. Действующее значение фазного напряжения $0,471E$. Коэффициент гармоник $k_r = 0,29$. Спектр линейного напряжения имеет тот же вид, но все гармоники больше в $\sqrt{3}$ раз.

Диаграммы фазного напряжения u_A и тока i_A при работе на активно-индуктивную нагрузку приведены на рис. 6.14, a , на рис. 6.14, b — временная диаграмма тока i_0 , потребляемого от источника питания E , определенного по (6.23). Спектр тока i_0 содержит постоянную составляющую и гармоники, кратные $6f_{\text{вых}}$.

Рассмотренный алгоритм формирования выходного напряжения обеспечивает фиксированное отношение основной гармоники выходного напряжения

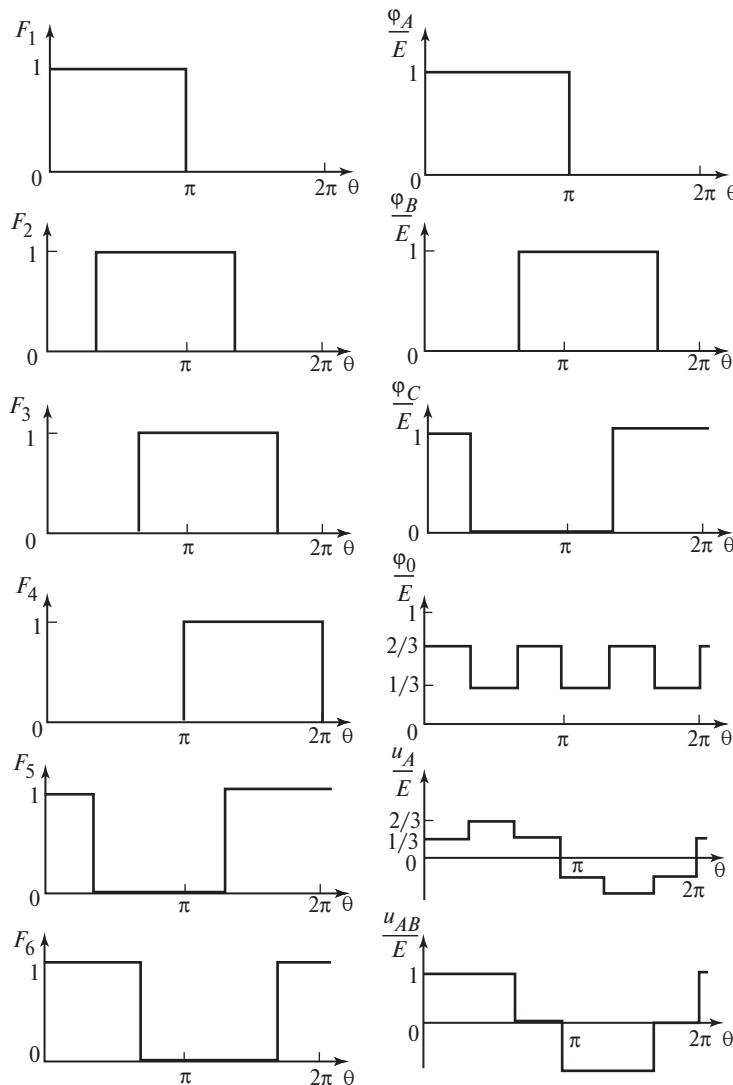


Рис. 6.12. Временные диаграммы переключающих функций и напряжений в режиме 180-градусной проводимости

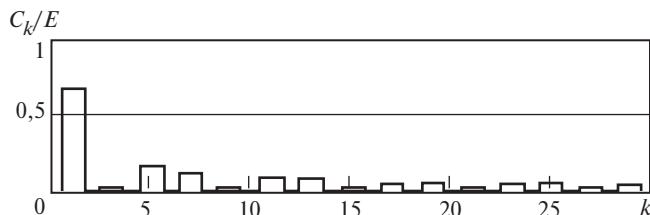


Рис. 6.13. Спектр фазного выходного напряжения трехфазного АИН

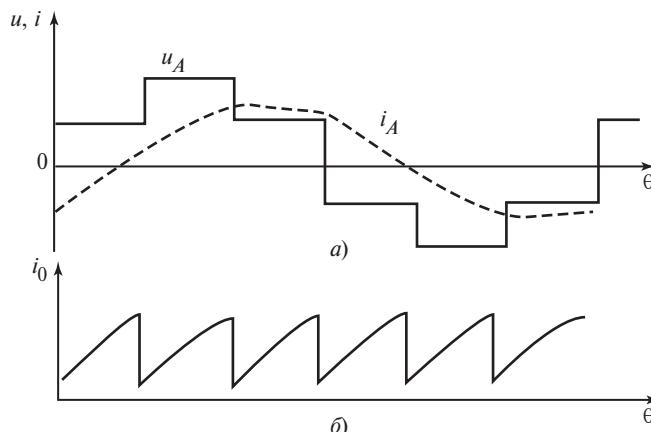


Рис. 6.14. Диаграммы фазного напряжения и тока (a) и тока, потребляемого от источника (б), при работе на RL -нагрузку в режиме 180-градусной проводимости

к напряжению источника питания. Простейшим способом регулирования выходного напряжения внутренними средствами является широтно-импульсное регулирование. Выходное напряжение при таком регулировании состоит из импульсов одинаковой длительности, следующих с постоянной частотой и разделенных паузами.

При формировании импульсов выходного напряжения используются те же ключи, что и при реализации режима 180-градусной проводимости. Для создания паузы во всех фазах выходного напряжения используются два варианта включения:

- импульсы управления подаются на все транзисторы нечетных ключей: $F_1 = F_3 = F_5 = 1$, при этом в соответствии с выражением (6.21) $u_A = 0$, $u_B = 0$, $u_C = 0$, ток от источника питания $i_0 = 0$;
- импульсы управления подаются на четные ключи: $F_2 = F_4 = F_6 = 1$, тогда также $u_A = 0$, $u_B = 0$, $u_C = 0$, $i_0 = 0$.

Для обеспечения равномерного распределения тока указанные варианты чередуются, а для обеспечения симметрии фазных и линейных напряжений число импульсов на периоде выходной частоты A_f выбирается кратным 6.

На рис. 6.15, а представлены диаграммы фазного выходного напряжения u_A и тока i_A АИН, на диаграмме рис. 6.15, б — ток i_0 , на рис. 6.15, в и г — спектры фазного выходного напряжения и тока i_0 . Инвертор работает на симметричную RL -нагрузку, $A_f = 24$, $\gamma = 0,5$.

При малых значениях A_f наблюдается ухудшение гармонического состава выходного напряжения АИН при уменьшении γ . Увеличение числа импульсов на периоде и частоты коммутации $f_k = A_f f_{\text{вых}}$ позволяет устраниить

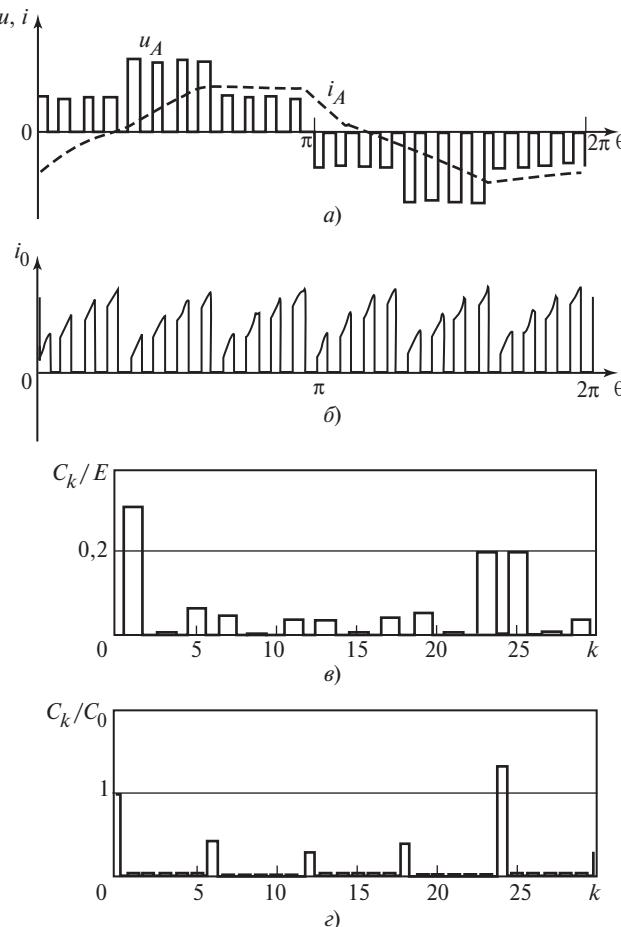


Рис. 6.15. Диаграммы токов и напряжений, а также спектры фазного напряжения и тока источника при работе на RL -нагрузку в режиме ШИР

этот недостаток. В низкочастотной части амплитуда гармоник определяется для $k = 1, 5, 7, 11, 13\dots$ по формуле

$$C_k = \frac{\sqrt{2} E \gamma}{k \pi}. \quad (6.24)$$

Коэффициент гармоник, рассчитанный только для низкочастотной части спектра, равен 0,29 и не зависит от γ .

Несмотря на то что подобный гармонический состав выходного напряжения приемлем для многих установок частотного электропривода, в настоящее время имеется тенденция замены АИН с ШИР на преобразователи с широтно-импульсной модуляцией. Это связано с тем, что при применении микропроцессорных систем управления использование ШИМ приводит к повышению показателей качества выходного напряжения практически без увеличения стоимости установки [3].

6.1.4. Трехфазные инверторы напряжения для работы на несимметричную нагрузку

При соединении нагрузки в «треугольник» трехфазный мостовой АИН может работать как на симметричную, так и на несимметричную нагрузку. Приложенные к диагоналям нагрузки линейные напряжения при любой нагрузке сохраняют симметричность. Эти напряжения вызывают несимметричные токи в диагоналях нагрузки.

Сравнение диаграммы тока i_0 , потребляемого АИН от источника питания, при работе на несимметричную нагрузку (рис. 6.16) с кривой на рис. 6.14, б показывает, что при несимметрии нагрузки период повторения тока i_0 увеличивается в 3 раза и равен половине периода выходной частоты. В спектре тока i_0 появляются дополнительные гармоники, в частности составляющая с частотой $2f_{\text{вых}}$.

При работе на несимметричную нагрузку, соединенную «звездой» без вывода нейтрали, схема трехфазного мостового инвертора (см. рис. 6.11) формирует несимметричную систему фазных напряжений, причем эта несимметрия не может быть устранена с помощью системы управления. Для достижения симметрии выходных напряжений используют четырехпроводное подключение нагрузки («звезда с выводом нейтрали»). Схемы трехфазных инверторов для питания несимметричной нагрузки приведены на рис. 6.17. Схема «три однофазных полумоста» (рис. 6.17, а) содержит емкостный делитель напряжения питания на конденсаторах $C1$ и $C2$. Каждая из полумостовых схем работает независимо, подобно полумостовой однофазной схеме (см. рис. 6.2, б). Потенциал точки 0 относительно отрицательного полюса источника питания равен $E/2$. Взаимный сдвиг фазных напряжений на 120° задается работой системы управления. Фазное напряжение имеет значения $E/2$ либо $-E/2$.

Схема с дополнительным полумостом (см. рис. 6.17, б [1]) отличается тем, что потенциал точки 0 относительно отрицательного полюса источника питания имеет значения E либо $-E$, среднее значение на периоде выходной час-

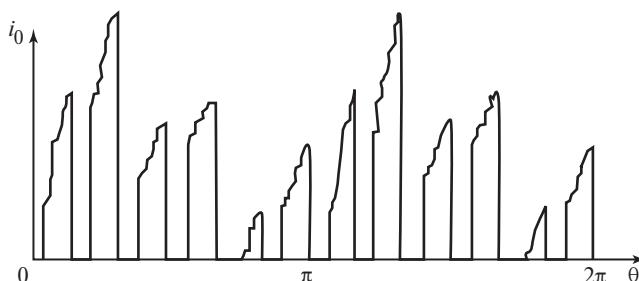


Рис. 6.16. Диаграмма тока, потребляемого трехфазным АИН при работе на несимметричную нагрузку

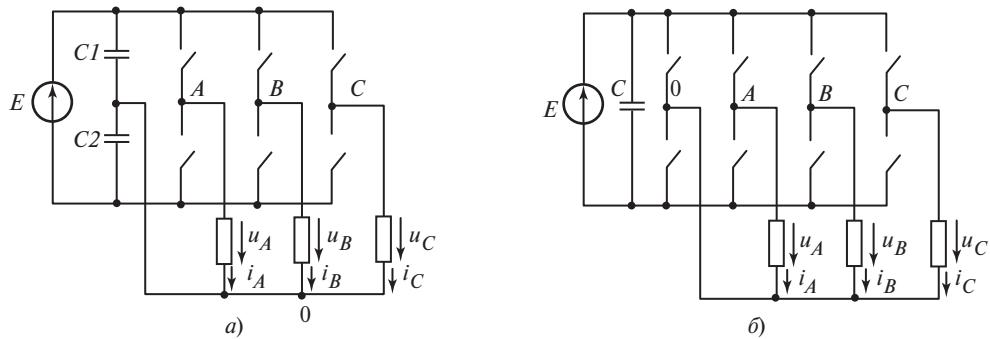


Рис. 6.17. Схемы трехфазных инверторов для питания несимметричной нагрузки

тоты поддерживается равным $\phi_{0\text{ cp}} = E/2$. Фазные напряжения $u_A = \phi_A - \phi_0$; $u_B = \phi_B - \phi_0$; $u_C = \phi_C - \phi_0$ могут принимать значения $E/2$, $-E/2$ и нуль.

Схеме «три однофазных полумоста» присущи все недостатки, характерные для полумостовых АИН. Во-первых, первые гармоники нулевой последовательности несимметричных фазных токов вызывают отклонение потенциала средней точки выводов конденсаторов, что влияет на форму выходного напряжения. Для исключения этого недостатка требуется значительное увеличение емкости конденсаторов входного фильтра. Во-вторых, несимметрия компонентов схемы и управления может привести к появлению постоянной составляющей и четных гармоник в выходном напряжении инвертора. Этот недостаток может быть устранен при применении систем управления с обратной связью по выходному напряжению. В-третьих, фазное напряжение не имеет нулевых пауз.

Недостатком конструкции с дополнительной полумостовой схемой являются дополнительные затраты на полупроводниковые приборы и драйверы, но, как показывают расчеты, типовая мощность конденсатора входного фильтра на порядок меньше суммарной мощности конденсаторов в схеме, представленной на рис. 6.17, а. Возможность формирования пауз в кривой фазных напряжений обеспечивает значительные преимущества в гармоническом составе выходных напряжений [2].

6.2. Инверторы тока

6.2.1. Транзисторные инверторы тока

Автономным инвертором тока (АИТ) называют инвертор, питающийся от источника постоянного тока с преобладающими свойствами источника тока. Схема однофазного мостового АИТ приведена на рис. 6.18. На стороне постоянного тока установлен реактор L_d , стабилизирующий значение тока i_d и сглаживающий пульсации, при отсутствии которых $i_d = I_d$. Ключи проводят ток только в одном направлении, диоды защищают транзисторы от напряжения обратной полярности. При любом алгоритме переключения

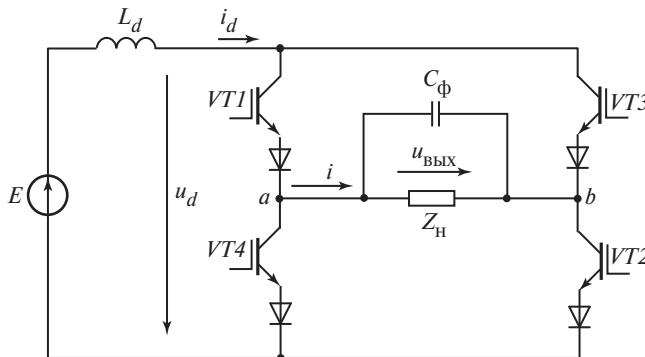


Рис. 6.18. Схема однофазного мостового инвертора тока

для непрерывного протекания тока I_d должны быть открыты один из ключей с нечетным и один с четным номером, следовательно,

$$F_3 = 1 - F_1, \quad F_4 = 1 - F_2.$$

В цепь переменного тока поступают импульсы тока прямоугольной формы. Поскольку нагрузка индуктивна, необходимо подключение параллельно нагрузке Z_h емкостного фильтра C_ϕ . Нагрузка вместе с фильтром составляет цепь переменного тока с сопротивлением Z .

В простейшем алгоритме работы АИТ в первой половине периода проводят ток транзисторы $VT1$ и $VT2$, а во второй — $VT3$ и $VT4$. На рис. 6.19 представлены диаграммы токов и напряжений в инверторе при двух значениях модуля сопротивления нагрузки на выходной частоте: Z_{h1} (рис. 6.19, а и б) и $Z_{h2} = 10Z_{h1}$ (рис. 6.19, в и г), а также при двух значениях $\cos \varphi$ по основной гармонике (на выходной частоте): $\cos \varphi = 1$ (рис. 6.19, а и в) и $\cos \varphi = 0,8$ (рис. 6.19, б и г). На диаграммах приведены значения напряжений при $E = 300$ В.

Рассмотрим работу на активную нагрузку ($\cos \varphi = 1$). В момент t_1 напряжение на конденсаторе отрицательное. При включении транзисторов $VT1$ и $VT2$ в цепь переменного тока поступает ток $i > 0$, который заряжает конденсатор, напряжение на нагрузке меняется экспоненциально. На интервале $t_1 - t_2$ направления тока и напряжения противоположны, цепь переменного тока отдает энергию в реактор L_d . На интервале $t_2 - t_3$ полярности напряжения и тока совпадают, цепь переменного тока принимает энергию из цепи постоянного тока. Во второй половине периода $i < 0$, конденсатор разряжается. Сравнение диаграмм на рис. 6.19, а и в показывает изменение формы выходного напряжения в зависимости от сопротивления нагрузки. Поскольку пропорционально изменяется постоянная времени заряда конденсатора, то при низкоомной нагрузке напряжение имеет форму, близкую к прямоугольной, а при высокоомной — форма $u_{\text{вых}}$ близка к треугольной.

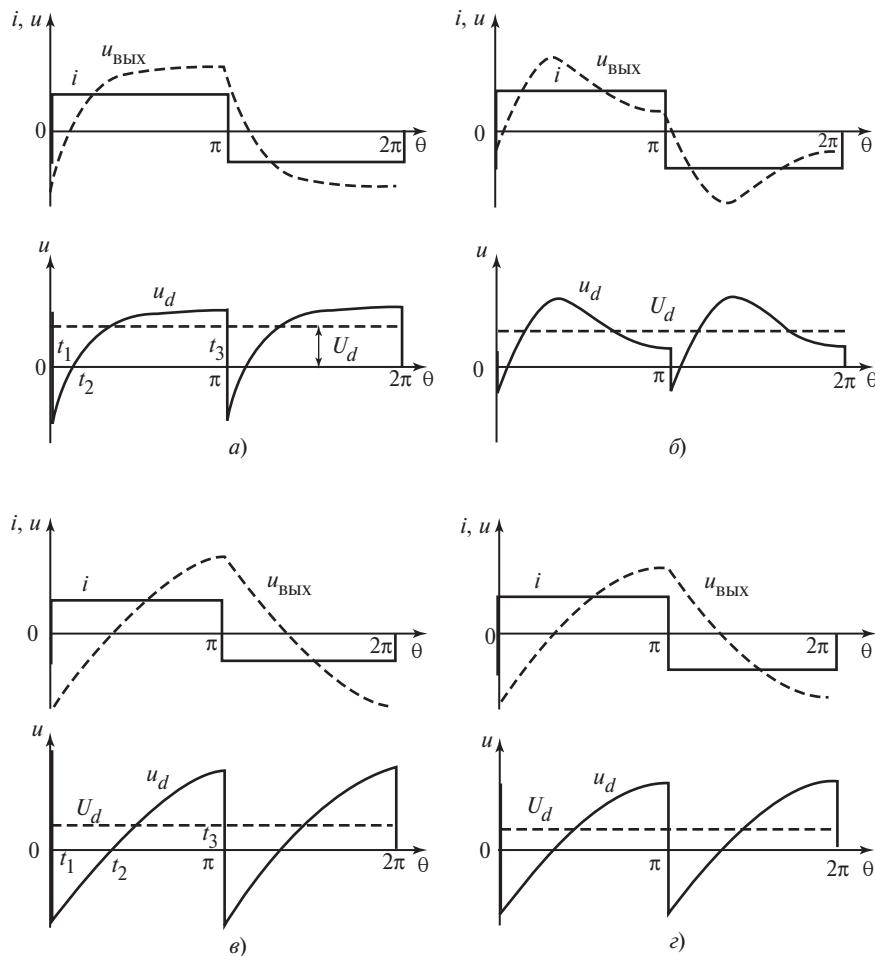


Рис. 6.19. Диаграммы токов и напряжений однофазного АИТ при различных параметрах нагрузки:

а — Z_{H1} , $\cos \varphi = 1$; б — Z_{H1} , $\cos \varphi = 0,8$; в — $Z_{H2} = 10Z_{H1}$, $\cos \varphi = 1$; г — $Z_{H2} = 10Z_{H1}$, $\cos \varphi = 0,8$

Напряжение $u_d = u_{\text{вых}}(F_1 - F_3)$ разнополярно, $U_d = E$ — среднее значение этого напряжения (см. рис. 6.19). При $E = \text{const}$ амплитуда $u_{\text{вых}}$ возрастает с ростом сопротивления нагрузки и приближением формы $u_{\text{вых}}$ к треугольной, увеличивается и основная гармоника выходного напряжения $U_{\text{вых}1}$. Поэтому внешняя характеристика АИТ $U_{\text{вых}1} = f(1/Z_H)$ имеет крутопадающий характер. Семейство внешних характеристик АИТ приведено на рис. 6.20.

Диаграммы тока и напряжения при активно-индуктивной нагрузке показаны на рис. 6.19, б и г. При низкоомной нагрузке заряд и разряд конденсатора C_ϕ приобретают дополнительную колебательную составляющую,

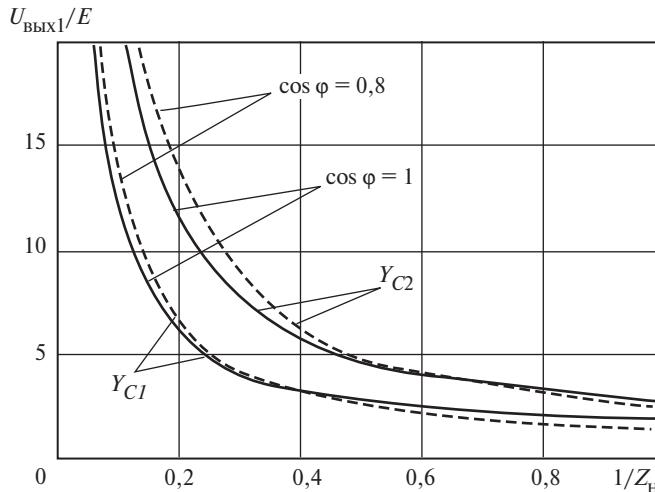


Рис. 6.20. Внешние характеристики однофазного мостового автономного инвертора тока

однако воздействие на внешнюю характеристику нагрузки имеет лишь количественный характер (см. рис. 6.20). Внешняя характеристика определяется выражением

$$U_{\text{вых}1} = \frac{\pi E}{2\sqrt{2}} \sqrt{1 + \left(\frac{Y_C Z_H}{\cos \varphi} - \operatorname{tg} \varphi \right)^2} = \frac{\pi E}{2\sqrt{2} \cos \beta}, \quad (6.25)$$

где Y_C — модуль проводимости емкостного фильтра на выходной частоте ($Y_{C2} = 2Y_{C1}$); Z_H и φ — модуль и фазовый угол сопротивления нагрузки; β — угол сдвига между основными гармониками напряжения $u_{\text{вых}}$ и тока i , равный фазовому углу сопротивления в цепи переменного тока на выходной частоте.

Напряжение на i -м ключе определяется выражением $u_{\text{кл}} = u_d (1 - F_i)$. Разнополярность напряжения $u_{\text{кл}}$ обуславливает необходимость применения ключей с блокирующими диодами (см. рис. 6.18).

При проектировании АИТ максимальное значение выходного напряжения ограничивают: $U_{\text{вых}1} \leq U_{\text{пред}}$. Для требуемого диапазона изменения нагрузки из выражения (6.25) определяют $Y_C = \omega_{\text{вых}} C_{\phi}$. При работе на низких выходных частотах увеличиваются затраты на конденсаторы, что ограничивает использование АИТ с описанным выше алгоритмом переключения.

Трехфазный мостовой инвертор тока представлен на рис. 6.21. Для обеспечения непрерывного протекания тока I_d в любой момент времени должен быть открыт один из ключей с нечетным номером и один из ключей с четным номером, следовательно,

$$F_1 + F_3 + F_5 = 1; \quad F_2 + F_4 + F_6 = 1. \quad (6.26)$$

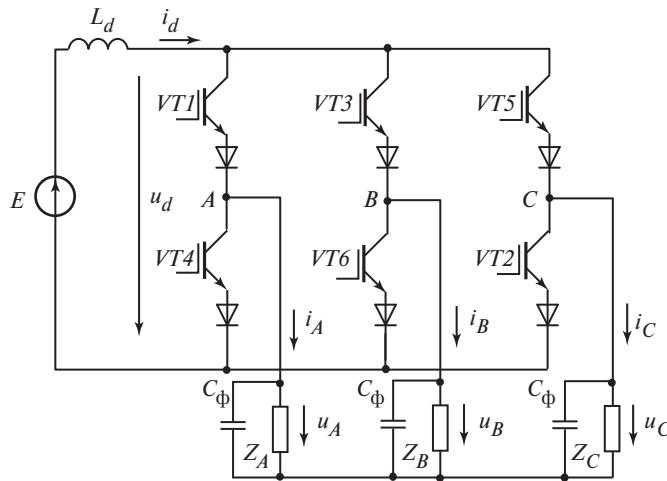


Рис. 6.21. Схема трехфазного мостового инвертора тока

Рассмотрим простейший алгоритм переключения, когда каждый ключ проводит ток в течение 1/3 периода и вступает в работу в соответствии со своим порядковым номером.

Токи фаз определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} i_A &= I_d(F_1 - F_4); \\ i_B &= I_d(F_3 - F_6); \\ i_C &= I_d(F_5 - F_2). \end{aligned} \right\} \quad (6.27)$$

При указанных токах происходит заряд фазовых конденсаторов C_{ϕ} , во время паузы тока осуществляется их разряд (рис. 6.22).

Напряжение u_d определяется

$$u_d = u_A(F_1 - F_4) + u_B(F_3 - F_6) + u_C(F_5 - F_2). \quad (6.28)$$

Среднее значение напряжения равно E (см. рис. 6.22). Как и для однофазного инвертора тока, при увеличении сопротивления нагрузки форма напряжения u_d приближается к треугольной, возрастает его амплитуда. Кривая напряжения u_d заходит в область отрицательных значений, возрастает и основная гармоника фазного выходного напряжения.

Внешняя характеристика трехфазного АИТ имеет крутопадающий характер и описывается выражением

$$U_{\text{вых } 1} = \frac{E}{2,34 \cos \beta}, \quad (6.29)$$

где β — угол сдвига между основными гармониками напряжения u_A и тока i_A , равный фазовому углу сопротивления в цепи переменного тока на выход-

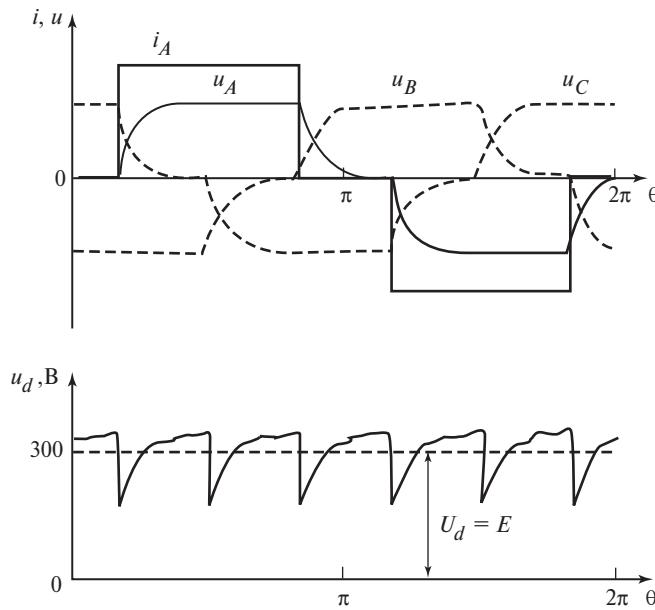


Рис. 6.22. Диаграммы токов и напряжений при работе трехфазного автономного инвертора тока на активную нагрузку

ной частоте. Изменение фазового угла нагрузки воздействует на внешнюю характеристику лишь количественно, изменяя угол β .

По сравнению с однофазными инверторами в трехфазных АИТ индуктивность реактора, необходимая для сглаживания пульсаций тока, может быть значительно уменьшена.

Особенности АИТ сводятся к следующему:

- автономные инверторы тока содержат реактор с большой индуктивностью в цепи постоянного тока, который ухудшает массогабаритные показатели по сравнению с инверторами напряжения;
- автономные инверторы тока не должны функционировать в режимах близких к холостому ходу, вследствие роста выходного напряжения и напряжения на ключах;
- использование АИТ с рассмотренным выше алгоритмом переключения для формирования низкочастотных напряжений нерационально из-за роста затрат на конденсаторы;
- естественная внешняя характеристика АИТ имеет крутопадающий характер;
- автономные инверторы тока обладают большей инерционностью регулирования из-за изменения напряжения источника питания;
- автономные инверторы тока устойчивы к коротким замыканиям в нагрузочной цепи из-за стабилизации тока источника питания. При коротком замыкании выходной ток нарастает медленно;

- в АИТ возможна замена транзисторных ключей на однооперационные тиристоры без изменения структуры силовой схемы, при этом фазовый конденсатор дополнительно выполняет функцию коммутирующего конденсатора. Это позволяет снизить стоимость инвертора и обеспечивает возможность его использования для питания нагрузки высокого напряжения (см. п. 6.2.3).

При появлении силовых транзисторов высокого напряжения АИТ применяют в основном в электроприводах и электротехнологических установках.

6.2.2. Широтно-импульсное регулирование в инверторах тока

Регулирование и стабилизация выходного напряжения АИТ может осуществляться как внешними средствами (из-за изменения напряжения источника питания), так и внутренними средствами. В АИТ на транзисторах возможно использование широтно-импульсного регулирования. Рассмотрим работу однофазного АИТ (см. рис. 6.18) с R -нагрузкой при одноимпульсном ШИР.

Для прекращения поступления энергии из источника питания E во время паузы достаточно одновременно подать импульсы управления на транзисторы одной из полумостовых схем ($VT1, VT4$ или $VT2, VT3$). Нагрузка при этом отключается от внешней цепи, напряжение и ток в Z_h поддерживаются за счет поступления энергии, накопленной в конденсаторе C_ϕ . Из диаграмм, приведенных на рис. 6.23, видно, что импульсы напряжения u_d становятся короче при уменьшении коэффициента заполнения γ . Поскольку $u_d = E$, увеличиваются амплитуда импульсов u_d , выходное напряжение и его первая гармоника $U_{\text{вых}1}$.

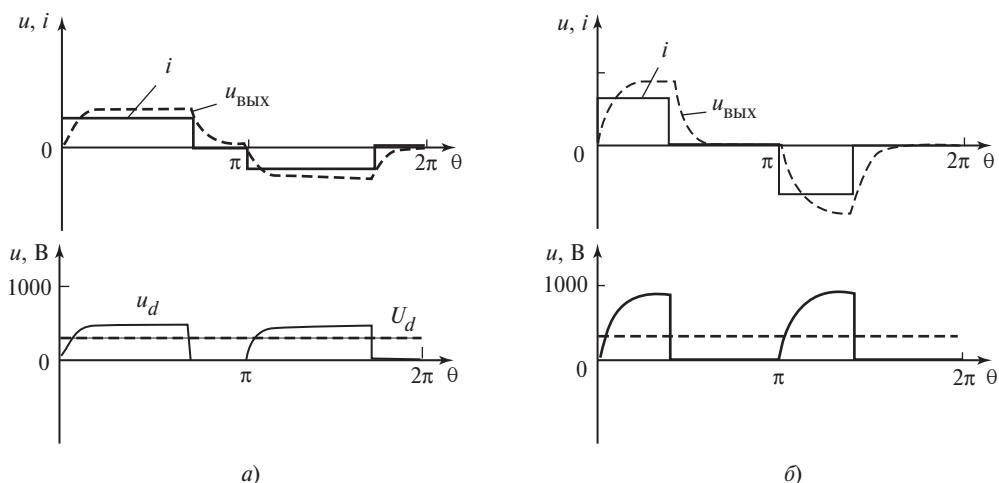


Рис. 6.23. Диаграммы работы однофазного АИТ на R -нагрузку при одноимпульсном ШИР: $E = 300$ В; a — $\gamma = 0,7$; b — $\gamma = 0,4$

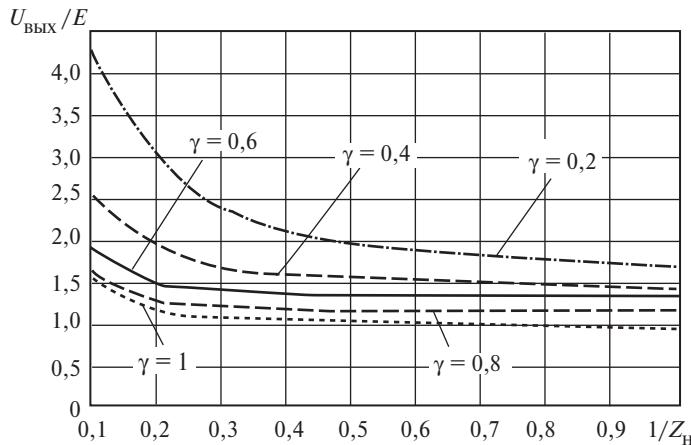


Рис. 6.24. Внешние характеристики АИТ с ШИР при активной нагрузке

На рис. 6.24 приведено семейство внешних характеристик АИТ с ШИР при R -нагрузке $U_{\text{вых}} = f(1/Z_H)$. Внешние характеристики имеют крутоопадающий характер. При работе на RL -нагрузку выходное напряжение содержит колебательную составляющую, которая особенно интенсивна при малых значениях R . Поэтому форма внешних характеристик искажается, теряется однозначность воздействия нагрузки и β на выходное напряжение. Следовательно, использование ШИР для регулирования и стабилизации выходного напряжения АИТ при работе на RL -нагрузку нецелесообразно. Для улучшения гармонического состава выходного напряжения применяют широтно-импульсную модуляцию (см. гл. 7).

6.2.3. Инверторы тока на однооперационных тиристорах

В АИТ транзисторные ключи могут быть заменены однооперационными тиристорами, структура силовой схемы при этом не изменяется (см. п. 6.2.1). Схемы тиристорного однофазного и трехфазного АИТ представлены на рис. 6.25. Эти схемы называют *параллельными инверторами*. Все соотношения и характеристики, приведенные в п. 6.2.1, справедливы и для данных схем, однако фазовые конденсаторы инвертора на тиристорах являются коммутирующими. Для таких схем необходимо, чтобы основная гармоника тока в цепи переменного тока i опережала основную гармонику напряжения $u_{\text{вых}}$ на угол β . Емкостная реактивная мощность, создаваемая конденсатором, должна быть больше индуктивной реактивной мощности нагрузки, т.е. в схеме с избытком достигается компенсация реактивной мощности нагрузки.

Рассмотрим коммутацию тиристоров в первой половине периода. В момент t_1 (см. рис. 6.19) напряжение на нагрузке и конденсаторе C_ϕ отрицательное, поэтому при подаче импульсов на управляющие электроды тиристоров $VS1$ и $VS2$ к катоду ключа $VS3$ прикладывается со стороны кон-

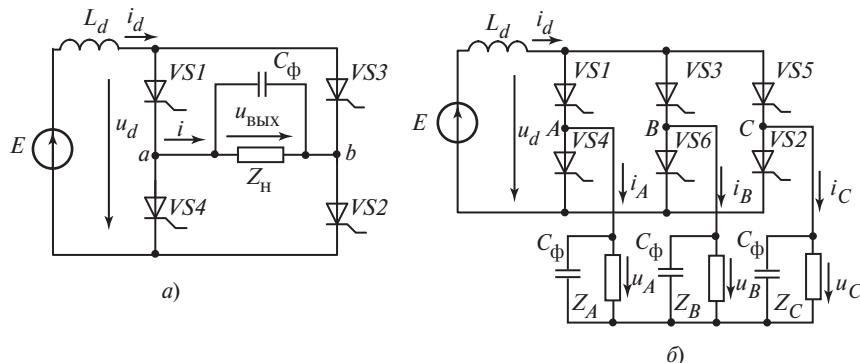


Рис. 6.25. Схемы однофазного (а) и трехфазного (б) АИТ на тиристорах

денсатора положительное напряжение, а к аноду $VS4$ — отрицательное. Через открывшиеся ключи $VS1$ и $VS2$ к тиристорам $VS3$ и $VS4$ прикладывается напряжение конденсатора, что приводит к запиранию $VS3$ и $VS4$. Запирание тиристоров осуществляется в течение времени, когда напряжение на конденсаторе сохраняет отрицательное значение (интервал $t_1 — t_2$). Длительность интервала $t_1 — t_2$ определяется фазовым углом β , поэтому для надежной коммутации тиристоров должно быть обеспечено выполнение условия

$$\beta \geq \omega_{\text{вых}} t_{\text{выкл}}, \quad (6.30)$$

где $\omega_{\text{вых}}$ — угловая частота инвертора; $t_{\text{выкл}}$ — время выключения тиристора.

Для цепи переменного тока на выходной частоте

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Y_C Z_H}{\cos \phi} - \operatorname{tg} \varphi. \quad (6.31)$$

Из выражения (6.31) следует, что угол β уменьшается при снижении сопротивления нагрузки Z_h либо при увеличении фазового угла нагрузки ϕ . При $Z_h = Z_{h \min}$, $\phi = \Phi_{\max}$ и $\beta_{\min} = \omega_{\text{вых}} t_{\text{выкл}}$ из (6.31) находим минимальное значение $Y_C = \omega_{\text{вых}} C_{\phi}$, необходимое для осуществления надежной коммутации тиристоров. В любом инверторе тока рост выходного напряжения ограничивает максимальное значение Z_h , в инверторах на тиристорах из условий коммутации ограничено и минимальное значение Z_h .

При невыполнении условия (6.30) при коммутации оба тиристора полумостовой схемы оказываются открытыми, происходит короткое замыкание цепи постоянного тока с ростом тока в реакторе L_d . Нагрузка также оказывается закороченной, в результате протекания неограниченного тока разряда конденсатора через тиристоры они могут выйти из строя. Таким образом, невыполнение условия (6.30), например, при подключении инвертора

к нагрузке $Z_h < Z_{h \min}$ приводит к аварийным режимам. Выражения (6.30) и (6.31) справедливы как для однофазных, так и для трехфазных инверторов.

Регулирование или стабилизация выходного напряжения АИТ на тиристорах внутренними средствами требует введения в силовую схему дополнительных элементов. Наибольшее распространение получила схема с компенсатором емкостной мощности, однофазный вариант которой приведен на рис. 6.26. В цепь переменного тока параллельно нагрузке введена компенсирующая цепь, состоящая из реактора L_k и двухпроводящего тиристорного ключа.

В проводящем состоянии двухпроводящего ключа основная гармоника индуктивного тока компенсатора:

$$I_{L1} = \frac{U_{\text{вых}1}}{\omega_{\text{вых}} L_k}. \quad (6.32)$$

Реактивная составляющая тока инвертора определяется следующим образом:

$$i_p = i_{\text{вых},p} + i_{L1}. \quad (6.33)$$

При введении углов задержки включения тиристоров двухпроводящего ключа через реактор L_k протекает прерывистый ток и основная гармоника тока i_L уменьшается. Таким образом могут осуществляться регулирование реактивной мощности в цепи переменного тока и стабилизация угла β , который в соответствии с (6.25) определяет амплитуду основной гармоники выходного напряжения инвертора.

Несмотря на решение задачи стабилизации или регулирования выходного напряжения, устройству присущи серьезные недостатки:

- усложнение силовой схемы;
- усложнение системы управления из-за введения дополнительного канала управления для тиристоров компенсатора;

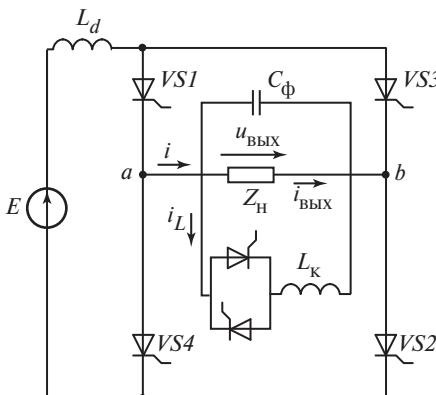


Рис. 6.26. Схема однофазного тиристорного АИТ с дополнительной компенсирующей цепью

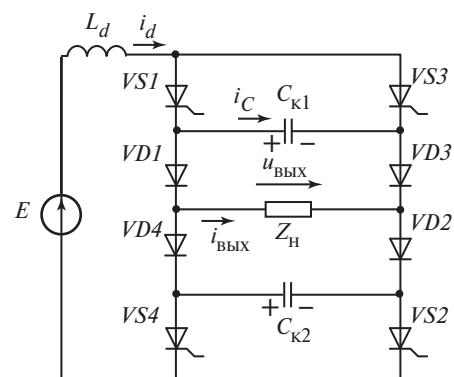


Рис. 6.27. Схема инвертора тока на тиристорах с «отсекающими диодами»

- увеличение емкости фазового конденсатора, так как часть его реактивной мощности тратится на компенсацию реактивной мощности компенсирующей цепи.

В рассмотренных схемах конденсаторы обеспечивают емкостный характер нагрузки на стороне переменного тока. Значение емкости может быть уменьшено включением в схему «отсекающих диодов» (рис. 6.27).

В проводящем состоянии тиристоров $VS1$ и $VS2$ и диодов $VD1$ и $VD2$ конденсаторы заряжены с полярностью, показанной на рисунке. Конденсаторы отключены от нагрузки диодами $VD3$ и $VD4$. При подаче импульсов управления на тиристоры $VS3$ и $VS4$ под воздействием напряжения на конденсаторах C_{k1} и C_{k2} происходит выключение тиристоров $VS1$ и $VS2$, ток i_d протекает по контуру $C_{k1} — VD1 — Z_h — VD2 — C_{k2} — VS4$ и перезаряжает конденсаторы, напряжение на них меняет знак и достигает значения, равного выходному напряжению. Диоды $VD1$ и $VD2$ запираются, а диоды $VD3$ и $VD4$ начинают проводить ток. На второй половине периода процессы развиваются аналогично.

В рассматриваемой схеме конденсаторы участвуют только в коммутационных процессах и их емкость определяется соотношением

$$C_{k1} = C_{k2} \geq \frac{I_d t_{\text{выкл}}}{2 U_C}. \quad (6.34)$$

При таких значениях емкости можно использовать инвертор при любом характере нагрузки и любой выходной частоте.

6.3. Преобразователи переменного напряжения

6.3.1. Бестрансформаторные преобразователи переменного напряжения

В гл. 4 показано, что тиристорные преобразователи переменного напряжения с сетевой коммутацией при глубоком регулировании обладают низким коэффициентом мощности. Применение силовых транзисторов позволяет в значительной мере преодолеть этот недостаток.

Данный вид преобразователей создан на основе различных модификаций регуляторов постоянного тока (рис. 6.28, *a—в*). Транзисторы в схемах регуляторов заменены на ключ $VT1$ с двусторонней проводимостью, а диоды — на ключ $VT2$ с двусторонней проводимостью. Возможные варианты реализации транзисторных ключей приведены на рис. 6.28, *г—е*. Вход регуляторов подключается к сети переменного тока с напряжением e . При положительном напряжении сети направление токов через ключи показано на рис. 6.28, *а—в*. Ключ $VT2$, заменивший диоды в схемах регуляторов, открыт в течение первой половины периода, ключ $VT1$ проводит ток в те же моменты времени, что и транзисторы в схемах регуляторов постоянного тока. При отрицательном напряжении сети направления токов через ключи противоположны указанным на рис. 6.28, *а—в*. Ключ $VT2$ открыт в течение

второй половины периода, ключ $VT1$ проводит ток в те же моменты времени, что и транзисторы в схемах регуляторов постоянного тока.

Таким образом, при любой полярности напряжения сети функционирование преобразователей идентично работе регуляторов постоянного тока. Различие заключается в том, что преобразователи подключены к источнику переменного напряжения. Идентичность алгоритмов переключения позволяет воспользоваться соотношениями для регуляторов постоянного тока.

В схеме понижающего регулятора переменного тока (см. рис. 6.28, *а*):

$$u_{\text{вых}}(t) = \gamma e(t), \quad (6.35)$$

в схеме повышающего регулятора переменного напряжения (см. рис. 6.28, *б*):

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{e(t)}{1 - \gamma}, \quad (6.36)$$

в схеме повышающе-понижающего регулятора (см. рис. 6.28, *в*):

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{\gamma e(t)}{1 - \gamma}. \quad (6.37)$$

Основная гармоника тока сети i_0 имеет фазовый сдвиг φ , равный фазовому углу выходной цепи — параллельному соединению Z_H и C . При работе на постоянную RL -нагрузку емкостная мощность C может полностью компенсировать реактивную мощность нагрузки. На рис. 6.29, *а* и *б* показаны диаграммы напряжений и токов в схеме понижающего регулятора (см. рис. 6.28, *а*). Кривая напряжения u представляет собой импульсную последовательность, в выходном токе i_L высокочастотные составляющие значительно ослаблены. Ток сети i_0 также имеет импульсный характер, и его спектр содержит высо-

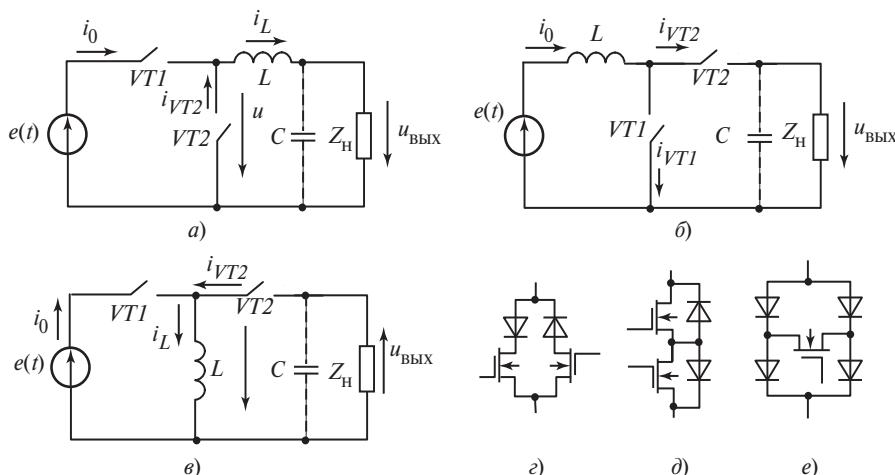


Рис. 6.28. Схемы бестрансформаторных регуляторов переменного напряжения:

а — понижающий; *б* — повышающий; *в* — повышающе-понижающий; *г—е* — транзисторные ключи с двусторонней проводимостью

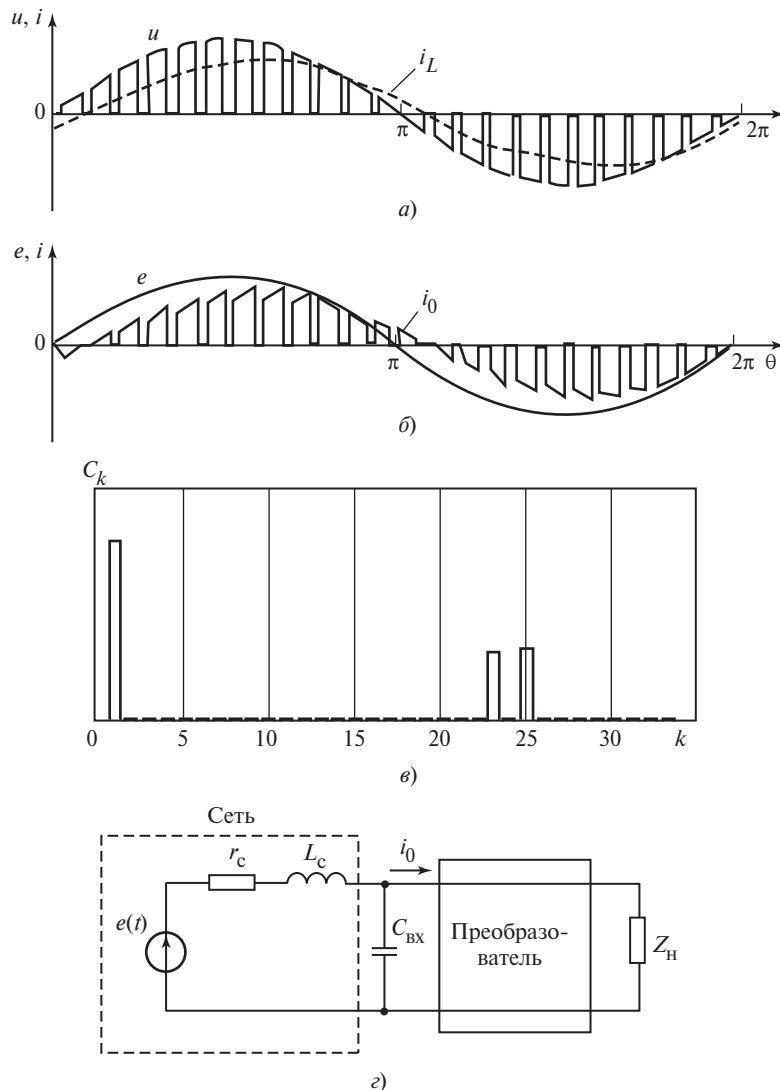


Рис. 6.29. Диаграммы напряжений и токов в схеме понижающего регулятора (а, б), спектр тока сети (в) и структура преобразователя с входным емкостным фильтром (г)

кочастотные составляющие (рис. 6.29, в). Коэффициент мощности преобразователя $\chi = v \cos \varphi$, где v — коэффициент основной гармоники сетевого тока, характеризующий мощность искажения и зависящий от коэффициента заполнения γ .

Для уменьшения мощности искажения на выходе преобразователей переменного напряжения устанавливают емкостный фильтр $C_{\text{вх}}$ (рис. 6.29, г), через который замыкаются высокочастотные составляющие входного тока преобразователя i_0 . Повышение частоты коммутации ключей $f_k = A_f f_c$ (где

A_f — число импульсов в кривой u на периоде сети) позволяет уменьшить емкость $C_{\text{вх}}$. Повышающий преобразователь (см. рис. 6.28, б) можно подключать к сети без фильтра, поскольку входной ток преобразователя непрерывен.

6.3.2. Преобразователи переменного напряжения с вольтодобавочным трансформатором

Преобразователь, схема которого показана на рис. 6.30, *а*, содержит мостовую схему, составленную из ключей с двусторонней проводимостью, и трансформатор с коэффициентом трансформации $k_{\text{тр}}$. При замыкании ключей $S1$ и $S2$ напряжение $u_{\text{вых}} = e(1 + k_{\text{тр}})$, а при замыкании ключей $S2$ и $S3$ (или $S1$ и $S4$) напряжение $u_{\text{д}} = 0$, $u_{\text{вых}} = e$. Варьируя коэффициент заполнения γ , можно регулировать значение $u_{\text{вых}} > e$. При замыкании ключей $S3$ и $S4$ напряжение $u_{\text{вых}} = -e(1 + k_{\text{тр}})$, а при замыкании $S2$ и $S3$ (или $S1$ и $S4$) $u_{\text{д}} = 0$, $u_{\text{вых}} = e$. Варьируя коэффициент заполнения γ , можно регулировать значение $u_{\text{вых}} < e$.

Достоинством преобразователя является улучшение гармонического состава выходного напряжения и тока сети по сравнению с преобразователями, описанными в п. 6.3.1; возможно применение преобразователя без входных и выходных фильтров. Недостатками являются ухудшение массогабаритных показателей из-за введения трансформатора, функционирующего на выходной частоте, и большие затраты на транзисторные ключи, каждый из которых может быть реализован по схемам, приведенным на рис. 6.28, *г—е*.

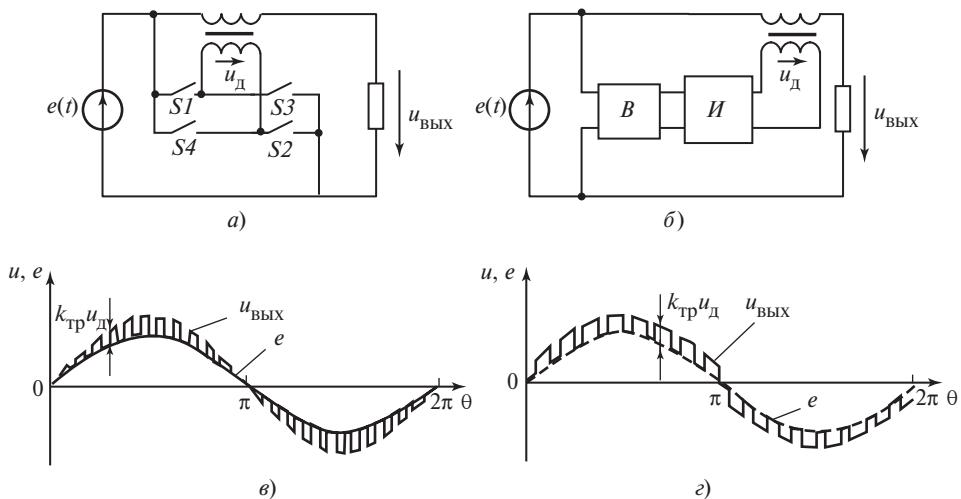


Рис. 6.30. Преобразователи с вольтодобавочным трансформатором:
а, б — схемы; *в, г* — диаграммы напряжений

Преобразователь, схема которого показана на рис. 6.30, б, содержит выпрямитель B и инвертор напряжения I , формирующий двуполярное напряжение u_d на первичной обмотке трансформатора методом ШИР (см. п. 6.1.1). Диаграммы напряжений приведены на рис. 6.30, г. Преобразователь в зависимости от фазы напряжения на выходе инверторной мостовой схемы может как повышать, так и понижать напряжение сети. Прямоугольная форма напряжения вольтодобавочного трансформатора обуславливает появление в выходном напряжении нечетных гармоник выходной частоты, значение которых может быть небольшим.

6.3.3. Непрямые преобразователи переменного напряжения

Существенное улучшение гармонического состава выходного напряжения при малых затратах на выходной фильтр и повышении коэффициента мощности до значений, максимально близких к единице, достижимо в непрямых преобразователях переменного напряжения, которые состоят из одно- или трехфазного выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности и одно- или трехфазного инвертора, причем оба блока формируют напряжение методами широтно-импульсной модуляции (см. гл. 7).

6.4. Преобразователи частоты

6.4.1. Преобразователи частоты со звеном постоянного тока

Преобразователи частоты широко применяют в электроприводе, энергетике, светотехнике и многих других областях. Подавляющее большинство преобразователей частоты в настоящее время выполняют в виде *непрямых преобразователей*, состоящих из выпрямителя и инвертора. Выбор схемы преобразователя частоты зависит от фазности и диапазона изменения частот на входе и выходе, требований к гармоническому составу выходного напряжения и тока, требований к коэффициенту мощности, соотношения выходного и входного напряжений преобразователя. Преобразователи частоты должны обеспечивать изменение направления потока энергии между сетью и нагрузкой.

В схемы преобразователей частоты включают инверторы напряжения и тока, а также резонансные инверторы (см. гл. 8). При высоких требованиях к показателям качества выходного напряжения, а также при большом диапазоне изменения выходной частоты широко применяют инверторы напряжения, формирующие выходное напряжение методами широтно-импульсной модуляции (см. гл. 7) и инверторы тока с широтно-импульсной модуляцией.

При выборе выпрямителей необходимо учитывать требования к значению коэффициента мощности. Высоким коэффициентом мощности обладают неуправляемые выпрямители с L - или LC -фильтрами, особенно трехфазные выпрямители (см. гл. 4). Наиболее высоких значений коэффициента мощности ($\chi \approx 1$) достигают при применении выпрямителей с коррекцией

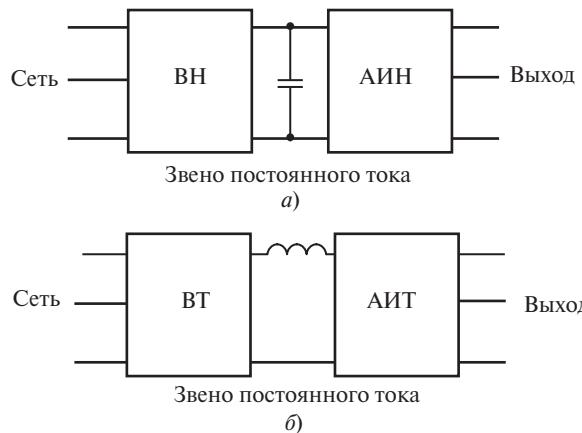


Рис. 6.31. Структурные схемы преобразователей частоты со звеном постоянного тока:
 а — на основе преобразователей напряжения; б — на основе преобразователей тока

коэффициента мощности (см. п. 7.3.2). В этих случаях преобразователь частоты выполняют в соответствии со структурными схемами трехфазно-трехфазных преобразователей (рис. 6.31). Аналогичную структуру имеют однофазно-трехфазные и трехфазно-однофазные преобразователи.

В схеме, приведенной на рис. 6.31, а, используется выпрямитель напряжения и звено постоянного тока содержит емкостный фильтр (накопитель энергии). В схеме, приведенной на рис. 6.31, б, применяют выпрямитель тока и индуктивный фильтр в звене постоянного тока. Фильтр в звене постоянного тока выполняет функции выходного фильтра для выпрямителя и входного для инвертора. Достоинством таких бестрансформаторных преобразователей является возможность получения выходных напряжений, значение которых может быть выше или ниже напряжения питающей сети, а также возможность изменения направления потока энергии между сетью и нагрузкой.

6.4.2. Прямые преобразователи частоты

В схеме преобразователя, представленной на рис. 6.32, каждая фаза нагрузки (а, б, с) с помощью ключей с двусторонней проводимостью, выполненных по схеме, приведенной на рис. 6.28, г, связана с каждой фазой сети (A, B, C). Такой преобразователь называют *матричным преобразователем частоты* (МПЧ) [4, 5].

Входной фильтр МПЧ замыкает формируемые преобразователем составляющие входных токов с частотами, расположенными вблизи и выше частоты коммутации ключей преобразователя. Применение широтно-импульсной модуляции в такой структуре позволяет добиться высокого качества выходного напряжения при потреблении из сети тока, основная гармоника которого синфазна напряжению сети. Матричный преобразователь частоты способен передавать энергию от сети в нагрузку и обратно. Диаграммы

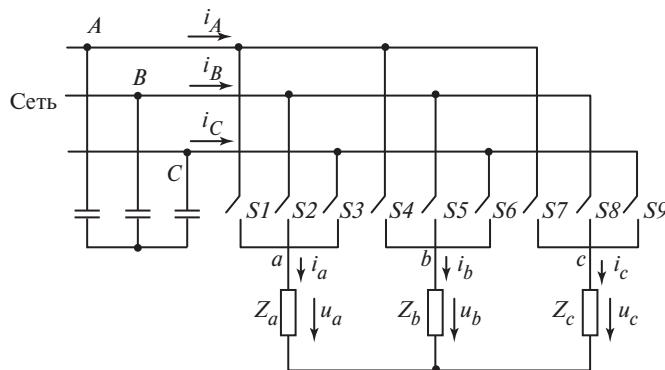


Рис. 6.32. Схема матричного преобразователя частоты

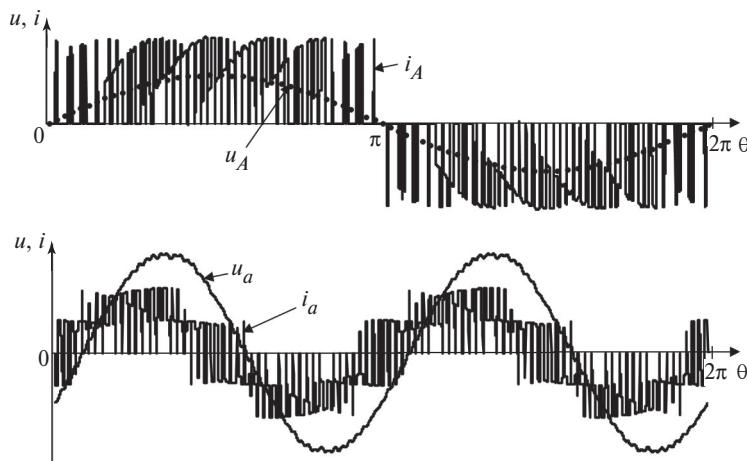


Рис. 6.33. Диаграммы напряжений и токов на входе и выходе матричного преобразователя частоты

фазовых напряжений и токов на входе (u_A , i_A) и выходе МПЧ (u_a , i_a) представлены на рис. 6.33. Входная частота составляет 50 Гц, выходная — 100 Гц.

Достоинствами МПЧ являются отсутствие фильтров (накопителей энергии) в звене постоянного тока и меньшие потери напряжения на ключах.

Однако МПЧ присущи и серьезные недостатки [4, 5]:

- матричный преобразователь частоты содержит девять двупроводящих ключей, т.е. 18 транзисторов, тогда как трехфазно-трехфазный преобразователь со звеном постоянного тока (см. рис. 6.31) — только 12 транзисторов;
- для осуществления коммутации ключей в МПЧ необходимо применение дополнительных датчиков тока;
- коэффициент преобразования МПЧ, равный отношению максимально возможного действующего значения фазного выходного напряжения к дей-

ствующему значению фазного напряжения сети k_U МПЧ = 0,86÷0,95, тогда как в непрямых преобразователях частоты (см. рис. 6.31) можно реализовать $k_U > 1$;

- в выходном напряжении МПЧ появляются интенсивные паразитные гармоники в низкочастотной части спектра (амплитуда 5-й гармоники может достигать 10 % основной гармоники, амплитуда 2-й гармоники — 1,5—4,6 %, возможно появление гармоник с частотами ниже частоты основной гармоники и постоянной составляющей). Таким образом, по качеству выходного напряжения МПЧ значительно уступает преобразователям частоты со звеном постоянного тока. При несимметрии сети качество выходного напряжения МПЧ ухудшается из-за появления в его спектре низкочастотных составляющих с частотами ниже выходной частоты, особенно сильно этот фактор проявляется при максимальных выходных частотах;
- коэффициент мощности МПЧ имеет высокие значения, однако спектр тока сети содержит низкочастотные составляющие, которые отсутствуют в преобразователях со звеном постоянного тока.

Литература к гл. 6

1. **Зиновьев Г.С.** Основы силовой электроники: учеб. пособие. —3-е изд., испр. и доп. Новосибирск: Изд-во НГГУ, 2004.
2. **Чаплыгин Е.Е.** Двухфазная широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения // Электричество. 2009. № 6. С. 56—59.
3. **Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А.** Силовая электроника: учебник для вузов. М.: Издательство МЭИ, 2007.
4. **Шрейнер Р.Т., Кривовяз В.К., Калыгин А.И.** Координатная стратегия управления непосредственными преобразователями частоты с ШИМ для электроприводов переменного тока // Электротехника. 2003. № 6. С. 39—47.
5. **Чаплыгин Е.Е.** Анализ искажений сетевого тока и выходного напряжения матричного преобразователя частоты // Электричество. 2007. № 11. С. 24—27.
6. **Mohan N., Undeland N., Robbins W.** Power Electronics converters: applications and design. New York: John Wiley, 1995.
7. **Jain P., Espinosa J., Jin Y.** Performance of a f single-stage UPS system for single-phase trapezoidal shaped ac voltage supplies // IEEE Trans. Power Electronics. 1998. Vol. 13(5).

ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ КАЧЕСТВОМ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

7.1. Основные принципы организации широтно-импульсной модуляции

Согласно определению МЭК 551-16-30, *широтно-импульсной модуляцией* называется импульсное управление, при котором ширина или частота импульсов либо и та и другая модулируются в пределах периода основной частоты для того, чтобы создать определенную форму кривой выходного напряжения. В большинстве случаев ШИМ осуществляется для обеспечения синусоидальности напряжения или тока, т.е. снижения уровня высших гармоник относительно основной (первой) гармоники. Различают следующие основные методы ШИМ [1—3]:

- синусоидальная модуляция и ее модификации;
- избирательное (селективное) подавление высших гармоник;
- гистерезисная или «дельта»-модуляция;
- модуляция пространственного вектора.

Классическим вариантом организации *синусоидальной ШИМ* является изменение ширины импульсов, формирующих выходное напряжение (ток), посредством сравнения сигнала напряжения заданной формы, называемого *опорным* или *эталонным*, с сигналом напряжения треугольной формы, имеющим более высокую частоту и называемым *несущим сигналом*. Опорный сигнал является модулирующим и определяет требуемую форму выходного напряжения (тока). В рассматриваемом случае этот сигнал имеет синусоидальную форму и частоту основной (первой) гармоники формируемого напряжения или тока. Существуют модификации этого метода, в которых модулирующие сигналы являются специальными функциями, отличными от синусоидальной, но при этом цели по снижению уровня определенных гармоник успешно достигаются.

Метод *избирательного подавления высших гармоник* позволяет устранить низкочастотные гармоники выходного напряжения (тока) посредством изменения длительности импульсов и числа коммутаций на каждом полупериоде. В настоящее время данный способ успешно реализуется средствами микропроцессорных контроллеров.

Гистерезисная модуляция основана на принципе релейного слежения за опорным сигналом, например, синусоидальной формы. В простейшем техническом исполнении этот метод сочетает принципы ШИМ и частотно-импульсной модуляции. Существуют методы, позволяющие стабилизировать частоту модуляции или ограничить диапазон ее изменения.

Метод модуляции пространственного вектора основан на преобразовании трехфазной системы напряжений (токов) в двухфазную и получении обобщенного пространственного вектора напряжения (тока). В течение каждого периода, определяемого частотой модуляции, происходит переключение между базовыми векторами, которые соответствуют возможным состояниям ключей преобразователя. В результате формируется требуемый вектор задания, соответствующий эталонному сигналу напряжения (тока) в трехфазной системе.

Системы управления на основе ШИМ позволяют формировать основную гармонику напряжения или тока требуемой частоты, а также управлять значениями ее амплитуды и фазы. Так как в этих случаях в преобразователях применяют полностью управляемые ключи, то становится возможным реализовать работу преобразователей переменного/постоянного тока совместно с сетью переменного тока во всех четырех квадрантах комплексной плоскости, т.е. обеспечить работу как в выпрямительном режиме, так и в режиме инвертирования с любым значением коэффициента мощности основной гармоники ($\cos \phi$) в диапазоне от -1 до 1 . С ростом частоты модуляции расширяются возможности воспроизведения на выходе инвертора напряжения (тока) заданной формы. В этой связи на их основе создают активные фильтры для подавления высших гармоник (см. п. 7.3.3).

Основные определения, используемые при дальнейшем изложении, рассмотрим на примере применения метода синусоидальной ШИМ в однофазной полумостовой схеме инвертора напряжения (рис. 7.1, *а*). Ключи $S1$ и $S2$ условно представлены полностью управляемыми коммутационными элементами, дополненными последовательно и параллельно соединенными с ними диодами. Последовательные диоды отражают одностороннюю проводимость ключей (например, транзисторов или тиристоров), а параллельные — обеспечивают проводимость обратных токов при активно-индуктивной нагрузке.

Формирование импульсов управления ключами $S1$ и $S2$ осуществляется по следующему принципу (рис. 7.1, *б*). Когда модулирующий сигнал $u_m(\theta)$ больше несущего сигнала $u_h(\theta)$, ключ $S1$ включен, а $S2$ выключен. При $u_m(\theta) < u_h(\theta)$ состояния ключей изменяются на противоположные: $S2$ включен, $S1$ выключен. Таким образом, на выходе инвертора формируется напряжение в форме двуполярных импульсов. Диаграммы опорного модулирующего $u_m(\theta)$ и несущего $u_h(\theta)$ сигналов приведены на рис. 7.1, *б*. В реальных схемах для исключения состояний одновременной проводимости ключей $S1$ и $S2$ следует предусматривать определенную паузу между моментом включения одного ключа и моментом выключения другого. Очевидно, что ширина импульсов зависит от соотношения амплитуд сигналов $u_m(\theta)$ и $u_h(\theta)$. Параметр, характеризующий это соотношение, называют коэффициентом модуляции

$$M_a = U_{m\,m}/U_{h\,m}, \quad (7.1)$$

где $U_{m\,m}$, $U_{h\,m}$ — амплитудные значения модулирующего $u_m(\theta)$ и несущего $u_h(\theta)$ сигналов соответственно.

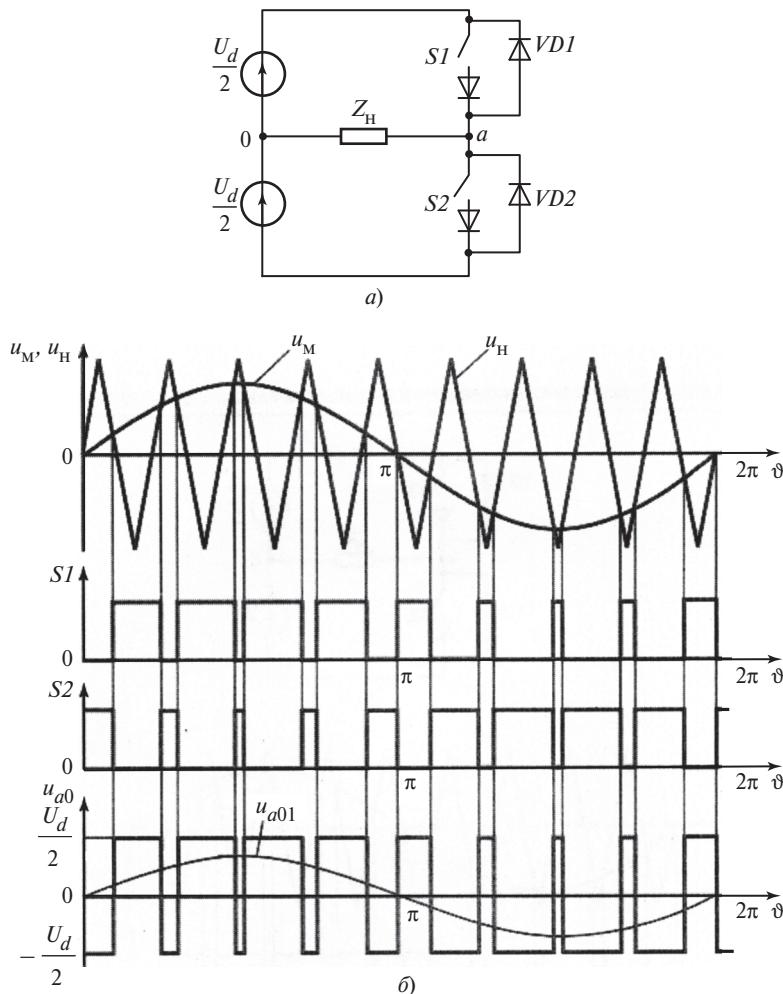


Рис. 7.1. Однофазный полумостовой инвертор напряжения:
а — схема; б — диаграммы напряжений при импульсной модуляции

Частота несущего сигнала f_h , имеющего в рассматриваемом случае треугольную форму, равна частоте коммутации ключей $S1$ и $S2$ и обычно значительно превышает частоту модулирующего сигнала f_m . Соотношение частот f_m и f_h называют *кратностью частоты модуляции*

$$M_f = f_h / f_m. \quad (7.2)$$

При малых значениях M_f для исключения появления нежелательных субгармоник в выходном напряжении сигналы $u_m(\vartheta)$ и $u_h(\vartheta)$ должны быть синхронизированы. При синхронизированных сигналах $u_m(\vartheta)$ и $u_h(\vartheta)$ коэффици-

ент M_f является целым числом. В [2] в качестве максимального значения M_f , определяющего необходимость синхронизации, принимают $M_f = 21$.

Амплитуду 1-й гармоники выходного напряжения u_{a01} (см. рис. 7.1, б) определяют по формуле

$$U_{a01m} = M_a \frac{U_d}{2}. \quad (7.3)$$

Согласно (7.3) при $M_a = 1$ амплитуда 1-й гармоники выходного напряжения равна амплитуде импульсов выходного напряжения $U_d/2$. Характерная зависимость относительного значения 1-й гармоники выходного напряжения от значения M_a представлена на рис. 7.2. В диапазоне M_a от нуля до единицы зависимость амплитуды U_{a01m} от коэффициента модуляции является линейной. Дальнейшее увеличение коэффициента M_a приводит к нелинейному возрастанию амплитуды U_{a01m} до максимального значения, определяемого сформированным на выходе инвертора напряжением прямоугольной формы. Предельное значение M_a определяется принципом рассматриваемого вида модуляции, согласно которому максимальное значение U_{a01m} ограничено высотой полуволны прямоугольной формы, равной $U_d/2$.

Из разложения прямоугольной функции в ряд Фурье максимальное значение амплитуды первой гармоники напряжения вычисляют

$$U_{a01m} = \frac{4}{\pi} \frac{U_d}{2} = \frac{2U_d}{\pi}. \quad (7.4)$$

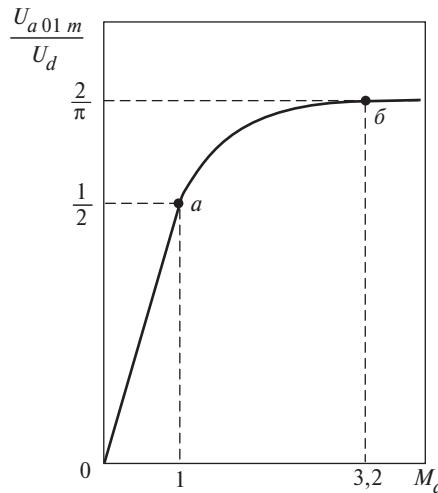


Рис. 7.2. Зависимость значения амплитуды основной гармоники выходного напряжения (в относительных единицах) от коэффициента модуляции для полумостовой схемы

Значение коэффициента модуляции $M_{a\max}$, при котором достигается максимальное значение U_{a01m} , зависит от коэффициента M_f и примерно равно 3,2. В диапазоне M_a от 1 до 3,2 зависимость амплитуды U_{a01m} от коэффициента модуляции является нелинейной (интервал a — b на рис. 7.2). Режим работы на этом участке называют *режимом перемодуляции*.

Значение M_f определяется выбором частоты несущего сигнала f_h (9) и существенно влияет на технические характеристики преобразователя. С возрастанием частоты увеличиваются коммутационные потери в силовых ключах преобразователя, но при этом улучшается спектральный состав выходного напряжения и упрощается решение задачи фильтрации высших гармоник, обусловленных процессом модуляции. Важным фактором выбора значения f_h во многих случаях является необходимость его вывода за верхний предел звукового диапазона частоты (20 кГц). При выборе f_h следует учитывать уровень рабочих напряжений преобразователя, его мощность и т.п.

Импульсная модуляция со стохастическим процессом. Использование ШИМ в преобразователях связано с появлением высших гармоник в модулируемых напряжениях и токах. При этом в спектральном составе этих параметров наиболее значительные гармоники возникают на частотах, кратных коэффициенту M_f . Также гармоники возникают на частотах, сгруппированных около кратных M_f частот, по мере удаления от которых амплитуды гармоник убывают. Наличие высших гармоник приводит к возникновению акустических шумов и ухудшает электромагнитную совместимость (ЭМС) с другими электротехническими устройствами или системами.

Основными источниками акустических шумов являются электромагнитные компоненты (реакторы и трансформаторы), на которые воздействуют токи и напряжения, содержащие высшие гармоники с частотами звукового диапазона. Следует отметить, что шумы могут появляться при частотах, в которых высшие гармоники имеют максимальное значение, а факторы, вызывающие шумы, например явление магнитострикций, усложняют решение проблемы. Проблемы с ЭМС могут возникать в широком частотном диапазоне в зависимости от критичности к уровню электромагнитных помех конкретных электротехнических устройств. Традиционно для снижения уровня шумов использовались конструктивные и технологические решения, а для обеспечения ЭМС применялись пассивные фильтры в сочетании с различными конструктивными методами.

В качестве перспективного направления разрешения этих проблем рассматриваются методы, связанные с изменением характера спектрального состава модулируемых напряжений и токов. Сущность методов состоит в выравнивании частотного спектра и снижении амплитуд явно выраженных гармоник из-за стохастического их распределения в широком частотном диапазоне [1]. Такой прием иногда называют «размазыванием» частотного спектра. В результате уменьшается концентрация энергии помех на частотах, где гармоники могут иметь максимальные значения. Реализация этих

методов не связана с воздействием на компоненты силовой части преобразователей и в большинстве случаев ограничена программными средствами с незначительным изменением системы управления.

Рассмотрим принципы реализации этих методов. В основе ШИМ лежит изменение коэффициента заполнения $\gamma = t_i/T_h$, где t_i — длительность импульса, T_h — период его формирования. Обычно эти величины и положение импульса на интервале периода T_h являются постоянными в установившихся режимах, а результаты ШИМ определяются как интегральные усредненные значения. В этом случае детерминированные значения t_i и T_h , включая положение импульса, обусловливают неблагоприятный спектральный состав модулируемых параметров. Если этим параметрам придать случайный характер при сохранении заданного значения γ , то процессы становятся стохастическими и спектральный состав модулируемых параметров изменяется. Например, такой случайный характер можно придать положению импульса на интервале периода T_h или обеспечить стохастическое изменение последнего. Для этой цели используют генератор случайных чисел, действующий на задающий генератор частоты модуляции $f_h = 1/T_h$. Аналогичным образом можно изменять позицию импульса на интервале T_h с математическим ожиданием равным нулю. Усредненное интегральное значение γ должно оставаться на заданном системой регулирования уровне. В результате будет реализовано выравнивание спектрального состава высших гармоник в модулируемых напряжениях и токах.

7.2. Традиционные методы широтно-импульсной модуляции в автономных инверторах

7.2.1. Инверторы напряжения

Однофазный мостовой инвертор напряжения (рис. 7.3). Синусоидальная ШИМ в этой схеме, как и в однофазной полумостовой, может быть осуществлена на основе сравнения модулирующего синусоидального сигнала с несущим сигналом треугольной формы. При этом в мостовой схеме, в отличие от схемы полумостовой, возможно использование как однополярной, так и двуполярной модуляции. В этой схеме ключи $S1—S4$ аналогичны ключам в схеме на рис. 7.1. Для упрощения представления процессов модуляции на стороне постоянного тока обозначена точка 0, образованная посредством соединения двух конденсаторов равной емкости C .

В мостовом инверторе возможны различные комбинации состояний ключей $S1—S4$. Эти состояния отражены в табл. 7.1, где включенное состояние ключа S обозначено «1», а выключенное — «0». В табл. 7.2 для этих состояний представлены значения напряжений u_{a0} , u_{b0} (относительно точки 0) и их разница $u_{ab} = u_{a0} - u_{b0}$. В зависимости от вида модуляции в процессе работы инвертора используют различные комбинации состояний ключей.

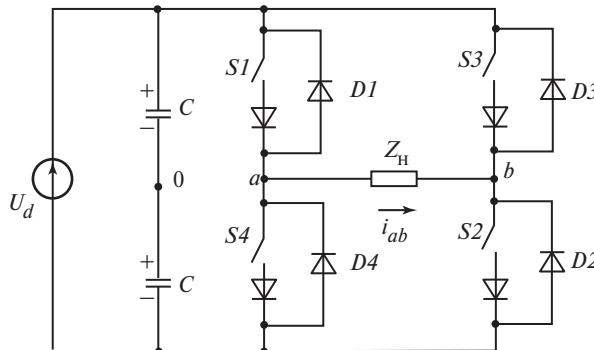


Рис. 7.3. Однофазная мостовая схема инвертора напряжения

Таблица 7.1
Комбинации состояний ключей в однофазном мостовом инверторе

Номер состояния	Номер ключа			
	S1	S2	S3	S4
I	1	1	0	0
II	0	0	1	1
III	1	0	1	0
IV	0	1	0	1

Таблица 7.2
Токи и напряжения в однофазном мостовом инверторе напряжения

Номер состояния	Направление тока i_{ab} (ключи и диоды, находящиеся в проводящем состоянии)		Значение напряжения		
	$i_{ab} > 0$	$i_{ab} < 0$	u_{a0}	u_{b0}	u_{ab}
I	$S1, S2$	$D1, D2$	$U_d/2$	$-U_d/2$	U_d
II	$D3, D4$	$S3, S4$	$-U_d/2$	$U_d/2$	$-U_d$
III	$S1, D3$	$D1, S3$	$U_d/2$	$U_d/2$	0
IV	$S2, D4$	$S4, D2$	$-U_d/2$	$-U_d/2$	0

Рассмотрим возникновение и смену состояний ключей для однополярного и двуполярного видов модуляции.

При однополярной модуляции используют модулирующие сигналы $u_m(9)$ и $-u_m(9)$ одновременно (рис. 7.4). При этом существуют две последовательности управляющих импульсов, генерируемых системой управления инвертора. Одна последовательность управляет ключами одного плеча ($S1, S4$), а вторая — ключами другого плеча ($S3$ и $S2$). Для принятых обозначений

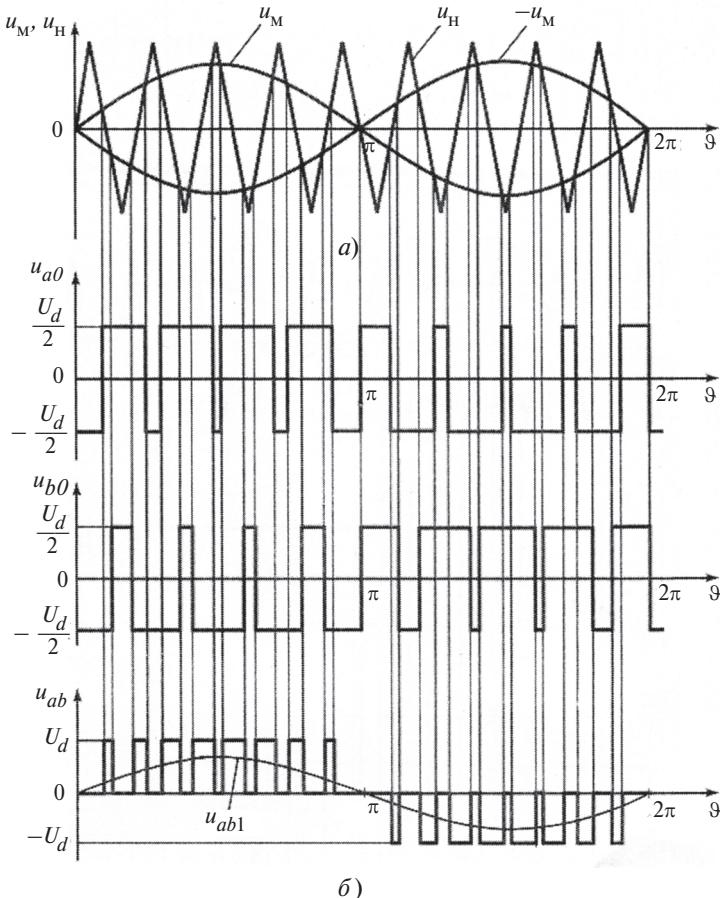


Рис. 7.4. Диаграммы основных сигналов при синусоидальной однополярной модуляции в однофазной мостовой схеме инвертора напряжения:
а — модулирующий и несущий сигналы; *б* — выходные напряжения

последовательность импульсов, создаваемая при сравнении опорного сигнала $u_M(\vartheta)$ с сигналом треугольной формы $u_H(\vartheta)$, определяет напряжение u_{a0} (относительно условного узла 0). При использовании для сравнения с несущим сигналом отрицательного модулирующего сигнала $-u_M(\vartheta)$ будет формироваться последовательность импульсов, определяющих напряжение u_{b0} . В результате происходит одновременная модуляция потенциала узла *a* относительно нуля (ключами $S1, S4$) и модуляция потенциала узла *b* (ключами $S3, S2$). При этом потенциал узла *a* относительно 0 равен $U_d/2$ при включенном ключе $S1$ (состояния I, III) и $-U_d/2$ при включенном ключе $S4$ (состояния II, IV). Потенциал узла *b* относительно 0 равен $U_d/2$ при включенном ключе $S3$ (состояния II, III) и $-U_d/2$ при включенном ключе $S2$ (состояния I, IV).

Условия переключения ключей можно записать так:

$$\left. \begin{array}{l} u_m(\vartheta) > u_h(\vartheta) \text{ — ключ } S1 \text{ включен, } S4 \text{ выключен;} \\ u_m(\vartheta) < u_h(\vartheta) \text{ — } S4 \text{ включен, } S1 \text{ выключен;} \\ -u_m(\vartheta) > u_h(\vartheta) \text{ — } S3 \text{ включен, } S2 \text{ выключен;} \\ -u_m(\vartheta) < u_h(\vartheta) \text{ — } S2 \text{ включен, } S3 \text{ выключен.} \end{array} \right\} \quad (7.5)$$

На выходе схемы инвертора формируется напряжение $u_{ab}(\vartheta)$. Форма напряжения $u_{ab}(\vartheta)$ имеет вид последовательности однополярных импульсов на каждом полупериоде синусоиды, задаваемой сигналом модуляции $u_m(\vartheta)$ (см. рис. 7.4).

Алгоритм переключения изменяется при переходе от однополярной к двуполярной модуляции. При реализации двуполярной модуляции периодически сменяются состояния ключей I и II (см. табл. 7.1). Условия переключения имеют следующий вид:

$$\left. \begin{array}{l} u_m(\vartheta) > u_h(\vartheta) \text{ — состояние I;} \\ u_m(\vartheta) < u_h(\vartheta) \text{ — состояние II.} \end{array} \right\} \quad (7.6)$$

Переключение состояний I и II соответствуют процессу модуляции в схеме полумостового инвертора напряжения (см. рис. 7.1, a), реализуемой переключением ключей $S1$ и $S2$. Различие выходного напряжения в мостовом и полумостовом инверторах заключается в амплитуде импульсов напряжения, которая в мостовой схеме равна U_d , а не $U_d/2$, как в полумостовой. Соответственно изменению напряжения изменяется и максимальное значение амплитуды первой гармоники напряжения при модуляции, которая, согласно (7.3), станет равной U_d при $M_a = 1$. При переходе в режим перемодуляции ($M_a > 1$) происходит вырождение модулированного напряжения в напряжение прямоугольной формы ($M_a > 3,2$) с амплитудой первой гармоники:

$$U_{ab1m} = \frac{4}{\pi} U_d. \quad (7.7)$$

Рассмотрим влияние активно-индуктивной нагрузки на электромагнитные процессы в схеме однофазного инвертора напряжения. В этом случае основная гармоника тока нагрузки отстает от основной гармоники напряжения, обусловливая необходимость изменения потока энергии из нагрузки в источник. После изменения знака основной гармоники напряжения ток продолжает протекать в прежнем направлении. Для этого в мостовой схеме инвертора предусмотрены диоды $D1$ — $D4$, включенные параллельно ключам $S1$ — $S4$. Примем за положительное направление тока нагрузки $i_{ab} > 0$ протекание его от узла a к узлу b , а в полумостовой — от узла a к узлу 0. Тогда на интервалах вывода энергии, накопленной в индуктивностях нагрузки, отрицательный ток i_{ab} будет протекать через встречно включенные диоды,

возвращаясь в источник постоянного тока с напряжением U_d (см. табл. 7.2). Момент прохождения тока через нуль (смена его направления) зависит от параметров нагрузки. Если учитывать только основную гармонику тока и выходного напряжения, то этот момент определяется углом ϕ_h :

$$\phi_h = \arctg \frac{\omega_1 L_h}{R_h}, \quad (7.8)$$

где ω_1 — угловая частота основной гармоники; L_h , R_h — индуктивность и активное сопротивление нагрузки.

Очевидно, что значение угла ϕ_h влияет на распределение тока нагрузки между ключевыми элементами и обратными диодами. Например, при чисто активной нагрузке через обратные диоды ток не протекает, а при чисто индуктивной нагрузке средние значения токов управляемых ключей и обратных диодов будут одинаковыми.

Важной характеристикой модуляции является спектральный состав выходного напряжения. При синусоидальной ШИМ в выходном напряжении присутствуют гармоники напряжения n -го порядка, определяемые коэффициентом кратности частоты модуляции M_f [3]:

$$n = eM_f \pm k, \quad (7.9)$$

где $k = 1, 3, 5\dots$ для $e = 2, 4, 6\dots$; $k = 0, 2, 4, 6\dots$ для $e = 1, 3, 5\dots$ при двуполярной модуляции; $k = 1, 3, 5\dots$ при $e = 2, 4, 6\dots$ при однополярной модуляции.

Таким образом, частотные спектры выходного напряжения однофазных инверторов содержат кроме первой гармоники с частотой f_1 высшие гармоники с частотами, кратными коэффициенту M_f в соответствии с (7.9). Преимуществом однополярной модуляции является большее значение порядка n наиболее низкочастотной модуляционной гармоники спектра, так как возникающие гармоники в этом случае кратны удвоенному значению M_f . При повышении значения M_f в пределах от нуля до единицы коэффициент искажения выходного напряжения существенно снижается. Поэтому «легкие» пассивные LC -фильтры используют для получения синусоидального напряжения.

Значения первых гармоник выходного напряжения определяются входным напряжением инвертора U_d и, согласно (7.1), коэффициентом модуляции M_a . При работе инвертора, когда $0 \leq M_a \leq 1$, амплитуда первой гармоники выходного напряжения $U_{ab\ 1m} < U_d$. Для того чтобы повысить это значение, не ухудшая спектральный состав выходного напряжения, применяют модифицированные методы синусоидальной ШИМ. Например, в [4] описаны такие методы, основанные на сравнении несущего сигнала треугольной формы с модулирующим сигналом специальной формы, отличной

от синусоидальной, например трапецидальной (рис. 7.5, *а*), ступенчатой (рис. 7.5, *б*), с инжекцией гармоник (рис. 7.5, *в*).

Эти методы позволяют повысить амплитуду выходного напряжения на 5—15 % по сравнению с традиционным методом сравнения несущего сигнала треугольной формы с опорным синусоидальным сигналом. При этом спектральный состав выходного напряжения позволяет обеспечить эффективную фильтрацию высших гармоник.

При существенных ограничениях частоты импульсной модуляции применяют метод селективного исключения высших гармоник. Обычно исключают низкочастотную часть спектра напряжения — 3, 5 и 7-ю гармоники. Это следует из зависимости амплитуд высших гармоник от ширины импульсов выходного напряжения инвертора при однократном включении ключей на каждом полупериоде. При широтно-импульсном регулировании напряже-

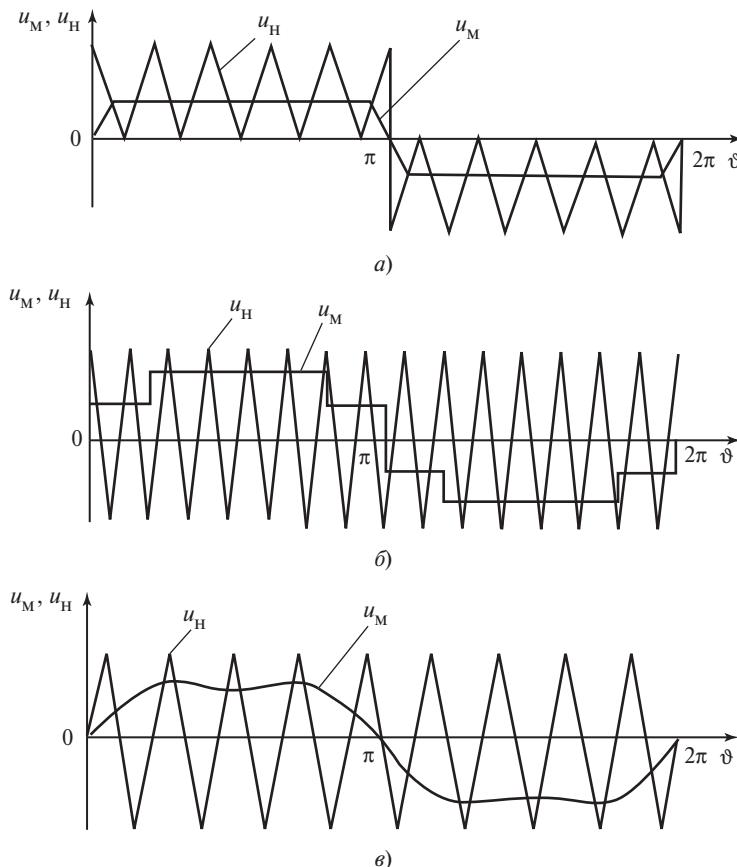


Рис. 7.5. Модифицированные методы синусоидальной ШИМ:
а — трапецидальный; *б* — ступенчатый; *в* — с инжекцией гармоник

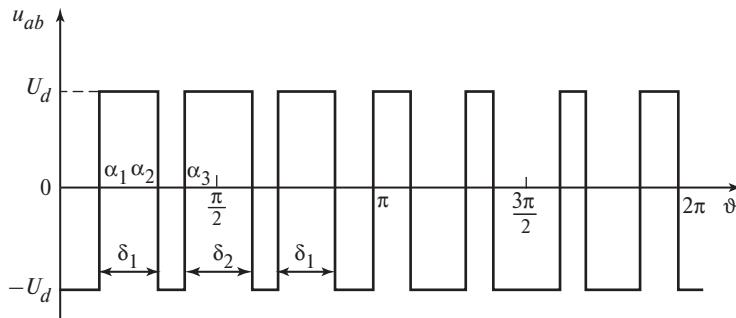


Рис. 7.6. Диаграмма выходного напряжения однофазного мостового инвертора, из спектрального состава которого исключены 3-я и 5-я гармоники

ния ширина прямоугольных импульсов изменяется. В этом случае гармонический состав выходного напряжения имеет вид

$$u_{ab}(\vartheta) = \sum_{n=1, 3, 5}^{\infty} \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\vartheta, \quad (7.10)$$

где U_d — входное напряжение инвертора; n — номер гармонической составляющей; δ — угловая длительность прямоугольного импульса на интервале одного полупериода.

Из (7.10) видно, что при $\delta = 2\pi/3$ в спектральном составе выходного напряжения инвертора нет 3-й гармоники. При этом будут происходить только две коммутации ключей за один полупериод. Если число коммутаций (количество импульсов напряжения) N за один полупериод увеличить, то можно обеспечить подавление большего числа гармоник. Общим правилом для однофазных схем инверторов является исключение числа гармоник, равного $(N - 1)$. В качестве примера на рис. 7.6 приведена диаграмма напряжения для случая двуполярной модуляции при $M_a = 0,5$ и $N = 3$. При значениях углов $\alpha_1 = 22^\circ$, $\alpha_2 = 55^\circ$ и $\alpha_3 = 70^\circ$ ($\delta_1 = 33^\circ$, $\delta_2 = 40^\circ$) из спектра будут исключены гармоники с $n = 3$ и $n = 5$. Соответственно при $N = 4$ возможно исключение 3, 5 и 7-й гармоник. При однополярной модуляции значения углов α и δ будут отличаться от значений, определенных для двуполярной модуляции. Общие методы селективного подавления высших гармоник подробно рассмотрены в [4].

Широкое практическое применение нашел метод гистерезисной или «дельта»-модуляции [5]. Он позволяет получать простым способом напряжения и токи заданной формы. В простейшем варианте этот метод применяется при импульсном управлении постоянным током. По существу, он сводится к сложению за нахождением регулируемой величины в области допустимых отклонений от текущего значения задающего или опорного сигнала. При отклонении регулируемого сигнала тока нагрузки свыше допустимого значения ($\pm \Delta i_n$ от опорного сигнала i_M) происходит формирование сигналов на переключение силовых ключей преобразователя (рис. 7.7).

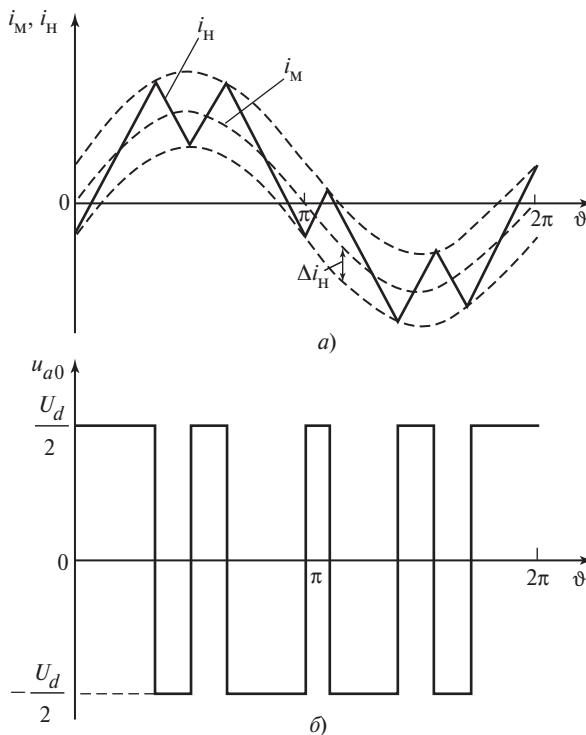


Рис. 7.7. Метод гистерезисной модуляции тока в полумостовой схеме:
а — диаграмма тока нагрузки; б — диаграмма выходного напряжения

Обычно ширина полосы отклонений задается шириной гистерезисной петли релейного компаратора, формирующего импульсы управления силовыми ключами. При формировании синусоидального тока нагрузки в качестве задающего сигнала используется сигнал синусоидальной формы с частотой основной гармоники. Недостатком метода является изменение частоты импульсов управления, которая зависит от скорости изменения регулируемого сигнала (di_H/dt). Так, при модулирующем сигнале синусоидальной формы (i_M) частота импульсов на интервале значений, близких к амплитуде, выше, чем на интервалах, близких к переходу синусоиды через нуль (см. рис. 7.7). Для стабилизации этой частоты используют специальные методы управления. Для исключения возможности возникновения низкочастотных гармоник гистерезисный метод модуляции обычно применяют при высоких значениях коэффициента M_f .

Трехфазный инвертор напряжения (рис. 7.8). В этой схеме ключи $S1$ — $S6$ идентичны ключам в ранее рассмотренных схемах однофазных инверторов. В сбалансированной трехфазной системе фазные напряжения и токи одинаковы в каждой фазе (с учетом межфазного сдвига) и сумма их значений для двух любых фаз определяет значение напряжения и тока в третьей

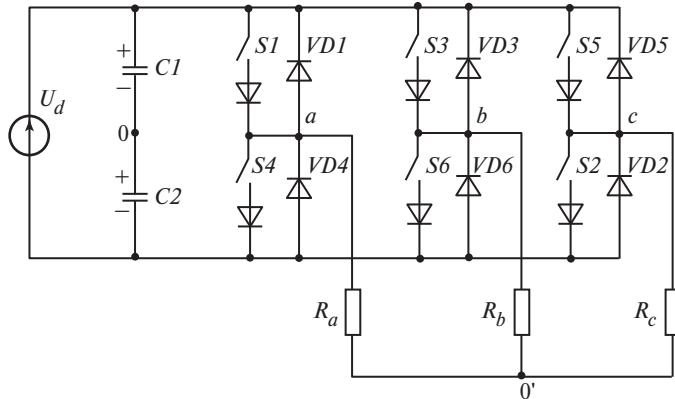


Рис. 7.8. Трехфазная мостовая схема инвертора напряжения

Таблица 7.3

Состояния ключей и напряжений фаз «*a*» и «*b*» в схеме трехфазного инвертора напряжения

Номер состояния	Состояние ключа						Значение напряжения		
	<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>	<i>S4</i>	<i>S5</i>	<i>S6</i>	<i>u_{a0}</i>	<i>u_{b0}</i>	<i>u_{ab}</i>
I	1	0	0	0	1	1	$U_d/2$	$-U_d/2$	U_d
II	1	1	0	0	0	1	$U_d/2$	$-U_d/2$	U_d
III	1	1	1	0	0	0	$U_d/2$	$U_d/2$	0
IV	0	1	1	1	0	0	$-U_d/2$	$U_d/2$	$-U_d$
V	0	0	1	1	1	0	$-U_d/2$	$U_d/2$	$-U_d$
VI	0	0	0	1	1	1	$-U_d/2$	$-U_d/2$	0
VII	1	0	1	0	1	0	$U_d/2$	$U_d/2$	0
VIII	0	1	0	1	0	1	$-U_d/2$	$-U_d/2$	0

Примечание. 0 — выключенное состояние ключа, 1 — включенное.

фазе. Это необходимо учитывать при задании опорных сигналов. Как и в однофазных, в трехфазных схемах можно создать модуляцию, используя синусоидальные сигналы в качестве опорных модулирующих сигналов и сигналы несущей частоты треугольной формы.

В процессе модуляции в схеме имеет место восемь состояний ключей *S1* — *S6* (табл. 7.3). В традиционных методах синусоидальной ШИМ для формирования выходных напряжений используются шесть состояний ключей (I — VI). Из табл. 7.3 видно, что существуют еще два состояния (VII и VIII), в которых выходные напряжения *u_{ab}*, *u_{bc}*, *u_{ca}* равны нулю. Эти состояния применяются в методе модуляции пространственного вектора. Смена состояний ключей во времени происходит в зависимости от соотношения текущих значений опорных и несущего сигналов. В целях единообразия модуляцию в трехфазной

и однофазной схемах рассмотрим на примере линейного напряжения u_{ab} , равного разности напряжений фаз a и b , определенных относительно общей точки 0 (см. рис. 7.8). Выбор общей точки не имеет принципиального значения. Например, в качестве такой точки можно принять точку с потенциалом минусовой шины постоянного тока или какую-нибудь другую. С учетом выбора общей точки 0 линейное напряжение u_{ab} равно разности фазных напряжений u_{a0} и u_{b0} , т.е. $u_{ab} = u_{a0} - u_{b0}$. Согласно табл. 7.3 напряжения фаз u_{a0} и u_{b0} могут принимать следующие значения:

- на интервалах включенного состояния ключа $S1$ фаза « a » соединена с шиной « $+U_d$ » и $u_{a0} = U_d/2$, а на интервалах с включенным состоянием $S4$ фаза « a » соединена с шиной « $-U_d$ » и $u_{a0} = -U_d/2$;
- на интервалах включенного состояния ключей $S3$ и $S6$ напряжение $u_{b0} = U_d/2$ и $-U_d/2$ соответственно.

Из табл. 7.3 видно, что состояния ключей $S1$, $S3$ и $S5$ противоположны состояниям ключей $S4$, $S6$ и $S2$ соответственно. Это упрощает алгоритм управления инвертором и его схемотехническую реализацию.

Условия изменения состояний ключей при модуляции напряжений u_{a0} , u_{b0} следующие (рис. 7.9):

$u_{ma}(9) > u_h(9)$ — ключ $S1$ включен, $S4$ выключен;

$u_{ma}(9) < u_h(9)$ — $S1$ выключен, $S4$ включен;

$u_{mb}(9) > u_h(9)$ — $S3$ включен, $S6$ выключен;

$u_{mb}(9) < u_h(9)$ — $S3$ выключен, $S6$ включен.

В течение положительных и отрицательных полупериодов модулирующих сигналов u_{ma} , u_{mb} потенциалы фаз « a » и « b » равны $U_d/2$ при включенных ключах $S1$ и $S3$ и составляют $-U_d/2$ при выключенных ключах $S1$ и $S3$ (включенных ключах $S4$ и $S6$). Равенство нулю потенциалов фаз « a » и « b » соответствует проводимости ключей других плеч и обратных диодов подобно тому, как это имело место в однофазных инверторах напряжения. На рис. 7.9 представлены диаграммы модулирующих сигналов и напряжений инвертора.

Согласно табл. 7.3 амплитуду первой гармоники линейного напряжения инвертора $U_{ab\ 1m}$ при коэффициенте модуляции $0 < M_a \leq 1$ определяют так:

$$U_{ab\ 1m} = \sqrt{3} M_a \frac{U_d}{2}. \quad (7.11)$$

При переходе в режим перемодуляции ($M_a > 1$) амплитуды первых гармоник линейных напряжений возрастают до значения

$$U_{ab\ 1m} = \frac{4\sqrt{3} U_d}{2\pi}. \quad (7.12)$$

Учитывая, что в частотном спектре линейных напряжений отсутствуют гармоники кратные трем, частоту несущего сигнала выбирают кратной трем относительно нечетных чисел ($M_f = 9, 15, 21\dots$), округляя при малых значениях M_f до целого числа.

В трехфазных инверторах, как и в однофазных, ток ключей можно оценить по средним значениям токов в них на интервале одного периода. Очевидно, что усредненные значения токов ключей $S1 - S6$ и диодов $D1 - D6$ будут соответствовать отрезкам соответствующих фазных токов. При этом следует учитывать, что на интервалах включенных состояний ключей общий ток фазы при активно-индуктивной нагрузке распределяется между

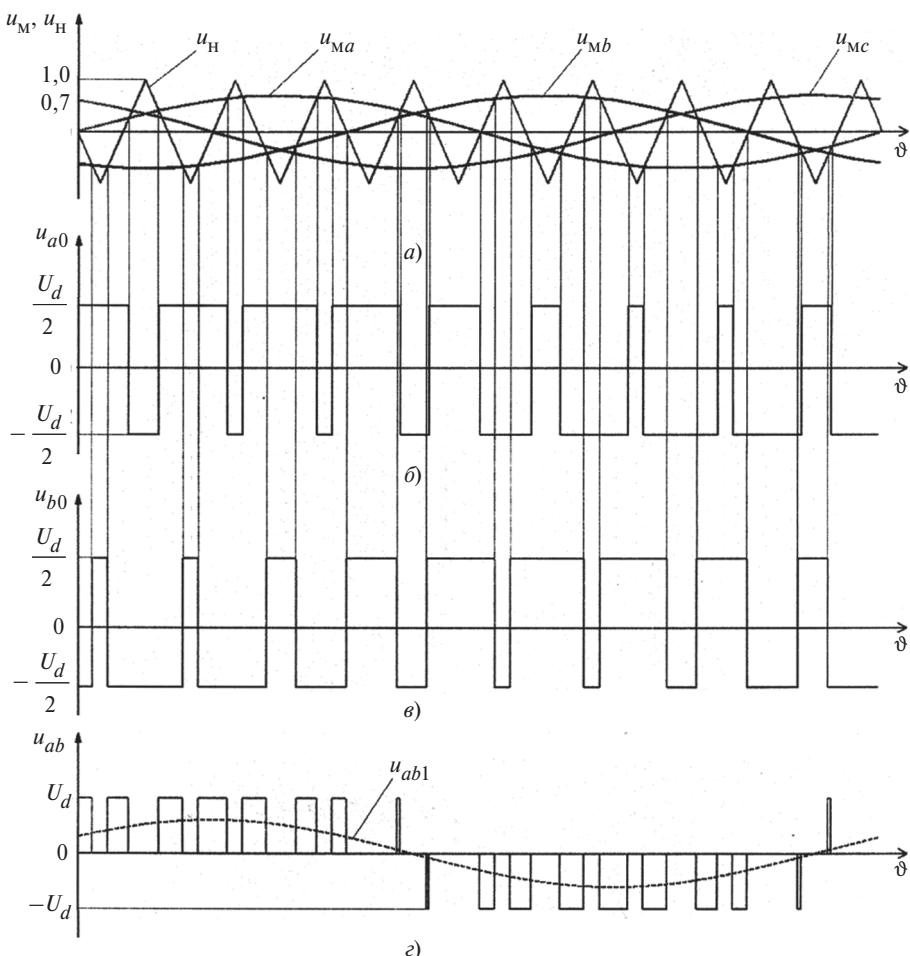


Рис. 7.9. Диаграммы работы трехфазного инвертора при синусоидальной ШИМ:
 а — модулирующие сигналы и несущий сигнал; б — фазное напряжение u_{a0} ; в — фазное напряжение u_{b0} ; г — линейное напряжение u_{ab}

соответствующим ключом и обратным диодом. Таким образом, через ключ ток поступает в нагрузку, а при изменении знака возвращается в источник через обратный диод. Момент смены знака тока определяется коэффициентом сдвига основных гармоник тока и напряжения $\cos \varphi$. Поэтому, учитывая только основную гармонику токов, несложно произвести расчет статических потерь мощности в коммутационных элементах и обратных диодах ключей.

7.2.2. Инверторы тока

До освоения промышленностью полностью управляемых силовых электронных ключей импульсная модуляция в инверторах тока практически не применялась. Причиной этого являлась сложность технической реализации импульсной модуляции источников тока средствами принудительной коммутации традиционных тиристоров. В то же время использование полностью управляемых ключей (транзисторов, запираемых тиристоров и др.) позволяет успешно осуществлять импульсную модуляцию в инверторах тока, как и в инверторах напряжения. Возможность использования практически идентичных методов модуляции в схемах инверторов тока и напряжения обусловлена дуальностью этих схем. Следствием дуальности является идентичность процессов изменения выходного тока в инверторах тока и выходного напряжения в инверторах напряжения при импульсной модуляции.

Существенное различие в алгоритмах, реализующих импульсную модуляцию в схемах инвертора напряжения и инвертора тока, заключается в организации нулевых пауз в выходном напряжении или токе. Например, интервалы нулевого напряжения в однофазном мостовом инверторе напряжение (см. табл. 7.1) формируются переводом в проводящее состояние ключей $S1$ и $S3$ или ключей $S4$ и $S2$ и запиранием ключей $S4$, $S2$ или $S1$, $S3$ соответственно (см. рис. 7.3). При этом нагрузка шунтируется и отключается от источника напряжения U_d на стороне постоянного тока. Такая коммутация ключей недопустима в инверторе тока, так как в его схеме на стороне постоянного тока включен реактор L_d с током I_d , поступающим в нагрузку; разрыв этой цепи приводит к недопустимым перенапряжениям. На рис. 7.10, *а* представлена однофазная мостовая схема инвертора тока, выполненная на ключах односторонней проводимости (например, запираемых тиристорах) или дополненных последовательными диодами, защищающими транзистор от воздействия обратных напряжений. Эквивалентная схема для уставновившегося режима работы инвертора приведена на рис. 7.10, *б*, где источник напряжения U_d и реактор L_d представлены источником I_d , а вентильная часть — источником с противоЭДС $U_{\text{пп}}$. Из рис. 7.10, *а* видно, что интервал времени с нулевым значением тока в цепи нагрузки может быть создан одновременным включением ключей $S1$, $S4$ или $S3$, $S2$. При этом через них протекает ток I_d , а напряжение $U_{\text{пп}}$ становится равным нулю, т.е. источник тока I_d шунтируется проводящими ключами. Поскольку в цепях нагрузки могут содержаться индуктивности, то для поглощения их энергии

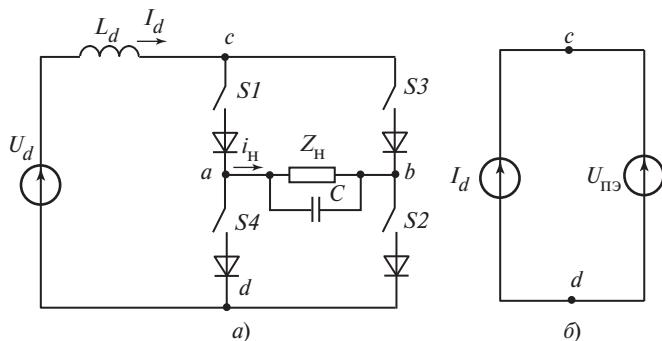


Рис. 7.10. Однофазная мостовая схема инвертора тока на полностью управляемых ключах (а) и его эквивалентная схема (б)

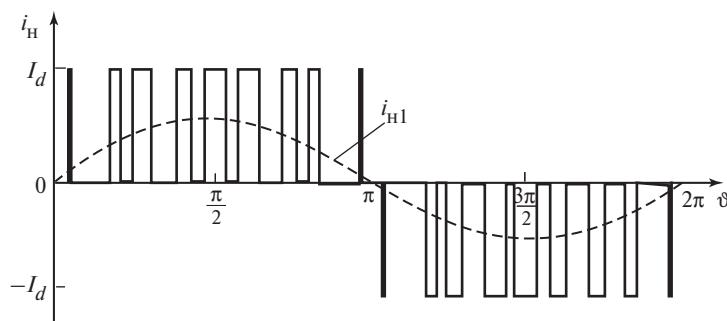


Рис. 7.11. Выходной ток однофазного инвертора тока при синусоидальной широтно-импульсной модуляции

в схеме необходимо предусматривать включение конденсаторов. Таким образом, в токе нагрузки возможно организовать по определенному алгоритму интервалы тока со значениями: нуль, I_d и $-I_d$. Применяя различные методы синусоидальной модуляции тока, аналогичные рассмотренным для инверторов напряжения, можно обеспечить синусоидальность переменного тока в инверторах тока. Для снижения высших гармоник в спектральном составе тока, обусловленных модуляцией, также используются «легкие» выходные LC -фильтры, но с подключением конденсаторов на стороне переменного тока инверторного моста. На рис. 7.11 показана форма выходного тока в однофазном инверторе тока при синусоидальной ШИМ.

Трехфазные инверторы тока (рис. 7.12) широко применяют в электроприводах средней и большой мощности. Поэтому формирование синусоидального напряжения на их выходе является актуальной задачей, которая может быть решена методами синусоидальной ШИМ тока, принцип реализации которых рассмотрен на примере однофазной мостовой схемы. В табл. 7.4 приведены состояния ключей и значения токов фаз в схеме трехфазного инвертора тока, которые используются при синусоидальной модуляции выходных токов. В отличие от инвертора напряжения, в трехфазном инвер-

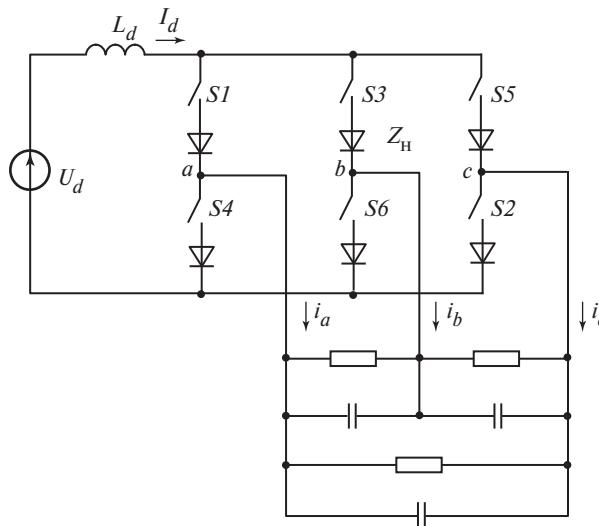


Рис. 7.12. Трехфазная мостовая схема инвертора тока на полностью управляемых ключах

Таблица 7.4

Состояния ключей и значения токов в схеме трехфазного мостового инвертора тока

Номер состояния	Состояние ключа						Значение тока		
	$S1$	$S2$	$S3$	$S4$	$S5$	$S6$	i_a	i_b	i_c
I	1	0	0	0	0	1	I_d	$-I_d$	0
II	1	1	0	0	0	0	I_d	0	$-I_d$
III	0	1	1	0	0	0	0	I_d	$-I_d$
IV	0	0	1	1	0	0	$-I_d$	I_d	0
V	0	0	0	1	1	0	$-I_d$	0	I_d
VI	0	0	0	0	1	1	0	$-I_d$	I_d
VII	1	0	0	1	0	0	0	0	0
VIII	0	0	1	0	0	1	0	0	0
IX	0	1	0	0	1	0	0	0	0

Примечание. 0 — выключенное состояние ключа, 1 — включенное.

торе тока могут иметь место три состояния (VII, VIII, IX), в которых фазные токи равны нулю. Это отличие вытекает из принципа формирования интервалов тока с нулевыми значениями каждым из трех плеч инверторного моста.

Другим существенными отличием инвертора тока от инвертора напряжения является то, что в инверторе тока значение выходного напряжения непосредственно зависит от нагрузки. Для его регулирования можно использовать разные способы, включая изменение коэффициента модуляции M_a .

Для этого необходимо учитывать следующие зависимости первой гармоники фазного тока I_{a1} от коэффициента модуляции M_a :

$$\left. \begin{array}{l} I_{a1m} = M_a \frac{\sqrt{3} I_d}{2} \text{ для } 0 < M_a \leq 1; \\ \frac{\sqrt{3}}{2} I_d \leq I_{a1m} \leq \frac{4\sqrt{3} I_d}{2\pi} \text{ для } M_a > 1. \end{array} \right\} \quad (7.13)$$

Из (7.13) видно, что в соответствии с дуальностью схем инверторов тока и напряжения первая гармоника тока в инверторе тока имеет такую же зависимость от коэффициента M_a , как и первая гармоника линейного напряжения в инверторе напряжения. Следует отметить, что формирование интервалов с нулевыми значениями токов можно эффективно использовать также для селективного подавления отдельных гармоник в спектре выходного тока подобно тому, как это делается в инверторах напряжения.

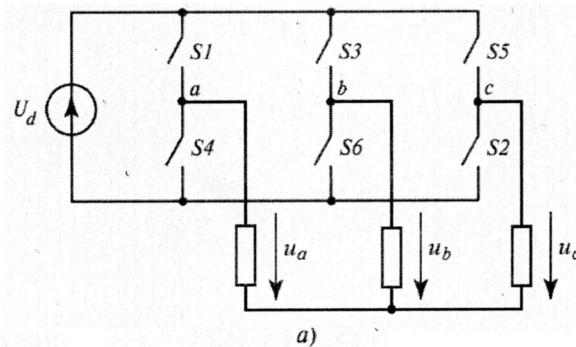
7.2.3. Модуляция пространственного вектора

Преобразование параметров трехфазной системы в двухфазную систему координат упрощает методы управления напряжениями и токами трехфазных преобразователей. Кроме того, указанное преобразование хорошо согласуется с управлением электрическими машинами переменного тока посредством статических преобразователей частоты. В этой связи получил большое распространение метод модуляции пространственного вектора напряжения в трехфазных преобразователях [6, 7]. Основой этого метода является представление трехфазных напряжений в α , β -координатах в виде векторов с дискретно изменяющейся фазой в соответствии с состояниями ключей преобразователя. В начале этой главы было показано, что в трехфазном мостовом преобразователе ключи могут находиться в восьми допустимых состояниях, из которых шесть являются активными, а два — нулевыми (см. табл. 7.3). Эти состояния определяются комбинациями включенных и выключенных ключей, которые зависят от значений фазных и линейных напряжений преобразователя. В случае векторной модуляции напряжений переходят от модели инвертора в фазных координатах к модели инвертора в плоскости комплексного переменного и рассматривают формирование обобщенного вектора напряжения, соответствующего трехфазной системе напряжений. Учитывая периодичность изменения трехфазной системы напряжений с рабочей частотой выходного напряжения преобразователя, следует отметить, что за один период выходного напряжения имеется шесть активных состояний ключей (обобщенных векторов) в преобразовательной мостовой схеме, которые последовательно переключаются с частотой модуляции. Эту частоту можно принимать в качестве несущей, как это принято в классической синусоидальной модуляции. Рассмотрим изменение состояний ключей с использованием понятия обобщенного, или пространственного, вектора в системе неподвижных осей с α , β -координатами (см. п. 3.1.4).

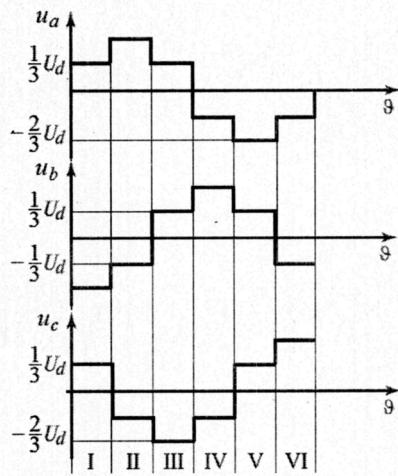
В табл. 7.5 показаны состояния ключей трехфазной мостовой схемы и соответствующие значения обобщенного вектора с учетом изменения основных гармоник напряжений u_a , u_b , u_c (рис. 7.13, *а* и *б*). Диаграммы на рис. 7.13, *б* отражают алгоритм управления, соответствующий включению каждого ключа фазы на интервале длительностью π , при котором включенному состоянию каждого ключа из верхней группы ($S1, S3, S5$) соответствует выключенное состояние ключа той же фазы из нижней группы ($S2, S4, S6$) и наоборот (рис. 7.13, *а*). Нумерация состояний не имеет значения, но их последовательность должна строго соответствовать порядку чередования напряжений u_a , u_b , u_c . Каждому состоянию соответствует интервал длительностью $\pi/3$, т.е. на границе этих интервалов происходит дискретное изменение состояния ключей $S1 — S6$. При такой длительности интервалов учитываются только шесть активных состояний и не учитываются нулевые, при которых выходные напряжения равны нулю. Поэтому в плоскости α , β -координат выделяют шесть векторов $U_1 — U_6$, отражающих положение пространственного (обобщенного) вектора трехфазной системы на границах смены состояний ключей $S1 — S6$. В результате на плоскости в α , β -координатах образовано шесть секторов, разграниченных векторами $U_1 — U_6$ (рис. 7.14). Если учесть, что рассматривается сбалансированная трехфазная система напряжений, в которой модули фазных напряжений равны между собой, а фазовые сдвиги соответствуют $2\pi/3$ и $4\pi/3$, то концы векторов при соединении прямыми линиями образуют правильный шестиугольник (рис. 7.14, *а*). При этом векторы разделяют его площадь на секторы, соответствующие изменениям основных гармоник выходных напряжений u_a , u_b , u_c во времени (см. рис. 7.13, *в*) при перемещении обобщенного вектора U_S

Таблица 7.5
Состояния ключей трехфазной мостовой схемы и значения пространственных векторов

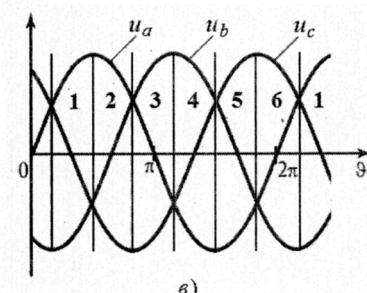
Номер состояния	Состояние ключа			Пространственный вектор U_k
	$S1$	$S3$	$S5$	
I	1	0	1	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{5\pi}{3}}$
II	1	0	0	$\frac{2}{3}U_d e^{j0}$
III	1	1	0	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{\pi}{3}}$
IV	0	1	0	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V	0	1	1	$\frac{2}{3}U_d e^{i\pi}$
VI	0	0	1	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$
VII	1	1	1	0
VIII	0	0	0	0



а)

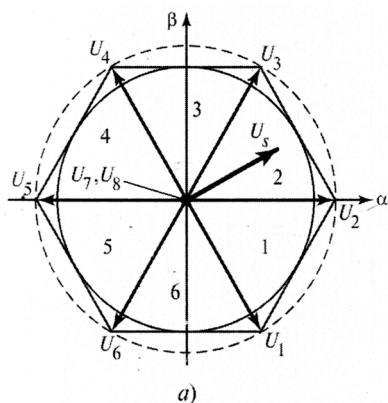


б)

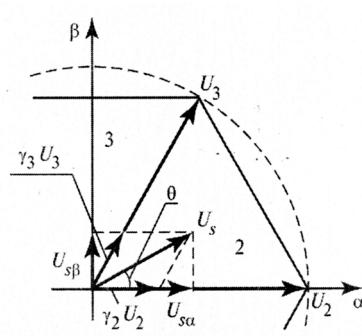


с)

Рис. 7.13. Трехфазная мостовая схема преобразователя напряжения (а), диаграммы выходных напряжений (б) и их основные гармоники (с)



а)



б)

Рис. 7.14. Векторная диаграмма при модуляции пространственного вектора (а) и ее фрагмента (б)

от одного состояния к другому ($U_1—U_2—U_3—U_4—U_5—U_6$). Центр шестиугольника, объединяющий начала векторов, отражает состояния VII и VIII с нулевыми значениями напряжения. Длина вращающегося вектора U_S равна амплитудному значению синусоидальных напряжений u_a , u_b , u_c . Длина активных (ненулевых) векторов равна максимальному значению фазного напряжения прямоугольно-ступенчатой формы и составляет $\frac{2}{3} U_d$, где U_d — напряжение на шинах постоянного тока.

При синусоидальной модуляции переключение ключей происходит в моменты равенства модулирующих функций сигналам треугольной формы несущей частоты f_H . Обычно в качестве задающих (опорных) сигналов используются сигналы синусоидальной формы с амплитудой, учитывающей коэффициент модуляции M_a . В общем случае такие модулирующие сигналы могут формироваться для каждой фазы, образуя трехфазную систему, которая должна воспроизводиться на выходе преобразователя. Иначе происходит процесс модуляции пространственного вектора, который является единственным сигналом модулирующей функции, выполняя роль задающего сигнала для формирования всей трехфазной системы выходных напряжений (токов) трехфазного ключевого преобразователя. Если в традиционном способе синусоидальной ШИМ сигналы на переключение могут определяться аналоговым способом сравнения сигналов синусоидальной и треугольной форм, то при модуляции пространственного вектора моменты переключения определяются методом вычислений различными цифровыми устройствами и формированием команд на переключение ключей с периодичностью частоты модуляции f_H . Диапазоны частот f_H в рассматриваемом и традиционном методах модуляции примерно одинаковы.

Метод модуляции пространственного вектора состоит в усреднении его значений в пределах каждого из шести секторов с учетом изменения его нахождения в состояниях двух смежных векторов U_k и U_{k+1} в пределах k -го сектора и состояниях VII и VIII с нулевыми значениями напряжения. В этом случае производится суммирование векторов напряжения, но с учетом относительной длительности нахождения пространственного вектора в состоянии U_k . Длительность γ_k можно рассматривать как коэффициент заполнения при ШИМ постоянного тока. Соответственно время нахождения ключей в состоянии, соответствующем вектору U_k , равно $t_k = \gamma_k T_H$, где $T_H = 1/f_H$ — период несущей частоты, на которой происходит модуляция. Учитывая, что полное время пребывания в указанных состояниях за период модуляции не должно превышать собственное время периода, можно записать:

$$\gamma_k + \gamma_{k+1} + \gamma_7 + \gamma_8 = 1,$$

или

$$t_k + t_{k+1} + t_7 + t_8 = T_H, \quad (7.14)$$

где γ_k, γ_{k+1} — относительное время нахождения в состояниях векторов U_k и U_{k+1} ; γ_7, γ_8 — относительное время нахождения в состояниях VII и VIII с нулевыми значениями пространственного вектора в k -м секторе.

Пространственный вектор U_s вращается с частотой выходного напряжения ω_m в системе неподвижных α, β -координат. Модуль и фаза этого вектора для сбалансированной трехфазной системы полностью определяются его координатами $U_{s\alpha}, U_{s\beta}$ в осях α, β . В этом случае время t_2, t_3 во втором секторе вычисляют из тригонометрических соотношений в ортогональных осях α, β с учетом принятых значений t_7 и t_8 , рекомендуемых для различных модификаций рассматриваемого метода модуляции [6].

На рис. 7.14, б приведен фрагмент рис. 7.14, а, из которого можно определить время t_2 и t_3 при нахождении пространственного вектора U_s во втором секторе с фазовым углом θ . Так как обычно частота модуляции f_h значительно превышает частоту выходного напряжения инвертора f_m , параметры вектора U_s считают неизменными на интервале периода T_h . Согласно рис. 7.14, б

$$U_{s\beta} = \gamma_3 U_3 \sin 60^\circ = U_s \sin \theta \quad (7.15)$$

или, учитывая, что $\gamma_3 = \frac{t_3}{T_h}$ и $M_a = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{U_s}{U_3}$, получаем $t_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{M_a T_h \sin \theta}{\sin 60^\circ} = M_a T_h \sin \theta$.

Аналогично для определения t_2 , можно записать

$$U_{s\alpha} = U_s \cos \theta = \gamma_2 U_2 + \gamma_3 U_3 \cos 60^\circ,$$

или

$$M_a \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta = \gamma_2 + \gamma_3 \cos 60^\circ. \quad (7.16)$$

С учетом (7.15) получим

$$t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{M_a T_h \sin (60^\circ - \theta)}{\sin 60^\circ} = M_a T_h \sin (60^\circ - \theta), \quad t_7 + t_8 = T_h - t_2 - t_3.$$

Значения t_2 и t_3 , рассчитанные для угла θ во втором секторе, пересчитываются микроконтроллером для остальных секторов. Таким образом, в качестве задающего напряжения при модуляции используется один параметр — пространственный вектор U_s , являющийся суммой усредненных значений ближайших граничных векторов в каждом k -м секторе с учетом коэффициентов заполнения γ_k и γ_{k+1} в общем случае с добавлением нулевых векторов U_7 и U_8 на интервалах периода T_h с коэффициентами заполнения γ_7 и γ_8 . Управление амплитудой задающего вектора U_s осуществляется изменением коэффициента модуляции M_a . При этом одновременно происходит модуляция всех фазных напряжений, которые связаны с пространственным

вектором обратным преобразованием из α, β -координат в трехфазную систему a, b, c (см. п. 3.1.4):

$$\begin{vmatrix} u_a(\vartheta) \\ u_b(\vartheta) \\ u_c(\vartheta) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} U_{s\alpha}(\vartheta) \\ U_{s\beta}(\vartheta) \end{vmatrix}. \quad (7.17)$$

Разница между традиционной синусоидальной модуляцией и модуляцией пространственного вектора заключается в том, что в первом случае используют в качестве опорных сигналов напряжения всех трех фаз, а во втором — только один обобщенный (пространственный) вектор. В то же время функциональные возможности этих методов различаются схемотехническими средствами реализации, которые в конечном итоге определяют преимущества того или иного метода.

Среди большого количества модификаций методов модуляции пространственного вектора [6] наиболее широкое применение получил метод с симметричными нулевыми состояниями U_7 и U_8 на интервалах периода модуляции T_h . Учитывая, что обычно в течение каждого полупериода частоты модуляции $T_h/2$ состояния ключей изменяются одинаково, но в обратной последовательности (рис. 7.15), для второго сектора (с переходом для последующих) можно записать:

$$T_h/2 = t_2 + t_3 + t_7 + t_8, \quad t_7 = t_8. \quad (7.18)$$

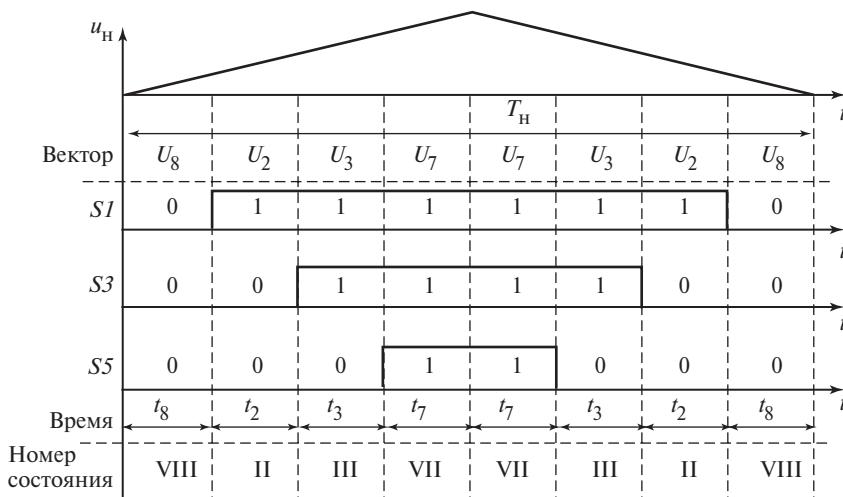


Рис. 7.15. Диаграммы коммутации ключей при модуляции пространственного вектора для второго сектора

Существует метод, в котором на каждом периоде тактовой частоты используется только одно состояние U_7 или U_8 , обеспечивающее нулевое выходное напряжение с разными расположением и длительностью этих интервалов. Применение отдельных модификаций метода позволяет снижать рабочую частоту коммутации f_h на 33 % без изменения эффективности модуляции. Кроме того, в зависимости от коэффициента мощности нагрузки могут быть уменьшены коммутационные потери на 30 %.

Диапазон регулирования выходного напряжения при векторной модуляции ограничен максимальным значением коэффициента модуляции M_a . Линейной зависимости выходного напряжения от M_a на рис. 7.14, *a* соответствует область, ограниченная окружностью, вписанной в шестиугольник ($M_a \leq 1$). При этом максимальное значение $U_s = U_d / \sqrt{3}$, где U_d — напряжение на стороне постоянного тока. При переходе в режим перемодуляции в пределах области, ограниченной окружностью, описывающей шестиугольник (см. рис. 7.14, *a*), можно увеличить коэффициент M_a до $2/\sqrt{3}$. В этом режиме интервалы t_7 или t_8 равны нулю (переключение происходит только между ненулевыми векторами). Дальнейший рост значения M_a приводит к искажению синусоидальной формы с конечным переходом к выходным напряжениям прямоугольной формы, соответствующим работе с немодулированным напряжением.

7.3. Управление качеством электроэнергии на основе преобразователей постоянного/переменного тока с широтно-импульсной модуляцией

7.3.1. Функциональные возможности преобразователей с широтно-импульсной модуляцией

Создание полностью управляемых быстродействующих силовых электронных ключей сделало возможным импульсное управление токами и напряжениями и их модуляцию в преобразователях по любому заданному закону, что принципиально изменило их функциональные возможности. Преобразователи на основе традиционных приборов с неполной управляемостью (тиристоров) использовались преимущественно для преобразования одного вида электроэнергии в другой, например переменного тока в постоянный и наоборот. При этом происходило искажение потребляемого из сети тока и возникала дополнительная реактивная мощность. Импульсная модуляция в сочетании с работой преобразователей в четырех квадрантах комплексной плоскости (в выпрямительном и инверторном режиме с любым сдвигом фаз между током и напряжением сети) не только существенно расширила функциональные возможности преобразователей в части устранения сопутствующих негативных явлений, но и стала основой для разработки многофункциональных регуляторов качества электроэнергии [7—10].

Рассмотрим основные функциональные возможности преобразователей переменного/постоянного тока на основе полностью управляемых электронных ключей с реализацией ШИМ по требуемому закону:

- обеспечение синусоидальности потребляемых из сети токов в режимах выпрямления и напряжения на нагрузке в режимах инвертирования;
- коррекцию коэффициента мощности потребителя, линии передачи электроэнергии или источника;
- компенсацию реактивной мощности (индуктивного и емкостного характера в одном устройстве);
- активную фильтрацию высших гармоник тока или напряжения в системе электроснабжения;
- гибридную фильтрацию (активную в сочетании с традиционной пассивной) высших гармоник тока или напряжения в системе электроснабжения;
- компенсацию токов и напряжений в трехфазной системе электроснабжения на основе применения компенсатора реактивной мощности, работающего в режиме компенсации нулевых последовательностей токов или напряжений;
- обеспечение обмена электроэнергией требуемого качества между системой электроснабжения и различного вида накопителями;
- обеспечение эффективной интеграции альтернативных источников электроэнергии и общей системы электроснабжения;
- повышение эффективности управления электроприводом и технологическими устройствами с потреблением электроэнергии;
- повышение эффективности работы транспорта с гибридным и электрическим приводом за счет повышения качества используемой и рекуперируемой электроэнергии.

7.3.2. Режимы работы преобразователей переменного/постоянного тока с ШИМ

Инвертирование. В гл. 6 была рассмотрена работа преобразователей переменного/постоянного тока на полностью управляемых ключах без модуляции выходных параметров. Токи и напряжения в них на стороне переменного тока имеют явно выраженную несинусоидальную форму. Это ухудшает совместимость преобразователей с сетью переменного тока и ограничивает область их применения. Создание высокочастотных полностью управляемых ключей большой мощности позволило решить эту проблему посредством использования ШИМ. Наиболее полно преимущества преобразователей переменного/постоянного тока с ШИМ проявляются в режимах инвертирования.

Традиционно в качестве основной схемы этого вида преобразователей, применяемых в режимах инвертирования, была схема со сглаживающим реактором на стороне постоянного тока, который является характерным признаком инверторов тока. Необходимость использования этой схемы очевидна, если принять во внимание разницу в мгновенных значениях напряжений на сторонах постоянного и переменного тока (рис. 7.16). Без примене-

ния ШИМ фазные токи в этом преобразователе имеют форму, приближающуюся к прямоугольной при больших значениях индуктивности реактора L_d на стороне постоянного тока. Поступление несинусоидального тока в сеть может привести к недопустимым искажениям сетевого напряжения. В связи с высоким уровнем гармоник в низкочастотном диапазоне частотного спектра токов прямоугольной формы для их фильтрации необходимо использовать громоздкие фильтры. Синусоидальная ШИМ фазных токов позволяет существенно уменьшить установленную мощность выходных фильтров преобразователей переменного/постоянного тока с характерными свойствами инверторов тока.

Если преобразователь выполнен на основе схемы инвертора напряжения, то он не может работать без выходного индуктивного фильтра совместно с сетью переменного тока в режиме инвертирования. Причиной этого является периодическое соединение в процессе коммутации цепей источников постоянного и переменного тока, имеющих разные напряжения. В инверторах тока эти цепи разделяет реактор на стороне постоянного тока, индуктивность которого ограничивает скорость изменения тока в цепях, объединяющих эти источники. В преобразователях, выполненных на основе схем инверторов напряжения, ограничение скорости изменения токов достигается посредством включения реакторов на стороне переменного тока. В автономных инверторах эти реакторы являются элементами выходных фильтров, сглаживающих пульсации выходных напряжений, обусловленные ШИМ на повышенной частоте. В рассматриваемых преобразователях они используются для сглаживания пульсаций токов, создаваемых разностью мгновенных значений напряжений источника постоянного тока и сети. Повышенные частоты модуляции позволяют решать указанные задачи подключением реакторов с малой индуктивностью. В инверторах без синусоидальной ШИМ такое решение потребовало бы использования реакторов с большой индуктивностью, существенно ухудшающих технико-экономические показатели преобразователя. Поэтому преобразователи переменного/постоянного тока на основе инвертора напряжения без синусоидальной ШИМ практического применения не имели.

Рассмотрим более подробно основные характеристики преобразователей переменного/постоянного тока, выполненных на основе схем со свойствами инверторов тока и инверторов напряжения. Сравним схемы однофазных преобразователей (см. рис. 7.16), процессы в которых подобны процессам, протекающим в каждой из фаз трехфазных преобразователей. Как отмечалось ранее, преобразователи переменного/постоянного тока разрабатываются преимущественно на средние и большие мощности в трехфазном исполнении для использования в электроэнергетике.

Преобразователи со свойствами инвертора тока (см. рис. 7.16, а). Для фильтрации высших гармоник инвертируемого тока i_u , обусловленных его модуляцией на повышенной частоте, на стороне переменного тока преобразователя включен «легкий» $L_\phi C_\phi$ -фильтр, подключенный конденсатором

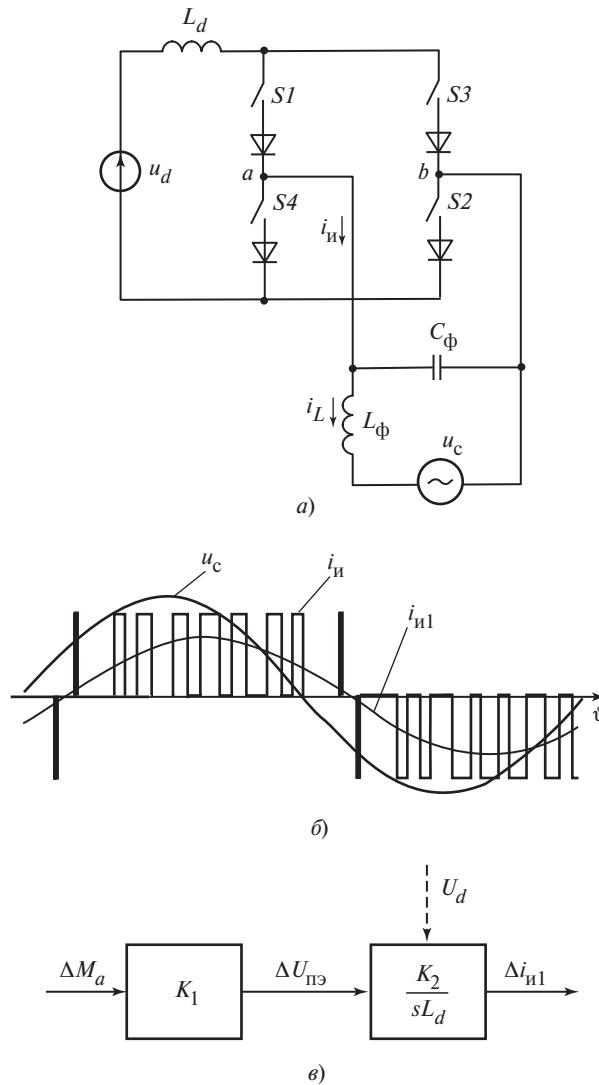


Рис. 7.16. Работа преобразователей переменного/постоянного тока в режиме инвертирования (начало):

а — схема со свойствами инвертора тока; б — диаграммы напряжения сети и выходного тока инвертора; в — структурная схема связи основной гармоники выходного тока и коэффициента модуляции; г — схема со свойствами инвертора напряжения; д — диаграммы напряжения сети и выходного напряжения инвертора; е — структурная схема связи основной гармоники выходного тока преобразователя напряжения и коэффициента модуляции

непосредственно к мостовой схеме преобразователя. После фильтрации инвертируемый ток поступает в сеть с напряжением u_c . На рис. 7.16, б показаны диаграммы напряжения сети и инвертируемого тока i_u до его фильтрации. Этот ток можно представить в виде гармонического ряда

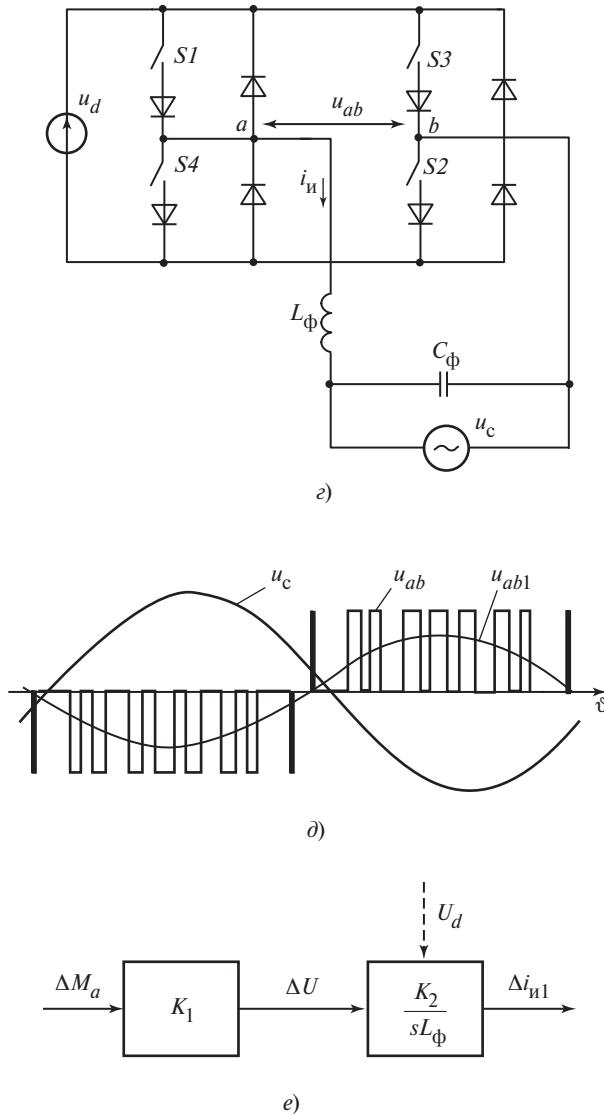


Рис. 7.16. Окончание

$$i_u(\omega_1 t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{u n} \sin (n \omega_1 t + \varphi_n), \quad (7.19)$$

где ω_1 — угловая частота первой гармоники тока; $I_{u n}$ — амплитуда n -й гармоники тока; φ_n — фазовый угол n -й гармоники.

Ток, поступающий в сеть после фильтрации, равен току реактора i_L , амплитуду n -й гармоники которого определяют по формуле

$$I_{L,n} = \frac{I_{i,n}}{\omega_n^2 L_\phi C_\phi - 1}. \quad (7.20)$$

Из (7.20) видно, что высшие гармоники тока с частотами $\omega_n \gg \omega_1$, могут быть отфильтрованы конденсатором фильтра C_ϕ при малых значениях индуктивности L_ϕ . Это становится возможным благодаря тому, что основные функции сглаживания тока между источниками переменного и постоянного тока, имеющими разные значения напряжения, выполняет реактор L_d , включенный на стороне постоянного тока, индуктивность которого достаточно велика. По этой причине в преобразователе со свойствами инвертора тока сравнительно просто обеспечить защиту ключей в аварийных режимах, например, при возникновении короткого замыкания на стороне переменного тока. Другим преимуществом схемы является ее эффективность при работе с индуктивными накопителями электроэнергии. Оборотная сторона указанных достоинств — очевидный недостаток схемы — инерционность процессов, связанных с изменением значения тока в реакторе с относительно большой индуктивностью L_d . На рис. 7.16, в приведена упрощенная структурная схема связи изменения значения коэффициента модуляции ΔM_a с током основной гармоники Δi_{i1} . Связи показаны для малых отклонений указанных параметров. Динамические характеристики преобразователя в рассматриваемом случае будут в основном определяться значением индуктивности L_d , представленной на рис. 7.16, в в виде интегрального звена в операторной форме. Влияние $L_\phi C_\phi$ -фильтра на динамические процессы существенно меньше, чем индуктивности L_d , и в структурной схеме не отражено.

Преобразователь со свойствами инвертора напряжения (рис. 7.16, г). В этой схеме реактор фильтра L_ϕ является основным элементом, сглаживающим ток, обусловленный разностью модулированного напряжения преобразователя u_{ab} (рис. 7.16, д) и напряжения сети переменного тока u_c . При мощности источника сети, значительно превышающей мощность преобразователя, высшие гармоники тока преобразователя (без учета первой) могут быть приближенно представлены следующим гармоническим рядом:

$$i_{i,n}(\omega_1 t) = \sum_{n \neq 1}^{\infty} \frac{U_{ab,n}}{n \omega_1 L_\phi} \sin(n \omega_1 t + \varphi_n), \quad (7.21)$$

где $U_{ab,n}$ — амплитуда n -й гармоники напряжения инвертора.

Из (7.21) видно, что в отличие от преобразователя со свойствами инвертора тока в рассматриваемой схеме уровень высших гармоник определяется значением индуктивности фильтра L_ϕ . Это вызывает необходимость повы-

шать ее значение по сравнению со значением индуктивности фильтра в инверторе тока. В то же время благодаря повышенным частотам модуляции индуктивность L_ϕ в этой схеме значительно меньше индуктивности L_d в схеме на рис. 7.16, *a*. Поэтому процессы при управлении выходным током будут менее инерционными. Структурная схема, отражающая динамические характеристики преобразователя при управлении током i_{n1} , представлена на рис. 7.16, *e*. Указанное преимущество преобразователя со свойствами инвертора напряжения часто является определяющим при сравнении с преобразователем со свойствами инвертора тока.

Обе схемы благодаря применению полностью управляемых ключей и принципов широтно-импульсной модуляции могут успешно работать совместно с сетью переменного тока в четырех квадрантах комплексной плоскости.

Выпрямление. Импульсная модуляция в режимах выпрямления используется для повышения коэффициента мощности за счет уменьшения как реактивной мощности основной гармоники тока, так и мощности искажения (снижения высших гармоник тока, потребляемого из сети). Эти задачи могут быть решены в схемах преобразователей переменного/постоянного тока, выполненных на базе полностью управляемых ключей (см. рис. 7.16), переходом к формированию токов в области выпрямления. При переходе к режимам выпрямления углы фаз первых гармоник тока соответствуют расположению их векторов во II и III квадрантах комплексной плоскости. Следует также отметить, что режимы выпрямления и инвертирования в преобразователях переменного/постоянного тока на тиристорах получили практическую реализацию на основе схем со свойствами инвертора тока. Преобразователи со свойствами инверторов напряжения, работающие совместно с сетью, стали применяться в связи с созданием управляемых ключей большой мощности. Рассмотрим режим выпрямления на примере схемы этого класса преобразователей (см. рис. 7.16, *г*). Наиболее наглядно связь первых гармоник тока и напряжения отражает векторная диаграмма. Для ее построения представим первые гармоники токов и напряжений в виде комплексных амплитуд, полагая напряжение сети синусоидальным, а ток конденсатора фильтра C_ϕ равным нулю:

$$\left. \begin{array}{l} \text{в режиме выпрямления } \dot{U}_c + j\omega_1 L_\phi \dot{I}_{n1} = \dot{U}_{ab1}; \\ \text{в режиме инвертирования } U_c - j\omega_1 L_\phi I_{n1} = \dot{U}_{ab1}, \end{array} \right\} \quad (7.22)$$

где \dot{U}_{ab1} — комплексная амплитуда 1-й гармоники напряжения преобразователя; I_{n1} — амплитуда 1-й гармоники тока преобразователя.

Приняв вектор напряжения сети \dot{U}_c в качестве базового, согласно (7.22) получим векторные диаграммы (рис. 7.17) напряжений сети и преобразователя при разных значениях фазы его тока в режимах как выпрямления (области II, III), так и инвертирования (области I, IV). На диаграмме окруж-

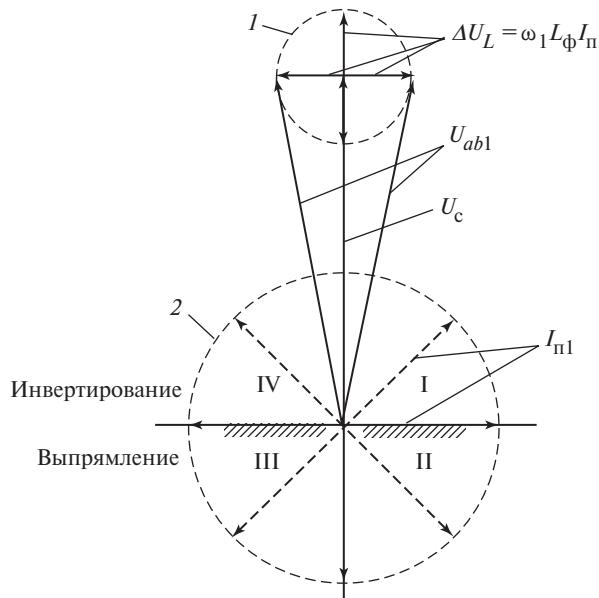


Рис. 7.17. Векторная диаграмма преобразователя со свойствами инвертора напряжения в режимах выпрямления и инвертирования

ность 1 является геометрическим местом точек концов вектора основной гармоники напряжения преобразователя \dot{U}_{ab1} при изменении фазы вектора тока $\dot{I}_{\text{п}1}$ в диапазоне углов $0 < \varphi < 2\pi$. Геометрическим местом точек концов вектора тока $\dot{I}_{\text{п}1}$ будет окружность 2. Из (7.22) следует, что радиусу окружности 1 соответствует напряжение на реакторе фильтра $\Delta U_L = \omega_1 L_\phi I_{\text{п}1}$. Из диаграммы видно, что при работе в областях с опережающим током $\dot{I}_{\text{п}1}$ (области III, IV) напряжение преобразователя уменьшается на значение напряжения на реакторе $\Delta \dot{U}_L$, а при работе с отстающим током (в областях I, II) — увеличивается на $\Delta \dot{U}_L$.

Регулирование реактивной мощности. Работа преобразователя на границе областей I—II и III—IV соответствует обмену его с сетью реактивной мощностью, обусловленной основными гармониками тока и напряжения. При этом на границе I—II генерируемая преобразователем мощность имеет индуктивный характер, а на границе III—IV — емкостный. Такой обмен используется для регулирования значения реактивной мощности в сети или компенсации реактивной мощности определенного характера. Например, при передаче электроэнергии индуктивность линии передачи вызывает появление реактивной мощности, для компенсации которой требуется мощность емкостного характера. Если в сети имеет место избыток реактивной мощности емкостного характера, то для компенсации требуется источник

реактивной мощности индуктивного характера. В преобразователях, выполняющих функции компенсаторов реактивной мощности, вместо источника постоянного тока включают конденсатор или индуктивный накопитель энергии. Естественно, в этом случае активная мощность требуется только для компенсации потерь активной мощности в элементах схемы, включая накопитель энергии на стороне постоянного тока. Такая незначительная мощность потребляется преобразователем из сети. Поэтому преобразователь в режиме обмена реактивной мощностью между накопителем энергии на стороне постоянного тока и сетью будет работать с учетом компенсации потерь активной мощности вблизи границ указанных выше областей со стороны потребления активной мощности из сети. На рис. 7.17 это отражено штриховкой вдоль границ в сторону областей II и III.

Таким образом, применение полностью управляемых ключей и импульсной модуляции позволяет обеспечить работу преобразователей переменного/постоянного тока совместно с сетью с любым значением коэффициента мощности при синусоидальной форме тока. Указанные возможности реализуются в преобразователях со свойствами как инвертора тока, так и инвертора напряжения. Это имеет большое значение для создания экологически чистых преобразователей электроэнергии, не создающих высших гармоник тока и напряжения, а также реактивной мощности на частоте основной гармоники. Однако для наиболее многочисленного класса выпрямителей малой мощности, например однофазных, такое решение проблемы совместимости с сетью, как правило, неприемлемо из-за существенного повышения их стоимости при использовании указанных методов. Для этих целей применяют методы коррекции коэффициента мощности на стороне постоянного тока выпрямителей.

Коррекция коэффициента мощности. Корректор коэффициента мощности (ККМ) представляет собой каскадную схему и состоит из неуправляемого бестрансформаторного однофазного выпрямителя, к выходу которого подключен регулятор постоянного напряжения, управляемый методами широтно-импульсной модуляции. В ККМ используют разные типы регуляторов постоянного напряжения: понижающие, повышающие, реверсивные. В зависимости от выбора регулятора ККМ могут быть повышающими, понижающими или повышающими/понижающими преобразователями. Наибольшее распространение получили ККМ на основе повышающего регулятора. На рис. 7.18 представлена схема ККМ с повышающим регулятором.

При подключении устройства к сети через неуправляемый выпрямитель, реактор L и диод VD конденсатор C заряжается до напряжения $U_{\text{вых}} > U_{d\text{m}} = \sqrt{2} E$, где E — действующее значение напряжения сети.

При работе системы управления формируется ток реактора i_L . В проводящем состоянии ключа VT к реактору L приложено напряжение $u_L = u_d > 0$, ток i_L увеличивается, в реакторе накапливается энергия. В нагрузку отдается энергия, накопленная в конденсаторе. При размыкании транзисторного

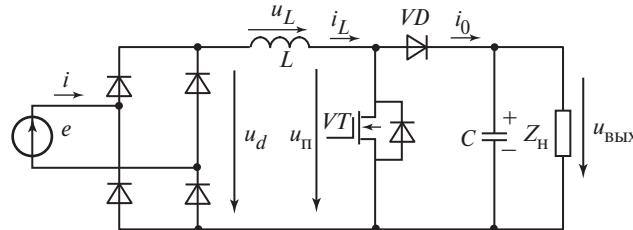


Рис. 7.18. Схема корректора коэффициента мощности на основе повышающего регулятора

ключа VT отпирается диод VD , к реактору приложено напряжение $u_L = (u_d - u_{\text{вых}}) < 0$, так как в устройстве всегда поддерживается $u_{\text{вых}} > u_d$. Ток реактора i_L уменьшается, в нагрузку и конденсатор C отдается энергия, накопленная в реакторе. Таким образом, за счет коммутации ключа VT можно обеспечить нарастание или снижение тока реактора, изменяя его по заданному закону. Поскольку при $e > 0$ ток сети $i = i_L$, а при $e < 0$ ток $i = -i_L$, для получения квазисинусоидального тока сети i , синфазного напряжению e , усредненная составляющая тока i_L должна изменяться по закону, описываемому функцией $|\sin \theta|$.

Применяют два типа ККМ по схеме на рис. 7.18, каждый из которых работает в одном из двух режимов: в режиме непрерывного тока i_L ; в граничном режиме (на границе возникновения прерывистого тока i_L).

Режим непрерывного тока. Диаграммы токов и напряжений для схемы на рис. 7.18 приведены на рис. 7.19.

Преимуществом ККМ (см. рис. 7.18) по сравнению с ККМ на базе инверторов напряжения является минимальное число управляемых ключей. В связи с этим ККМ имеют низкую стоимость и широко применяются в устройствах электропитания. Недостатки ККМ — это односторонний поток энергии от сети в цепь постоянного тока и наличие реактора в цепи постоянного тока.

Граничный режим. В ККМ для граничного режима используется принцип управления с двухпозиционным слежением по току: выключение транзисторного ключа происходит при достижении током i_L значения $I_{\text{эт}}$, а включение транзистора — при спадании тока до нуля. Задаваемое системой управления значение тока $I_{\text{эт}} = I_{\text{эт}} m |\sin \theta|$. При таком способе управления ключами формируется ШИМ с переменной частотой коммутации.

На рис. 7.20 представлены кривая тока сети i , его основная гармоника и спектр тока сети. Как видно из рис. 7.20, a , ток сети содержит интенсивные высокочастотные гармоники. За счет этих гармоник увеличивается мощность искажений, коэффициент мощности снижается до значения $\chi = 0,85$ и не зависит от выбора индуктивности реактора и мощности нагрузки. Для фильтрации высокочастотных гармоник в схему вводят дополнительный элемент: выход неуправляемого выпрямителя шунтируют конденсатором

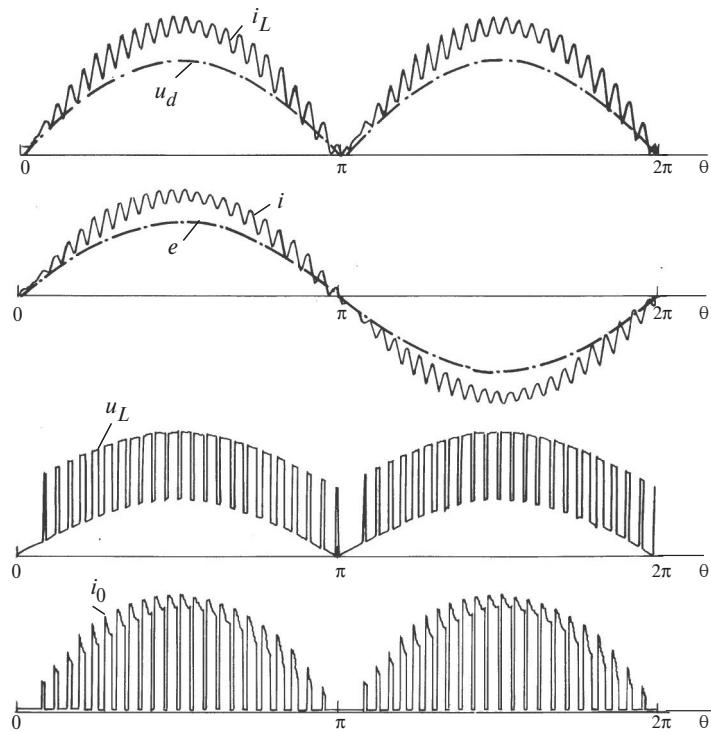


Рис. 7.19. Диаграммы токов и напряжений в схеме корректора коэффициента мощности в режиме непрерывного тока i_L

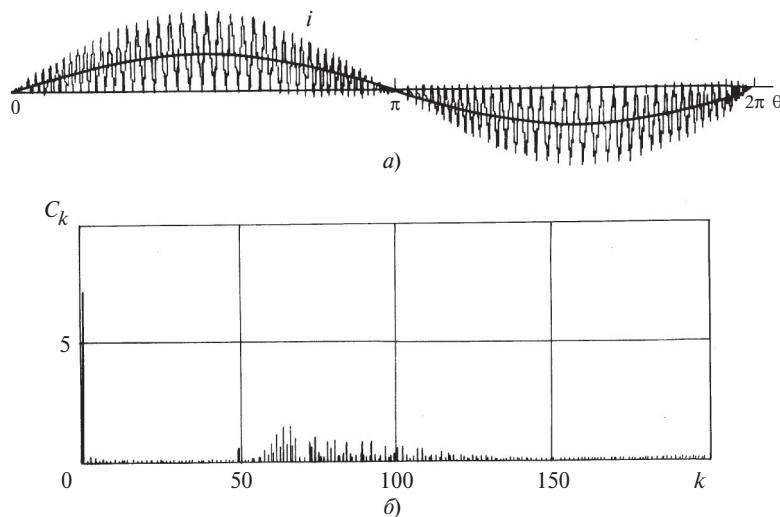


Рис. 7.20. Диаграммы тока сети и его основной гармоники (а) и спектр тока сети (б) в схеме корректора коэффициента мощности в граничном режиме работы

C_ϕ , который создает цепь для замыкания высокочастотных составляющих, минуя сеть. Такое изменение схемы позволяет увеличить коэффициент мощности. Однако степень фильтрации высших гармонических составляющих зависит от сопротивления питающей сети, поэтому емкость конденсатора необходимо подбирать для каждого конкретного случая.

Средняя частота коммутации ключей обратно пропорциональна индуктивности реактора и мощности, потребляемой нагрузкой. Поскольку при снижении $I_{\text{эт}}$ частота коммутации увеличивается, применение ККМ в граничном режиме ограничено нагрузками с небольшим изменением мощности.

Преимуществом режима прерывистого тока является простота управления. Поскольку ККМ являются устройствами массового применения, и для ККМ, работающих в режиме непрерывного тока, и для ККМ, функционирующих в граничном режиме, выпускают специализированные микросхемы управления.

7.3.3. Активные силовые фильтры

Принцип активной фильтрации. В электротехнике для снижения уровня нежелательных гармоник напряжения или тока используются пассивные фильтры. Такие фильтры состоят из индуктивных и емкостных элементов, соединенных по схеме двухполюсника или четырехполюсника определенной топологии. Так как электрическое сопротивление пассивных фильтров является частотно-зависимым, гармонический состав несинусоидальных токов и напряжений изменяется. В электрических системах, связанных с преобразованием электроэнергии, фильтры применяют для обеспечения синусоидальной формы напряжения (тока) в силовых цепях переменного тока и уменьшения пульсаций в цепях постоянного тока. При очевидной простоте схемотехнической реализации пассивных фильтров им присущи два основных недостатка:

- ограниченные функциональные возможности, определяемые топологией схемы и параметрами ее элементов;
- неуправляемость.

Указанные недостатки значительно снижают эффективность пассивных фильтров при изменении гармонического состава фильтруемых токов (напряжений), в частности при колебаниях частоты, изменениях параметров сети, к которой они подключены, а также при возникновении недопустимых перенапряжений и сверхтоков из-за переходных процессов в электрической системе. Недостатком пассивных фильтров является также их чувствительность к изменениям их параметров, обусловленных, например, старением элементов.

Активные фильтры (АФ) в отличие от пассивных содержат управляемые элементы, например транзисторы, позволяющие управлять частотными характеристиками фильтра.

В начале 70-х годов прошлого столетия были созданы активные фильтры малой мощности на основе аналоговых интегральных микросхем. Они получили практическое применение в микроэлектронных устройствах для систем информатики и управления.

Современные полностью управляемые, быстродействующие ключи (на транзисторах и запираемых тиристорах) стали основой для создания новых электронных устройств — силовых активных фильтров [7]. Согласно МЭК *активным* (силовым) фильтром называется преобразователь для фильтрации. Этот термин является общим и не отражает существенных признаков фильтра. Следует отметить, что речь идет о фильтрах переменного тока, поскольку в силовых цепях постоянного тока активные фильтры не получили широкого практического применения и используются преимущественно во вторичных источниках питания относительно малой мощности. При этом их основой является не преобразователь, а усилитель электрических сигналов. Для этой категории фильтров используют термин «активные фильтры постоянного тока». С учетом изложенного можно дать следующее более точное определение активных фильтров. *Активным* (силовым) фильтром называют преобразователь переменного/постоянного тока с емкостным или индуктивным накопителем электрической энергии на стороне постоянного тока, формирующий методами импульсной модуляции усредненное значение тока (напряжения), равное разности нелинейного (фильтруемого) тока или напряжения и синусоидального тока (напряжения) его основной гармоники. Такой преобразователь может выполнять одновременно функции компенсатора реактивной мощности основной гармоники и фильтра высших гармоник. В таких случаях следует указывать на расширение функций электронного устройства, называя его, например, фильтром-компенсатором.

Принцип действия активного фильтра. В зависимости от схемы и принципов управления АФ принято разделять на источники тока и источники напряжения. На рис. 7.21 приведены упрощенные эквивалентные схемы включения активных фильтров в виде источников напряжения $u_{a.\phi}$ и источников тока $i_{a.\phi}$. В схеме на рис. 7.21, *a* источник электропитания u_c имеет несинусоидальное напряжение. Для обеспечения синусоидальности напряжения на шинах нагрузки u_h последовательно с источником питания включают активный фильтр, представленный эквивалентным источником напряжения $u_{a.\phi}$. Для этой схемы можно записать следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} u_h(\vartheta) &= U_{1m} \sin(\vartheta - \varphi_1); \\ u_c(\vartheta) &= \sum_{n=1}^{\infty} U_{nm} \sin(n\vartheta - \varphi_n); \\ u_{a.\phi}(\vartheta) &= \sum_{n \neq 1}^{\infty} U_{nm} \sin(n\vartheta - \varphi_n) \end{aligned} \right\} \quad (7.23)$$

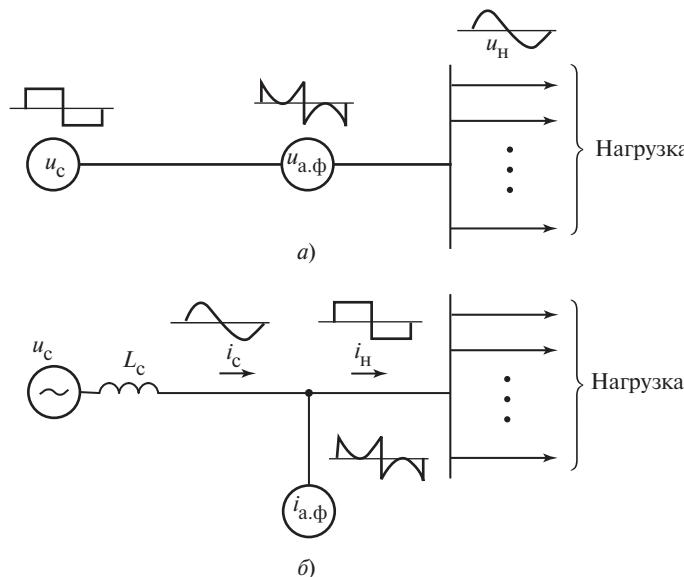


Рис. 7.21. Упрощенные эквивалентные схемы включения активных фильтров:
а — последовательное; б — параллельное

или

$$u_H(\vartheta) = u_c(\vartheta) - u_{a,φ}(\vartheta),$$

где ϑ — фаза основной гармоники напряжения; φ_n — начальная фаза n -й гармоники.

При допущении, что потери в АФ и его элементах равны нулю, а нагрузка линейна, определяют активную мощность АФ на интервале периода основной гармоники:

$$P_{a,φ} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\sum_{n \neq 1}^{\infty} U_{nm} \sin(n\vartheta - \varphi_n) \right] I_{H1m} \sin(\vartheta - \varphi_{i1}) d\vartheta = 0, \quad (7.24)$$

где I_{H1m} и φ_{i1} — амплитуда и фазовый угол тока линейной нагрузки.

Из (7.24) следует, что при принятых допущениях АФ не влияет на баланс активной мощности в системе *источник — нагрузка*. В то же время он непосредственно участвует в обмене мощностью искажения с источником несинусоидального напряжения. Мощность искажения имеет неактивный характер и циркулирует по контуру *источник искажения — участок электрической линии*, соединяющей источник и АФ. Последним элементом, принимающим и отдающим энергию, обусловленную искажением напряжения, является накопитель электрической энергии — конденсатор или реактор.

Для фильтрации несинусоидального тока i_H , создаваемого, как правило, нелинейной нагрузкой, используют АФ, формирующий несинусоидальный ток, равный разности фильтруемого тока i_H и тока его основной гармоники i_{H1} .

Обычно такой АФ подключают параллельно к нелинейной нагрузке. При этом место подключения АФ выбирают из условия максимальной его близости к шинам нагрузки (рис. 7.21, б). С учетом ранее принятого допущения об отсутствии потерь мощности в АФ, можно записать:

$$\left. \begin{aligned} i_h(\vartheta) &= \sum_{n=1}^{\infty} I_{nm} \sin(n\vartheta - \varphi_{in}); \\ i_{a.\phi}(\vartheta) &= \sum_{n \neq 1}^{\infty} I_{nm} \sin(n\vartheta - \varphi_{in}); \\ i_c(\vartheta) &= i_h(\vartheta) - i_{a.\phi}(\vartheta) = I_{1m} \sin(\vartheta - \varphi_{i1}); \\ P_{a.\phi} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\sum_{n \neq 1}^{\infty} I_{nm} \sin(n\vartheta - \varphi_{in}) \right] U_{1m} \sin(\vartheta - \varphi_1) d\vartheta = 0, \end{aligned} \right\} (7.25)$$

где I_{nm} и φ_{in} — амплитуда и фазовый угол n -й гармоники тока; U_{1m} и φ_1 — амплитуда и фаза синусоидального напряжения в точке подключения АФ (на нагрузке).

Согласно (7.25) параллельно включенный АФ, работающий в режиме формирования тока, компенсирующего искажения тока нагрузки, не влияет на баланс активной мощности в системе *источник — нагрузка*. Но в отличие от последовательно включаемого АФ обмен мощностью искажения происходит между нелинейной нагрузкой и АФ.

Соотношения (7.24) и (7.25) показывают, что в качестве АФ можно использовать преобразователи переменного/постоянного тока, которые формируют на стороне переменного тока несинусоидальный ток или напряжение по заданному закону. При этом для обмена энергией неактивной мощности для сети с источниками искажения на стороне постоянного тока преобразователя включают емкостные или индуктивные накопители энергии. Такие АФ в общем случае могут выполнять функции устройства для обмена неактивной мощностью, включающей в себя реактивную мощность основной гармоники. С учетом того, что среднее значение мощности на стороне переменного тока АФ за период основной гармоники при принятых допущениях равно нулю, необходимость в источнике или потребителе активной мощности на стороне постоянного тока АФ отсутствует. Поэтому преобразователи, формирующие заданный несинусоидальный ток или напряжение, следует выполнять на основе полностью управляемых быстродействующих ключей, позволяющих использовать методы импульсной модуляции.

Типовые схемы активных фильтров. В зависимости от вида накопителя в качестве базовых схем АФ используются преобразователи со свойствами источника тока или источника напряжения. Рассмотрим работу АФ на примере однофазных схем, в которых в качестве накопителей энергии применяют реактор или конденсатор.

На рис. 7.22, *а* схема активного фильтра соответствует схеме инвертора со свойствами источника тока, обусловленными реактором с индуктивностью L_d . Управление ключами $VT1$ — $VT4$ осуществляется методами импульсной модуляции. На выходе АФ по заданному системой управления закону формируется последовательность импульсов тока $i_{a,\Phi}$. После фильтрации этого тока CL -фильтром в сеть переменного напряжения u_{ab} поступает усредненный (отфильтрованный) ток $i_{a,\Phi}$, мгновенное значение которого изменяется в соответствии с функцией модуляции тока i_d . На рис. 7.22, *б* приведены диаграммы напряжения сети u_{ab} и тока АФ при формировании выходного тока $i_{a,\Phi}$, равного сумме 3-й и 5-й гармоник по отношению к основной частоте напряжения сети. Диаграммы приведены для идеализированной, в соответствии с общепринятыми допущениями, схемы при пренебрежении пульсациями тока i_d ($L_d = \infty$). Изменяя функцию модуляции, можно получить выходные токи с различными мгновенными значениями во времени. Основным ограничением точности воспроизведения заданной функции изменения тока является значение рабочей частоты инвертора, соответствующее частоте модуляции f_m . В первом приближении можно считать, что значение f_m должно быть на порядок и более выше верхнего предела диапазона

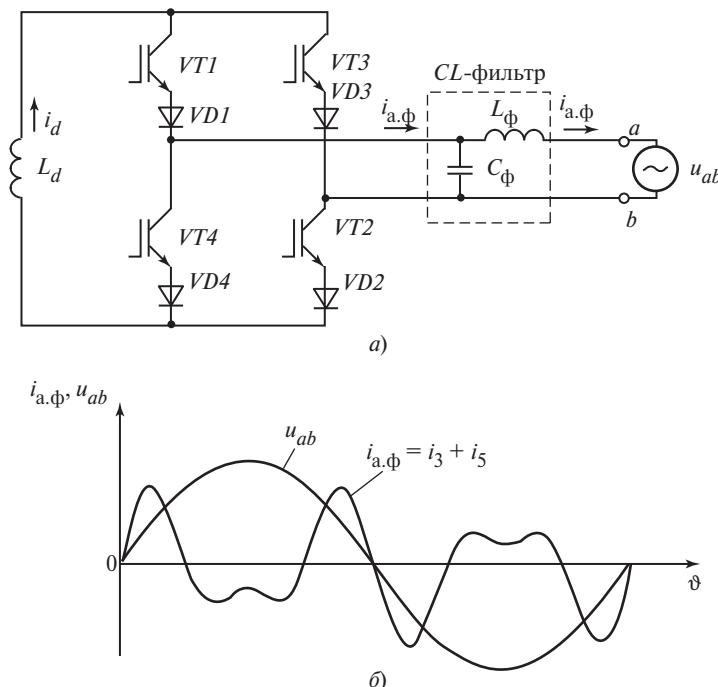


Рис. 7.22. Активный фильтр с индуктивным накопителем:
а — однофазная схема; *б* — диаграммы тока и напряжения

частотного спектра формируемого тока. Другим принципиальным ограничением является отсутствие на выходе АФ активной мощности. Нарушение баланса активной мощности между АФ и сетью будет приводить к возрастанию или убыванию тока i_d в рассматриваемом накопителе (или напряжения U_d в емкостном накопителе).

Схема АФ с емкостным накопителем (рис. 7.23, *а*) обладает свойствами источника напряжения и поэтому является дуальной по отношению к рассмотренной выше схеме. В этой связи процессы формирования выходного напряжения u_{ab} в схеме на рис. 7.23, *а* и тока $i_{a,\phi}$ в схеме на рис. 7.22, *а* подобны. В зависимости от того, формируется ли системой управления ток $i_{a,\phi}$ или напряжение u_{ab} , выходные CL -фильтры формируют ток или напряжение соответственно. Диаграммы напряжения u_{ab} и тока АФ с емкостным накопителем приведены на рис. 7.23, *б* для работы с модулирующей функцией, определяемой суммой 3-й и 5-й гармоник выходного тока.

В схемах на рис. 7.22, 7.23 активные фильтры подключают параллельно шинам сети, что обычно соответствует представлению их эквивалентными источниками несинусоидального тока требуемой формы. Эти же схемы

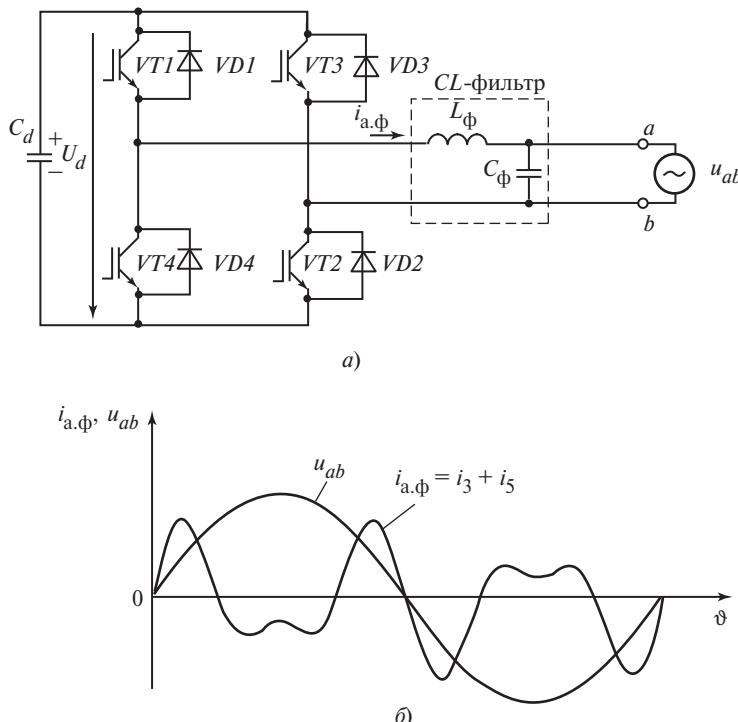


Рис. 7.23. Активный фильтр с емкостным накопителем:
а — однофазная схема; *б* — диаграммы тока и напряжения

могут быть включены в сеть последовательно и рассматриваться как эквивалентные источники несинусоидального напряжения. При последовательном включении в сеть, обычно через трансформатор, на выходе АФ с индуктивным накопителем необходимо подключать резистор сопротивлением $Z_{a.\phi}$, обеспечивающий протекание тока основной гармоники нагрузки i_h в цепи источника напряжения u_c — нагрузка Z_h (рис. 7.24). Такая необходимость обусловлена высоким внутренним сопротивлением АФ с индуктивным накопителем. Естественно, что подключаемый резистор должен незначительно понижать напряжение основной гармоники сети. Таким образом, с учетом вида накопителя можно выделить четыре схемы АФ: с параллельным и последовательным подключением к сети при индуктивном или емкостном накопителе. Наибольшее практическое применение получили схемы АФ с емкостным накопителем благодаря их высокому быстродействию и лучшим технико-экономическим показателям. Следует отметить, что для решения задач компенсации реактивной мощности или мощности искажения и обеспечения резерва электрической энергии при исчезновении напряжения сети наиболее часто применяют сверхпроводящие индуктивные накопители (СПИН). Естественно, что в таких случаях используют фильтрокомпенсирующие устройства большой мощности [10—13].

Схема параллельного подключения однофазного АФ с емкостным накопителем к сети (рис. 7.25) обычно используется для устранения искажений токов, создаваемых нелинейной нагрузкой, например выпрямителем с большой индуктивностью на стороне постоянного тока, обусловленной выходным фильтром или системой возбуждения двигателя. Для повышения эффективности фильтрации АФ подключается непосредственно к шинам нелинейной нагрузки. При отсутствии АФ искаженный ток нагрузки вызывает падение напряжения на сопротивлении сети. В результате напряжение на шинах различных потребителей становится несинусоидальным. Для

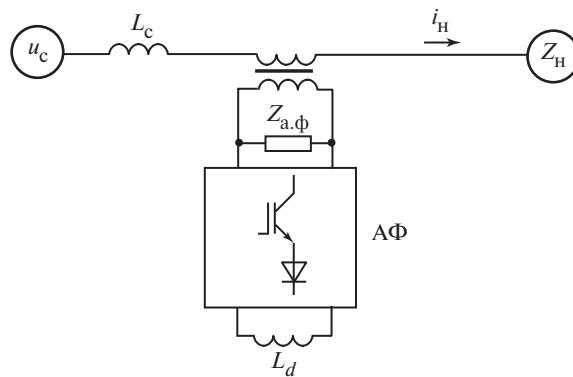


Рис. 7.24. Структурная схема последовательного подключения к сети активного фильтра с индуктивным накопителем

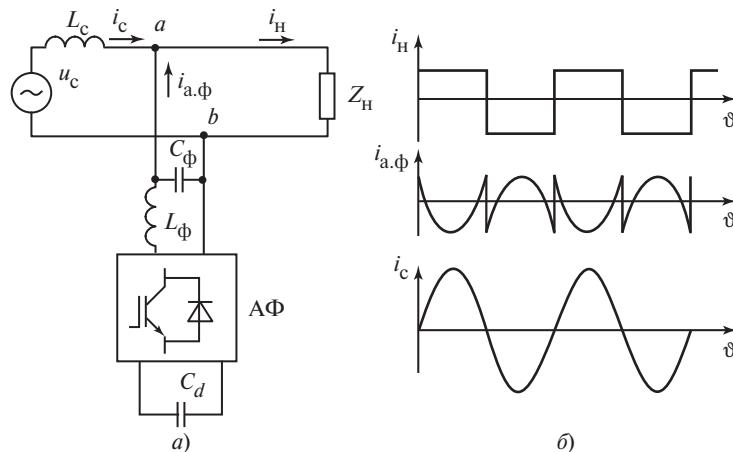


Рис. 7.25. Схема параллельного подключения к сети активного фильтра с емкостным накопителем:

а — схема; б — диаграммы тока

исключения этого явления или уменьшения степени искажения тока потребителей АФ, подключенный к шинам нелинейной нагрузки, создает ток $i_{a,\phi}$, который в сумме с искаженным током нагрузки i_h обеспечивает поступление в сеть синусоидального тока, равного току основной гармоники i_{h1} в соответствии с (7.25). На рис. 7.25, б приведены диаграммы токов, иллюстрирующие эффект фильтрации.

Одновременно с функцией фильтрации высших гармоник тока АФ может выполнять функцию компенсации реактивной мощности основной гармоники тока нелинейного потребителя. При этом необходимо учитывать, что максимальное значение мощности АФ будет определяться максимальным значением суммы компенсируемого и фильтруемого токов. Расчет основных элементов силовой части проводится по методикам, применяемым для расчета инверторов напряжения с импульсной модуляцией.

Схема последовательно включенного АФ с емкостным накопителем представлена на рис. 7.26. При таком подключении АФ обеспечивает синусоидальность напряжения на нагрузке при источнике питания с искаженным, несинусоидальным напряжением u_c . По существу, последовательно подключенный АФ является высокочастотным вольтодобавочным устройством, которое позволяет получить напряжение заданных формы и значения. Однако необходимо учитывать, что АФ с накопителем электрической энергии не может в течение длительного времени генерировать или потреблять активную мощность из-за отсутствия ее источников или приемников. В то же время последовательный АФ может устранять низкочастотные колебания напряжения или кратковременные его провалы. Это свойство позволяет расширять его функции. Например, широко применяется структура, состоящая

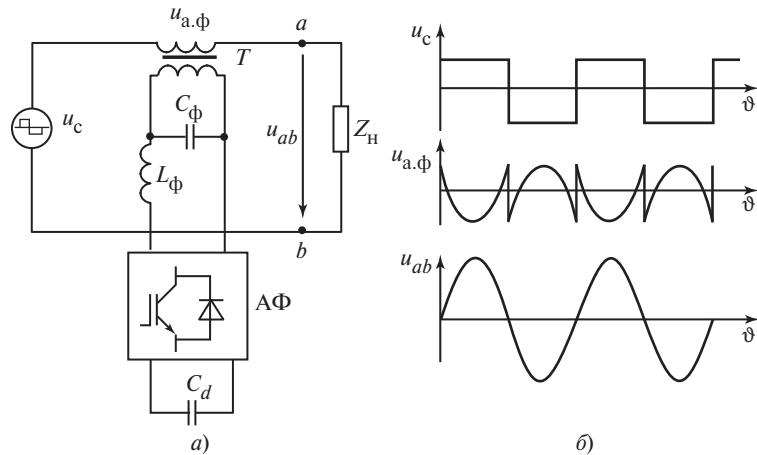


Рис. 7.26. Схема последовательного подключения активного фильтра с емкостным накопителем:
а — схема; б — диаграммы напряжения

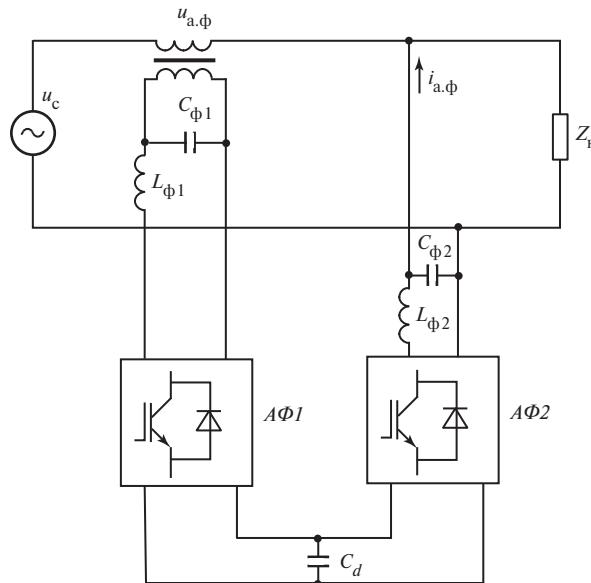


Рис. 7.27. Схема последовательно и параллельно включенных активных фильтров

из параллельного и последовательного АФ (рис. 7.27). В этой структуре параллельно включенный АФ используется не только для фильтрации и компенсации реактивной мощности, но и обеспечивает постоянное напряжение U_d в звене постоянного тока, необходимое для обмена активной мощностью между сетью переменного тока и последовательно подключенным АФ.

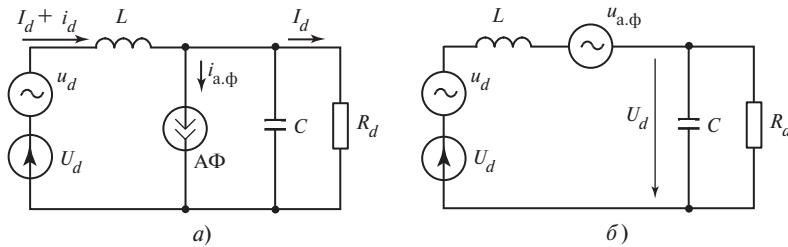


Рис. 7.28. Эквивалентные схемы подключения активного фильтра постоянного тока:
а — параллельная; б — последовательная

В результате последний может быть использован в качестве регулятора напряжения на шинах переменного тока.

Активные фильтры постоянного тока. В начале настоящего раздела отмечалось, что АФ постоянного тока не получили широкого практического применения. Основной причиной этого является наличие большого числа альтернативных схемотехнических решений задачи фильтрации пульсации постоянного тока. В то же время такие АФ успешно используются в источниках питания постоянного тока малой мощности. Примером могут служить схемы с аналоговыми генераторами переменного напряжения, подаваемого в противофазе с напряжением подавляемых пульсаций. Упрощенные эквивалентные схемы включения АФ, выполненные на основе схем генераторов переменного тока, соответствующих источнику тока или источнику напряжения, приведены на рис. 7.28. В этих схемах при допущении идеальной фильтрации переменной составляющей должны соблюдаться следующие соотношения:

$$i_{a,\phi} = i_d; \quad u_{a,\phi} = u_d, \quad (7.26)$$

где i_d , u_d — переменные составляющие (пульсации) тока и напряжения источника постоянного тока со средним значением U_d .

7.3.4. Гибридные фильтры

Характеристики пассивных фильтров. Традиционно для обеспечения синусоидальности тока и напряжения в системах электроснабжения используются пассивные фильтры, выполненные на основе индуктивных и емкостных элементов. Принцип фильтрации основан на зависимости сопротивлений элементов фильтров от частоты протекающих в них токов и использовании явлений резонанса в последовательных и параллельных цепях, содержащих конденсаторы и реакторы. Пассивные фильтры различаются по схемотехническому исполнению и, соответственно, по частотными характеристиками. В электроэнергетике применяют расстроенные и настроенные пассивные фильтры. Расстроенные фильтры имеют резонанс на частоте ниже частоты

фильтруемой гармоники. Коэффициент, характеризующий степень расстройки, определяется по соотношению:

$$\delta = \left(\frac{\omega_1}{\omega_n} \right)^2 100 \%, \quad (7.27)$$

где ω_1 и ω_n — угловые частоты основной (1-й) и фильтруемой (n -й) гармоник тока или напряжения.

Обычно значения δ составляют 5—15 % в зависимости от степени искажения фильтруемых параметров. Расстроенные фильтры рассчитаны не только на фильтрацию высших гармоник, но и на компенсацию реактивной мощности на частоте основной гармоники. Поскольку частота фильтруемой гармоники расстроенного фильтра выше частоты настройки, возникновение резонанса в системе *сеть — фильтр* практически исключается. Обычно основной функцией расстроенного фильтра является компенсация реактивной мощности основной гармоники, что и определяет критерий выбора емкости его конденсатора. Реактор фильтра в этом случае может рассматриваться как ограничитель тока конденсатора, выполняющий функции его защиты в переходных процессах, связанных с изменением напряжения сети.

Настроенные фильтры используются для фильтрации гармоник с частотой, соответствующей резонансной частоте фильтра. Хотя в этом случае также имеет место эффект компенсации реактивной мощности на основной частоте, он не является определяющим для выбора параметров фильтра. Критерием выбора параметров фильтра обычно служит минимизация его удельных массогабаритных или стоимостных показателей. Емкость конденсатора в этом случае бывает значительно меньше емкости конденсатора, используемого в расстроенном фильтре, рассчитанном на компенсацию реактивной мощности. Настроенные фильтры широко применяются для обеспечения синусоидальности напряжений и токов и уменьшения пульсации в преобразователях электрической энергии. Пассивные фильтры являются простыми и надежными устройствами повышения качества электроэнергии. Однако они имеют существенный недостаток — неуправляемость параметров в процессе функционирования. В результате становится невозможным разрешить противоречивость требований, предъявляемых к фильтрам в различных режимах работы, и производить коррекцию их параметров в процессе эксплуатации. Рассмотрим негативные качества пассивных фильтров.

Одним из основных параметров пассивного *LC*-фильтра является его добротность Q , определяемая как отношение максимальной энергии, накапливаемой в реактивных элементах (конденсаторе или реакторе), к энергии, рассеиваемой в активных элементах фильтра. Из приведенного определения следует, что добротность может быть выражена посредством различных аналитических соотношений, в частности, для последовательного резонансного контура (рис. 7.29) в виде

$$Q = \rho / R_{\phi}, \quad (7.28)$$

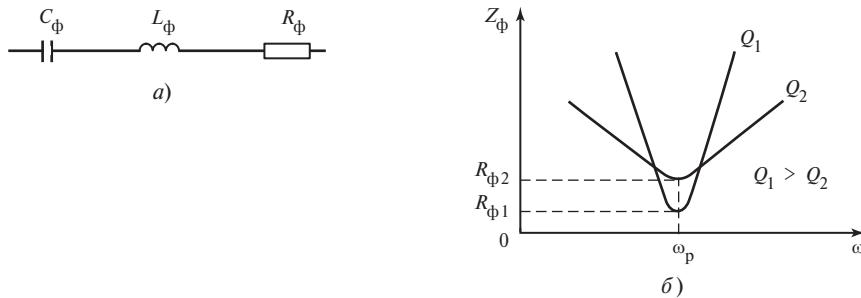


Рис. 7.29. Схема замещения одночастотного пассивного фильтра (а) и зависимости сопротивления фильтра от частоты для разных значений добротности (б)

где $\rho = \sqrt{L_\phi/C_\phi}$ — характеристическое сопротивление цепи; R_ϕ — эквивалентное активное сопротивление фильтра.

Добротность определяет повышение напряжения на конденсаторе C_ϕ и реакторе L_ϕ относительно напряжения, приложенного к цепи фильтра. С ростом добротности крутизна зависимости полного сопротивления от частоты возрастает, а полоса пропускания относительно резонансной частоты ω_p становится более узкой. Следствием этого является возникновение противоречий в требованиях к фильтру, прежде всего в статических, установившихся режимах работы. С одной стороны, рост добротности повышает эффективность фильтрации высших гармоник на частоте настройки ω_p , с другой стороны, возрастает отрицательное влияние на сопротивление фильтра отклонений от частоты настройки. Такие отклонения возникают в результате старения элементов фильтра или воздействия на них температуры окружающей среды. Возможно также отклонение частоты фильтруемой гармоники от значения ω_p . Более того, может происходить не только снижение эффективности, но и возникновение явления «антирезонанса», при котором возрастает сопротивление фильтра на частоте «антирезонанса» и увеличивается соответствующая гармоника напряжения на шинах системы электроснабжения. Это явление связано с возникновением резонанса токов в параллельной цепи, включающей в себя индуктивность сети L_c , к которой подключен фильтр в соответствии с эквивалентной схемой, представленной на рис. 7.30, а. Согласно этой схеме частота $\omega_{a,p}$, на которой возникает «антирезонанс», при пренебрежении активным сопротивлением R_ϕ может быть определена по соотношению

$$\omega_{a,p} = \frac{1}{\sqrt{(L_\phi + L_c)C_\phi}}. \quad (7.29)$$

Из (7.29) видно, что при включении фильтра в сеть с источником большой мощности, т.е. малым значением L_c , частота «антирезонанса» прибли-

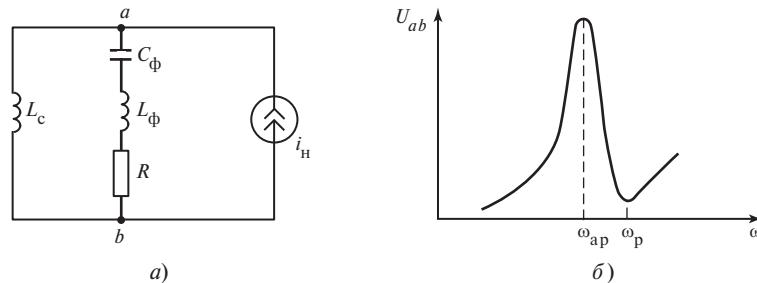


Рис. 7.30. Эквивалентная схема замещения фильтра при «антирезонансе» (а) и его частотная характеристика (б)

жается к резонансной частоте ω_p . При этом возможны резкие возрастания соответствующей гармоники напряжения и тока в сети и фильтре (рис. 7.30, б), приводящие к аварийным ситуациям из-за выхода из строя конденсатора фильтра, пробоя изоляции и др. При этом высокое значение добротности Q будет усугублять негативные последствия «антирезонанса».

Таким образом, для обеспечения статических режимов возникает необходимость поиска компромиссных решений в выборе добротности пассивного фильтра. Добротность фильтров значительно влияет на переходные процессы в системе электроснабжения. Различные возмущения в этой системе, обусловленные коммутацией нагрузки, внешними перенапряжениями, изменением режимов работы, связаны с возникновением переходных процессов, вызывающих значительные отклонения напряжений и токов от их установленных значений. Наличие пассивных фильтров, состоящих из реактивных элементов, приводит не только к увеличению длительности этих процессов, но и к появлению значительных перенапряжений и перегрузок по току. При слабом демпфировании резонансных цепей, т.е. высокой добротности фильтров, эти явления могут способствовать возникновению аварий, приводящих к выходу из строя всей системы электроснабжения. Поэтому иногда в состав пассивных фильтров вводят дополнительные резистивные элементы, снижающие его добротность, но позволяющие исключить возникновение опасных перенапряжений и перегрузок в системе электроснабжения.

Принципы регулирования пассивных фильтров. С развитием теории и расширением практики использования методов активной фильтрации появилась возможность управления параметрами пассивных фильтров. Целесообразность практического применения методов активной фильтрации для этих целей становится очевидной, если принять во внимание следующие обстоятельства. Во-первых, чисто активные силовые фильтры имеют большую установленную мощность элементов, так как рассчитаны на работу при напряжениях и токах, максимальные значения которых определяются полной мощностью нелинейной нагрузки, создающей высшие гармоники тока. Поэтому высокая стоимость активных фильтров ограничивает их примене-

ние. Во-вторых, для пассивных фильтров как традиционных средств повышения качества электроэнергии не требуется создание новых технологий изготовления. Они входят в состав практических всех эксплуатируемых энергосистем.

Существуют различные методы управления пассивными фильтрами на основе применения активных фильтров, выполняющих функцию исполнительного органа регулятора параметров пассивных фильтров. При этом установленная мощность активной части снижается более чем на порядок по сравнению с мощностью АФ. Кроме того, появляется возможность автоматической коррекции параметров фильтра в процессе эксплуатации. Фильтры, выполненные на основе пассивных фильтров с активной частью, подобной активным фильтрам, в отечественной технической литературе принято называть гибридными (ГФ).

Принцип действия гибридного фильтра основан на формировании силовым электронным устройством в цепях пассивных фильтров токов и напряжений, изменяющих частотные характеристики фильтра в целом для повышения его эффективности. В качестве электронного устройства, формирующего токи и напряжения в ГФ, используются устройства, выполненные по схемам АФ, т.е. на полностью управляемых преобразователях переменного/постоянного тока с импульсной модуляцией. Типовые схемы подключения активной части фильтра к пассивной представлены на рис. 7.31. Наибольшее распро-

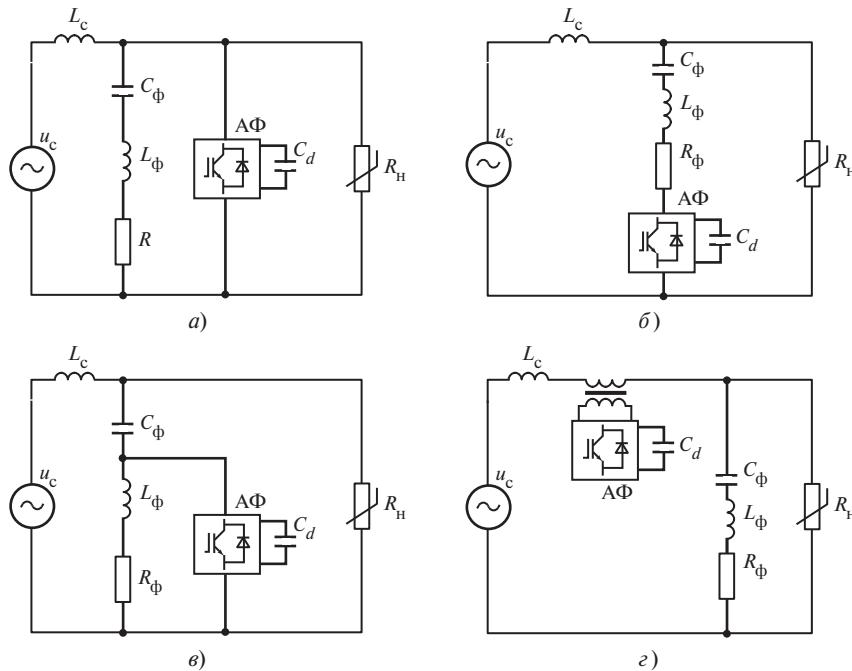


Рис. 7.31. Схемы гибридных фильтров:

а — параллельная структура; б — последовательное соединение; в — комбинированное подключение; г — комбинация последовательного АФ и параллельного пассивного фильтра

странение получили варианты с параллельным подключением активной части к пассивной. Формирование модулированных значений напряжения или тока на стороне переменного тока активной части фильтра можно рассматривать как изменение мгновенного значения ее входного сопротивления $z_{a.\phi}(t)$, обусловленного усредненными модулированными значениями $i_{a.\phi}(t)$ и $u_{a.\phi}(t)$. Для активной части с емкостным накопителем это сопротивление может быть представлено в виде

$$z_{a.\phi}(t) = \frac{u_{a.\phi}(t)}{i_{a.\phi}(t)} = \frac{U_d m(t)}{i_{a.\phi}(t)}, \quad (7.30)$$

где $m(t)$ — модулирующая функция (гладкая составляющая); U_d — среднее значение напряжения на стороне постоянного тока активной части (на емкостном накопителе).

Из (7.30) следует, что при соответствующей модулирующей функции $m(t)$ можно обеспечить $dz_{a.\phi}(t)/dt = 0$, что будет эквивалентно активному сопротивлению $R_{\text{экв}}$. Значение его может быть как положительным, так и отрицательным. Положительное значение $R_{\text{экв}}$ соответствует потреблению энергии из сети, отрицательное — ее отдаче. Изменению $z_{a.\phi}(t)$ с усредненным интегральным значением за период основной частоты, равным нулю, соответствует обмен неактивной мощностью (реактивной мощностью на частоте основной гармоники и мощностью искажения) между активной частью фильтра и системой, содержащей его пассивную часть. Таким образом, управляя функцией $m(t)$, можно получить изменение $z_{a.\phi}(t)$, обеспечивающее получение желаемой частотной характеристики гибридного фильтра. Подобное управление можно рассматривать как введение в пассивный фильтр эквивалентного полного сопротивления. Основными ограничениями для решения задач в рассматриваемом случае являются частотные характеристики ключей и емкость накопителя. Последняя ограничивает скорость изменения энергии при реализации активного эквивалентного сопротивления. Характер эквивалентного сопротивления $z_{a.\phi}(t)$ определяется топологией ГФ (способом подключения активной части), входным сигналом регулятора и модулирующей функцией. Следует отметить, что место включения этого сопротивления в эквивалентной схеме не обязательно совпадает с местом его фактического подключения в реальной схеме, что не противоречит теории электрических цепей.

Наличие в ГФ регулятора на основе схемы активного фильтра позволяет решить следующие задачи:

- повысить эффективность фильтрации в статических режимах работы посредством коррекции его частотной характеристики;
- уменьшить негативное влияние изменения параметров фильтра и отклонения частоты фильтруемой гармоники в процессе эксплуатации;

- исключить возникновение «антирезонанса» в системе электроснабжения на частотах, близких к частоте фильтруемой гармоники;
- демпфировать нежелательные резонансные явления, обусловленные пассивными элементами фильтров;
- снизить гармонические составляющие тока сети, обусловленные различными источниками высших гармоник.

Задачи, решаемые ГФ, связаны со спектральным составом входного сигнала регулятора. Для повышения качества фильтрации пассивным фильтром на частоте его настройки достаточно отслеживать только гармонику входного сигнала этой частоты. В этом случае установленная мощность активной части фильтра значительно меньше, чем при отработке сигнала во всем его частотном спектре. Кроме того, упрощается процедура модуляции сигнала. В то же время демпфирование резонансных явлений в системе возможно только при использовании широкого спектра входного сигнала регулятора ГФ. Методы регулирования и схемотехнические варианты их реализации для ГФ разнообразны, но имеют много общего с активными фильтрами [15].

7.3.5. Симметрирование токов нагрузки в трехфазной системе

При наличии в нагрузке однофазных потребителей в трехфазных сетях возникает несимметричное распределение токов, что приводит к возникновению несимметрии напряжения, перегрузке фазных проводов, росту потерь мощности в линиях электропередачи и т.п. Эффективным способом симметрирования нагрузки является использование компенсирующего устройства (КУ) на основе статического компенсатора реактивной мощности типа

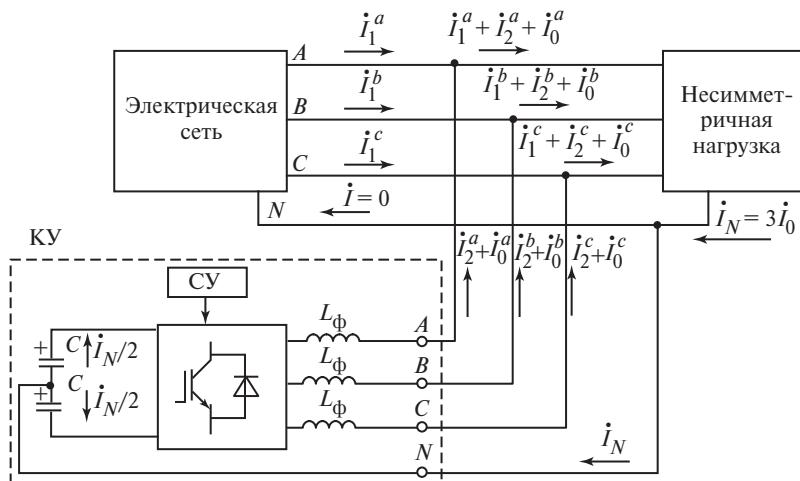


Рис. 7.32. Схема подключения устройства компенсации для устранения несимметрии токов и распределение токов прямой I_1 , обратной I_2 и нулевой I_0 последовательностей, а также тока нейтрали I_N

СТАТКОМ [11]. Так же как и при компенсации реактивной мощности и фильтрации высших гармоник тока, для компенсации токов несимметрии КУ не требуется активная мощность, так как мощность небаланса является неактивной.

Устройство компенсации (рис. 7.32) состоит из набора электролитических конденсаторов на стороне постоянного тока, трехфазного моста на транзисторах IGBT, выходных фильтрующих реакторов на стороне переменного тока и системы управления (СУ). Для устранения несимметрии токов в трехфазных сетях без нейтрали необходимо устройством компенсации генерировать токи обратной последовательности в противофазе токам обратной последовательности нагрузки. В этом случае производится обмен колебательной частью полной мгновенной мощности (100 Гц) между конденсаторами КУ и нагрузкой. При устранении несимметрии токов в трехфазных сетях с нейтралью КУ дополнительно генерирует токи нулевой последовательности. При генерации токов нулевой последовательности необходим контур для протекания тока между нагрузкой и КУ, который образуется подключением нейтрального провода между конденсаторами КУ. При полной компенсации токов нулевой последовательности КУ ток в нейтрали между КУ и сетью снижается до нуля.

7.4. Типовые структурные схемы систем управления преобразователей переменного/постоянного тока с широтно-импульсной модуляцией

В общем виде способы реализации управления с ШИМ в преобразователях переменного тока разделяют на группы:

- с прямым управлением напряжением без обратной связи по току;
- с обратной связью по току.

Способы реализации управления различаются по методу ШИМ и элементной базе. Способы первой группы в основном применяются для инверторов напряжения, например в составе агрегатов бесперебойного питания. В таких случаях используют как традиционные методы ШИМ, так и новые, например метод пространственного вектора [14—16].

На рис. 7.33 приведена обобщенная структурная схема управления и организации синусоидальной ШИМ трехфазного инвертора напряжения. Формирование импульсов управления ключами преобразователя происходит в моменты, определяемые сравнением опорных фазных напряжений u_a^*, u_b^*, u_c^* с сигналом треугольной формы (несущим сигналом), вырабатываемым генератором несущей частоты ГНЧ. При этом учитывается задаваемый коэффициент модуляции M , который определяется системой регулирования (не показана на рис. 7.33). Формирование импульсов управления ключами осуществляется оконечными каскадами управления, входящими в блок формирования импульсов управления ФИУ1—ФИУ6, в моменты срабатывания компараторов $K1—K3$, зависящие от уровня сигналов управления ε . Управ-

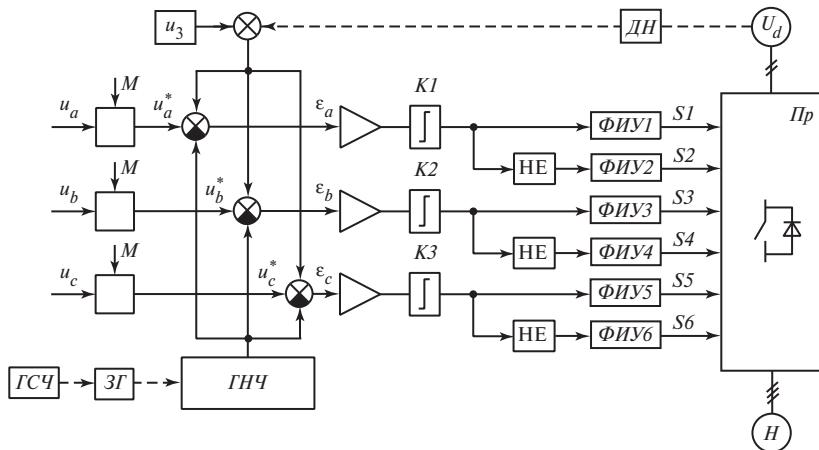


Рис. 7.33. Обобщенная структурная схема управления и организации синусоидальной широтно-импульсной модуляции:

ЗГ — задающий генератор; Пр — преобразователь; Н — нагрузка

ление преобразователем со свойствами источника напряжения осуществляется ключами $S1$, $S3$ и $S5$, которые включаются при выключенных ключах $S4$, $S6$ и $S2$ и, наоборот, благодаря логическим элементам НЕ в каналах управления. Штриховой линией на рис. 7.33 показаны возможные связи, введение которых позволяет улучшить характеристики преобразователя. Например, для расширения линейной части диапазона модуляции напряжения к опорным сигналам добавляется сигнал с частотой 3-й гармоники u_3 . Кроме того, для «размывания» частотного спектра на генератор несущей частоты ГНЧ могут подаваться сигналы от генератора случайных чисел ГСЧ, которые с учетом функции плотности распределения вероятностей определяют период несущего сигнала. Для коррекции изменений или контроля пульсаций входного напряжения на стороне постоянного тока может быть предусмотрен канал с датчиком напряжения ДН. Рассмотренная структурная схема позволяет реализовать модуляцию непосредственно на основе сравнения как аналоговых, так и цифровых сигналов, формируемых микропроцессорным контроллером. Применение цифровых методов повышает устойчивость системы управления к типовым возмущениям, обусловленным различного рода погрешностями.

На рис. 7.34 приведена упрощенная структурная схема управления по методу ШИМ пространственного вектора. В данном случае управление осуществляется относительно одного пространственного вектора (опорного), определяемого расчетным путем микропроцессорными средствами на каждом такте модуляции. Опорный вектор U_s^* с учетом коэффициента модуляции задается в качестве эталонного значения выходного напряжения инвертора. Например, требуемое значение напряжения может поступать из канала автоматического регулирования выходных параметров преобразо-

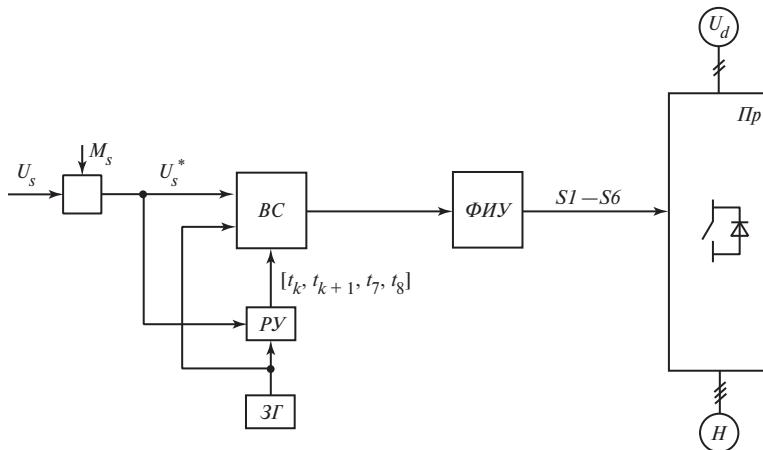


Рис. 7.34. Упрощенная структурная схема управления с широтно-импульсной модуляцией пространственного вектора

вателя, работающего в системе электропривода. При этом одновременно учитываются возмущения со стороны входного напряжения U_d на стороне постоянного тока. Тактовая частота, соответствующая частоте модуляции выходного напряжения преобразователя, определяется задающим генератором ЗГ. От этой же частоты зависит число коммутаций ключей преобразователя за период основной частоты выходного напряжения. На интервале каждого такта (или полутакта) расчетное устройство РУ производит расчет координат вектора U_s^* для одного сектора. Затем устройством выбора сектора ВС определяется сектор, соответствующий состоянию вектора U_s^* в данный момент времени, производится пересчет его координат в α , β -осях, ФИУ формирует сигналы управления ключами преобразователя.

Современные способы реализации управления с ШИМ без обратной связи по току позволяют обеспечить широкий диапазон модуляции напряжения, включая режимы перемодуляции, ограничить коммутационные потери и уровень высших гармоник [14].

Системы с обратной связью по току обладают более высоким быстродействием при возмущениях со стороны нагрузки и улучшают динамические характеристики преобразователей. Использование обратной связи по току позволяет повысить точность управления при изменении мгновенных значений тока и обеспечить эффективную защиту преобразователя от перегрузок по току. Способы реализации управления с ШИМ с обратной связью по току широко применяются в преобразователях для электропривода.

На рис. 7.35 представлена упрощенная структурная схема управления преобразователя переменного/постоянного тока со свойствами инвертора напряжения с обратной связью по току нагрузки. Существует большое многообразие способов реализации ШИМ на основе отрицательной связи

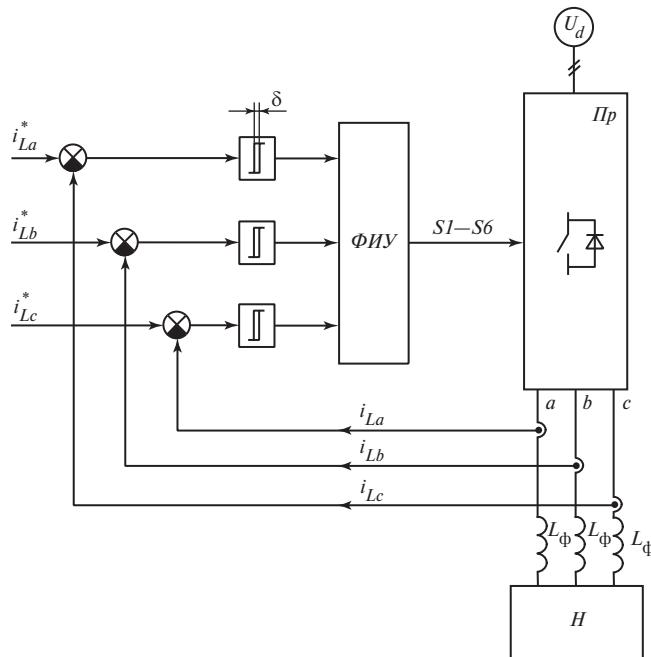


Рис. 7.35. Упрощенная структурная схема управления преобразователем переменного/постоянного тока с отрицательной обратной связью по току нагрузки

по току нагрузки. Среди них можно выделить схемы с непосредственным «слежением» реального тока i_L за эталонным его значением i_L^* в пределах полосы, ширина δ которой определяет частоту коммутации ключей (гистерезисное управление). Такие системы получили большое распространение благодаря простоте практической реализации. Недостатком способа является изменение частоты коммутации в процессе «слежения» за нелинейным, например синусоидальным, сигналом. Существуют способы, влияющие на изменение диапазона частоты, но их эффективность невелика, а возможности ограничены разностью частоты модулируемого сигнала и несущей частоты, которые различаются более чем на порядок. Последнее является особенно важным при модуляции в активных фильтрах для устранения гармоник высокого порядка. Следует также отметить, что дискретная реализация гистерезисного принципа в цифровых системах управления требует, в отличие от аналоговых систем, существенного повышения рабочей частоты микроконтроллера и быстродействия АЦП для обеспечения заданной точности управления. В таких случаях целесообразным становится применение прогнозных методов модуляции, учитывающих скорость изменения контролируемых параметров.

Развитие активных фильтров и компенсаторов реактивной мощности вызвало необходимость создания систем с ШИМ, позволяющих управлять

отдельными гармониками или спектрами гармоник несинусоидальных токов и напряжений. Эта необходимость вытекает из принципа действия различных компенсаторов неактивной мощности, включая активные фильтры.

Рассмотрим типовые структуры и звенья систем управления с ШИМ для решения указанных задач на примере систем управления преобразователями переменного/постоянного тока со свойствами источника напряжения. При этом для обобщения их характерных свойств будем считать, что они могут выполнять функции следующих видов регуляторов неактивной мощности:

- активных фильтров;
- гибридных фильтров;
- компенсаторов реактивной мощности основной гармоники;
- компенсаторов токов несимметрии.

Во всех этих случаях силовой преобразователь содержит на стороне постоянного тока конденсатор для обмена неактивной мощностью между преобразователем и сетью переменного тока (в регуляторах на основе преобразователей напряжения). Обобщенная структурная схема такого регулятора приведена на рис. 7.36. Ключи силовой части преобразователя Pr управляются от блока формирователя импульсов управления ΦIU . Алгоритмы управления реализуются в блоке микропроцессорной системы управления $МПСУ$, на вход которой поступают сигналы с датчиков токов нагрузки и преобразователя i_L , i_h , напряжения сети u_c и напряжения на конденсаторе U_d . Для получения информации об отдельных гармониках или части спектра несинусоидальных сигналов в состав $МПСУ$ входят фильтры. Анализ различных методов фильтрации для этих целей показал, что наиболее эффективными являются цифровые фильтры сигналов, преобразованных из координат трехфазной системы в двухфазную систему ортогональных координат (см. гл. 3). Полученная система координат должна быть синхронизирована

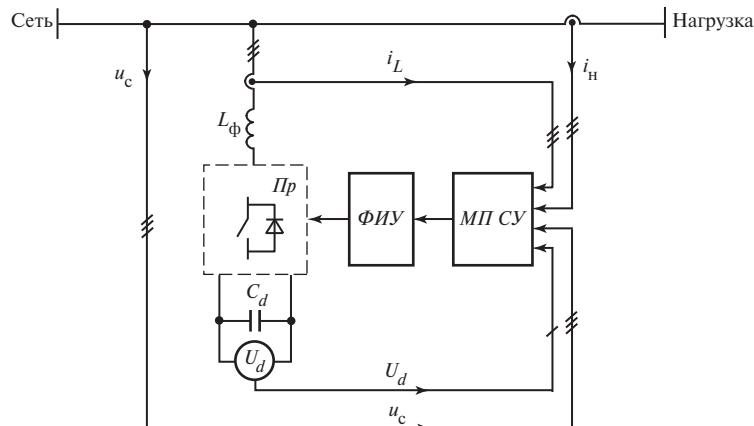


Рис. 7.36. Обобщенная структурная схема регулятора неактивной мощности

с напряжением сети по фазе и частоте. Для этого систему управления дополняют блоком синхронизации, основой которого является система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). По принципу действия ФАПЧ является следящей системой автоматического регулирования, обеспечивающей высокую точность синхронизации.

В схеме МП СУ для компенсатора реактивной мощности основной гармоники (рис. 7.37) показаны основные блоки, на вход которых поступают внешние сигналы от датчиков контролируемых параметров, и сигнал задания значения реактивной мощности.

1. Блок синхронизации *Синхр* формирует единичные синусоидальные сигналы, синхронизированные по частоте и фазе с напряжением сети.

2. Блок синхронного преобразования координат abc/dq , на вход которого поступают сигналы от датчиков тока трех фаз преобразователя, контролируемые в реакторах выходных фильтров L_ϕ . Этот блок вычисляет значения токов в d, q -координатах с использованием единичного сигнала блока синхронизации.

3. Блок расчета задания *БРЗ*, который получает сигнал U_d от датчика напряжения на конденсаторе C_d и сигнал задания значения и характера реактивной мощности, поступающий от внешней системы управления компенсатором. Сигнал напряжения на конденсаторе используется для компенсации потерь активной мощности в компенсаторе, обеспечивая поддержание заданного уровня напряжения на конденсаторе.

Сигналы реальных (измеренных) и требуемых (расчетных) токов в d, q -координатах поступают на блоки пропорционально-интегральных регуляторов *ПИ*, которые формируют регулирующие сигналы напряжений в d, q -координатах для коррекции рассогласования токов. Сигналы требуемых напряжений преобразователя после обратного преобразования координат dq/abc сравниваются с сигналами генератора пилообразного напряжения *ГПН*, вырабатывающего сигнал с несущей частотой (частотой коммутации клю-

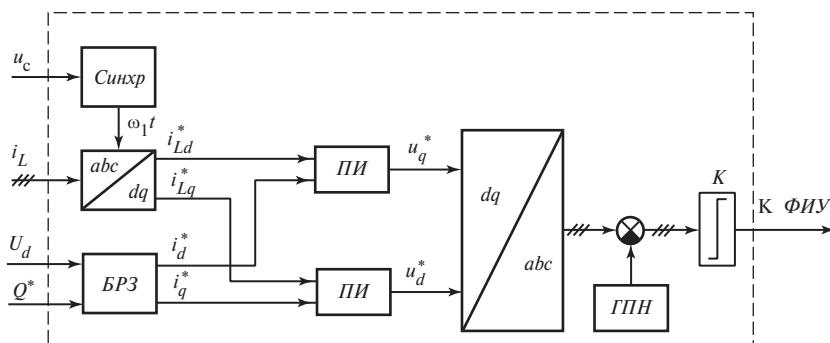


Рис. 7.37. Структурная схема микропроцессорной системы управления для работы преобразователя в режиме компенсатора реактивной мощности

чей преобразователя). На выходе компаратора K формируются импульсы управления ключами в каждой фазе преобразователя, которые поступают на блоки формирователей импульсов управления $\Phi\text{ИУ}$. Диаграммы сигналов, иллюстрирующие работу преобразователя в режиме компенсации реактивной мощности основной гармоники, приведены на рис. 7.38.

Структурная схема МП СУ для преобразователя, работающего в режиме активного фильтра (рис. 7.39) реализует гистерезисный принцип «слежения» за токами преобразователя и содержит два основных блока, определяющих ток задания i^* .

1. Блок регулирования напряжения (РН) на конденсаторе. Этот блок рассчитывает значение активного тока i_1^* , необходимого для компенсации

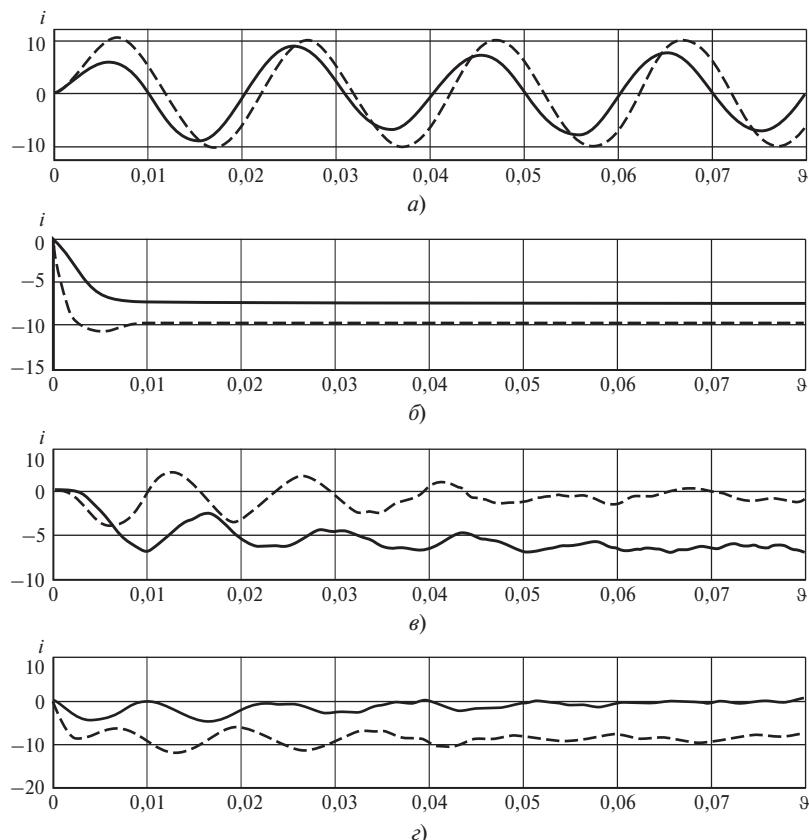


Рис. 7.38. Диаграммы токов в d, q -координатах:

a — ток нагрузки (штриховая линия) и ток сети (сплошная линия); δ — d -составляющая тока нагрузки — активная (штриховая линия) и q -составляющая тока нагрузки — реактивная (сплошная линия); ε — d -составляющая тока преобразователя (штриховая линия) и q -составляющая тока преобразователя (сплошная линия); ϱ — d -составляющая тока сети (штриховая линия) и q -составляющая тока сети (сплошная линия)

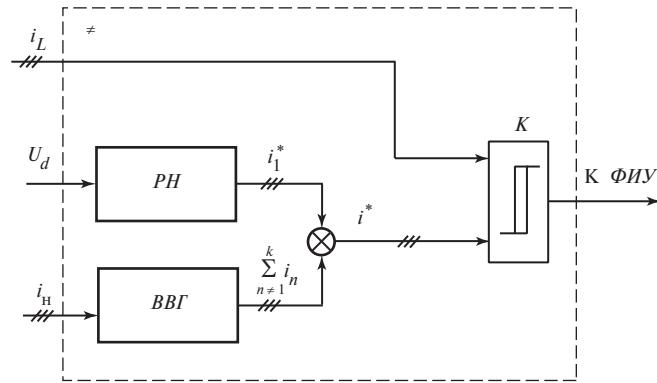


Рис. 7.39. Структурная схема микропроцессорной системы управления для работы преобразователя в режиме активного фильтра

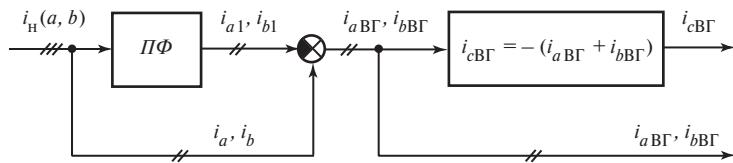


Рис. 7.40. Структурная схема выделения высших гармоник

потерь мощности в преобразователе и, следовательно, поддержания напряжения на конденсаторе C_d на заданном уровне.

2. Блок выделения высших гармоник $BBГ$ на основе цифровых фильтров, на вход которого поступает сигнал от датчика тока нагрузки i_H . Этот блок

выделяет требуемую часть спектра высших гармоник тока нагрузки $\sum_{n=1}^k i_n$.

Сумма токов i_n и i_1^* определяет ток задания i^* . Выходной ток преобразователя i_L и ток задания поступают на компаратор K , формирующий импульсы управления для коммутации ключей преобразователя.

Блок $BBГ$ может иметь различное схемотехническое исполнение. На рис. 7.40 приведена структурная схема выделения высших гармоник из фаз A и B с последующим определением их содержания в фазе C . В этом варианте основные гармоники токов нагрузки фаз A и B выделяются цифровыми полосовыми фильтрами $\Pi\Phi$ и вычитаются из измеренных токов нагрузки, а высшие гармоники тока фазы C вычисляются по найденным значениям токов двух других фаз. На рис. 7.41 представлена структурная схема $BBГ$ на основе фильтрации составляющих тока нагрузки в синхронных d, q -координатах. В гл. 3 показано, что первые гармоники тока в синхронных координатах имеют постоянные во времени значения. Поэтому их можно выделять

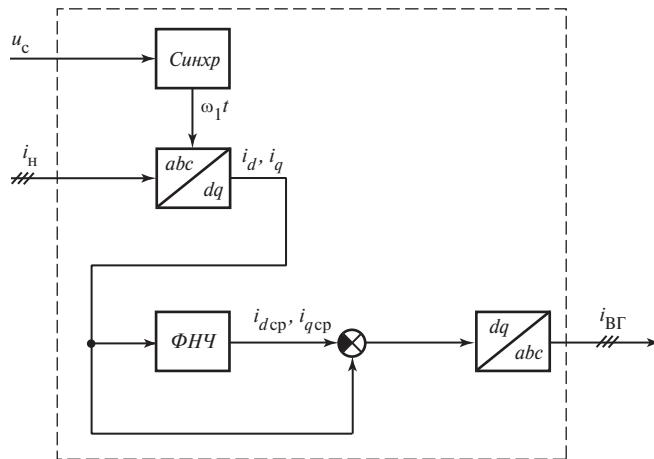


Рис. 7.41. Структурная схема выделения высших гармоник на основе фильтрации тока нагрузки в d, q -координатах

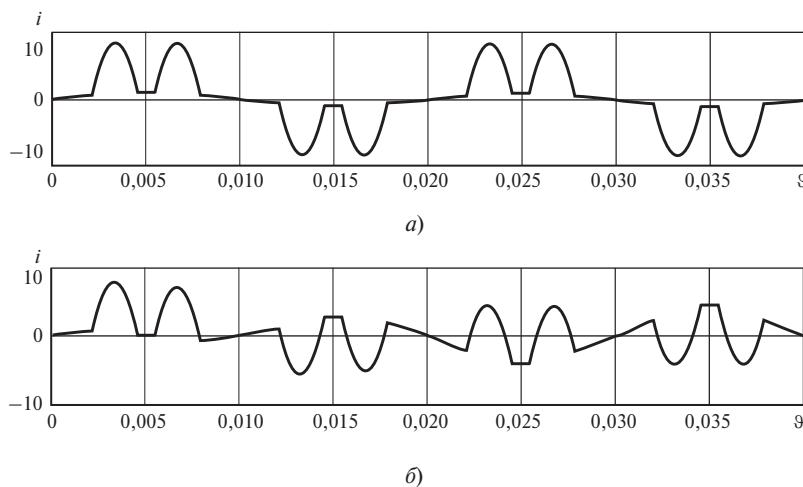


Рис. 7.42. Выделение высших гармоник тока нагрузки:
а — ток нагрузки (фаза *A*); *б* — сумма высших гармоник тока нагрузки (фаза *A*)

в виде среднего значения, используя фильтры низких частот **ФНЧ**. В результате обратного преобразования координат dq/abc получают высшие гармоники токов нагрузки. Диаграммы, иллюстрирующие работу блока в соответствии со схемой рис. 7.41, представлены на рис. 7.42.

На рис. 7.43 приведена типовая структурная схема системы управления корректором коэффициента мощности неуправляемого выпрямителя. Обычно такие корректоры осуществляют не только коррекцию входного тока выпрямителя i_c , обеспечивая его синусоидальность и нулевое значение угла сдвига между входным напряжением u_c и током i_c , но и повышают выходное напряжение

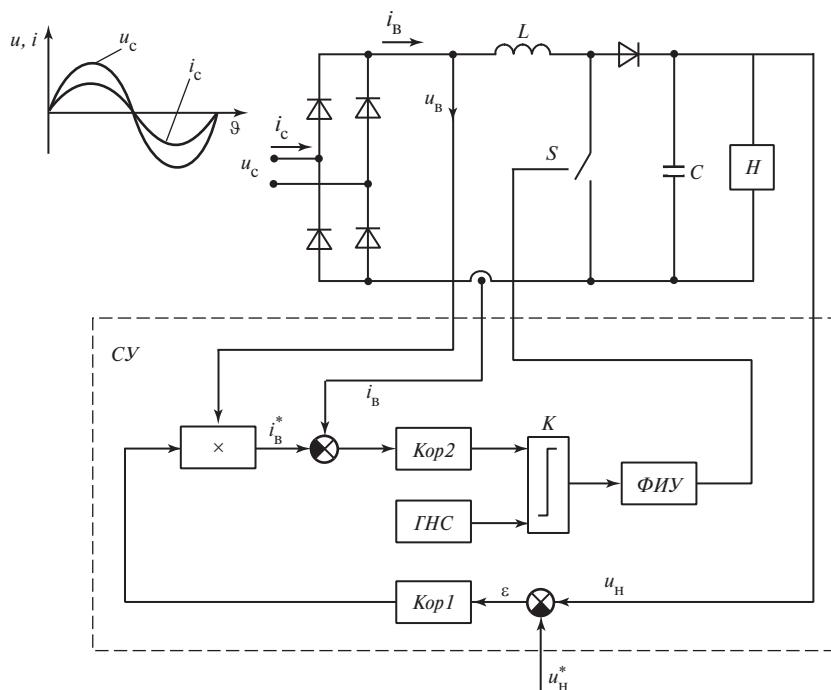


Рис. 7.43. Типовая структурная схема системы управления корректора коэффициента мощности однофазного выпрямителя

жение, стабилизируя его значение на заданном уровне. Поэтому в системе управления *СУ* предусмотрены каналы регулирования по выходному напряжению u_H и модулю выпрямленного тока i_B . Из-за наличия выходного фильтрующего конденсатора C первый канал является более инерционным, чем второй. Произведение сигнала выходного напряжения выпрямителя u_B и сигнала рассогласования ε между выходным напряжением u_H и опорным напряжением u_H^* является сигналом задания i_B^* для формирования тока ключа S . Разность модуля выпрямленного тока $|i_B|$ и сигнала задания i_B^* поступает на вход ШИМ-регулятора одновременно с сигналом модуляции пилообразной формы, формируемым генератором несущего сигнала *ГНС*. При равенстве этих сигналов срабатывает компаратор K и на выходе каскада *ФИУ* формируются импульсы управления ключом S . При этом коэффициент заполнения импульсов управления изменяется по закону, обеспечивающему синусоидальность входного тока выпрямителя с $\cos \varphi = 1$, и одновременно стабилизируется напряжение на нагрузке. Для улучшения динамических характеристик выпрямителя в систему управления введены корректоры *Kop1* и *Kop2* с требуемыми передаточными функциями.

Литература к гл. 7

1. **Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А.** Силовая электроника. М.: Издательство МЭИ, 2007.
2. **Mohan N., Undeland T.M., Robins W.P.** Power electronics: converters, application and design. USA, N.Y.: John Wiley&Sons Inc., 1995.
3. **Rashid Muhammad H.** Power electronics. USA: Prentice-Hall Inc., 1988.
4. **Espinosa Jose R.** Inverters power electronics: Handbook / Ed. H. Rashid Muhammad. USA: Academic Press, 2001.
5. **Hossein Salehfar.** Histeresis feedback control: Handbook / Ed. T.L. Scvorenina. USA: CRC Press, 2002.
6. **Control in power electronics** / Ed. M P. Kazmierkowskh, R. Krishnan, F. Blaabjerg. USA: Academic Press, 2002.
7. **Akagi H.** Active filters for power conditioning. The power electronics: Handbook / Ed. T.L. Scvorenina. USA: CRC Press, 2002.
8. **Rozanov Y.K., Lepanov M.G.** Operation Modes of Converters with SMES on DC-side Used for Improving of Electrical Systems Efficiency in Proc. of 15th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. EPE PEMC 2012 ECCE. Europe, 3—6 Sept. 2012. Novi Sad, Serbia.
9. **Kiselev M.G., Tserkovskiy Y.B.** Analysls of the Static Reactive Power Compensator Operating in Mode of Load Balancing in Proc. of 15th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. EPE PEMC 2012 ECCE. Europe, 3—6 Sept. 2012. Novi Sad, Serbia.
10. **Лепанов М.Г., Розанов Ю.К.** Режимы работы многофункционального регулятора качества электроэнергии на основе преобразователя с индуктивным накопителем // Электротехника. 2012. № 5.
11. **Киселев М.Г., Розанов Ю.К.** Анализ режимов работы статического компенсатора реактивной мощности в режиме симметрирования нагрузки // Электричество. 2012. № 3.
12. **Enhancement of Dynamic Stability of Power Systems Using a Converter with SMES** / Y.K. Rozanov, S.I. Kopylov, M.G. Lepanov, M.G. Kiselev // Proc. of 14th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. EPE PEMC 2010. 6—8 Sept. 2010. Ohrid, Republic of Macedonia.
13. **Кошелев К.С., Пешков М.В.** Выбор параметров статического компенсатора реактивной мощности СТАТКОМ // Электротехника. 2008. №7.
14. **Применение** аппарата нечеткой логики для улучшения динамических характеристик гибридных фильтров высших гармоник. / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, М.И. Смирнов, Р.П. Гринберг // Электричество. 2007. № 1.
15. **Розанов Ю.К., Гринберг Р.Л., Смирнов М.И.** Управление гибридными фильтрами // Электричество. 2006. № 8.
16. **Розанов Ю.К., Кошелев К.С., Смирнов М.И.** Цифровая система управлений статическим компенсатором реактивной мощности // Электричество. 2006. №7.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

РЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

8.1. Общие сведения

Резонансными преобразователями называют преобразователи, в которых используются резонансные цепи для коммутации ключей со снижением потерь мощности при коммутации. Наиболее широко резонансные преобразователи применяют в тиристорных преобразователях для обеспечения коммутации тиристоров и повышения их рабочей частоты. Схемотехника резонансных преобразователей и системы их классификации разнообразны. В общем случае можно выделить три группы резонансных преобразователей:

- преобразователи с резонансными контурами, включающими в себя нагрузку;
- преобразователи постоянного тока в постоянный с элементами резонансных цепей, подключаемых к ключам преобразователя для обеспечения «мягкой» коммутации;
- инверторы с общим резонансным звеном на стороне постоянного тока для обеспечения «мягкой» коммутации ключей.

При дальнейшем изложении с учетом общего характера электромагнитных процессов в резонансных преобразователях использованы следующие обозначения параметров для резонансных цепей второго порядка последовательного и параллельного типов (рис. 8.1):

- угловая резонансная частота идеального (активное сопротивление $R = 0$) резонансного контура $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$;
- характеристическое сопротивление $\rho_0 = \sqrt{L/C}$;
- добротность последовательного контура $Q_s = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{\omega_0 L}{R}$;

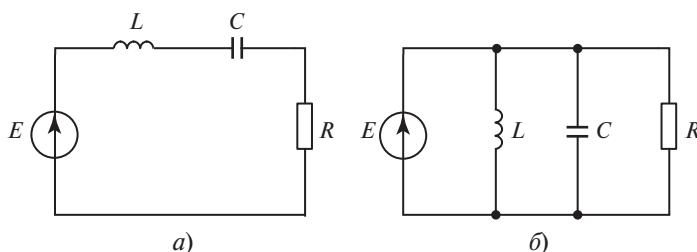


Рис. 8.1. Схемы резонансных контуров:
а — последовательный; б — параллельный

- добротность параллельного контура $Q_p = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 CR$;
- коэффициент затухания в последовательном и параллельном контурах $d_s = \frac{1}{2Q_s}$ и $d_p = \frac{1}{2Q_p}$ соответственно;
- собственная (свободная) частота колебаний ω_R (частота колебаний в контуре с учетом их затуханий за счет активного сопротивления нагрузки R) в последовательном контуре $\omega_{Rs} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{R^2}{4\omega_0^2 L^2}}$ и $\omega_{Rp} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4\omega_0^2 C^2 R^2}}$ в параллельном контуре.

8.2. Преобразователи с резонансным контуром и нагрузкой

8.2.1. Преобразователи с последовательным соединением элементов резонансного контура и нагрузки

В большинстве случаев такие преобразователи предназначены для прямого преобразования постоянного тока в переменный, т.е. являются инверторами. Для непрямого преобразования постоянного тока в постоянный используют преобразователи, состоящие из инвертора и выпрямителя. Кроме того, они могут быть выполнены по специальным одноключевым схемам, работающим в так называемом классе E . Тогда преобразователи выполняют функции как инверторов, так и выпрямителей [1—4].

В зависимости от вида ключей, используемых в указанных преобразователях, их принято разделять на две группы, выполненные на основе:

- однополупериодных ключей;
- двухполупериодных ключей.

Классическая схема последовательного резонансного инвертора на базе традиционных тиристоров приведена на рис. 8.2, *а*. Для того чтобы процессы в резонансном контуре имели колебательный характер при включении тиристоров $VS1$ и $VS2$, требуется выполнение условия $R < 2\sqrt{L/C}$, где $L = L_1 = L_2$. Для обеспечения естественной коммутации необходимо, чтобы включение очередного тиристора происходило после окончания предыдущего переходного процесса, т.е. режим тока в LRC -контуре должен иметь прерывистый характер. В этом случае частота импульсов управления тиристоров ω_s должна быть меньше собственной частоты контура ω_R , т.е. $\omega_s < \omega_R$. На рис. 8.2, *б* представлены эквивалентные схемы замещения инвертора на разных интервалах работы схемы, а на рис. 8.2, *в* — процессы изменения тока i_C и напряжения на конденсаторе u_C . Предположим, что к моменту

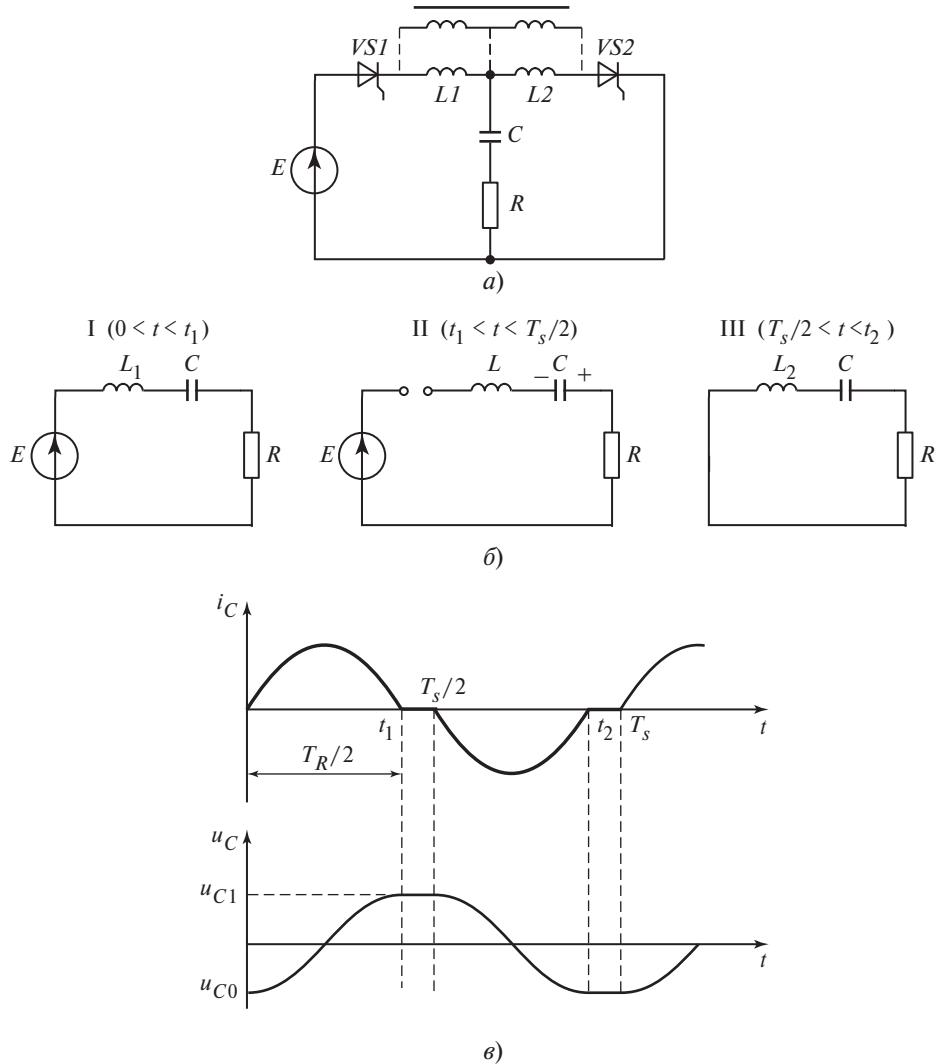


Рис. 8.2. Последовательный резонансный инвертор на тиристорах:
 а — схема инвертора; б — эквивалентные схемы замещения; в — диаграммы тока и напряжения при частоте коммутации $\omega_s < \omega_R$

подачи импульса на включение тиристора $VS1$ конденсатор C был заряжен на предыдущем интервале до напряжения U_{C0} . После включения тиристора $VS1$ процессы в инверторе протекают согласно схеме замещения для интервала I в соответствии со следующим уравнением:

$$L \frac{di_C}{dt} + i_C R + \frac{1}{C} \int i_C dt = E. \quad (8.1)$$

Решение (8.1) с учетом начального условия $U_C(0) = U_{C0}$ имеет вид

$$i_C(t) = \frac{E + U_{C0}}{\omega_{Rs}L} e^{-\delta t} \sin \omega_{Rs}t, \quad (8.2)$$

где $\delta = \frac{R}{2L}$; $\omega_{Rs} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$.

Из (8.2) с учетом $i_C(t_1) = 0$ на интервале I определяем момент t_1 , после которого схема переходит в режим работы в соответствии со схемой замещения на интервале II. В течение этого интервала ток $i_C(t) = 0$, а напряжение сохраняется равным $u_C(t) = U_C(t_1) = U_{C1}$.

В момент $t = T_s/2$ поступает импульс управления на тиристор $VS2$ и он включается, переводя инвертор в режим работы, которому соответствует схема замещения на интервале III. Процессы, протекающие на этом интервале, определяются (8.1), но при условии отсутствия в нем ЭДС E и нового начального условия для напряжения на конденсаторе U_{C1} , так как его значение не изменяется на интервале II. На интервале III решение уравнения имеет вид

$$i_C(t_1) = \frac{U_{C1}}{\omega_{Rs}L} e^{-\delta t} \sin \omega_{Rs}t. \quad (8.3)$$

В установившемся режиме работы инвертора напряжения на конденсаторе в начале и в конце периода равны (в начале интервала I $u_C = U_{C0}$). Далее рассмотренные процессы периодически повторяются. Рабочая частота инвертора в прерывистом режиме ограничена резонансной частотой контура ω_0 , которая теоретически может быть достигнута при $R = 0$ и нулевом значении времени выключения тиристоров $VS1$ и $VS2$. В реальной схеме необходимо обеспечивать длительность бестоковой паузы на интервале II большую, чем время выключения тиристора, т.е. $t_q < (T_s - T_R)/2$.

В то же время в режиме прерывистого тока i_C повышается максимальное мгновенное значение тока источника относительно среднего значения и ухудшается его гармонический состав. Одновременно ухудшается гармонический состав выходного напряжения инвертора u_R на нагрузке R . Эти недостатки частично могут быть устранены введением трансформаторной связи между реакторами $L1$ и $L2$ (штриховые линии на рис. 8.2, a). В этом случае включение одного из тиристоров вызывает появление ЭДС на индуктивности, подключенной к другому тиристору, и принудительное выключение тиристора, проводившего ток на предыдущем интервале. При этом возможно обеспечение более высокой частоты коммутации тиристоров, т.е. $\omega_s > \omega_R$.

Наиболее эффективным способом снижения пульсаций входного тока и улучшения синусоидальности выходного напряжения является примене-

ние полумостовых и мостовых схем. Полумостовая схема может быть выполнена со средней точкой (рис. 8.3, *а*) в цепи питания или посредством образования общей точки за счет разделения последовательно соединенных конденсаторов (рис. 8.3, *б*). Следует отметить, что мостовая схема (рис. 8.3, *в*) позволяет увеличить мощность инвертора за счет удвоения числа тиристоров, она применяется для управления значением выходного напряжения посредством широтно-импульсного регулирования.

Использование двунаправленных ключей (рис. 8.4, *а*) позволяет выполнять последовательные резонансные преобразователи на основе схем со свойствами инвертора напряжения. В таких схемах возможен обмен реактивной энергией между резонансным контуром и входным источником напряжения, т.е. может обеспечиваться работа преобразователя в режимах с непрерывным током контура в широком частотном диапазоне. При этом частично реализуется снижение коммутационных потерь при включении или выключении ключей.

На рис. 8.4, *б*, *в* приведены типовые схемы резонансных инверторов, выполненных на основе двунаправленных ключей и обладающих на стороне постоянного тока свойствами источника напряжения. Преобразователь постоянного тока в постоянный (рис. 8.4, *г*) состоит из двух звеньев: резонансного полумостового инвертора и выпрямителя с выходным емкостным фильтром C_{ϕ} . Полагая емкость C_{ϕ} достаточно большой, можно считать напряжение на выходе выпрямителя идеально сглаженным и равным среднему значению напряжения на нагрузке $U_{\text{вых}}$. Принцип действия преобразователя состоит в формировании на выходе полумостового инвертора переменного напряжения, поступающего на резонансный LC -контур, ток которого выпрямляется диодным однофазным мостом. Основным способом регулирования выходного напряжения в приведенных схемах является изменение частоты. При этом процессы в схеме, определяющие мгновенные значения токов и напря-

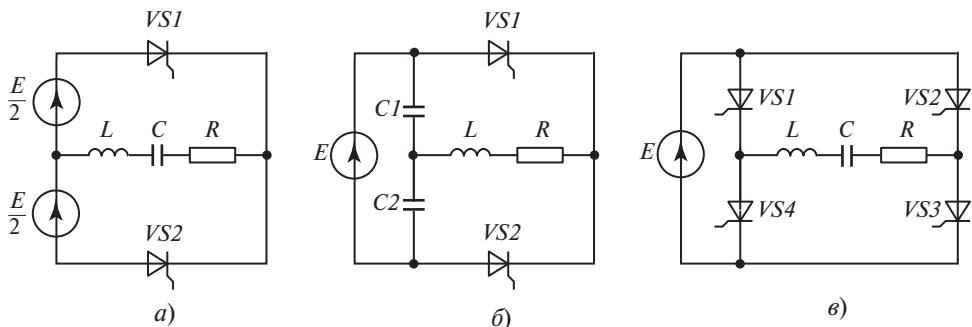


Рис. 8.3. Схемы последовательных резонансных инверторов:

а — полумостовая со средней точкой в цепи питания; *б* — полумостовая с общей точкой, полученной за счет разделения последовательно соединенных конденсаторов; *в* — мостовая

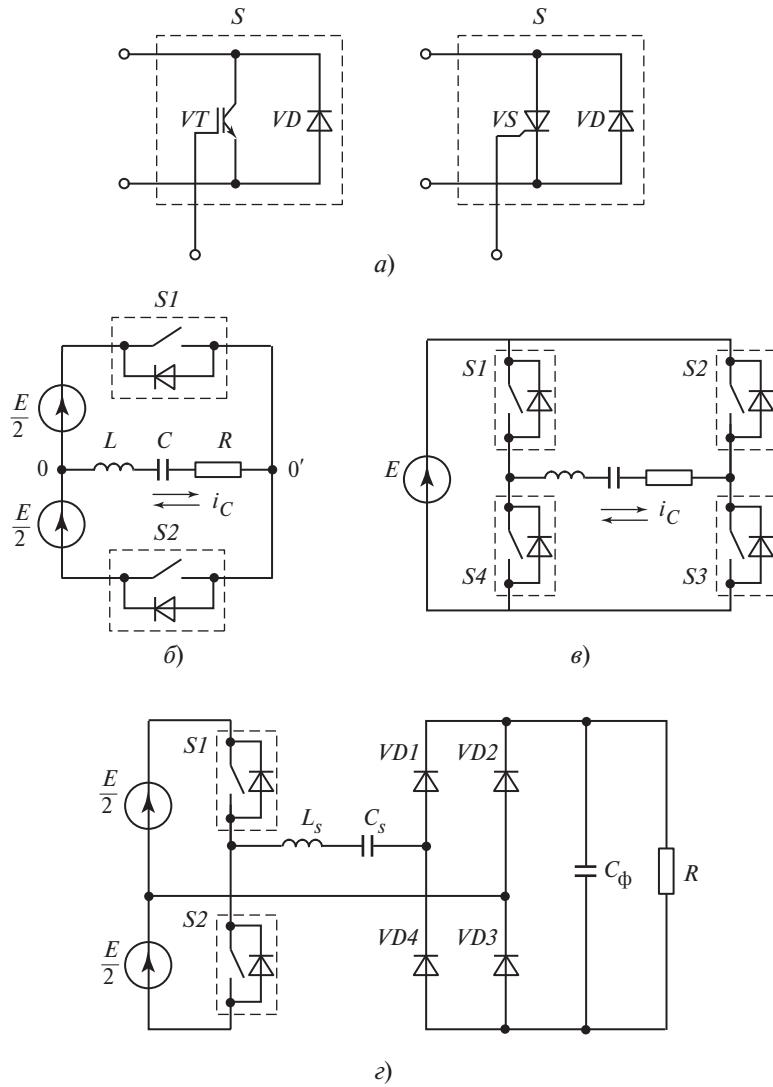


Рис. 8.4. Схемы преобразователей на основе двунаправленных ключей:

а — схемы двунаправленных ключей; б — полумостовая схема инвертора; в — мостовая схема инвертора; г — преобразователь постоянного тока

жений, зависят от частоты коммутации ключей ω_s и собственной частоты резонансного контура ω_R . Учитывая схожесть характеров процессов, протекающих в приведенных на рис. 8.4 схемах, рассмотрим более подробно их на примере полумостовой схемы на транзисторах (рис. 8.5, а). Для упрощения аналитических связей между основными параметрами схемы примем допущения о высокой добротности резонансного контура, при которой затухание тока за один период мало и им можно пренебречь.

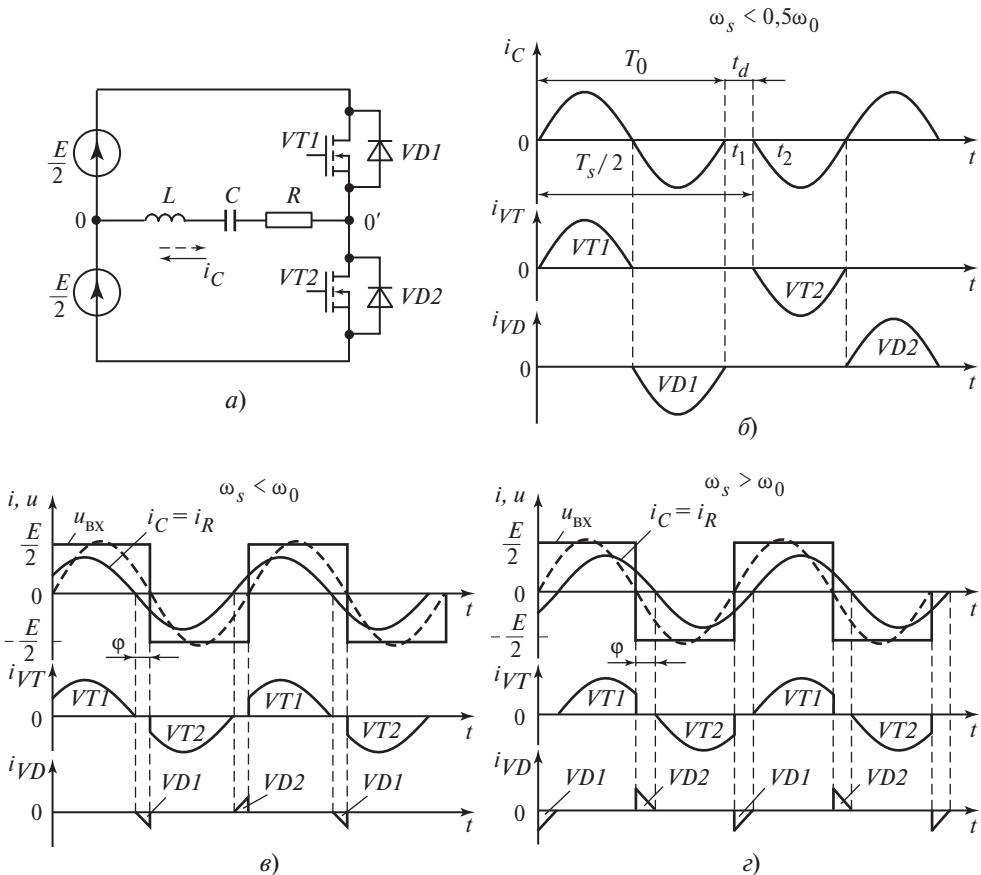


Рис. 8.5. Режим работы последовательного полумостового инвертора:
а — схема; б, в, г — диаграммы тока и напряжения при различных режимах

Различают следующие установившиеся режимы работы рассматриваемых схем:

- прерывистого тока с частотой $\omega_s < 0,5\omega_0$;
- непрерывного тока с частотой $\omega_s < \omega_0$;
- непрерывного тока с частотой $\omega_s > \omega_0$.

Режим прерывистого тока ($\omega_s < 0,5\omega_0$). Предположим, что в момент времени $t = 0$ (рис. 8.5, б) напряжение на конденсаторе C контура $U_C(0) = 0$ и все ключи выключены. При поступлении импульса управления на транзистор $VT1$ он включается и через него протекает ток контура i_C в течение полупериода $T_0/2 = \sqrt{LC}/2$. Так как ключ двунаправленный, то колебания в контуре не прерываются и ток i_C продолжает протекать в обратном направлении через диод $VD1$. В конце периода T_0 в момент $t = t_1$ ключ выключен и коле-

бательный процесс прекращается. Следующий период колебаний возникнет при подаче импульса управления на транзистор $VT2$ (для равномерной токовой загрузки ключей) в момент $t_2 = T_s/2$. Пауза длительностью t_d при пренебрежении временем включения и выключения транзистора может быть равна нулю при условии $\omega_s = 0,5\omega_0$ (этот режим является гранично-непрерывным). При частоте коммутации $\omega_s < 0,5\omega_0$ время паузы t_d возрастает и возможно управление действующим значением тока нагрузки I_R в режиме прерывистого тока i_C , спектральный состав которого ухудшается с возрастанием t_d . Несмотря на указанный недостаток режима работы с прерывистым током, он позволяет практически устранить коммутационные потери мощности в ключах за счет их «мягкой» коммутации в нуле тока, т.е. выключение транзистора происходит в течение времени, когда включен встречно-параллельный диод и, следовательно, ток и напряжение в выключающемся транзисторе равны нулю.

В данной схеме вместо транзистора может использоваться тиристор, при этом выключение тиристора должно обеспечиваться в течение паузы t_d :

$$T_s/2 - T_0 \geq t_d. \quad (8.4)$$

Режим непрерывного тока при $\omega_s < \omega_0$. Упрощенный анализ режимов работы с непрерывными токами резонансного контура i_C может быть выполнен методом основной гармоники. Согласно этому методу учитывается только основная гармоника напряжения, поступающего на LCR -контур и имеющего форму меандра. При работе с частотой ниже резонансной ток в контуре будет иметь емкостный характер, опережая первую гармонику напряжения u_{bx1} . Диаграмма токов и напряжения в преобразователе для этого режима представлена на рис. 8.5, в. В этом режиме выключение транзисторов происходит в моменты прохождения их токов через нуль, совпадающие с моментами плавного перехода тока в обратные диоды. Потери мощности на коммутацию при этом практически отсутствуют. Однако включение транзисторов и выключение диодов будут происходить при ненулевых токах, вызывая потери мощности в ключах. Значение потерь в этом случае будет тем меньше, чем меньше мгновенные значения тока коммутируемого с диода на транзистор. Таким образом обеспечивается частичное снижение коммутационных потерь (только на интервале одной коммутации за период T_s потери будут практически отсутствовать). Если инвертор работает с частотой $\omega_s = \omega_0$, то угол сдвига между первыми гармониками тока i_C и напряжения u_{bx1} равен нулю, что соответствует общему резистивному характеру сопротивления контура. Встречновключенные диоды проводят ток i_C , и каждый из транзисторов схемы проводит в течение одного полного полупериода ток контура, включаясь и выключаясь при нулевых значениях тока. В этом случае коммутационные потери отсутствуют.

Режим непрерывного тока при $\omega_s > \omega_0$. В этом режиме ток контура i_C имеет индуктивный характер и отстает от первой гармоники напряжения, поступающего на контур (рис. 8.5, ε). Поэтому коммутация тока i_C с диодов на транзисторы при включении последних будет «мягкой», так как в эти моменты ток i_C переходит через нуль. И наоборот, при выключении транзисторов ток i_C скачком переходит в диоды с потерей мощности на интервале коммутации. Таким образом, при работе с $\omega_s > \omega_0$ при одинаковых значениях, но разных по знаку углах сдвига первых гармоник напряжения и тока потери мощности будут примерно одинаковы. При $\omega_s < \omega_0$ потери будут малы при выключении транзисторов, а при $\omega_s > \omega_0$ — при включении транзисторов.

Положительным фактором при работе с непрерывными токами является улучшение формы выходного напряжения инвертора.

Общим недостатком инверторов, содержащих в последовательном резонансном контуре нагрузку, является ограничение возможностей регулирования выходного напряжения при изменении в широком диапазоне значения сопротивления нагрузки. Этот недостаток очевиден, если учесть, что с ростом сопротивления R колебательные свойства контура исчезают и при $R \rightarrow \infty$ инвертор становится неработоспособным. Поэтому инверторы с последовательным резонансным контуром используют при работе на постоянную или малоизменяющуюся нагрузку. Другим возмущающим фактором является изменение напряжения источника питания инвертора, которое приводит к нестабильности напряжения на нагрузке инвертора.

Существуют разные способы регулирования выходного напряжения:

- управление напряжением источника питания;
- управление частотой коммутации ключей инвертора;
- широтно-импульсное регулирование напряжения, поступающего на резонансный LCR -контур.

Первый способ очевиден и не требует пояснений. Управление частотой коммутации ключей инвертора является распространенным и универсальным по отношению к топологии схем с последовательным резонансным контуром. Рассмотрим его более подробно на примере мостовой схемы инвертора напряжения на двунаправленных ключах, состоящих из транзисторов и встречновключенных диодов (рис. 8.4, δ). На резонансный контур мостовой схемы поступает напряжение формы меандра с амплитудой E , напряжение первой гармоники которого может быть записано в виде

$$u_{\text{вх}1} = \frac{4}{\sqrt{2} \pi} E \sin \omega_s t. \quad (8.5)$$

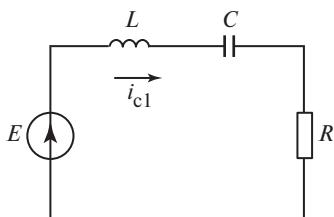


Рис. 8.6. Эквивалентная схема мостового последовательного резонансного инвертора

Эквивалентная схема рассматриваемого инвертора с резистивным сопротивлением нагрузки R представлена на рис. 8.6. Так как эквивалентная схема является линейной, то напряжение первой гармоники на нагрузке определяется соотношением

$$U_{R1} = \frac{U_{\text{вх1}} R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2}}. \quad (8.6)$$

Учитывая принятое в (8.1) обозначение добротности последовательного контура Q_s на резонансной частоте ω_s , а также вводя коэффициент кратности рабочей и резонансной частот $v = \omega_s/\omega_0$, согласно (8.5) и (8.6) выражение для модуля передаточной функции первых гармоник входного $U_{\text{вх1}}(\omega_s)$ и выходного $U_{R1}(\omega_s)$ напряжений приведем к виду

$$|W(j\omega_s)| = \left| \frac{U_{R1}(j\omega_s)}{U_{\text{вх1}}(j\omega_s)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s^2 \left(v - \frac{1}{v}\right)^2}}. \quad (8.7)$$

На основании (8.7) можно построить зависимости значений выходных напряжений от коэффициента кратности частот v . Для этого целесообразно использовать относительные единицы, приняв за базовые значения действующее значение первой гармоники входного напряжения $U_{\text{вх1}}$ и резонансную частоту ω_0 . Примеры таких зависимостей для разных значений добротности Q_s в схеме мостового инвертора приведены на рис. 8.7. Регулирование выходного напряжения посредством изменения частоты является эффективным способом, особенно при высоких значениях добротности контура. Однако при низких ее значениях диапазон регулирования становится достаточно широким, что снижает технико-экономические показатели инвертора. Для устранения указанного недостатка может быть использован метод широтно-импульсного регулирования выходного напряжения, для реализации которого следует применить мостовую схему инвертора (см. рис. 8.4, б). Принцип ШИР состоит в формировании выходного напряжения прямоугольной формы с длительностью полуволн $\lambda = \pi - \alpha$ (рис. 8.8), где α — угол регулирования, реализуемый алгоритмом коммутации ключей инвертора. В этом случае действующее значение первой гармоники напряжения, подаваемой на RLC -контур инвертора, может быть представлено в виде

$$U_{\text{вх1}} = \frac{4E}{\sqrt{2}\pi} \cos \alpha. \quad (8.8)$$

Недостатком этого способа регулирования является ухудшение гармонического состава тока в контуре. В то же время его использование одновре-

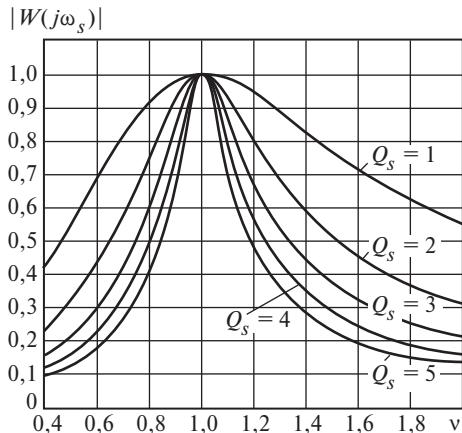


Рис. 8.7. Зависимость модуля передаточной функции $|W(j\omega_s)|$ от коэффициента кратности рабочей частоты v при различных значениях добротности Q_s

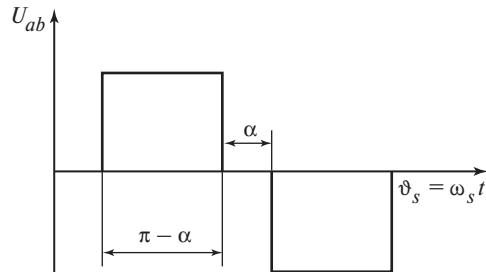


Рис. 8.8. Диаграмма напряжения на выходе инверторного моста (см. рис. 8.3, б) при ШИР

менно с частотным регулированием служит хорошим компромиссным решением, при котором недостатки обоих методов регулирования не вызывают существенного ухудшения технико-экономических характеристик инвертора.

8.2.2. Преобразователи с параллельным соединением нагрузки с контуром или его элементами

Классическим вариантом схемы инвертора с параллельным соединением колебательного контура и нагрузки является инвертор тока на основе тиристоров (рис. 8.9, а). Резонансные инверторы были созданы для индукционного нагрева металла токами повышенной частоты. Входной реактор в такой схеме имеет большую индуктивность, которая обеспечивает непрерывный и практически хорошо сглаженный ток в широком диапазоне изменения активной нагрузки. Поэтому его схему замещения можно рассматривать, согласно общепринятой терминологии в электротехнике, как дуальную (рис. 8.9, б). Следовательно, процессы изменения выходного напряжения в инверторе тока подобны процессам изменения выходного тока в инверторах напряжения. Согласно схеме замещения инвертора тока процессы в схеме соответствуют следующему уравнению:

$$C \frac{du_h}{dt} + \frac{u_h}{R} + \frac{1}{L} \int u_h dt = I_d, \quad (8.9)$$

где u_h — мгновенное значение выходного напряжения (на нагрузке R) инвертора тока; I_d — амплитуда входного тока в форме меандра в установленном режиме работы.

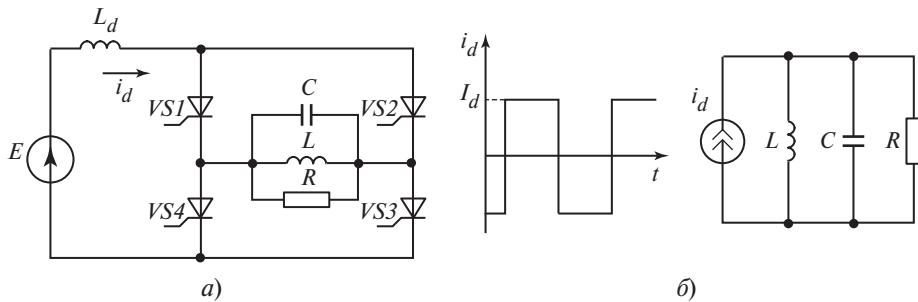


Рис. 8.9. Резонансный инвертор с параллельным соединением элементов колебательного контура и нагрузки:
а — схема; б — эквивалентная схема в установившихся режимах работы

Решение этого уравнения с учетом начальных условий имеет вид

$$u_h = \frac{I_d}{\omega_{Rp} C} e^{-\delta t} \sin \omega_{Rp} t, \quad (8.10)$$

где $\delta = \frac{R}{2L}$; $\omega_{Rp} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$.

Из (8.2) и (8.10) следует, что процесс изменения тока i_C в последовательном резонансном инверторе напряжения аналогичен процессу изменения напряжения u_h в параллельном резонансном инверторе тока. Согласно принципу действия инвертора тока его схема должна выполняться на однонаправленных ключах. Если в качестве ключей используются приборы, не способные выдерживать обратное напряжение, то последовательно с ними включается диод. Схема параллельного инвертора тока на обычных тиристорах может работать не только в режимах прерывистых напряжений, возникающих в резонансном контуре под воздействием входного тока, но и в режимах непрерывного напряжения при $\omega_s > \omega_0$. При этом должно соблюдаться соотношение

$$t_q \geq \beta/\omega_s, \quad (8.11)$$

где t_q — время выключения тиристора; β — угол сдвига между первыми гармониками тока и напряжения. На практике минимально допустимое значение угла β_{min} невелико, особенно для быстродействующих тиристоров, которые применяются в этих случаях. В этой связи приемлемо допущение работы при $\omega_s = \omega_0$.

Достоинствами схемы рассматриваемого инвертора являются следующие факторы:

- входной реактор ограничивает максимальные значения входных и, следовательно, коммутируемых тиристорами токов;

- высокие фильтрующие свойства инвертора обусловлены параллельным включением конденсатора;
- схема работает в режиме малых нагрузок, включая холостой ход при $R \rightarrow \infty$.

Анализируя частотные зависимости выходного напряжения u_h от частоты коммутации ω_s , получаем функции, сходные с приведенными на рис. 8.7, для последовательного резонансного инвертора в режимах непрерывного тока контура. Однако в рассматриваемом случае оси ординат соответствуют модулю входного сопротивления инвертора $|Z(j\omega_s)|$, определяемому как

$$|Z(j\omega_s)| = \left| \frac{U_h}{I_{bx1}}(j\omega_s) \right|, \quad (8.12)$$

где $I_{bx1} = \frac{4I_d}{\sqrt{2\pi}}$ — действующее значение первой гармоники входного тока

прямоугольной формы.

Значение амплитуды переменного тока в установившемся режиме без учета потерь в элементах схемы является функцией активной мощности нагрузки

$$I_d = \frac{U_h^2}{RE}, \quad (8.13)$$

где U_h — действующее значение напряжения на нагрузке R .

Естественно, что практическая реализация этих зависимостей для высоких частот (более 5 кГц) возможна только в инверторах тока, выполненных на полностью управляемых ключах, например транзисторах. Однако при использовании ключей, не способных выдерживать обратное напряжение, например транзисторов, необходимы последовательно включенные диоды. Пример мостовой схемы инвертора тока на транзисторах с параллельным резонансным контуром приведен на рис. 8.10. Очевидно, что в схеме можно применять не только частотное управление значением выходного напряжения, но и метод ШИР входного тока. Недостатком инвертора тока с параллельным контуром является его неспособность работать в режимах, близких к короткому замыканию, в отличие от инвертора с последовательным резонансным контуром, функционирование которого ограничено в режимах, близких к холостому ходу.

Инвертор тока с резонансным контуром на выходе (см. рис. 8.9, а) рассматривался при допущении большого значения индуктивности входного реактора L_d , когда можно допустить, что $\omega_s L_d \rightarrow \infty$. Однако, не изменяя схемы инвертора, можно существенно изменить токи и напряжения. Для этого достаточно уменьшить индуктивность входного реактора до значения, дополняющего индуктивность выходного резонансного контура. Кроме

того, индуктивность входного контура может быть небольшой для создания режима прерывистого входного тока инвертора. Такой режим позволяет уменьшить коммутационные потери в ключах инвертора. Однако при этом ограничиваются диапазоны допустимого изменения нагрузки и регулирования выходного напряжения.

Возможности регулирования напряжения инвертора тока могут быть существенно улучшены без использования частотного или широтно-импульсного метода регулирования. Для этого осуществляют регулирование индуктивности реактора, соединенного последовательно со встречнонаключенными тиристорами. Параллельное подключение нагрузки также может осуществляться к одному из элементов последовательного резонансного контура. Обычно подключение нагрузки производится относительно конденсатора колебательного контура непосредственно или через трансформатор T (рис. 8.11, a). В таких случаях, как правило, используются инверторы

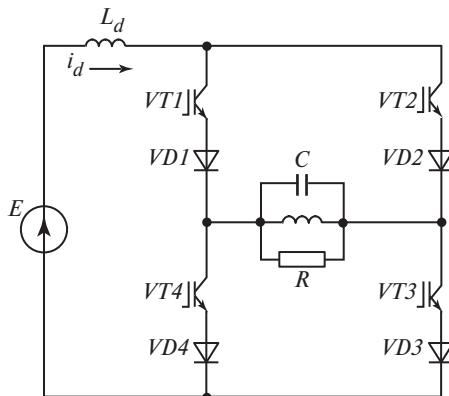


Рис. 8.10. Схема мостового резонансного инвертора с параллельным соединением элементов резонансного контура и нагрузки

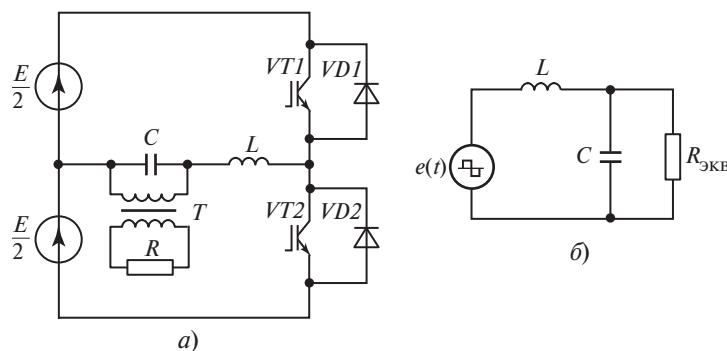


Рис. 8.11. Последовательный резонансный инвертор с параллельным подключением нагрузки к конденсатору колебательного контура:

a — схема; b — эквивалентная схема замещения

напряжения с двунаправленными ключами. Они обеспечивают работу и регулирование выходного напряжения в более широком частотном диапазоне. Эквивалентная схема инвертора с параллельным подключением нагрузки приведена на рис. 8.11, б. Из схемы видно, что инвертор может работать в режимах малых нагрузок, включая режим холостого хода. Максимальное значение выходного напряжения u_h имеет место при работе на резонансной частоте ω_0 , когда частота коммутации $\omega_s = \omega_0$. Выходное напряжение имеет максимальное значение, которое определяется значением обратной добротности последовательного контура $1/Q_s$. Для регулирования напряжения в области малых нагрузок увеличивают рабочую частоту выше резонансной.

8.2.3. Инверторы с параллельно-последовательным резонансным контуром

Параллельно-последовательный резонансный инвертор является комбинированным техническим решением, сочетающим достоинства схем инверторов напряжения с последовательными и параллельными резонансными контурами. Топология комбинированных схем определяется включением дополнительного конденсатора или реактора в резонансное звено. Изменяя место подключения добавочных элементов и их значения, можно получить схемы, различающиеся топологией и рабочими характеристиками. Одним из распространенных вариантов является схема, образованная выделением части конденсаторов последовательного контура с емкостью, равной примерно одной трети общей емкости, и параллельным подключением к ней нагрузки инвертора. Такая схема частично обладает свойствами как последовательных, так и параллельных резонансных инверторов. Эквивалентная схема такого инвертора представлена на рис. 8.12. Анализ зависимости выходного напряжения от частоты коммутации ключей показывает, что схема может нормально работать при малых значениях нагрузки, включая холостой ход. При этом регулирование выходного напряжения может осу-

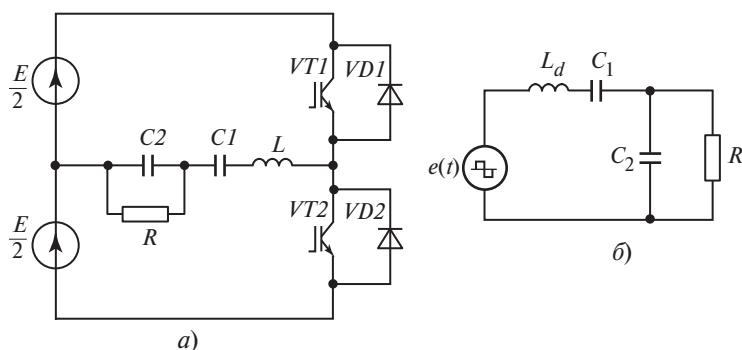


Рис. 8.12. Параллельно-последовательный резонансный инвертор:
а — схема; б — эквивалентная схема замещения

ществляться регулированием частоты ω_s . В то же время перегрузки и токи короткого замыкания на выходе ограничиваются за счет последовательной цепи на уровне, определяемом рабочей частотой. Из принципа действия схемы также следует, что, изменения соотношения емкостей конденсаторов C_1 и C_2 , можно обеспечить наиболее благоприятный режим работы инвертора для заданных технических характеристик.

8.2.4. Преобразователь класса Е

Инвертор класса Е. Инвертор этого класса питается от источника постоянного тока через реактор L_d с индуктивностью, обеспечивающей свойства источника тока на входе инвертора. Особенностью инвертора класса Е является формирование одним транзистором импульсов тока повышенной частоты, поступающих на последовательный резонансный контур L_sC_s высокой добротности ($Q_s \geq 7$), соединенный с нагрузкой R . Частота коммутации ключа инвертора ω_s немного превышает резонансную частоту последовательного контура ω_0 . Схема инвертора с одним транзистором обеспечивает «мягкую» коммутацию и характеризуется высоким КПД. Такая схема обычно используется для создания инверторов малой мощности (< 100 Вт) с изменяющимся выходным напряжением и практически неизменной нагрузкой R . Характерной областью применения инвертора являются ламповые балласты [1].

Схема инвертора (рис. 8.13, *a*) функционирует в двух основных режимах: оптимальном и близком к оптимальному. В оптимальном режиме коммутация транзистора происходит при прохождении напряжения u_{VT} и тока i_{VT} через нуль. В этом случае необходимость в обратном диоде VD отпадает (подключение диода на рис. 8.13, *a* показано штриховой линией). Оптимальный режим работы может иметь место при определенных параметрах элементов схемы, включая нагрузку R , которая должна оставаться неизменной. В этом режиме обеспечиваются минимальные потери в инверторе и соответственно максимальный КПД.

На рис. 8.13, *б* приведены эквивалентные схемы инвертора для разных состояний транзистора VT при работе в оптимальном режиме. Схема для интервала I соответствует включенному состоянию транзистора, а интервала II — выключенному. На рис. 8.13, *в* приведены диаграммы периодического изменения токов и напряжений в элементах схемы в установившемся режиме работы инвертора. На интервале I транзистор VT включен. В момент включения $t = t_0$ через транзистор VT протекает ток $i_{VT} = i_d + i_R$. Составляющая i_d соответствует току входного реактора L_d , значение которого в установившемся режиме можно приближенно считать постоянным и равным среднему значению I_d . Это допущение вытекает также из того, что конденсатор

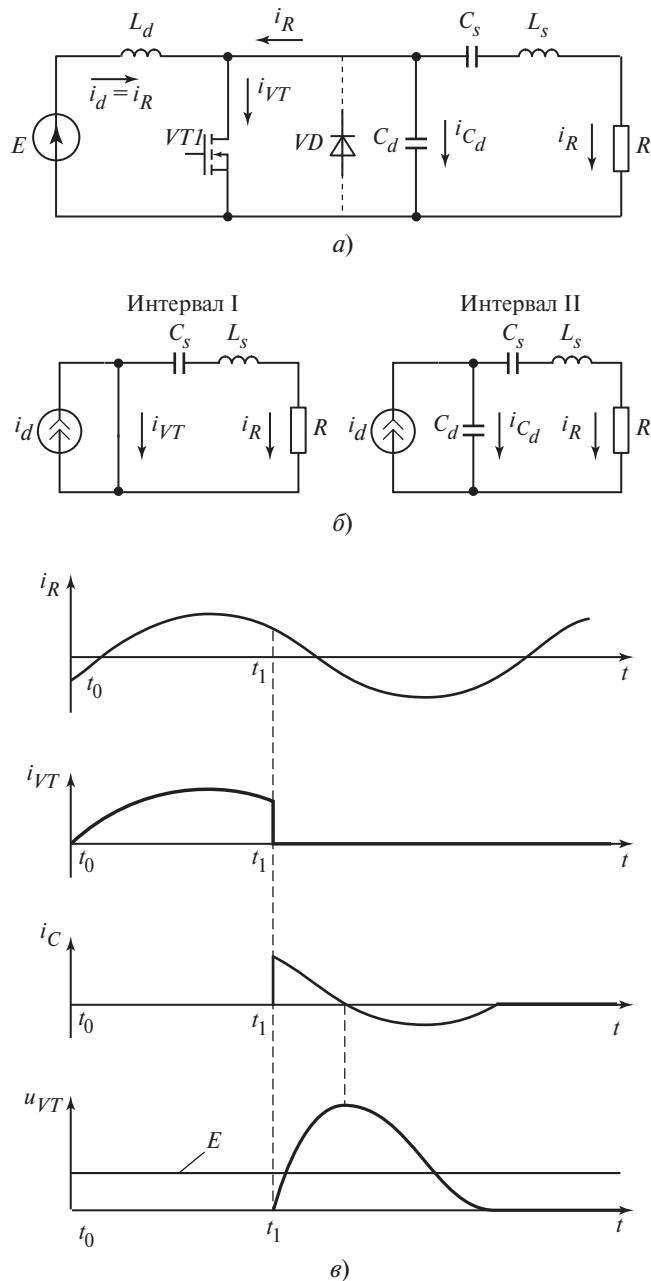


Рис. 8.13. Инвертор класса E :

a — схема; b — эквивалентные схемы замещения; c — диаграммы тока и напряжения

C_s последовательного колебательного контура в установившемся режиме блокирует постоянную составляющую тока, равную I_d . Другая составляющая тока i_R соответствует току контура, включающего нагрузку R . Как видно из диаграммы i_{VT} на рис. 8.13, *в*, ток транзистора VT изменяется от нулевого значения, так как начальное условие включения транзистора VT в оптимальном режиме работы зависит от соотношения $i_{VT}(t_0) = I_d + i_R(t_0) = 0$. Это соотношение определяется шунтированием двух источников включенным транзистором VT источником тока I_d , создаваемого входным напряжением E и индуктивностью L_d , и источника тока последовательного $L_s C_s R$ -контура, отличного от нуля. Иначе говоря, напряжение в конденсаторе C_d в конце предыдущего интервала и, следовательно, в начале рассматриваемого при $t = t_0$ равно нулю, т.е. конденсатор C_d полностью разряжен к моменту $t = t_0$. Следует отметить, что средние значения $U_{VT} = U_{C_d} = E$, так как на других элементах схемы постоянная составляющая напряжения в установившемся режиме работы равна нулю. В момент $t = t_1$ транзистор VT выключается и процессы в инверторе начинают соответствовать эквивалентной схеме для интервала II (см. рис. 8.13, *б*). На конденсатор C_d поступает ток i_{C_d} , но так как напряжение на емкости является интегральной функцией от протекающего через нее тока, то его значение плавно растет от нулевого значения. Следовательно, выключение транзистора VT происходит практически без потерь мощности. Пока ток $i_{C_d} > 0$, напряжение u_{C_d} увеличивается, достигая максимума в момент прохождения тока i_{C_d} через нуль. Затем напряжение u_{C_d} снижается до нуля в момент $t = t_0 + T$ в оптимальном режиме работы, т.е. в конце периода коммутации транзистора. Далее снова включается транзистор VT , и процессы повторяются. Таким образом, в оптимальном режиме работы выключение транзистора происходит при нулевом значении напряжения на нем, а включение — при нулевом значении тока, т.е. практически при отсутствии коммутационных потерь. Следует, однако, учитывать, что оптимальный и близкие к нему режимы обеспечиваются строго определенными соотношениями параметров элементов схемы, включая нагрузку. В то же время устранение коммутационных потерь в схеме связано с повышением максимальных значений напряжения на транзисторе ($u_{C_d} \approx 3E$) и тока ($i_{VT} \approx 3I_d$).

При увеличении нагрузки инвертора, т.е. снижении значения сопротивления R ниже оптимального или изменении других параметров элементов, нарушающих оптимальный режим, процессы в схеме изменяются и коммутационные потери повышаются. В режиме, отличном от оптимального, напряжение $u_{C_d} = u_{VT}$ изменит знак раньше, чем ток i_{C_d} станет равным нулю. Для исключения обратного напряжения на транзисторе VT необходимо к нему

подключать обратный диод VD (показано штриховой линией на рис. 8.13, *а*). При наличии диода изменение полярности напряжения приводит к переходу тока i_{C_d} в диод. При этом коммутационные потери в схеме возрастают. Поэтому достоинства рассмотренной схемы проявляются в оптимальном режиме или при несущественных отклонениях от него. В этом режиме возможно также регулирование выходного напряжения в узком диапазоне посредством незначительного изменения частоты коммутации транзистора.

Выпрямитель класса Е. Структурная схема преобразователя постоянного тока в постоянный часто состоит из инвертора и выпрямителя. Поэтому повышение КПД преобразователя связано с уменьшением потерь в обоих его звеньях. Схема выпрямителя класса Е выполнена на одном диоде и содержит резонансное последовательное звено, обеспечивающее выключение диода выпрямителя при нулевом значении тока (рис. 8.14, *а*). На вход выпрямителя поступает напряжение $u_{bx}(t) = U_{bx \max} \sin \omega_{bx} t$ высокой частоты. Параллельно диоду VD подключен конденсатор C , емкость которого рассчитана на создание резонанса с индуктивностью L_d на частоте входного напряжения ω_{bx} . Выпрямленное напряжение сглаживается емкостным фильтром C_ϕ , емкость которого определяется допустимым уровнем пульсаций и может быть достаточно большой. Наличие нелинейного элемента — диода VD затрудняет проведение строгого анализа процессов в схеме. Приближенно можно представить эти процессы при рассмотрении эквивалентных схем для выключенного (интервал I) и включенного (интервал II) состояний диода VD (рис. 8.14, *б*). Нагрузка R с фильтром C_ϕ представлена источником постоянного напряжения со средним значением U_R . На первом интервале ток в индуктивности L_d равен разности токов, создаваемых источником входного переменного напряжения $u_{bx}(t) = U_{bx \ max} \sin \omega_{bx} t$ и эквивалентным источником напряжения U_R постоянного тока, замещающего выходной фильтр C_ϕ и нагрузку R . Полагая выходное напряжение достаточно сглаженным, можно считать ток нагрузки неизменным и равным его среднему значению $I_R = U_R/R$. На интервале I диод VD выключен и разность напряжений $u_{bx}(t)$ и U_R приложена к LC -конттуру, настроеному в резонанс на частоту входного источника ω_{bx} . На интервале I ток контура протекает через конденсатор C , напряжение на котором является обратным для диода VD . Когда входное напряжение достигает максимального значения $U_{bx \ max}$, равного U_R , диод VD включается и ток индуктивности i_L поступает из конденсатора C в диод VD , схема переходит в режим работы, соответствующий интервалу II. Выключение диода VD происходит при снижении тока i_L до нуля в момент, определяе-

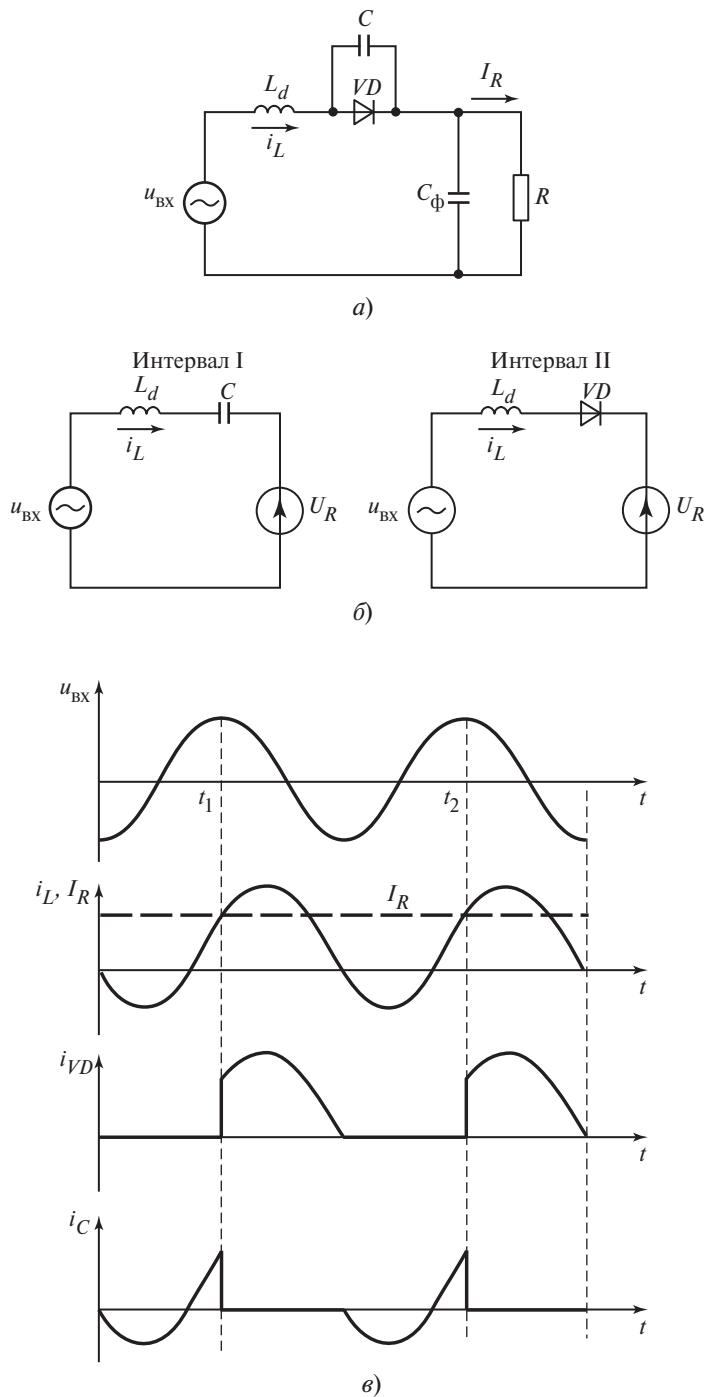


Рис. 8.14. Выпрямитель класса Е:

а — схема; б — эквивалентные схемы замещения; в — диаграммы напряжения и токов

мый разностью напряжений $u_{\text{вх}}(t)$ и U_R , который с учетом допущений приближенно можно рассчитать из соотношения

$$i_L = \frac{U_{\text{вх}} m}{R} \sin(\omega_{\text{вх}} t - \varphi) - I_R, \quad (8.14)$$

где угол $\varphi = f(R)$.

Выключение диода в нуле тока практически исключает потери мощности при переходе из проводящего в выключенное состояние.

8.3. Преобразователи с квазирезонансной коммутацией ключей

8.3.1. Основные типы схем ключей с квазирезонансной коммутацией

Принцип квазирезонансной коммутации ключей состоит в формировании гладких траекторий переключения на интервалах коммутации за счет использования явлений резонанса в индуктивных и емкостных элементах, соединенных с полупроводниковым управляемым ключом. Поскольку явление резонанса связано с возникновением колебательных процессов в резонансном LC -контуре, то создаются условия для переключения ключа в нуле тока или напряжения в зависимости от схемы и типа квазирезонансного ключа. Так как полупроводниковый ключ является существенно нелинейным элементом на интервалах коммутации, то форма тока или напряжения в контуре, включающем коммутируемый ключ, несинусоидальна и не соответствует законам, описывающим резонансные процессы. Кроме того, длительность колебаний обычно не превышает одного или двух полупериодов из-за перехода схемы после переключения ключа в новое состояние с другим числом переменных, описывающих траекторию изменения рассматриваемых параметров. Поэтому схемы, реализующие рассматриваемый принцип коммутации, называют схемами *с квазирезонансной коммутацией* [5, 6].

Целью использования квазирезонансной коммутации является уменьшение потерь мощности при переключении за счет «мягкой» коммутации ключей — в нуле тока или в нуле напряжения. При этом одновременно снижаются значения di/dt и du/dt на коммутируемом ключе, что повышает надежность его работы и схемы в целом благодаря снижению уровня электромагнитных помех.

Наибольшее практическое применение ключи с квазирезонансной коммутацией получили в преобразователях постоянного тока в постоянный. В таких преобразователях дополнительно к полупроводниковым как одно-, так и двунаправленным ключам подключают реакторы и конденсаторы с малыми значениями индуктивности и емкости. В отдельных случаях,

например при высоких частотах коммутации, в качестве таких элементов могут использоваться собственные емкостные и индуктивные параметры ключей, традиционно относящихся к «паразитным». Естественно, что для перевода этих параметров в категорию функционально необходимых требуются специальные технологии.

Использование индуктивных и емкостных элементов, связанных с полупроводниковыми ключами, позволяет формировать желаемые траектории переключения ключей, решать задачи «мягкой» коммутации и т.д. По существу эти элементы являются недиссипативными цепями формирования траектории переключения (ЦФТП). Свойство недиссипативности вытекает из отсутствия в явном виде в этих цепях резистивных элементов.

Ключи с коммутацией в нуле тока (КНТ). На рис. 8.15 представлены типовые схемы однонаправленных и двунаправленных ключей для коммутации в нуле тока. Функции полупроводниковых ключей могут выполнять различные управляемые ключи, в частности транзисторы, дополненные диодом, включенным последовательно или встречно-параллельно. Конденсатор с емкостью C_p и реактор с индуктивностью L_p , соединенные с ключом, являются элементами резонансного контура для создания колебаний тока с частотой $\omega_0 = 1/\sqrt{L_p C_p}$. При включении однонаправленного ключа (см. рис. 8.15, а, б) ток начинает нарастать плавно от нулевого значения $i_L(0) = i_{VT}(0) = 0$. В $L_p C_p$ -контуре возникает колебательный процесс, и при прохождении тока i_L через нуль на интервале первого полупериода ключ выключается. Протекание тока через ключ происходит на интервале одного полупериода. Поэтому в квазирезонансных преобразователях такой режим работы называют *однополупериодным*.

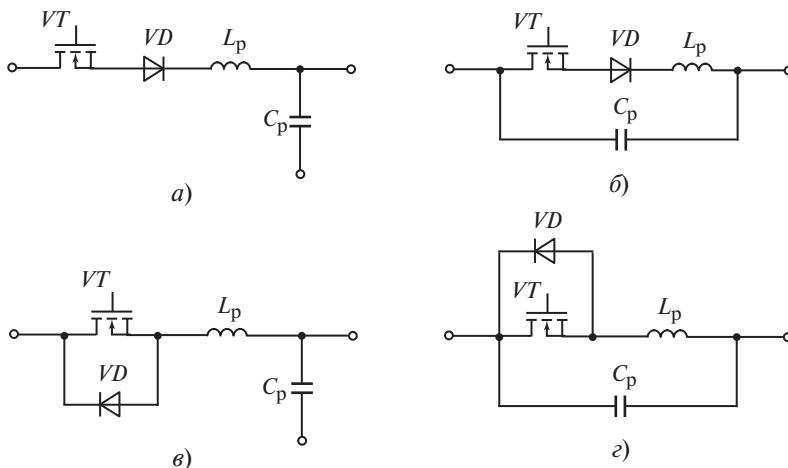


Рис. 8.15. Ключи с коммутацией в нуле тока:

а, б — однополупериодные; в, г — двухполупериодные; L_p , C_p — элементы резонансной цепи

периодным. При использовании двунаправленного ключа (см. рис. 8.15, *в*, *г*) его включение также связано с плавным нарастанием тока и с последующим возникновением колебательного процесса на частоте ω_0 , но длительность его будет соответствовать полному периоду колебаний, так как отрицательная полуволна тока будет протекать через встречно-параллельно включенный диод *VD*. Выключение ключа будет также происходить при нулевом токе i_L , но в конце второго полупериода. Таким образом, двухполупериодные ключи с КНТ выполняют на основе двунаправленных ключей, а однополупериодные — на основе однонаправленных.

Ключи с коммутацией в нуле напряжения (КНН). Схемы ключей для квазирезонансной коммутации в нуле напряжения приведены на рис. 8.16. Как и в схеме ключей с КНТ, элементы L_p и C_p создают колебания на резонансной частоте ω_0 . Из топологии схем видно, что схемы ключей с КНТ и КНН дуальны. Параллельное подключение конденсатора C_p к полупроводниковому ключу позволяет осуществлять переключение в нуле напряжения, так же как индуктивность L_p на рис. 8.15 в нуле тока. В схемах с двунаправленным ключом (рис. 8.16, *а*, *б*) диод *VD* шунтирует отрицательную полуволну колебаний. Поэтому схема работает в однополупериодном режиме. При включении диода последовательно с ключом (рис. 8.16, *в*, *г*) схема работает в двухполупериодном режиме. Наличие реактивных элементов позволяет включать и выключать ключи при нулевом значении напряжения. Большинство схем преобразователей постоянного тока в постоянный выполняют на основе ключей типа КНТ или КНН. На выбор типа ключа влияют различные технико-экономические факторы. Среди них можно выделить наиболее существенные:

- ключи с КНТ повышают максимальное значение тока более чем в 2 раза по сравнению со средним значением тока нагрузки;

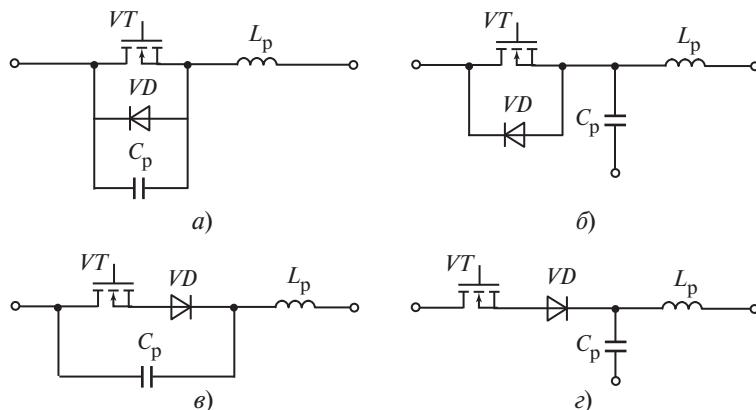


Рис. 8.16. Ключи с коммутацией в нуле напряжения:
а, б — однополупериодные; *в, г* — двухполупериодные

- ключи с КНН значительно повышают максимальное значение напряжения на ключе по отношению к входному напряжению преобразователя;
- наличие собственной емкости полупроводникового ключа с КНТ вызывает дополнительные токи при включении, что повышает потери мощности.

8.3.2. Принцип действия квазирезонансных преобразователей постоянного тока в постоянный

Преобразователи с КНТ. Практически все базовые схемы преобразования постоянного тока в постоянный могут быть выключены с квазирезонансной коммутацией на основе ключей с КНТ. В качестве примера рассмотрим схему понижающего преобразователя, представленную на рис. 8.17, *а*. Схема однополупериодного ключа соответствует схеме на рис. 8.15, *а*. Преобразователь работает в импульсном режиме с частотой $f_s = 1/T_s$. При исследовании работы схемы принимают следующие допущения:

- элементы схемы идеальны;
- пульсации входного напряжения $u_{\text{вх}}$ и тока фильтра $i_{L\Phi}$ равны нулю;
- режим работы установившийся с постоянным коэффициентом заполнения $\gamma = t_{on}/T_s$, заданным последовательностью импульсов управления и ключом.

Предположим, что при $t < 0$ транзистор VT был выключен и в момент $t = 0$ на него поступил импульс управления на включение. После включения транзистора VT схема преобразователя с учетом принятых допущений может быть представлена схемой замещения, приведенной на рис. 8.17, *б*, которая будет справедливой для интервала I ($0 < t < t_1$). На этом интервале ток реактора фильтра $i_{L\Phi}$ протекает через обратный диод VD , шунтируя выходной фильтр и нагрузку. Согласно эквивалентной схеме для интервала I можно записать

$$L_p \frac{di_{L_p}}{dt} = E; \quad i_{L_p} = \frac{E}{L_p} t; \quad i_{VD} = i_{L\Phi} - i_{L_p}. \quad (8.15)$$

В момент $t = t_1$ ток i_{L_p} становится равным току $i_{L\Phi}$ и диод VD выключается. Эквивалентная схема преобразователя изменяется, и наступает новый интервал развития процессов в схеме [на рис. 8.17, *б* интервал II ($t_1 < t < t_2$)]. Согласно эквивалентной схеме можно записать соотношения

$$\left. \begin{aligned} C_p \frac{du_{C_p}}{dt} &= i_{L_p} - i_{L\Phi}; \\ L_p \frac{di_{L_p}}{dt} &= E - u_{C_p}. \end{aligned} \right\} \quad (8.16)$$

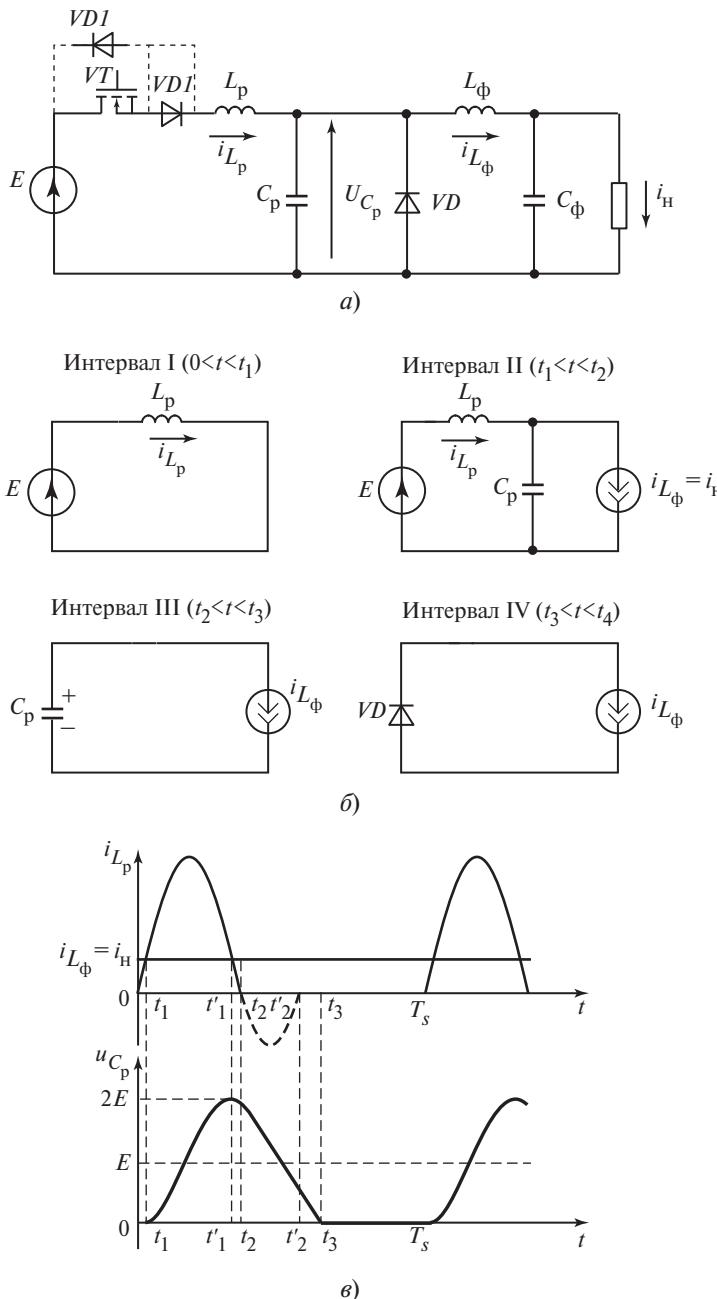


Рис. 8.17. Понижающий преобразователь постоянного тока с КНТ:
а — схема; б — эквивалентная схема замещения на разных интервалах работы; в — диаграммы тока и напряжения

Принимая $t_1 = 0$ и учитывая, что $u_{C_p}(0) = 0$ и $i_{C_p}(0) = I_{L_\phi}$, получаем из (8.16) следующие выражения для интервала II:

$$\left. \begin{array}{l} i_{L_p} = I_{L_\phi} + \frac{E}{\rho} \sin \omega_0 t; \\ u_{C_p}(t) = E(1 - \cos \omega_0 t), \end{array} \right\} \quad (8.17)$$

где $\rho = \sqrt{L_p/C_p}$; $\omega_0 = 1/\sqrt{L_p C_p}$.

При $t = t'_1$ ток контура i_{L_p} становится меньше тока нагрузки I_{L_ϕ} , но ток i_{L_p} не может в одностороннем ключе изменить направление. Поэтому он продолжает протекать через конденсатор C_p и эквивалентная схема для интервала II не меняется.

В момент $t = t_2$ ток i_{L_p} снижается до нуля, транзистор VT выключается и начинается интервал III ($t_2 < t < t_3$). Ему соответствует новая схема замещения преобразователя, в которой напряжение u_{C_p} изменяется по линейному закону:

$$u_{C_p} = \frac{1}{C_p} \int I_{L_\phi} dt = \frac{I_{L_\phi} t}{C_p}. \quad (8.18)$$

Процесс разряда конденсатора до нулевого напряжения заканчивается при $t = t_3$, эквивалентная схема изменяется, и наступает интервал IV ($t_3 < t < T_s$). На этом интервале происходит включение обратного диода VD на входе фильтра, через который начинает протекать ток I_{L_ϕ} . Интервал IV заканчивается в момент $t = T_s$, когда снова поступает импульс на включение транзистора VT и начинается новый период работы схемы в интервале I. Далее процессы (рис. 8.17, в) периодически повторяются.

Использование в схеме понижающего преобразователя двухполупериодного ключа (показан штриховой линией на рис. 8.17, а) изменяет характер процессов в схеме с момента $t = t_2$, так как после прохождения тока i_{L_p} через нуль он начинает протекать в противоположном направлении через встречно-включенный транзистору диод $VD1$. Перезаряд конденсатора C_p продолжается не по линейному, а по колебательному закону до момента $t = t'_2$, когда заканчивается вторая полуволна тока i_{L_p} при протекании через диод $VD1$, что соответствует двухполупериодному режиму работы. Соответственно начало линейного разряда конденсатора смещается во времени с $t = t_2$ до $t = t'_2$. Иначе говоря, выключение двунаправленного ключа, включающего

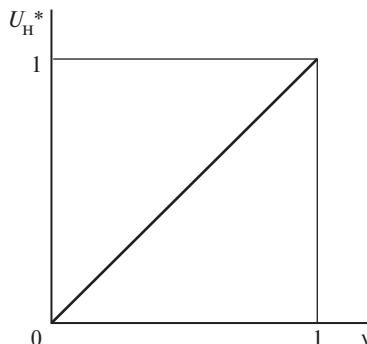


Рис. 8.18. Регулировочная характеристика входного напряжения понижающего преобразователя с КНТ

диод $VD1$, происходит позже, в момент $t = t_2'$, после которого наступает переход к схеме замещения для интервала III. Использование двухполупериодного режима в рассматриваемой схеме придает ей дополнительные положительные свойства. Во-первых, в этом режиме нагрузка мало влияет на разряд конденсатора C_p , характеристики остаются практически линейными и слабо зависимыми от нагрузки. Кроме того, при двунаправленном ключе часть энергии, накапливаемой в реакторе L_p , возвращается в первичный источник напряжения.

Регулирование выходного напряжения преобразователя можно осуществлять изменением частоты коммутации f_s . В преобразователях с КНТ длительность интервала включенного состояния управляемого ключа не меняется. Переменной величиной в регулировочных характеристиках является коэффициент кратности частот $v = \omega_s/\omega_0$, который можно рассматривать в качестве аналога коэффициента заполнения γ при ШИМ. Основными возмущающими факторами, влияющими на значение напряжения нагрузки U_h , являются входное напряжение E и нагрузка R_h . На рис. 8.18 представлена регулировочная характеристика квазирезонансного преобразователя в относительных единицах $U_h^* = U_h/E$, $v = \omega_s/\omega_0$ при разных коэффициентах затухания контура $d = R_h/\rho$.

Преобразователи с КНН. Аналогично ключам с КНТ ключи с КНН также применимы ко всем базовым схемам преобразователей постоянного тока в постоянный. Рассмотрим работу понижающего преобразователя, заменив ключ с КНТ на ключ с КНН при тех же допущениях. В качестве ключа используем однополупериодный ключ, выполненный по схеме, приведенной на рис. 8.16, *а*. Это позволит получить подобие процессов изменения тока i_{Lp} в схеме с КНТ и напряжения u_{C_p} с КНН. Схема рассматриваемого преобразователя и схемы ее замещения на разных интервалах работы представлены на рис. 8.19. В момент $t = 0$ транзистор VT выключается

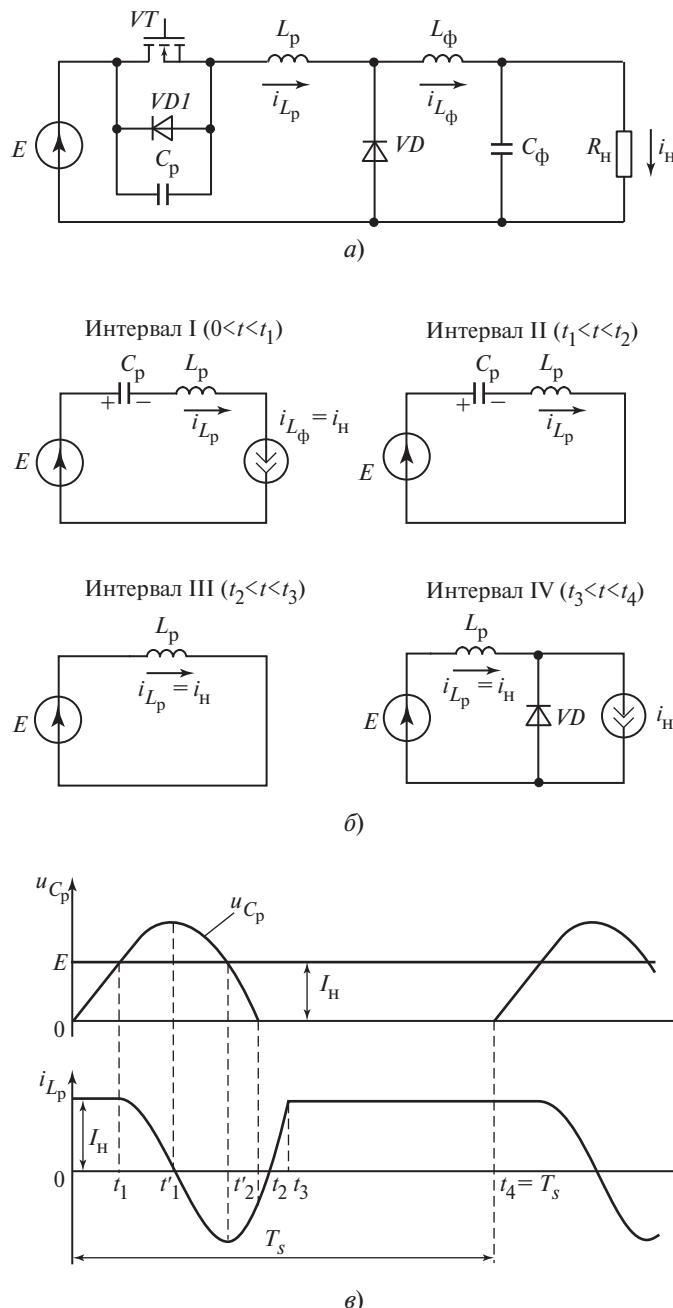


Рис. 8.19. Понижающий преобразователь постоянного тока с КНН:
 a — схема; δ — эквивалентная схема замещения на разных интервалах работы; γ — диаграммы напряжения и тока

и схема замещения соответствует интервалу I ($0 < t < t_1$). На интервале I транзистор VT выключен и конденсатор C_p заряжается током нагрузки I_{L_Φ} с учетом принятых допущений по линейному закону

$$u_{C_p} = \frac{I_{L_\Phi}}{C_p} t. \quad (8.19)$$

В момент $t = t_1$ напряжение на конденсаторе C_p становится равным входному напряжению E . Диод VD_Φ включается, и начинается колебательный процесс в контуре, содержащем L_p и C_p . При этом эквивалентная схема изменяется в соответствии с рис. 8.19, б для интервала II ($t_1 < t < t_2$). На этом интервале процессы, согласно эквивалентной схеме, могут быть описаны следующими соотношениями:

$$\left. \begin{array}{l} u_{C_p} = U_{C_p \max} \sin \omega_0 t + E; \\ i_{L_p} = I_{L_\Phi} \cos \omega_0 t, \end{array} \right\} \quad (8.20)$$

где $U_{C_p \max} = I_{L_\Phi} \sqrt{L_p/C_p}$.

В результате возникшего колебательного процесса напряжение на конденсаторе увеличивается до пикового значения $E + I_{L_p} \sqrt{L_p/C_p}$, зависящего от значения тока нагрузки I_{L_Φ} , а ток i_{L_p} начинает снижаться до нуля. С учетом допущения идеальности элементов функция изменения тока i_{L_p} сдвинута по фазе относительно напряжения u_{L_p} на угол $\pi/2$, так что максимум напряжения $U_{L_p \max}$ совпадает с моментом перехода тока i_{L_p} через нуль. Ток нагрузки I_{L_Φ} должен обеспечить превышение $U_{C_p \max}$ на значение входного напряжения, т.е. $I_{L_p} \sqrt{L_p/C_p} > E$. Это необходимо для исключения возможности включения ключа на напряжение отличное от нулевого. После снижения тока i_{L_p} до нуля при $t = t'_1$ он изменяет свое направление на противоположное, продолжая разряд конденсатора. В момент $t = t_2$ напряжение на конденсаторе C_p становится равным нулю и отрицательная часть тока i_{L_p} начинает протекать через диод $VD1$, который при $t = t_2$ переходит в проводящее состояние. Начиная с $t = t_2$ наступает интервал III ($t_2 < t < t_3$) с новой эквивалентной схемой. На этом интервале ток i_{L_p} изменяется линейно, достигая при $t = t'_2$ нуля, когда диод $VD1$ выключается и включается тран-

зистор VT , на котором к этому моменту присутствует импульс управления. Далее ток i_{L_p} продолжает линейно возрастать до значения $i_{L_p} = I_{L_\phi}$ ($t = t_3$).

Когда ток i_{L_p} достигает значения I_{L_ϕ} , обратный диод VD выключается, так как его ток в этот момент становится равным нулю. Наступает новый этап работы схемы, которому соответствует эквивалентная схема интервала IV ($t_3 < t < t_4$). В момент $t = t_4$ транзистор VT выключается и начинается новый период работы преобразователя, в течение которого рассмотренные интервалы повторяются.

Для регулирования выходного напряжения преобразователя изменяют длительность интервала IV посредством управления частотой f_s . Таким образом, если для регулирования выходного напряжения в преобразователе с КНТ изменяется частота f_s при неизменной длительности включенного состояния транзистора, то при работе с КНН сохраняют неизменной длительность выключенного состояния транзистора. При этом в рассмотренной схеме с однополупериодным ключом регулировочные характеристики зависят от нагрузки, как и в преобразователях с КНТ на однополупериодном ключе. Зависимость регулировочных характеристик от нагрузки в преобразователе с КНН может быть, как и в преобразователе с КНТ, практически полностью исключена путем замены однополупериодного ключа на двухполупериодный (см. рис. 8.16, в, г).

8.3.3. Преобразователи с КНН и ограничением максимального значения напряжения на ключах на уровне входного напряжения

Существенным признаком этого типа преобразователей является использование не менее одного плеча с двунаправленными ключами и параллельно подключенными к ним конденсаторами, сходными по топологии с полумостовой однофазной схемой. Последняя может рассматриваться как схема модуля одной фазы для мостовых инверторов. В то же время одноплечевую схему применяют в преобразователях постоянного тока в постоянный, при этом используют ключи с более низким значением максимального напряжения. Кроме того, схема позволяет регулировать выходное напряжение по способу ШИМ на постоянной рабочей частоте. Следует отметить, что эта схема соответствует ключевому регулятору, работающему в двух квадрантах плоскости выходных вольт-амперных характеристик [7].

На рис. 8.20 представлена принципиальная схема силовой части рассматриваемого преобразователя, выполненного на основе транзисторов $VT1$ и $VT2$ со встречновключенными диодами $VD1$, $VD2$. Реактор L_p и конденсаторы емкостью $C_{p1} = C_{p2} = C_p/2$ являются элементами контура с резонансной частотой $\omega_0 = \sqrt{L_p C_p} \gg \omega_s$, где ω_s — частота коммутации транзисторов. При рассмотрении принимается допущение об идеальности элементов схемы и идеальной сглаженности выходного напряжения U_h конденсатором C_ϕ .

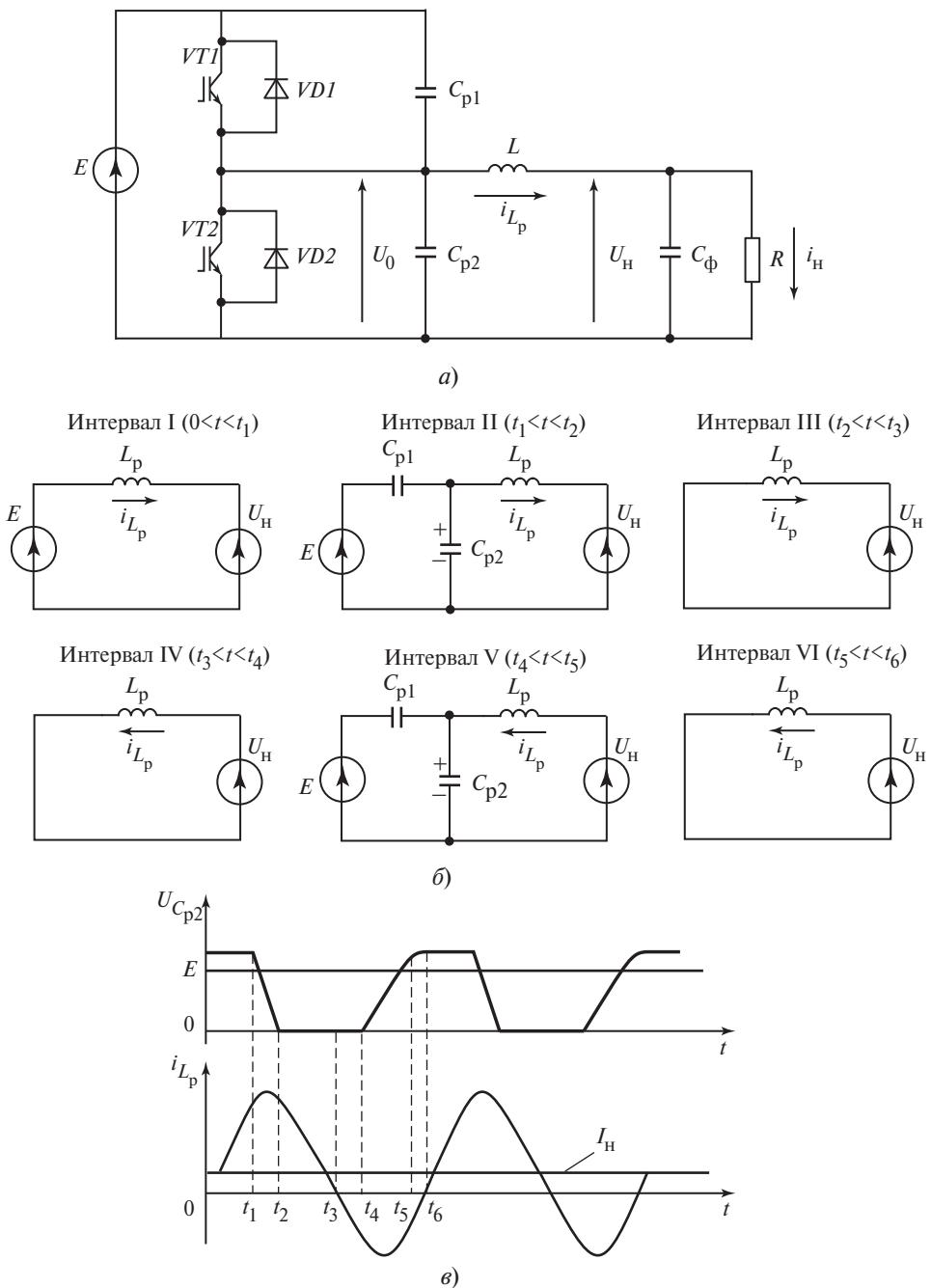


Рис. 8.20. Преобразователь с КНН:

а — схема; б — эквивалентная схема замещения на разных интервалах работы; в — диаграммы напряжений и токов

Последнее допущение позволяет представить нагрузку R с фильтром C_{ϕ} источником напряжения со средним значением U_h , что и используется при составлении эквивалентных схем для разных интервалов работы схемы.

Начало процессов схемы рассматривают с момента $t = 0$, когда транзистор $VT1$ и начал проводить ток i_{L_p} . Этому состоянию соответствует эквивалентная схема интервала I ($0 < t < t_1$); ток i_{L_p} изменяется линейно:

$$i_{L_p} = \frac{E}{L_p} t. \quad (8.21)$$

В момент $t = t_1$ транзистор $VT1$ выключается при нулевом напряжении, так как напряжение на конденсаторе C_{p1} было равно нулю. С этого момента транзисторы $VT1$ и $VT2$ и диоды $VD1$, $VD2$ выключены и начинается интервал II ($t_1 < t < t_2$). Этому интервалу соответствует новая эквивалентная схема, которая включает в себя резонансный контур с индуктивностью L_p и емкостью C_p , созданный параллельно соединенными конденсаторами C_{p1} и C_{p2} через внутреннее сопротивление входного источника питания E . Переходные процессы в схеме определяются не только источниками E и U_h , но и начальными условиями $u_{C_{p1}}(t_2)$ и $u_{C_{p2}}(t_2)$. Параметры схемы подобраны так,

что характеристическое сопротивление контура $\rho = \sqrt{L_p/C_p}$ велико и поэтому изменение тока i_{L_p} , обусловленное колебательными процессами за относительно короткую длительность интервала ($t_1 - t_2$) незначительно. В этой связи можно приближенно считать ток неизменным и определяющим характер переходных процессов на этом интервале. Напряжения на конденсаторах C_{p1} и C_{p2} изменяются по закону, близкому к линейному. При $t = t_2$ напряжение на конденсаторе C_{p1} нарастает до E , а на C_{p2} снижается до нуля и имеет тенденцию к изменению полярности. Но включение диода $VD2$ препятствует этому. Наступает этап работы, соответствующий интервалу III ($t_2 < t < t_3$). На этом интервале ток i_{L_p} снижается линейно до нуля под воздействием напряжения U_h . В момент $t = t_3$ ток i_{L_p} достигает нуля и начинает изменять свое направление. Наступает интервал IV ($t_3 < t < t_4$), в котором ток протекает через транзистор $VT2$, так как при $t = t_3$ он включился в связи с выключением диода $VD2$ из-за изменения направления тока i_{L_p} . Естественно, что к этому моменту времени импульс управления на включение транзистора $VT2$ должен быть сформирован. В момент $t = t_4$ транзистор $VT2$ выключается и начинается интервал V ($t_4 < t < t_5$) работы, который сходен с интервалом II, так как все полупроводниковые приборы выключены. В этот момент начи-

нается подъем напряжения $u_{C_{p2}}$ от нулевого напряжения до значения E под воздействием тока противоположного направления. В момент $t = t_5$ включается диод $VD1$ (интервал VI) и начинает проводить ток i_{L_p} , который линейно изменяется от отрицательного значения до нуля при $t = t_6$. Эквивалентные схемы на интервалах III и VI подобны и различаются направлением тока i_{L_p} . Процессы периодически повторяются в соответствии с рассмотренными на интервалах I—VI.

Из диаграмм на рис. 8.20, в следует, что при малых длительностях интервалов II и V, соответствующих резонансным процессам, можно при $f_r \gg f_s$ ими пренебречь и считать среднее значение выходного напряжения равным

$$U_h = \gamma E, \quad (8.22)$$

$$\text{где } \gamma = \frac{\Delta t_{on}}{T_s} \approx \frac{t_1 + (t_6 - t_5)}{T_s}.$$

Согласно (8.22) в схеме для регулирования выходного напряжения может быть использована ШИМ.

Рассмотренный принцип коммутации в нуле напряжения на примере преобразователя постоянного тока в постоянный может быть использован также в инверторе, работающем на индуктивную нагрузку. В этом случае алгоритм управления с одним плечом, включающим параллельные конденсаторы, соответствует формированию переменного напряжения. В зависимости от числа плеч инвертор может быть полумостовым или трехфазным на основе трех плеч согласно числу фаз.

8.3.4. Инверторы с КНН, создаваемой колебательным звеном на входе

Одним из способов обеспечения коммутации ключей инвертора в нуле напряжения является создание на стороне постоянного тока, пульсирующего с повышенной частотой напряжения [1]. Этот способ основан на возбуждении последовательного или параллельного колебательных контуров посредством периодических переключений, вызывающих колебательные процессы входного напряжения с прохождением его через нулевое значение на резонансной частоте входного контура. Рассмотрим этот способ более подробно на примере схемы, приведенной на рис. 8.21, а.

Предположим, на выходе схемы в качестве нагрузки включен источник тока I_h . Такой источник может представлять в качестве элемента схемы замещения индуктивность нагрузки или выходного фильтра фазы инвертора, значение которой превышает входную индуктивность L_p . Реактор с индуктивностью L_p и конденсатор C_p являются элементами входного колебательного контура. Резистор с сопротивлением R представляет суммарные активные потери в схеме. Если создать колебания в контуре на резонансной

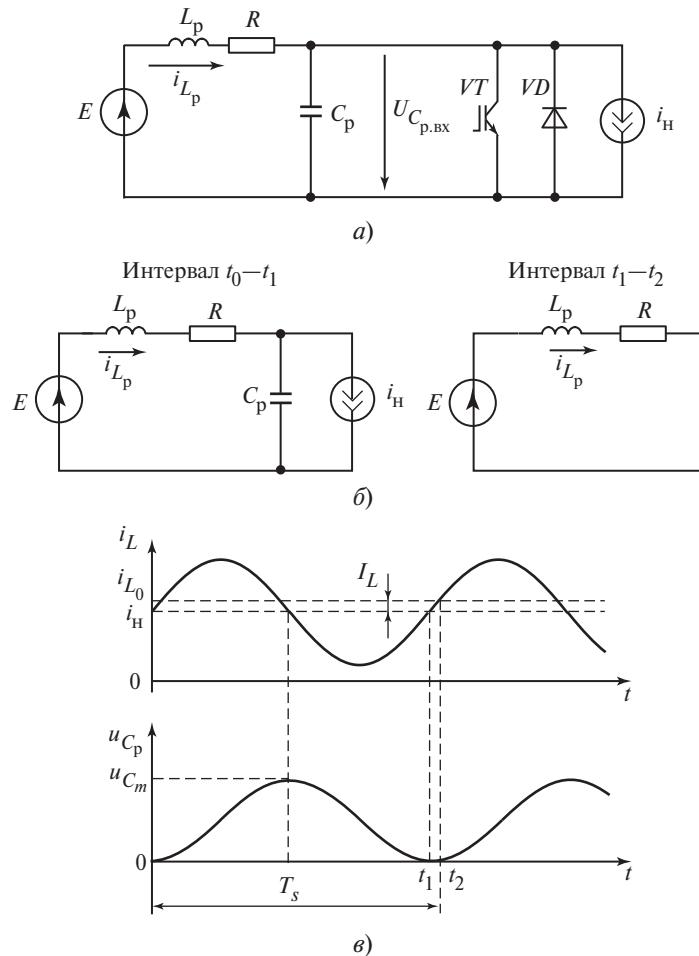


Рис. 8.21. Инвертор с колебательным контуром на входе:

а — схема; б — эквивалентная схема замещения на разных интервалах работы; в — диаграммы тока и напряжения

частоте и принять $R = 0$, напряжение на конденсаторе будет изменяться с частотой ω_0 от нуля до E , а среднее значение тока I_{L_p} в реакторе L_p будет равно I_H . При отсутствии потерь этот процесс будет незатухающим (рис. 8.21, б) и для него можно записать:

$$\left. \begin{aligned} i_{L_p} &= E \sqrt{C_p / L_p} \sin \omega_0 t + I_H; \\ u_{C_p} &= E(1 - \cos \omega_0 t). \end{aligned} \right\} \quad (8.23)$$

С учетом реальных потерь в контуре для поддержания колебательного процесса необходимо добавлять энергию, равную потерям на эквивалентном сопротивлении R . В этом случае ток может быть представлен приближенным соотношением

$$i_{C_p} \approx I_h e^{-\delta t} \left(\frac{E}{\omega_p L_p} \sin \omega_p t + \Delta I_L \cos \omega_p t \right), \quad (8.24)$$

где $\delta = \frac{R}{2L_p}$; $\omega_p = \omega_0 \sqrt{\frac{1}{L_p C_p} - \frac{R^2}{4L_p^2}}$; $\Delta I_L = I_{L_p \max} - I_h$; $I_{L_p \max}$ — максимальное

значение тока при выключении транзистора для поддержания колебаний с учетом потерь мощности в R .

Величина I_L определяется из условия компенсации потерь мощности в резисторе R

$$P_R = \frac{1}{T} \int_0^T i_{L_p}^2(t) R \, dt \approx \frac{\Delta I_L^2 L_p}{2}. \quad (8.25)$$

Колебательные процессы в схеме на рис. 8.21, *а* поддерживаются периодическим включением и выключением транзистора VT в интервале напряжений на конденсаторе u_{C_p} , близких к нулю. В момент $t = t_1$ транзистор VT включается (см. рис. 8.21, *б*) и ток i_{L_p} в реакторе нарастает под воздействием напряжения E по закону, близкому к линейному. В момент $t = t_2$ ток $i_{L_p} = I_{L \max}$ и транзистор VT выключается (рис. 8.21, *в*). Цепь колебательного контура, включающая $L_p C_p$, восстанавливается, и колебания продолжаются. Таким образом, на выходе схемы формируется пульсирующее напряжение квазисинусоидальной формы, изменяющееся от нуля до значения, близкого к E (см. рис. 8.21, *в*).

Входное напряжение инвертора периодически снижается до нуля. В эти моменты может осуществляться коммутация (КНН) инверторных ключей с минимизацией потерь мощности при переключении. Очевидно, что стратегия переключения в этом случае должна быть связана моментами прохождения входного напряжения через нулевые значения, что ограничивает возможности управления выходным напряжением. На рис. 8.22, *а* приведена трехфазная мостовая схема инвертора с входным резонансным звеном на основе транзистора $VT0$ и $L_p C_p$ -контура. Выходное напряжение инвертора определяется числом пульсаций в каждой фазе на интервал проводящего состояния ключей моста $VT1—VT6$. Частота коммутации ключа $VT0$ в этом случае значительно превышает частоту выходного напряжения инвертора (рис. 8.22, *б*). Из приведенных диаграмм видно, что рассмотренной схеме присущи следующие недостатки:

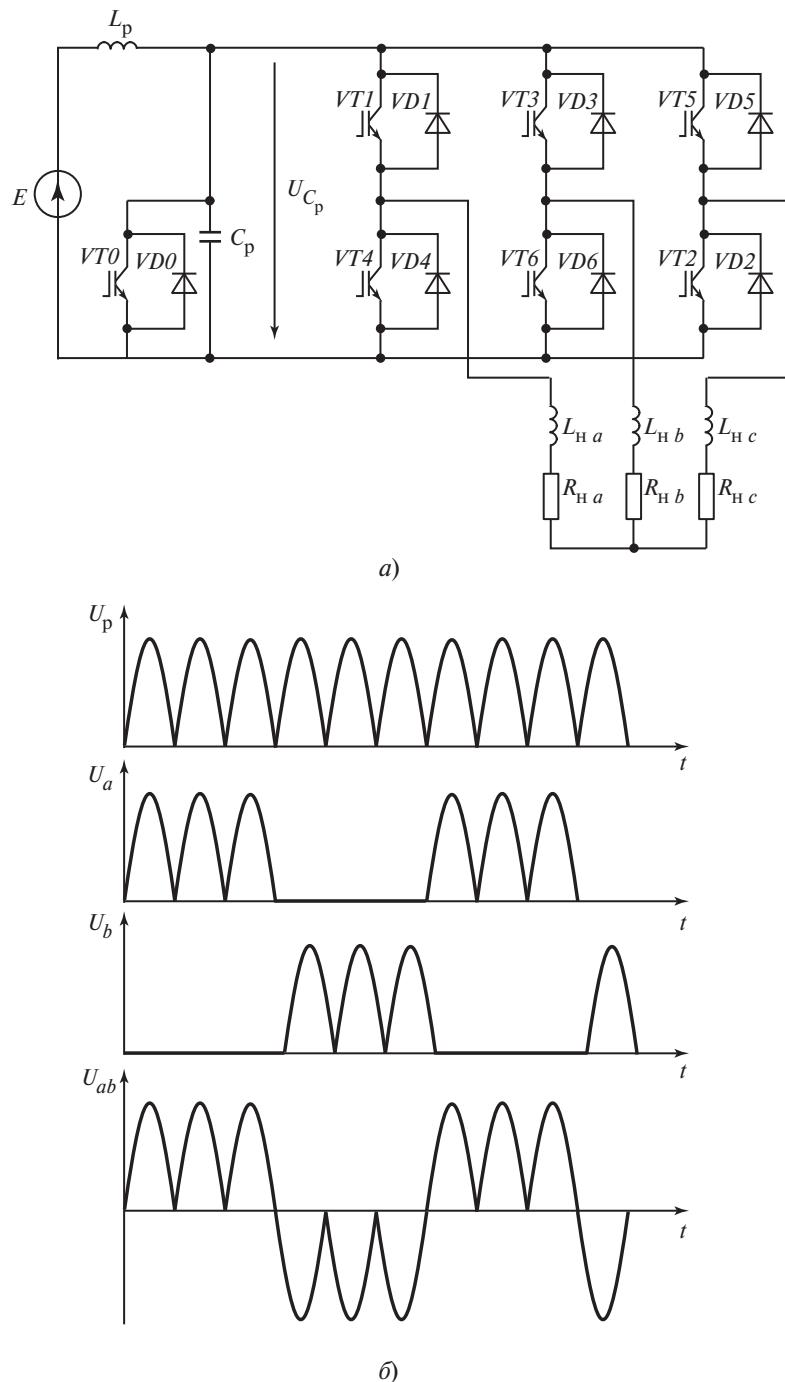


Рис. 8.22. Инвертор с КНН:
а — схема; *б* — диаграммы напряжения

- повышение максимальных значений напряжения на ключах инвертора по сравнению с входным напряжением постоянного тока;
- возникновение дополнительных гармоник выходного напряжения под воздействием пульсаций напряжения на контуре;
- ограниченный диапазон регулирования выходного напряжения, имеющего, кроме того, дискретный характер.

Указанные недостатки устраняются применением схем резонансного звена других модификаций, например схемы с параллельным соединением реактора и конденсатора колебательного контура.

Литература к гл. 8

1. **Rashid Muhammad H.** Power electronics. USA: Prentice-Hall Inc., 1988.
2. **Kazimierczuk M.M., Charkowski D.** Resonant Power Converters. N.Y.: Wiley Interscience, 1993.
3. **Hui Y. (Ron).** Resonant and Soft-Switching Converters: Handbook / Ed. H. Muhammad Rashid. USA: Academic Press, 2001.
4. **Nagy I.** Resonant converters: Handbook / Ed. T.L. Scvarenina. USA: CRC Press, 2002.
5. **Фред К. Ли.** Высокочастотные квазирезонансные преобразователи : пер. с англ. М.: Мир, 1988.
6. **Розанов Ю.К., Никифоров А.А.** Перспективы развития резонансных преобразователей // Электротехника. 1997. № 5.
7. **Middlebrook R.D.** Isolation multiple output extensions of a new optimum technology switching DC-DC converters // IEEE Power electronics specialists conference PESC'78. 1978.

Глава девятая

МОДУЛЬНЫЕ, МНОГОУРОВНЕВЫЕ И ЯЧЕЙКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

9.1. Общие сведения

Модуль — это конструктивно и функционально законченное устройство. При модульном конструировании в СЭУ вводят однотипные дополнительные соединения (ячейки). В модульных конструкциях, например в преобразователях частоты, соединены выпрямитель и инвертор.

Основной целью модульного и ячейкового конструирования является сокращение времени и уменьшение производственных затрат на создание однотипных преобразователей.

В общем случае этот способ конструирования позволяет решать следующие задачи:

- увеличивать мощность изделий при ограниченных параметрах элементной базы;
- сокращать сроки разработки новых изделий силовой электроники;
- резервировать изделия и их составные части без прерывания выходных параметров;
- снижать уровень высших гармоник входных и выходных токов и напряжений;
- согласовывать входные и выходные значения токов и напряжений;
- унифицировать элементную базу.

Первыми разработчиками модульных и ячейковых преобразователей были создатели вторичных источников питания, используемых в автономных объектах. Эти принципы проектирования широко использовались в электроэнергетике при создании электропередачи на постоянном токе [1]. В [2] проанализированы различные виды аппроксимации гармонического сигнала, в частности сигнала, состоящего из n ступеней (рис. 9.1). Коэффициент искажений в данном случае зависит от длительности интервала квантования θ_n и уровня квантования A_n . Минимальное значение коэффициента искажений определяется из решения системы трансцендентных уравнений в численном виде. Поэтому на практике относительный уровень принимают кратным наименьшему уровню первой ступени напряжения. Более рациональным способом является сочетание амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) с широтно-импульсной модуляцией, при котором частота импульсной модуляции уменьшается. Число ступеней выбирается с учетом наилучшего использования элементной базы или определяется как оптимальное технико-экономическое решение в целом.

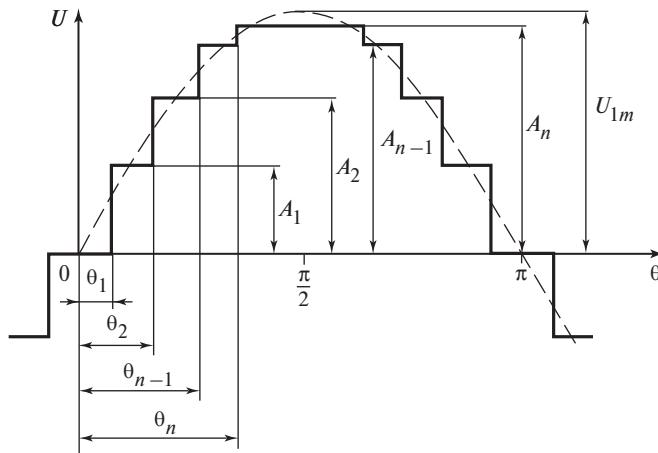


Рис. 9.1. Диаграмма напряжения при ступенчатой амплитудно-импульсной модуляции

Наиболее распространенными способами реализации модульного и ячейкового проектирования являются:

- параллельное соединение преобразователей переменного или постоянного тока в постоянный;
- параллельное соединение автономных инверторов;
- многоячейковое соединение в выпрямителях с конденсаторно-диодным умножением или делением выходного напряжения;
- многоуровневое соединение преобразователей;
- каскадное соединение преобразователей.

9.2. Параллельное соединение выпрямителей и преобразователей постоянного тока в постоянный

Основными целями параллельного соединения являются увеличение мощности, улучшение качества выходных и входных параметров преобразователей, повышение частот модуляции преобразователей постоянного тока в постоянный.

Реализация первого и второго способов сводится к организации параллельной работы преобразователей с выходом на постоянном токе. Для преобразователей постоянного тока параллельная работа организуется значительно проще, чем для преобразователей переменного тока, поскольку ее обеспечение связано с регулированием одного (реже двух) параметров среднего значения выходного напряжения (при необходимости выходного тока) [3].

В зависимости от поставленной задачи требования, предъявляемые к параллельно работающим преобразователям, различны. Так, при полном резервировании (один из двух) достаточно обеспечить устойчивую работу двух преобразователей на общие шины без каких-либо ограничений на распределение

ление между ними мощности нагрузки. Это вытекает из принципа полного резервирования, когда максимальная мощность потребителя не превышает максимально допустимой мощности одного преобразователя. В зависимости от категории потребителя структура с параллельно работающими модулями в целях резервирования может быть заменена структурой с коммутируемыми по специальной команде выходными шинами одного из модулей, работающего в «холодном» или «горячем» резерве. При частичном резервировании (например, два из трех) или модульном исполнении для увеличения мощности ее распределение между параллельно работающими на общие шины преобразователями не должно приводить к перегрузке одного преобразователя.

В общем случае можно выделить следующие виды параллельной работы на общие шины:

1. Произвольное распределение мощности (для переменного тока ее активной составляющей) между отдельными преобразователями при условии, что мощность нагрузки не превышает номинальную мощность отдельного преобразователя (иногда такую работу называют не параллельной, а совместной).

2. Распределение тока нагрузки пропорционально номинальной мощности каждого преобразователя. При одинаковых мощностях преобразователей распределение тока между ними будет равномерным.

3. Произвольное распределение мощности нагрузки между отдельными преобразователями, но с условием, что ограничение загрузки каждого из них будет на уровне номинальной (или допустимой) перегрузочной мощности.

Параллельная работа для преобразователей постоянного тока реализуется включением их на общие шины через разделительные диоды (рис. 9.2, а). Последние выполняют преимущественно функции защитных элементов выходных шин от внутренних коротких замыканий в отдельном преобразователе. При идентичности выходных параметров и точной подстройке каналов регулирования выходного напряжения может быть достигнуто равномерное распределение тока нагрузки между отдельными преобразователями. Однако практическая реализация равномерного распределения тока нагрузки в различных режимах эксплуатации затруднительна. Это обусловлено в основном тем, что регулируемые преобразователи имеют высокую точность стабилизации выходного напряжения и, следовательно, малый статизм внешних характеристик. В связи с этим должно соблюдаться условие

$$I_{\text{н}} \leq I_{n \text{ ном}}, \quad (9.1)$$

где $I_{\text{н}}$ — ток нагрузки; $I_{n \text{ ном}}$ — номинальный ток n -го преобразователя.

Параллельная работа преобразователей с распределением мощности нагрузки предусматривает введение обратных связей между нагрузкой и каждым преобразователем (рис. 9.2, б). В этом случае сигнал с датчика тока DT делится и распределяется по каналам обратной связи, сравнивается

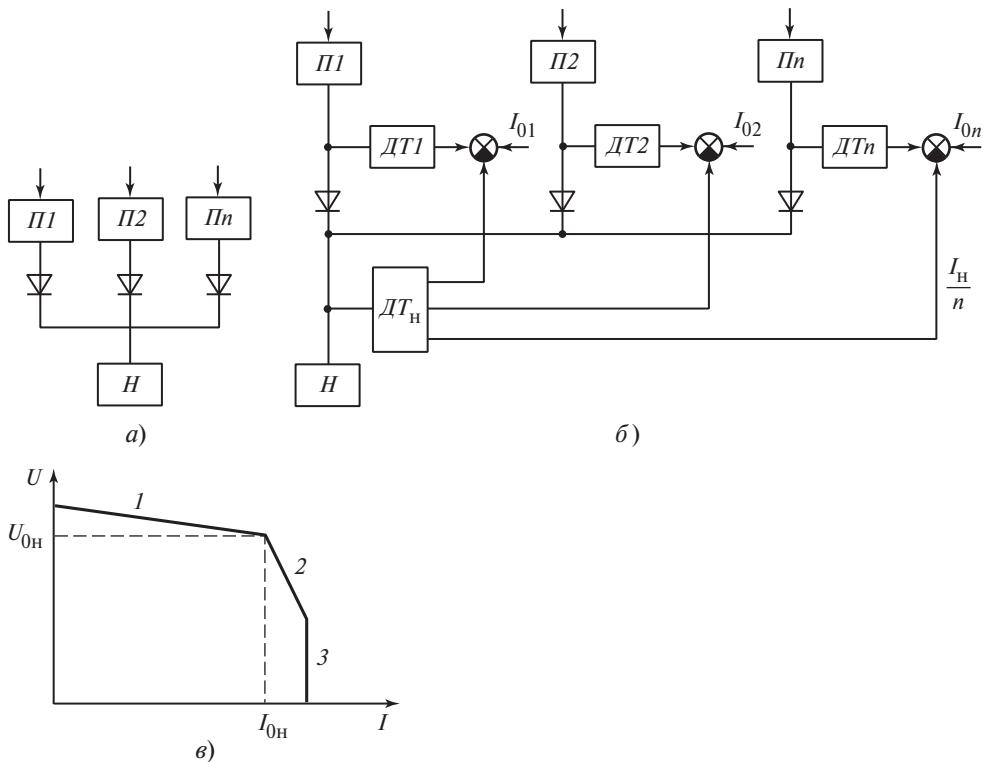


Рис. 9.2. Параллельное соединение модулей преобразователей постоянного тока:
а — схема с диодной развязкой; **б** — схема с обратными связями по току нагрузки; **в** — внешняя характеристика преобразователей

с сигналом тока отдельного преобразователя и их разность поступает в систему регулирования выходного напряжения. В результате оказывается возможным распределение тока нагрузки между отдельными преобразователями согласно значениям токов преобразователей. В частности, может быть достигнуто равномерное распределение тока нагрузки между работающими преобразователями, когда $I_n = I_h/n$. Статическая точность распределения будет определяться коэффициентом усиления обратных связей по току. На практике такие системы обеспечивают точность распределения примерно $\pm 10\%$ при токе каждого преобразователя не более $50\% I_h$. Для обеспечения устойчивой параллельной работы и исключения режима автоколебаний необходимо уделять значительное внимание синтезу частотно-зависимых параметров каналов регулирования по току.

Параллельная работа с произвольным распределением мощности может быть осуществлена для преобразователей, имеющих внешнюю характеристику, подобную изображенной на рис. 9.2, в. Участок 1 внешней характеристики соответствует режиму работы с «малым» статизмом. При достиже-

ний номинальной нагрузки преобразователь переходит в режим работы с «большим» статизмом (участок 2). Далее при больших токах и внешних КЗ преобразователь переходит в режим работы со стабилизацией выходного тока (участок 3), или происходит отключение преобразователя. При параллельной работе преобразователей с такой внешней характеристикой их выходные напряжения устанавливаются равными с точностью, определяемой параметрами установок (практически в пределах зоны стабилизации). Преобразователи включаются по структуре, соответствующей рис. 9.2, *а*. Ток подключенной нагрузки в общем случае распределяется между преобразователями неравномерно. Однако по мере достижения одним из преобразователей номинального тока нагрузки он переходит в режим работы, соответствующий участку 2, и снижает свое выходное напряжение. При последующем увеличении тока нагрузки его воспринимает другой преобразователь и так далее. Такой способ реализации параллельной работы является наиболее перспективным, так как не связан с введением дополнительных обратных связей и не накладывает каких-либо схемных и структурных ограничений на модульное агрегатирование системы.

Переход преобразователя в режим работы с ограничением по току (участок 2 на рис. 9.2, *в*) происходит при превышении выходным током установленного значения, когда подключается контур ограничения тока параллельно главной обратной связи по напряжению.

При параллельном соединении двух трехфазных мостовых выпрямителей на общие шины ток увеличивается в 2 раза при одинаковых трансформаторах и вентилях, а при последовательном — при тех же условиях — удваивается напряжение. Входной ток при соединении двух мостовых схем становится трехступенчатым и содержит меньше высших гармоник. В выходном же напряжении уменьшается уровень пульсаций, основная гармоника которых к тому же удваивается по частоте. Очевидно, что при соединении трех, четырех и более выпрямителей с соответствующим изменением схемы соединения трансформаторных обмоток улучшаются гармонический ток и выпрямленное напряжение. Они становятся эквивалентными токам и напряжениям, создаваемым 18, 24 и большим числом фаз выпрямителя. Однако более четырех выпрямителей соединяются редко. Это обусловлено технологическими трудностями обеспечения заданных значений коэффициента трансформации.

Для повышения частоты модуляции преобразователей используют схему параллельно соединенных преобразователей на общий фильтр (рис. 9.3). При такой схеме каждый преобразователь работает со сдвигом импульсов управления T/n , где n — число параллельно работающих ячеек, и в n раз может снизить рабочую частоту модуляции и объем фильтров. В результате становится возможным поднять частоту работы каждого ключа до предельно допустимой в предположении, что фильтр способен фильтровать пульсации в увеличенном частотном диапазоне. В этом случае происходит

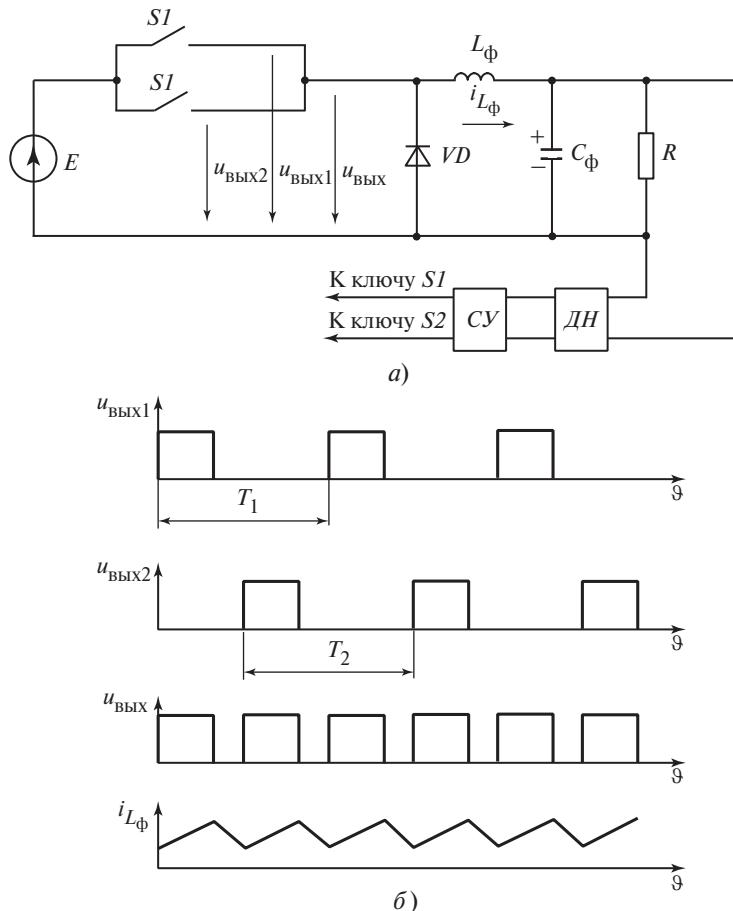


Рис. 9.3. Схема параллельного соединения ячеек преобразователя постоянного тока в постоянный:

а — схема; б — диаграммы напряжения и тока

параллельная работа основных, содержащих ключи, ячеек преобразователя. Возможно объединение и других типов схем преобразователей, позволяющее повысить общую частоту их модуляции.

9.3. Параллельное соединение автономных инверторов

Обеспечение параллельной работы модулей переменного тока, как уже отмечалось, является более сложной задачей, так как при этом возникает необходимость синхронизации напряжений параллельно работающих инверторов. На рис. 9.4, а представлена упрощенная эквивалентная схема двух параллельно работающих модулей инверторов напряжения в однофазном исполнении при допущении, что выходное напряжение синусоидально.

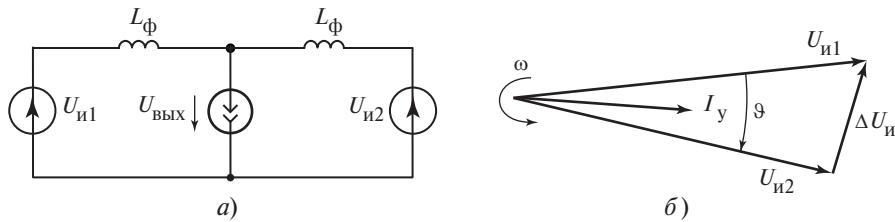


Рис. 9.4. Эквивалентная схема (а) и векторная диаграмма выходного напряжения модулей преобразователя (б)

Синусоидальность напряжения обычно достигается выходными фильтрами. При совпадении векторов U_{i1} и U_{i2} уравнительный ток между модулями не развивается (рис. 9.4, б). При совпадении векторов по фазе, но различии по амплитуде развивается реактивный уравнительный ток I_y . Для модуля с большим напряжением он эквивалентен индуктивной нагрузке. Значение этого тока определяют

$$I_y = \frac{\Delta U_i}{2X_{L_\phi}} \cong \frac{k_{cx}\Delta U_d}{2\omega L_\phi}, \quad (9.2)$$

где $\Delta U_i = |U_{i1} - U_{i2}|$ — модуль разности действующих значений первых гармоник векторов выходных напряжений инверторов; ΔU_d — разность средних значений напряжений на входе инвертора; k_{cx} — коэффициент схемы, учитывающий связь между выходными напряжениями U_{i1} , U_{i2} и средним значением напряжения на входе инвертора U_d .

При расфазировке векторов U_{i1} , U_{i2} появляется активная составляющая уравнительного тока. При небольших углах расфазировки и равенстве напряжений $|U_{i1}|$, $|U_{i2}|$ уравнительный ток определяют

$$I_y \approx k_{cx} \frac{U_d \operatorname{tg} \vartheta}{2\omega L_\phi}, \quad (9.3)$$

где ϑ — угол расфазировки.

Модуль с опережающим напряжением U_{i1} отдает активную мощность, а отстающий по фазе напряжения модуль потребляет активную мощность (со сборных шин). Эти аналогично явлению возникновения уравнительных токов в параллельно работающих синхронных генераторах.

Таким образом, для обеспечения параллельной работы модулей инверторов необходимо регулировать амплитуду выходных напряжений инверторов и обеспечивать их синхронность и синфазность. В зависимости от схемы инвертора эти задачи решают разными способами. При модульном проектировании целесообразно использовать однофазные модули, выполненные по схеме инвертора напряжения [4, 5].

Регулирование выходного напряжения в таких инверторах осуществляют различными способами. В частности, используют регулирование по входу на стороне постоянного тока посредством регулятора постоянного напряжения (РПН). В этом случае целесообразно формирование дополнительной информационной связи между модулями по постоянному току. С этой целью в параллельно работающих модулях применяется дополнительная информационная шина на стороне постоянного тока, которая позволяет РПН выравнивать выходные напряжения инверторов, а следовательно, и амплитуду первых гармоник выходных напряжений модулей инверторов.

Синхронизация инверторных модулей обеспечивает синфазность коммутационных функций, алгоритм которых в схемах инверторов напряжения задается пересчетно-распределительным устройством (ПРУ). На вход ПРУ поступают импульсы от задающего генератора (ЗГ). Для этого модули соединяют специальной системой синхросвязей. Для гарантированного электропитания требование сохранения нормальной работы в условиях любой одной неисправности вызывает необходимость применительно к системе синхронизации учитывать следующие факторы:

- отсутствие конструктивно объединенных централизованных устройств, что, однако, не исключает возможности параметрического управления;
- возобновление работы любого модуля (после устранения неисправности) в работающей системе без перестановки связей и скачка фазы;
- сохранение связности системы (синфазности вектора) и ее частоты при срыве генерации или изменении частоты любого ЗГ, а также при обрыве любой одной синхронизирующей связи.

Синхронизация задающих генераторов может осуществляться как методом фазовой автоподстройки частоты, так и прямой импульсной синхронизацией. При прямой синхронизации в качестве ЗГ используется релаксационная автоколебательная схема. В этом случае не является обязательным, чтобы частота синхронизирующего сигнала была больше собственной частоты ЗГ, как это обычно формулируется для аналогичных устройств. Отличительной особенностью прямой синхронизации является уменьшение частоты ЗГ, если цепь синхронизации образует кольцо с выхода на вход. Кольцо синхронизации при этом охватывает один или несколько генераторов ЗГ. Таким образом, при прямой синхронизации для сохранения постоянства частоты системы необходимо постоянно поддерживать либо замкнутое кольцо синхронизации, либо разомкнутую цепь (при представлении графом — поддерживать древовидную форму графа). При прямой синхронизации релаксационного ЗГ имеет место непосредственное импульсное воздействие на переключающий элемент генератора, поэтому степень синфазности синхронизированных генераторов очень высока, она определяется только временными задержками импульсных цепей и ключевых элементов.

При синхронизации способом ФАПЧ в качестве ЗГ используется генератор с плавно перестраиваемой частотой. Кроме него имеется система регу-

лирования, которая меняет эту частоту в зависимости от знака и значения фазового рассогласования синхросигнала и выходного сигнала ЗГ. В этом случае, в отличие от системы прямой синхронизации, возможно использование синхросигнала с частотой, меньшей выходной частоты ЗГ. Частота ФАПЧ ЗГ при охвате его кольцом синхронизации будет такой же, как и в автономном (несинхронизированном) режиме. Замыкание в кольце синхронизации нескольких ФАПЧ ЗГ приводит к установлению в такой системе частоты, близкой к средней частоте включенных генераторов ЗГ. В структурах с односторонней системой как в случае прямой, так и в случае ФАПЧ синхронизации вся система ЗГ работает по частоте головного генератора.

Множество структур синхронизации возникает из-за противоречивости требований детерминированной надежности и конструктивной простоты, которые могут быть сформулированы следующим образом:

- минимальное число информационных связей между инверторными модулями;
- конструктивная тождественность всех модулей;
- максимальная симметричность системы информационных связей и зависимых режимов работы модулей;
- минимальная сложность аппаратурной реализации.

На рис. 9.5 представлено несколько характерных структур системы синхросвязей для синфазной синхронизации. В этих структурах нет конструктивно централизованных устройств, и, следовательно, они удовлетворяют основному требованию надежности. Ключи в цепях сигналов предполагаются встроенным в каждый модуль. В определенном смысле централизованным устройством можно считать сборную синхрошину, но ее надежность может быть легко обеспечена конструктивными мерами. Наиболее полно сформулированным выше требованиям отвечают варианты: простое кольцо для ФАПЧ синхронизации (рис. 9.5, б) и кольцо с обходами (рис. 9.5, г) или простая линейка (рис. 9.5, а) и линейка с обходами (рис. 9.5, в) для прямой синхронизации.

В кольце ФАПЧ частота близка к среднему значению собственных генераторов, поэтому любое изменение собственной частоты одного ЗГ сказывается на всей системе. При малом числе ЗГ в кольце изменение частоты

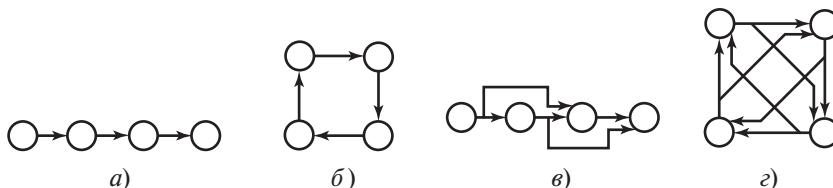


Рис. 9.5. Структуры систем синхронных связей:
а — линейка; б — кольцо; в — линейка с обходами; г — кольцо с обходами

может быть значительным. Для определения неисправного ЗГ можно использовать комбинацию датчика частоты и датчика знака неисправности генератора. Например, если частота меньше номинальной и фаза данного ЗГ отстает от фазы поступающего на него синхросигнала, то у данного генератора занижена собственная частота. Однако этот метод требует сравнительно большого статизма по фазе для ФАПЧ синхронизации.

Кольцо прямой синхронизации (см. рис. 9.5, б) работает на частоте генератора с наибольшей собственной частотой. Этот генератор играет роль ведущего, генерация подстраиваемых ЗГ инициируется его синхросигналами. При понижении собственной частоты ведущего ЗГ его функции переходят к другому ЗГ, не нарушая нормальной работы кольца. При повышении собственной частоты ЗГ все кольцо начинает работать на повышенной частоте. При этом несинфазное отставание последующих генераторов становится незначительным и его надежное распознавание в условиях помех технически затруднительно.

Наиболее просто вести борьбу с изменением частоты одного ЗГ в структуре линейки (см. рис. 9.5, в). В ней всегда имеется ведущий генератор, который однозначно определяет частоту всех последующих. При отклонении частоты от нормы подлежит отключению именно этот ведущий генератор. Уход частоты ведомого ЗГ не оказывается на работе системы, так как он остается в режиме однофазной синхронизации.

Трехфазная система электроснабжения может быть собрана из трех однофазных инверторных модулей, сфазированных между собой соответствующим образом. Выходное напряжение каждого модуля является фазным и подается на несвязанные первичные обмотки трехфазного или группу однофазных трансформаторов, либо выходы модулей объединяются непосредственно в трехфазную систему в виде трех или четырех шин.

Модули автономных инверторов можно соединять также для улучшения гармонического состава выходного напряжения, используя метод амплитудно-импульсной модуляции. В этом случае одновременно происходит увеличение мощности системы в целом и обеспечивается резервирование отдельных модулей при их избыточности. Выходное напряжение формиру-

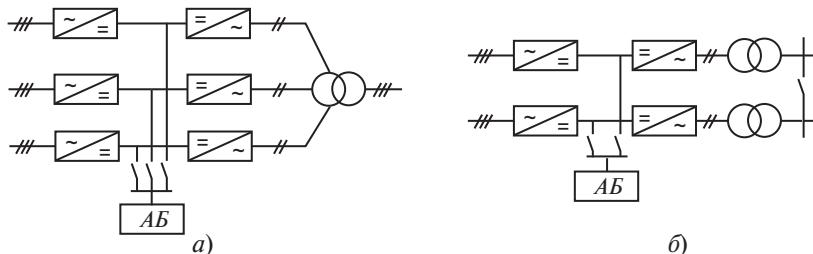


Рис. 9.6. Структурные схемы соединения модулей:

а — трехфазная система однофазных модулей; б — дублированная однофазная система; АБ — аккумуляторная батарея

ется подобно указанному на рис. 9.1 только при кратных соотношениях квантования по длительности интервалов и высоте ступеней напряжения. При этом используется параллельное соединение ступеней в пределах совпадения по частоте выходного напряжения. Длительность интервалов определяется делителем частоты задающего генератора. Естественно, что в пределах каждой ступени возможна организация ШИМ. Вариант обобщенной структуры соединения модулей инверторов приведен на рис. 9.6.

9.4. УМНОЖИТЕЛИ И ДЕЛИТЕЛИ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ КОНДЕНСАТОРНО-ДИОДНЫХ ЯЧЕЕК

Выходное напряжение увеличивают или уменьшают при использовании схем конденсаторно-диодных ячеек. Такие схемы называют также бестрансформаторными. В традиционной трансформаторной схеме для повышения напряжения применяют трансформатор высокого напряжения. Более выгодными в технико-экономическом отношении являются схемы, состоящие из ячеек низкого напряжения, включенных последовательно. При делении напряжения используется свойство последовательно соединенных конденсаторов распределять между собой высокое напряжение. Поэтому, если в схему включают трансформатор, он выполняет функции гальванической развязки цепей нагрузки и потребителя [6].

Умножители напряжения. Симметричная простейшая схема удвоителя напряжения представлена на рис. 9.7. В один полупериод сеть через диод подключается к конденсатору $C1$ и он заряжается до амплитудного значения входного напряжения, в другой полупериод заряжается конденсатор $C2$. На нагрузке создается удвоенное напряжение вторичной обмотки трансформатора T . Пульсация напряжения может быть определена по методике, разработанной для выпрямителей с емкостным выходным фильтром с учетом последовательного соединения конденсаторов $C1$ и $C2$ на интервале разряда. Суммарное среднее значение выпрямленного напряжения в этой схеме примерно равно удвоенному значению напряжения на вторичной обмотке трансформатора (или напряжению сети при отсутствии трансформатора).

На рис. 9.8, a представлена несимметричная схема удвоения напряжения. В отрицательный полупериод ($\phi_b > \phi_a$) диод $VD1$ заряжает конденсатор $C1$ до амплитуды напряжения вторичной обмотки трансформатора. В другой полупериод конденсатор $C2$ заряжается от двух последовательно соединен-

ных источников: конденсатора $C1$ и вторичной обмотки трансформатора — через диод $VD2$. Таким образом получают примерное удвоение напряжения. При исполь-

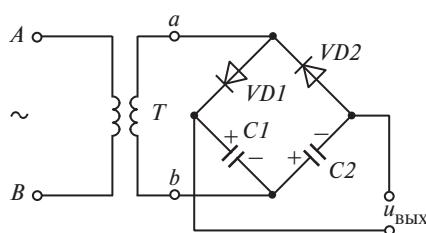


Рис. 9.7. Схема однофазного симметричного удвоителя напряжения

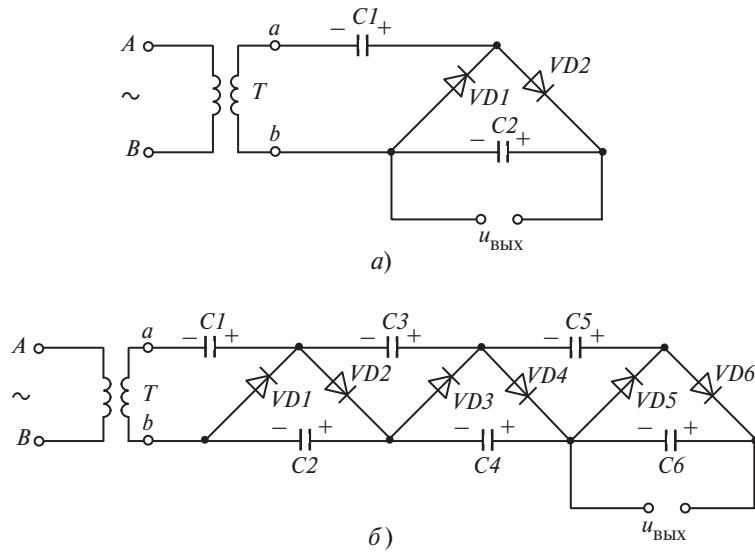


Рис. 9.8. Схемы несимметричных умножителей напряжения:
а — схема удвоения напряжения; б — схема шестикратного умножения

зовании несимметричной ячейки можно умножать напряжение в $2n$ раз для системы, состоящей из n ячеек. Так, для $n = 3$ получают шестикратное умножение входного напряжения (рис. 9.8, б). При этом надо помнить о сильной зависимости пульсаций от нагрузки, характерной для всех выпрямителей с емкостным фильтром.

Если применить схему двухтактного выпрямления, то можно получить поочередный подзаряд конденсаторов каждой ячейки. В этом случае получают схему умножителя напряжения, в которой используются соединения однофазных мостов. В целом схема состоит из соединенных между собой однотактных умножителей, выполненных по схеме умножения (см. рис. 9.8, б). В этой схеме подзаряд выходных конденсаторов происходит каждый полупериод, что соответствует работе мостовых схем.

В схемах с умножением напряжения может быть использовано трехфазное напряжение. В этом случае применяют последовательное соединение конденсаторов и трехфазных мостовых диодных ячеек аналогично двухфазным мостовым.

Делители напряжения. В схемах диодно-конденсаторных делителей напряжения используются полностью управляемые ключи. Один интервал времени диодно-конденсаторные ячейки подключены к высокому напряжению последовательно. На втором интервале эти ячейки с помощью полностью управляемых ключей включаются параллельно и подключаются к нагрузке. На рис. 9.9 представлена упрощенная схема делителя напряжения, на которой полностью управляемые ключи обозначены $S1, S2$ и $S3, S4$. Обе пары ключей работают синхронно без перекрытия включенных пар.

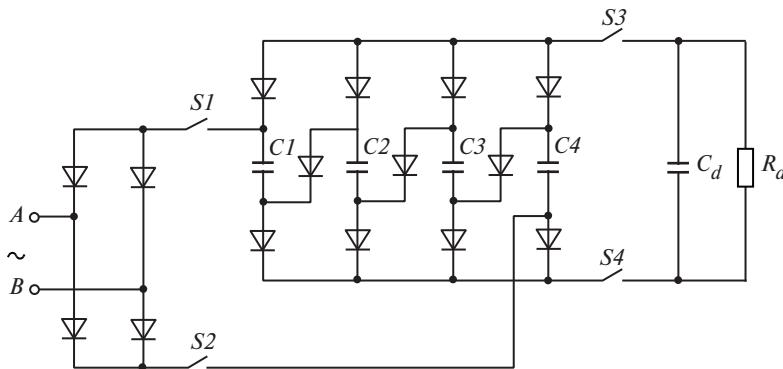


Рис. 9.9. Диодно-конденсаторный делитель напряжения

Когда ключи $S1$ и $S2$ включены, $S3$ и $S4$ выключены, диодно-конденсаторные ячейки (на рис. 9.9 их четыре) включаются последовательно. При этом происходит их подзаряд от выпрямленного высокого напряжения сети. Ток подзаряда, как и должно быть в выпрямителях с емкостным фильтром, в данном случае состоящим из четырех последовательно соединенных конденсаторов, ограничивается внутренним сопротивлением сети и сопротивлениями включенных диодов. При включенных ключах $S3$ и $S4$, ключи $S1$ и $S2$ выключены. При этом конденсаторы всех ячеек оказываются подключенными к нагрузке параллельно. Ток подзаряда выходного конденсатора C_d , подключенного к нагрузке R_d , определяется разностью напряжений заряженных конденсаторов ячеек и конденсатора C_d . Очевидно, что его значение зависит от значения нагрузки R_d . Когда напряжения на конденсаторах ячеек и выходном конденсаторе становятся равными, выходные ключи $S3$, $S4$ отключаются, а входные включаются. Изменяя скважность работы ключей $S1$ — $S4$, можно регулировать значение выходного напряжения.

Общим недостатком схем диодно-конденсаторных делителей и умножителей напряжения являются низкое значение коэффициента мощности и сильное искажение входного тока, характерное для схем выпрямителей с емкостным фильтром.

9.5. Многоуровневые преобразователи

Необходимость повышения рабочего напряжения преобразователей приводит к последовательному соединению отдельных приборов. В то же время использование технологии многоуровневого соединения вызывает не только повышение напряжения относительно номинальных параметров ключей, но и улучшает гармонический состав токов и напряжений. По существу, в многоуровневых преобразователях возникает возможность сочетания АИМ и ШИМ. При этом одновременно снижаются значения $\frac{di}{dt}$ и $\frac{du}{dt}$ на клю-

чах и помехи. Сочетание АИМ с ШИМ позволяет снизить частоту модуляции преобразователя.

Понятие «многоуровневый» относится как к инверторам, так и к выпрямителям, хотя технологические возможности разных топологий различны и только технико-экономический анализ позволяет правильно выбрать ту или иную топологию. Многоуровневые преобразователи применяют в электроприводе для преобразования частоты, в электроэнергетике — для линий передачи переменного тока и создания гибких линий посредством установки СТАТКОМ, активных фильтров и т.п. [7].

Существует две основные топологии создания многоуровневых преобразователей:

- последовательным соединением конденсаторов;
- последовательным соединением мостовых однофазных ячеек.

Различают соединение конденсаторов с диодной блокировкой и блокировкой конденсаторов посредством самих ключей. Выделяют также устройства с каскадным соединением схем различной топологии и т.п.

Схемы на основе конденсаторов с диодной блокировкой. Принцип действия трехуровневой схемы инвертора (рис. 9.10) понятен из рассмотрения эквивалентных схем для одного плеча (например, фазы *a*), которые представлены на рис. 9.11. Три состояния транзисторов показаны на эквивалентных схемах:

I — транзисторы *VT11*, *VT12* выключены, транзисторы *VT41*, *VT42* включены;

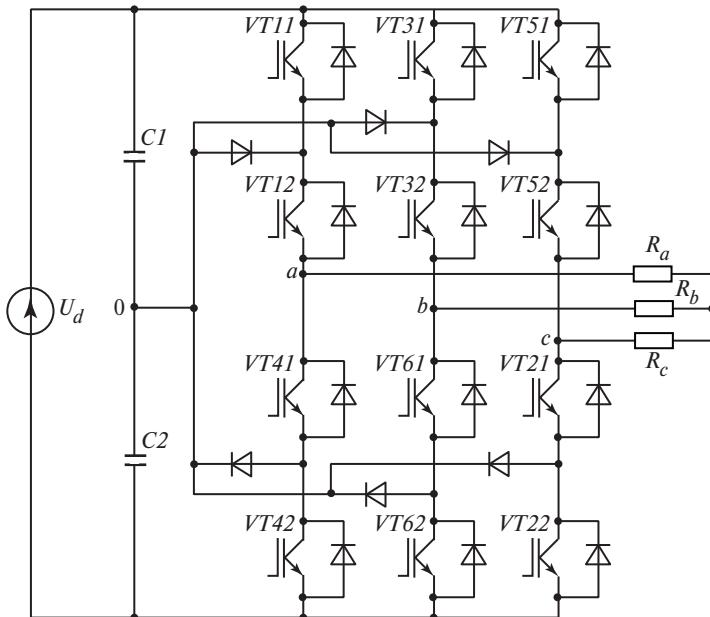


Рис. 9.10. Схема трехуровневого инвертора на основе конденсаторов с диодной блокировкой

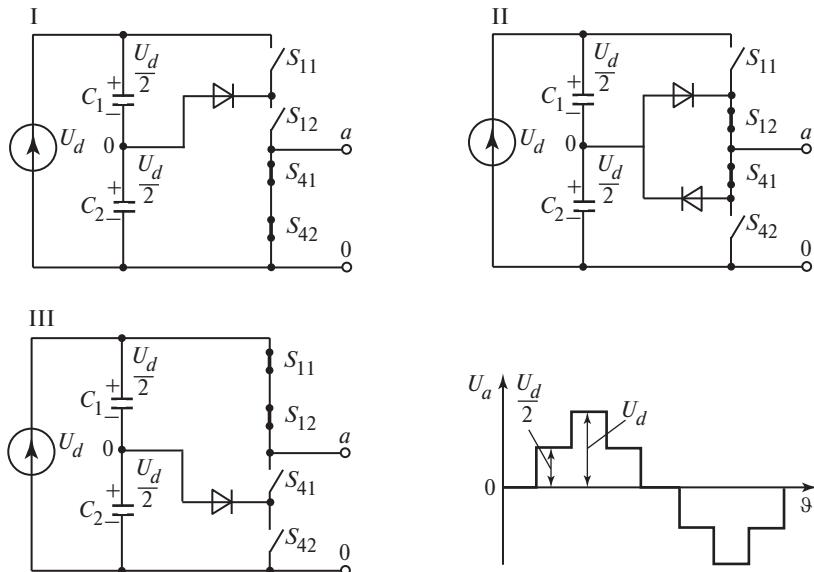


Рис. 9.11. Эквивалентные схемы замещения плеча фазы «*a*» и диаграмма выходного напряжения при АИМ:

I, II, III — состояния ключей

II — транзисторы $VT11$ и $VT42$ выключены, транзисторы $VT12$, $VT41$ включены;

III транзисторы $VT41$, $VT42$ выключены, транзисторы $VT11$, $VT12$ включены.

При АИМ и условии, что конденсаторы $C1$ и $C2$ заряжены до половины входного напряжения, в фазе «*a*» выходное напряжение имеет прямоугольную форму. В состоянии транзисторов I напряжение равно нулю относительно нижней шины моста, в состоянии III — полному входному напряжению U_d , в состоянии II — напряжению на конденсаторе $C1$ или $C2$. Уровни напряжения 0, $U_d/2$ и U_d соответствуют напряжениям в трехуровневом инверторе. В этой схеме коммутируется напряжение $U_d/2$, следовательно, меньше потери на коммутацию и лучше гармонический состав выходного напряжения. Напряжение на транзисторах равно $U_d/2$, если напряжение на конденсаторах сбалансировано. Однако балансировка напряжения в этих схемах является непростой задачей и частично может быть достигнута модуляцией уровней напряжения. Количество уровней может быть увеличено, но при этом трудности балансировки возрастают. На рис. 9.12 представлены диаграммы выходного напряжения трех- и четырехуровневого инверторов, сочетающие ступенчатую аппроксимацию с ШИМ. Последняя может быть реализована различными методами, сходными с рассмотренными ранее. Очевидными недостатками схем с диодной блокировкой являются большое

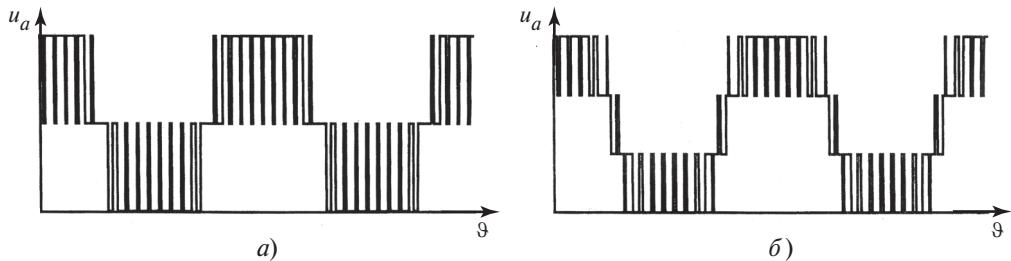


Рис. 9.12. Напряжение фазы многоуровневых преобразователей с ШИМ:
а — трехуровневый; б — четырехуровневый

количество управляемых ключей, например транзисторов, и введение в схему блокирующих диодов. Что касается диодов, то они проще и дешевле, чем управляемые ключи. Хотя следует отметить, что с ростом числа ступеней напряжение на блокирующих диодах первой ступени возрастает, что требует их последовательного соединения или увеличения класса по напряжению. Исключить диоды можно, использовав в качестве блокировки управляемые ключи основной схемы. Такая схема является разновидностью первой. Она называется схемой с переключаемыми конденсаторами или схемой с ячейко-гнездовой структурой конденсаторов.

Инверторы с ячейко-гнездовой структурой конденсаторов. Пример трехуровневого инвертора с такой структурой представлен на рис. 9.13. В этой схеме конденсатор C заряжается до значения напряжения $U_d/2$ и, будучи последовательно подключенным к основному источнику, создает третий уровень в выходном напряжении. В результате верхний и нижний транзисторы формируют ступень напряжения со значением $U_d/2$. Эта ступень образуется за счет последовательного подключения конденсатора C к выходу фазы. Очевидно, что для этой схемы также сложной задачей является обеспечение балансировки. Количество подключаемых конденсаторов возрастает с увеличением числа уровней. Например, в пятиуровневом инверторе их количество увеличивается в 6 раз, при этом используется последовательное соединение конденсаторов. Задача балансировки напряжений усложняется с ростом числа уровней. Кроме того, по сравнению с другими схемами увеличивается емкость конденсаторов.

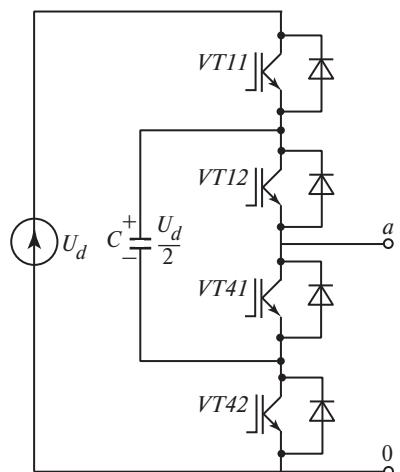


Рис. 9.13. Схема одного плеча трехуровневого преобразователя с ячейко-гнездовой структурой конденсаторов

Инверторы с ячейко-цепочечной схемой. Альтернативной и перспективной для многофазных схем является ячейко-цепочечная топология многоуровневых схем. В основе ее лежит последовательное сложение напряжений отдельных источников питания. В схеме может использоваться набор элементов нетрадиционных источников, таких как элементы солнечной или топливной батареи, но чаще всего применяют обычные выпрямители с входными трансформаторами. В этом случае затрудняется реализация инверторного режима работы. Простейшая диодная схема выпрямления позволяет сравнительно просто создавать такие ячейки. При этом легко решается задача создания наиболее благоприятной схемы многофазного выпрямителя со ступенчатой формой входного тока. На рис. 9.14 приведена схема одной из ячеек. Так, из трех ячеек в каждой фазе можно образовать 18-пульсную систему с трансформаторами. Каждая из ячеек содержит однофазный инвер-

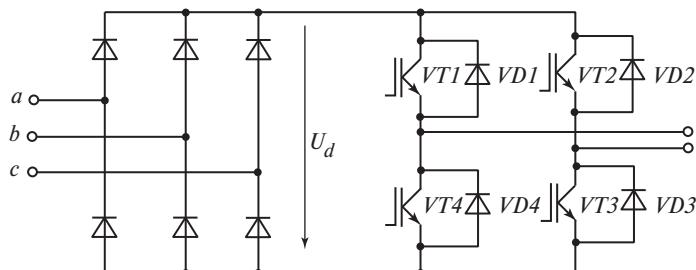


Рис. 9.14. Схема одной ячейки многоуровневого многофазного преобразователя

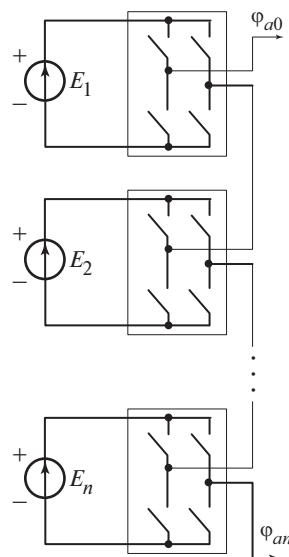


Рис. 9.15. Каскадная многоячейковая схема

тор напряжения. В зависимости от состояния ключей выходной ячейки значение и знак выходного напряжения изменяются в диапазоне $0—U_d$. Применив синусоидальную ШИМ, получают квазисинусоидальное напряжение при низких значениях частоты модуляции. Если количество ступеней напряжения увеличить, то, подбирая угол сдвига и высоту складываемых последовательно прямоугольников, можно получить удовлетворительную аппроксимацию выходного напряжения квазисинусоидальной формы методом АИМ.

Каскадное соединение однофазных мостовых схем, выполненных с различной топологией, позволяет получить многоуровневую схему инвертора с заданным числом уровней каждой ступени (рис. 9.15). Так, одна ступень соответствует пятиуровневому инвертору, а соединенные каскадом n -уровневые ячейки позволяют набирать ступени с различным числом уровней. Очевидно, что выбор ступеней является типичной многофакторной оптимизационной задачей. На ее решение влияют значение выходного напряжения, требования к частоте модуляции, область применения, глубина регулирования и другие факторы.

Литература к гл. 9

1. **Sood Y.K.** HVDC Transmission. Power electronics: Handbook / Ed. Muhammad H. Rashid. USA: Academic Press, 2001.
2. **Мыцык Г.С.** Основы структурно-алгоритмического синтеза вторичных источников электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1989.
3. **Розанов Ю.К.** Параллельная работа преобразователей постоянного тока // Электротехника. 1982. № 4.
4. **Розанов Ю.К.** Основы силовой электроники. М.: Энергоатомиздат, 1992.
5. **Розанов Ю. К., Алфёров Н.Г., Мамонтов В.И.** Инверторный модуль для систем гарантированного электроснабжения // Преобразовательная техника. 1981. № 7.
6. **Зиновьев Г.С.** Основы силовой электроники. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003.
7. **Corzine K.** Multilevel converters. The power electronics: Handbook / Ed. T.L. Scvorenina. USA: CRC Press, 2002.
9. **Rudnick H., Dixon J.** Delivering clean and pure power // IEEE. 2003. Vol. 5.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ПРИМЕНЕНИЕ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

10.1. Повышение эффективности электроснабжения

10.1.1. Управление передачей электроэнергии

Управление потоками электроэнергии переменного тока. Линия передачи электроэнергии характеризуется распределенными параметрами, определяемыми последовательными активным и индуктивным сопротивлениями, а также параллельными активной проводимостью и емкостью. Обычно в воздушных линиях передачи электроэнергии переменного тока индуктивное сопротивление превышает последовательное активное, а параллельная емкость превышает активную проводимость. Поэтому для упрощения расчетов рассматривают идеализированные линии без активных потерь. В этом случае основным параметром является волновое сопротивление, отнесенное к единице ее длины. Когда к концу линии без потерь подключается согласованная нагрузка, сопротивление которой равно волновому сопротивлению, на любом отрезке линии вся энергия, доставляемая падающей волной, поглощается в нагрузке. При малой нагрузке, когда ее сопротивление выше волнового, происходит перекомпенсация емкости линии и напряжение повышается. При перегрузках линии ее сопротивление принимает индуктивный характер и вызывает снижение напряжения. В таких случаях возникает необходимость в компенсации избытка или недостатка реактивной мощности для стабилизации напряжения в линии. Для упрощения процедуры анализа модель линии передачи представляют сосредоточенными параметрами: источниками напряжений двух генераторов (вырабатывающего и принимающего электроэнергию), разделенных индуктивным сопротивлением $X = \omega L$ (рис. 10.1). Передаваемая активная мощность в этом случае может быть представлена следующим соотношением [1]:

$$P = \frac{U_1 U_2}{X} \sin \delta, \quad (10.1)$$

где δ — угол фазового сдвига между напряжениями источника U_1 и потребителя U_2 .

Напряжение передающего источника должно опережать напряжение принимающего. Из (10.1) следует, что максимальное значение передаваемой мощности будет при значении угла $\delta = \frac{\pi}{2}$. Поток мощности можно регулировать следующими основными способами: изменяя значения сопротивления X , напряжений U_1 и U_2 , угла δ .

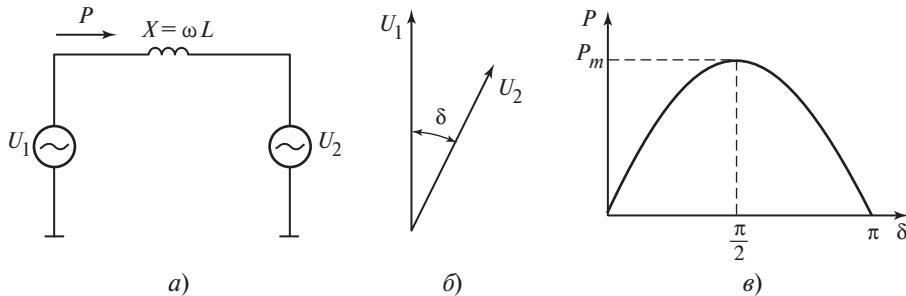


Рис. 10.1. Передача активной мощности в линии электропередачи:

а — схема модели линии электропередачи; б — векторная диаграмма; в — зависимость активной мощности от угла δ

Согласно этим способам традиционно для управления потоком электроэнергии использовались следующие методы:

- компенсация реактивной мощности за счет параллельного подключения реакторов или конденсаторов соответственно значению реальной нагрузки;
- компенсация посредством последовательного включения в линию конденсаторов;
- включение фазосдвигающих устройств (ФУ), которые позволяют изменять угол δ и, следовательно, управлять потоком электроэнергии.

Компенсация реактивной мощности. Создание тиристора стало первым этапом развития силовой электроники, на котором значительно повысилась управляемость электропередачи в сетях переменного тока. На его основе были созданы коммутационные и регулирующие устройства с высоким быстродействием. На рис. 10.2, а изображена схема параллельной компенсации с использованием тиристоров. Компенсирующее устройство представляет собой конденсаторно-реакторную установку с тиристорным регулированием тока реактора. Встречновключенные тиристоры осуществляют коммутацию реактора, так как управление тиристорами с последовательно включенными конденсаторами в режиме естественной коммутации невозможно. Такое устройство позволяет регулировать посредством фазового управления углом α поток мощности индуктивного характера от нуля до значения, определяе-

мого индуктивностью реактора $Q_L = \frac{U^2}{\omega L}$. На рис. 10.2, б приведены диаграммы напряжения сети и тока компенсатора при угле управления $\alpha = 2\pi/3$, а также диаграмма максимально возможного тока при угле управления $\alpha = \pi/2$.

Совместное использование конденсаторов и реактора с тиристорным управлением позволяет плавно регулировать реактивную мощность как емкостного, так и индуктивного характера. Следует отметить, что подключение конденсаторов ключами $S1—S4$ осуществляется при нулевом значении

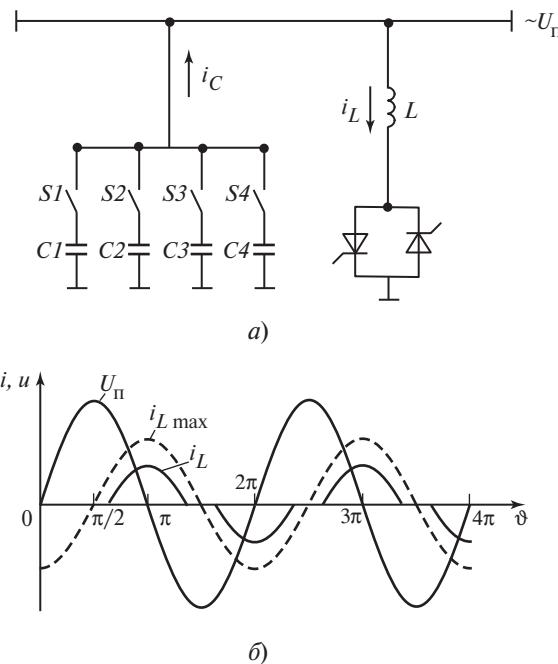


Рис. 10.2. Параллельная компенсация на основе конденсаторов и реактора со встречновключеными тиристорами:
а — схема; б — диаграммы тока и напряжения

напряжения. Диапазон регулирования реактивной мощности тиристорного компенсатора составляет

$$U^2 \omega C_{\Sigma} \div \frac{U^2}{\omega L}, \quad (10.2)$$

где C_{Σ} и L — суммарная емкость конденсаторов и индуктивность реактора; ω — угловая частота сети; U — действующее напряжение сети.

Такое устройство является быстродействующим и надежным. Основные его недостатки — низкие удельные массогабаритные показатели, обусловленные необходимостью использовать тиристоры, рассчитанные на управление полной мощностью компенсации, а также значительное искажение формы тока в реакторе. Различные модификации этого устройства применяют в электроэнергетике.

Альтернативой реактору с последовательными тиристорами служит реактор с подмагничиванием [2—3], преимущество которого заключается в наличии устройства низкого напряжения, управляющего током подмагничивания. Оно позволяет изменять компенсирующую мощность посредством регулирования значения индуктивности, являясь более инерционным по сравнению с реактором, ток которого регулируется встречновключенными тиристорами в широком диапазоне.

Последовательная конденсаторная компенсация с использованием тиристоров осуществляется по двум основным схемам (рис. 10.3). В первой схеме конденсаторные секции шунтируются встречновключенными тиристорами, соединенными последовательно (рис. 10.3, *а*). Для исключения выхода из строя полупроводниковых приборов воздействием разрядных токов конденсаторов приборы включаются при переходе через нуль напряжения коммутируемой секции конденсаторов. Во второй схеме последовательной компенсации конденсаторы и реакторы включаются последовательно со встречновключенными тиристорами (рис. 10.3, *б*). Реакторы выполняют функции аналогичные тем, которые выполняют реакторы в схеме с параллельной компенсацией. Значение тока регулируется посредством фазового управления тиристоров. В зависимости от значения угла управления тиристорами реакторы компенсируют емкость последовательных конденсаторов в линии. При отсутствии конденсаторной компенсации реакторы включены и шунтируют конденсаторы, а при полной компенсации выключены.

Быстродействие ФУ повышают заменой механических ключей тиристорами для осуществления коммутации отпаек обмоток трансформаторов. Фазосдвигающие устройства используют в основном для регулирования угла δ в целях поддержания баланса мощности в системах передачи электроэнергии или для увеличения их стабильности в переходных процессах. Использование тиристоров в ФУ повышает эффективность их применения.

Полностью управляемые приборы большой мощности: запираемые тиристоры, силовые транзисторы и т.п. — позволили создать преобразователи с ШИМ высокого напряжения. В частности, появились схемы преобразователей переменного тока с ШИМ со свойствами источников тока или напряжения. На основе схемы инвертора напряжения был создан статический компенсатор реактивной мощности (СТАТКОМ). Учитывая, что реактивная мощность носит обменный характер, в качестве временного накопителя энергии используют электролитические конденсаторы. Эти конденсаторы включают на стороне постоянного тока преобразователя, который работает в режиме инвертора напряжения и осуществляет обмен реактивной мощностью с линией передачи электроэнергии (рис. 10.4). Такой компенсатор имеет хорошие удельные массогабаритные показатели и высокое быстродействие. Переход из потребления мощности индуктивного характера в режим

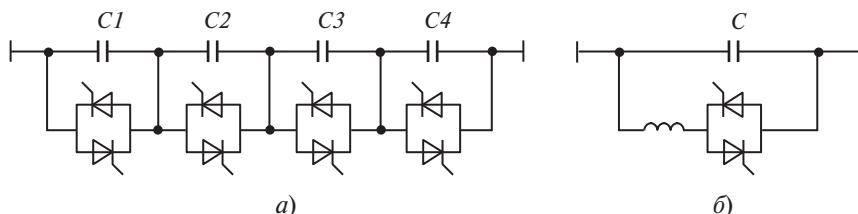


Рис. 10.3. Схемы последовательной конденсаторной компенсации:

а — с конденсаторами; *б* — с реакторами

генерации емкостной мощности и наоборот может осуществляться за время меньше половины периода на частоте основной гармоники напряжения. Этот компенсатор создает небольшое искажение тока, но при работе в переходных режимах энергосистемы является устройством с отличными характеристиками.

Совершенствование ФУ на основе полностью управляемых электронных ключей привело к созданию объединенного регулятора потока мощности электроэнергии (ОРПМ) с силовыми электронными преобразователями электроэнергии [1]. Принципиально ОРПМ объединяет функции последовательного и параллельного компенсаторов неактивной мощности и фазосдвигающего устройства.

Эта схема является универсальной для создания «гибких» линий переменного тока. На рис. 10.5, *a* приведена структурная схема ОРПМ, подключенного к линии электропередачи. Основой этого устройства являются преобразователи переменного/постоянного тока $Pr1$ и $Pr2$. На стороне постоянного тока они объединены, и к ним подключен конденсатор C . Преобразователь $Pr1$ подключен параллельно к линии передачи, а преобразователь $Pr2$ — последовательно с линией через трансформатор $T2$. Поскольку преобразователи выполнены на основе инверторов напряжения с ШИМ, они могут работать в четырех квадрантах комплексной плоскости на стороне переменного тока. Если допустить, что преобразователь $Pr1$ явля-

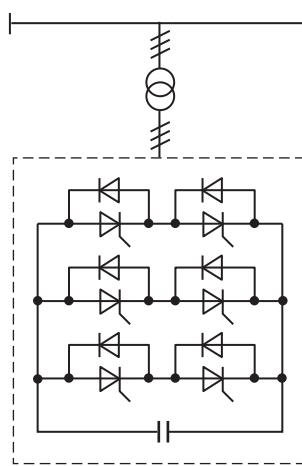


Рис. 10.4. Схема СТАТКОМ

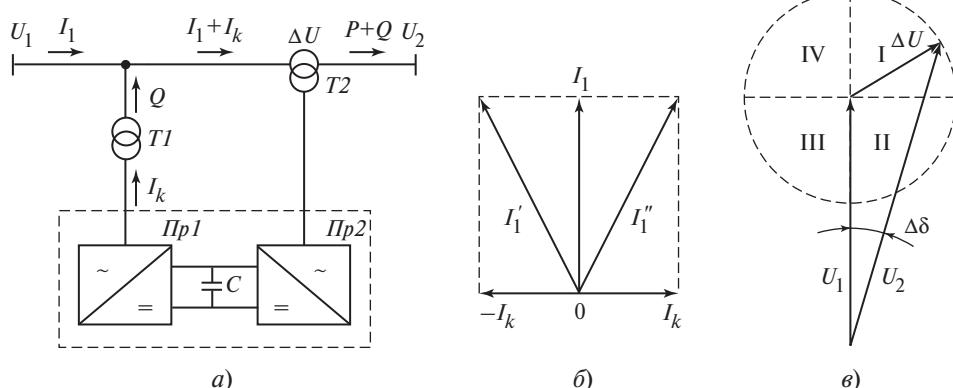


Рис. 10.5. Объединенный реактор потока мощности:

а — структурная схема; *б* — векторная диаграмма тока с учетом тока параллельно подсоединеного преобразователя $Pr1$; *в* — векторная диаграмма с учетом добавления напряжения последовательно подключенного преобразователя $Pr2$

ется потребителем или генератором тока, то его первая гармоника может находиться в любом квадранте комплексной плоскости относительно вектора напряжения (рис. 10.5, б). Преобразователь *Пр2*, вторичные обмотки которого включены последовательно, генерирует или потребляет электроэнергию посредством последовательного добавления напряжения ΔU , первая гармоника которого также может находиться в любом квадранте комплексной плоскости относительно протекающего через обмотку трансформатора тока (рис. 10.5, в). По существу, он выполняет функции регулятора напряжения. Из рис. 10.5, б, в следует, что ОРПМ является устройством не только для компенсации реактивной мощности, но и для создания изменяющегося по фазе дополнительного напряжения ΔU . Изменение значения и фазы этого напряжения позволяет регулировать угол δ между напряжениями различных пунктов линии, а также управлять значением и фазой напряжения в месте подключения трансформатора, т.е. осуществлять эффективное управление потоком мощности в линии.

Передача электроэнергии и вставки постоянного тока. Благодаря развитию силовой электроники существенно повысилась эффективность передачи электроэнергии переменного и постоянного тока. На современных линиях передачи постоянного тока значительно снижен уровень генерации высших гармоник напряжения и тока.

Линии передачи высокого напряжения на постоянном токе имеют следующие преимущества перед линиями передачи на переменном токе:

- отсутствие реактивной мощности;
- скалярное управление потоком электроэнергии;
- более низкая стоимость на расстояние более 500 км.

На рис. 10.6 приведен график приблизительной стоимости передачи на постоянном и переменном токе [5]. Начальная стоимость передачи на переменном токе значительно меньше, чем на постоянном. Однако с увеличением расстояния стоимость передачи на постоянном токе снижается.

Основной недостаток линий постоянного тока — невозможность трансформации постоянного тока. Поэтому такие линии применяют для передачи электроэнергии без отбора мощности по пути их прохождения. В 1987—1997 гг. введено в эксплуатацию свыше 47 линий постоянного тока в разных странах [4]. Мощность многих линий постоянного тока достигает 2000 МВт при напряжении 600 кВ и выше. При передаче на постоянном токе потери мощности в линии снижаются в 20—30 раз по сравнению с передачей на переменном токе.

Развитие силовой электроники и ее достижения делают актуальным использование постоянного тока не только при передаче электроэнергии, но и на других этапах ее применения,

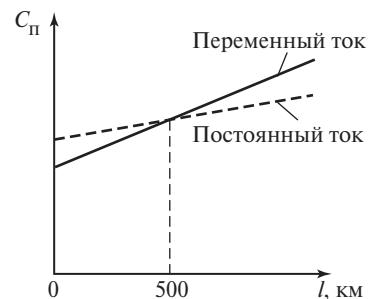


Рис. 10.6. График затрат на передачу электроэнергии в зависимости от расстояния

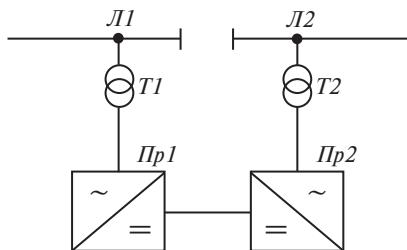


Рис. 10.7. Структурная схема вставки постоянного тока на преобразователях $Пр1$ и $Пр2$ между линиями $Л1$ и $Л2$ переменного тока

например, при получении электроэнергии от альтернативных источников, в системах бесперебойного электроснабжения электропривода и др.

В некоторых странах разрабатывают электропередачи со вставками постоянного тока. Примером использования структуры, характерной для передачи со вставками на постоянном токе, стало объединение инверторов напряжения на стороне постоянного тока. В таких схемах к шинам постоянного тока подключают батареи конденсаторов. В результате исчезает собственно линия передачи постоянного тока. Этот прием называют «сшиванием» (рис. 10.7).

Обеспечение качества электроэнергии. До создания полностью управляемых, быстродействующих, силовых электронных приборов в системах электроснабжения использовались преобразователи на тиристорах. На их основе были созданы мощные преобразователи большой мощности различных видов для электропривода, электрометаллургии, передачи информации и т.п. В результате произошло существенное ухудшение качества электроэнергии и эффективности ее использования. Современные виды электронных приборов позволяют не только исключить подобную ситуацию при создании аналогичных по назначению устройств, но и разрабатывать устройства для повышения качества существующих и разрабатываемых систем электроснабжения. На основе современных технологий силовой электроники могут успешно решаться следующие задачи обеспечения качества: управление значением и знаком реактивной мощности, а следовательно, и коэффициентом мощности $\cos \varphi$; улучшение гармонического состава токов и напряжений; стабилизация напряжения в заданных точках линии; симметрирование токов нагрузки и напряжений в трехфазных системах и т.п.

10.1.2. Обеспечение взаимодействия возобновляемых источников и накопителей электроэнергии с сетью

Наиболее эффективными решениями проблем энергетики являются создание и развитие технологий по использованию различных видов возобновляемых энергетических ресурсов. К ним относят солнечную энергию, энергию ветра, океана и др. Эти виды энергии непосредственно связаны с энергией Солнца, которая практически неисчерпаема по сравнению с традиционными видами топлива: углем, нефтью, природным газом, запасы которых на Земле ограничены. В настоящее время созданы новые технологии преобразования возобновляемой энергии в электрическую с помощью силовых электронных устройств. При этом важной функцией последних является интеграция возобновляемых источников с сетью непосредственно или через промежуточные накопители электроэнергии [6—13].

Солнечные элементы. Солнечная энергия может быть преобразована в электрическую энергию посредством освещения фотоэлектрических преобразователей (ФЭП), называемых также солнечными элементами. Решающими факторами в развитии новой технологии стали возможности производства кремния и других материалов, используемых в ФЭП, в частности тонких пленок с кремниевым покрытием и т.п.

Основой ФЭП являются полупроводниковые элементы, состоящие из материалов, образующих структуру *p-n*-перехода подобно диоду. Под воздействием световых фотонов, облучающих один из поверхностных слоев этой структуры (обычно *n*-типа), происходит «фотоэлектрический» процесс, преобразующий энергию электромагнитного излучения в электроэнергию. По принципу действия системы на основе ФЭП — это источники постоянного тока. В системе мощностью до 10 кВт для получения переменного тока применяется инвертор, подключаемый в общем случае к сети однофазного переменного тока. При невысоких требованиях к качеству выходного тока может быть использована структура, в которой выход модуля ФЭП непосредственно подключен к автономному инвертору, питающему потребитель. При этом качество напряжения на выходе может существенно отличаться от стандартов сетевого переменного напряжения и определяться специальными требованиями. При наличии сети возникает необходимость в дополнительном преобразователе постоянного тока в постоянный (рис. 10.8). Это обусловлено крайней нестабильностью выходного напряжения модуля ФЭП. Кроме того, в большинстве систем используется накопитель, например аккумуляторная батарея (АБ), которая подключается к шинам постоянного тока. Аккумуляторная батарея обеспечивает стабильность напряжений на шинах постоянного тока между напряжением модуля ФЭП и входным напряжением.

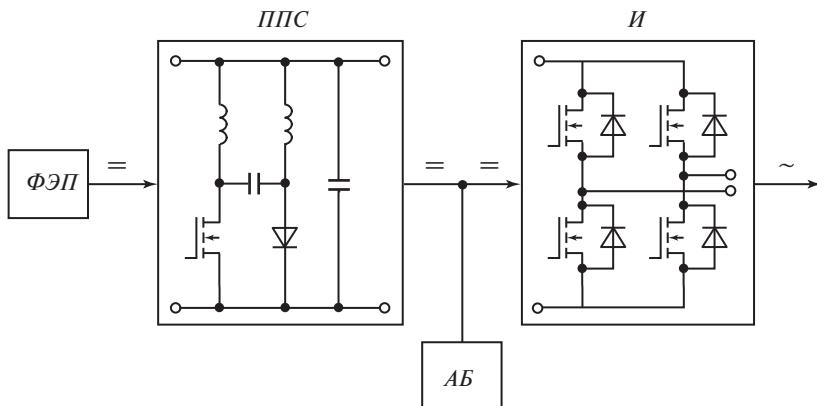


Рис. 10.8. Структурная схема силовой части системы с фотоэлектрическим преобразователем:

ППС — преобразователь постоянного тока в постоянный; И — инвертор

При мощности более 10 кВт разрабатываются трехфазные системы электропитания. В этом варианте обычно используются структуры с одним централизованным инвертором, способным работать совместно с сетью. В то же время преобразователи постоянного тока в постоянный устанавливаются на выходе отдельных модулей и панелей ФЭП. Инверторы в этих системах должны быть рассчитаны на интеграцию с сетью с высоким качеством выходных параметров.

Ветроэнергетические установки. В основе принципа действия ветроэнергетических установок (ВЭУ) лежит преобразование энергии ветра в механическую, а затем в электрическую энергию посредством вращающихся лопастей, закрепленных на устройстве, называемом аэродинамической турбиной. Эти лопасти, по существу, являются пропеллером, приводящим в действие турбину [6, 7]. Так как частота вращения ротора турбины Γ изменяется, то в ВЭУ размещают коробку передачи, которая регулирует частоту вращения вала с установленным на нем генератором электрической энергии. Наиболее простым по управлению способом преобразования механической энергии в электрическую является применение генератора постоянного тока.

Однако при этом остаются нерешенными другие проблемы, связанные с видом, качеством и передачей электроэнергии. Значительно повысить энергоэффективность ВЭУ можно при использовании синхронного генератора и устройств силовой электроники ЗУ. В этом случае напряжение синхронного генератора поступает на вход выпрямителя B , который в зависимости от требований к ВЭУ может быть выполнен и на неуправляемых вентилях. Далее выпрямленное напряжение поступает на инвертор I (рис. 10.9), подключенный непосредственно к сети. Инвертор может быть изготовлен по схеме инвертора как напряжения, так и тока. Существенное улучшение его характеристик при работе с сетью получают с применением схем, выполненных на полностью управляемых электронных ключах. В этом случае инвертор сможет работать, генерируя заданные значения активной и реактивной мощности в сеть. При этом становятся возможными обеспечение высокого качества тока и выдача энергии из сети для подзаряда аккумуляторной батареи AB .

В качестве генератора Γ можно использовать асинхронную машину с короткозамкнутым ротором. Но в этом случае возникает необходимость регулирования амплитуды и частоты при переменной скорости вращения ротора. Для этого следует применять специальные методы, например совместную работу

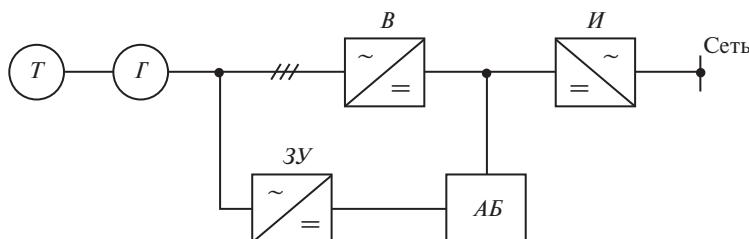


Рис. 10.9. Обобщенная структура ветроэнергетической установки

с выпрямительно-инверторным каскадом, и использовать инвертор на полностью управляемых ключах, а при необходимости и повышающий преобразователь постоянного тока в постоянный.

Более перспективной является структура с источником регулируемой емкостной мощности (ИРМ), например от источника типа СТАТКОМ. В этом случае асинхронный генератор может генерировать активную энергию в сеть, получая из нее необходимую реактивную энергию (рис. 10.10).

Новым эффективным решением является создание асинхронизированного синхронного генератора *ACГ* [2]. Ротор генератора имеет две обмотки, управление которыми осуществляется от статических преобразователей. Генератор работает с сетью при изменении частоты вращения ротора. Обмотки ротора подключены к преобразователю частоты, напряжения которого сдвинуты по фазе на 90° . Создаваемое ими магнитное поле возбуждения, вращаясь с частотой скольжения, обеспечивает синхронность вращения поля возбуждения и статора машины. Эффективность *ACГ* особенно проявляется при значительных колебаниях частоты вращения турбины и ограниченных возможностях коробки передачи *КП*. Управление частотой напряжения, питающего обмотки, обеспечивает высокую устойчивость синхронной работы *ACГ* с сетью.

Топливные элементы (ТЭ). Традиционно основную часть электроэнергии получают посредством преобразования тепловой энергии в механическую, а затем механической в электрическую. При этом КПД тепловых машин практически не превышает 40 %. Существенно более эффективным является прямое преобразование энергии, создаваемой топливными элементами, в электрическую. При этом способе имеется возможность создания обратного процесса с выделением поглощенного тепла [2].

Принцип действия ТЭ — прямое преобразование энергии, создаваемой химическими элементами, в электрическую. Особенностью этого способа является возможность обратного процесса — регенерации (электролиза)

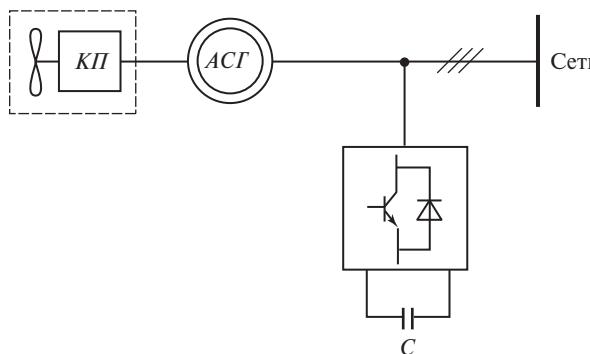


Рис. 10.10. Структурная схема подключения ветроэнергетической установки при использовании асинхронизированного синхронного генератора

воды с выделением поглощенного тепла. При этом происходит разложение полученного продукта, в частности воды, на исходные элементы топлива — водород и кислород. Объединяя системы производства электроэнергии в ТЭ и обратного процесса для образования водорода посредством электролиза воды, получают комбинированную систему с расширенными функциями [6, 7].

Электроэнергия на выходе ТЭ вырабатывается на постоянном токе. Установки небольшой мощности (до 10 кВ · А) обычно используют для подключения к однофазной сети. Источник на ТЭ рассчитывается из условия обеспечения среднего значения номинальной мощности, а пики нагрузок должны покрываться различными видами накопителей электроэнергии, например аккумуляторной батареей. Упрощенная структурная схема устройства представлена на рис. 10.11. Основными звенями силовой части структуры являются преобразователь постоянного тока в постоянный *ППТ* и инвертор *И*. Регулирование выходного напряжения осуществляется как *ППТ*, так и инвертором. Для улучшения удельных массогабаритных показателей устройств в состав системы включают звено повышенной частоты. К выходу звена подключен трансформатор *Т* с требуемым выходным напряжением. В таких структурах могут быть выходные каналы как постоянного, так и переменного тока. В целях улучшения удельных массогабаритных показателей используют преобразователи постоянного тока в постоянный с гальванической развязкой. В этом случае к выходу преобразователя постоянного тока подключают инвертор без выходного трансформатора.

На базе схем с ТЭ созданы источники бесперебойного питания (UPS) различной конфигурации. В этих системах к традиционным системам UPS с аккумуляторными батареями подключают устройство с ТЭ и получают устройство бесперебойного питания, работающее более длительное времени.

В системах мощностью более 10 кВт используются соединения с трехфазной сетью. При увеличении мощности в схемах преобразователей постоянного тока в постоянный осуществляют гальваническую развязку выходных шин с источником питания. Схема инвертора, непосредственно подключаемая к сети или нагрузке, выполняется также на полностью управляемых ключах соответствующей мощности.

Гибридные системы мощностью 10 МВт и более комбинированного типа функционируют при выходном напряжении до 10 кВ. В таких схемах используют преобразователи на запираемых тиристорах IGCT и транзисторах IGBT. Микротурбина имеет генератор, вырабатывающий напряжение, поступающее на трехфазный выпрямитель на общие шины постоянного тока

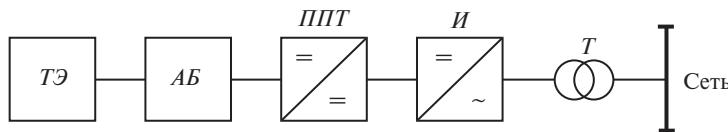


Рис. 10.11. Структурная схема связи источника на топливных элементах с сетью

системы. Выходной инвертор системы, обеспечивающий ее связь с сетью, выполнен на тиристорах IGCT по двухуровневой схеме, что обусловлено входным напряжением 6 кВ.

Топливные элементы применяют в стационарных электроэнергетических установках и автомобильных приводах. Мощность стационарных установок составляет от десятка киловатт до сотен мегаватт [6, 7].

10.2. Электропривод

Электропривод является наиболее энергоемкой областью потребителей электроэнергии. Современная силовая электроника позволяет существенно повысить эффективность использования и снизить потери электроэнергии за счет повышения качества потребляемых из сети токов и расширения возможностей управляющих устройств. Например, практически полностью могут быть исключены искажения токов и напряжений в широких диапазонах управления, реализованы автоматические переходы из режима потребления энергии в режим рекуперации и, наоборот, обеспечено точное соответствие режимов работы и законов управления.

10.2.1. Управление машиной постоянного тока

Принцип действия электрической машины постоянного тока основан на взаимодействии проводников в якоре с магнитным полем, создаваемым обмоткой возбуждения, расположенной на статоре. В результате этого взаимодействия возникает момент, вызывающий вращение ротора. Для сохранения момента при перемещении проводников в магнитном поле изменяется направление тока в витках обмотки якоря. Для этого производится переключение (коммутация) тока с одних витков якорной обмотки на другие.

Существуют разные способы подачи тока на обмотку возбуждения, создающую магнитное поле: независимый, последовательный и смешанный. Обычно в транспортном электроприводе применяют последовательный и смешанный способы возбуждения, в промышленном электроприводе — независимый способ возбуждения. Электрическая машина постоянного тока является обратимой, т.е. она может работать как в двигательном, так и в генераторном режиме. Управление машиной производится для изменения частоты ее вращения. Различают следующие режимы работы машины постоянного тока [14] (рис. 10.12):

- прямое вращение;
- торможение при прямом вращении;
- обратное вращение;
- торможение при обратном вращении.

При прямом вращении машина работает при значении напряжения питания U_a , превышающем ЭДС E_a , создаваемую в якоре машины. Этот режим работы соответствует двигателльному режиму в квадранте I. В установившемся режиме момент, развиваемый на валу машины, равен моменту

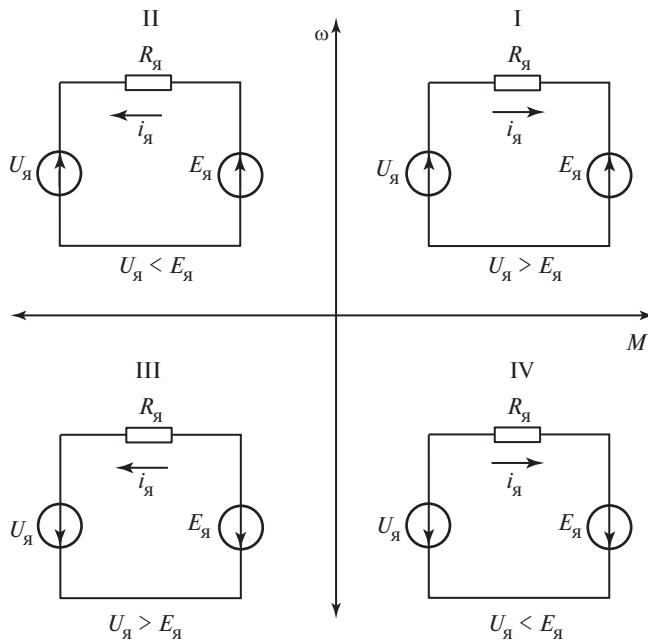


Рис. 10.12. Области режимов работы машины постоянного тока

нагрузки. При этом ток якоря потребляется машиной. В квадранте II машина работает в режиме торможения, который соответствует рекуперации энергии вращения в сеть. Для приема энергии источник питания $U_я$ должен обладать двусторонней проводимостью тока и соответствующей мощностью. При этом ЭДС якоря $E_я$ превышает напряжение источника питания $U_я$ и ток якоря изменяет свое направление так, что начинает протекать встречно ЭДС источника питания, что соответствует потреблению им поступающей энергии. В квадранте III происходит изменение направления вращения машины. Она снова начинает работать в двигательном режиме, потребляя энергию из источника питания. В этом режиме происходит изменение направления вращения, что соответствует изменению полярности ЭДС якоря на щетках. Направление тока якоря совпадает с полярностью ЭДС источника питания, что соответствует потреблению из него энергии. В квадранте IV машина снова переходит в режим торможения и происходит рекуперация энергии вращающейся машины в источник питания. Этот режим также соответствует генераторному, но при другом направлении вращения машины.

При управлении скоростью или моментом на валу машины применяют управляемые выпрямители (УВ), которые изменяют напряжение на якоре машины и создают ток возбуждения. Наиболее эффективно используются выпрямители на основе полностью управляемых ключей. В частности, преобразователи мощностью 1 МВт и более переменного/постоянного тока созданы на транзисторах МОП БТ или запираемых тиристорах типа GCT.

Для этого используют схемы преобразователей со свойствами источника как тока, так и напряжения с ШИМ на повышенной частоте модуляции. В результате становится возможным повышение коэффициента мощности, а также улучшение формы питающего напряжения и потребляемого из сети тока во всех режимах работы, включающих рекуперацию энергии в сеть.

Для управления двигателями малой и средней мощности используют схемы на основе импульсных преобразователей постоянного тока в постоянный. Применение таких преобразователей эффективно на объектах с источниками постоянного напряжения (тока).

10.2.2. Управление асинхронным двигателем

Асинхронный двигатель является наиболее распространенным для преобразования электрической энергии в механическую. В связи с этим задачи управления его скоростью и моментом остаются актуальными. Однако регулирование скорости вращения ротора питающей сетью и большие пусковые токи усложняют решение задач управления. Поэтому на транспортных средствах применяют двигатели постоянного тока, отличающиеся от асинхронных двигателей высокой управляемостью. Это имеет место несмотря на преобладающее использование электрической энергии в виде переменного тока и необходимость преобразования его в постоянный. Однако развитие силовой электроники изменило эту ситуацию. Принцип действия асинхронного двигателя основан на взаимодействии трехфазного переменного тока с индуцируемым им током в обмотке или короткозамкнутых проводниках ротора. Управление частотой вращения и моментом асинхронного двигателя возможно при изменении подводимого к статору напряжения и скольжения. Существуют следующие методы управления асинхронным двигателем:

- значением подводимого к статору напряжения;
- изменением скольжения ротора посредством введения дополнительного сопротивления или источника переменного напряжения в цепи ротора;
- изменением частоты напряжения питания статора;
- одновременным изменением напряжения и частоты питания статора.

Эти методы называют *скалярными*, так как они связаны с изменением значений регулируемых параметров. Другая группа методов управления обусловлена появлением быстродействующих полностью управляемых ключей, развитием методов широтно-импульсной модуляции и цифровой техники управления. Они называются *векторными* и позволяют обеспечить более точное позиционное управление подобно управлению машиной постоянного тока в следящем электроприводе.

Скалярное управление. Управление напряжением статора. Одним из наиболее простых устройств управления напряжением статора является тиристорный регулятор напряжения переменного тока (рис. 10.13). Основными недостатками регулятора являются значительное искажение напряжения, питающего статор, и резкое возрастание высших гармонических составляющих, которые приводят к дополнительным потерям электроэнергии

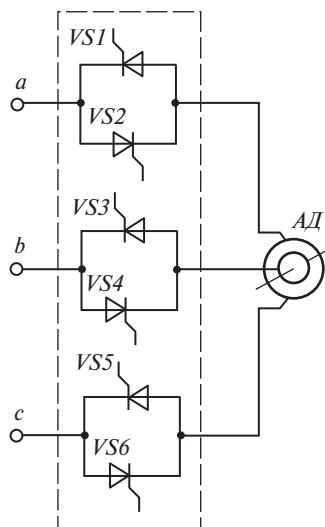


Рис. 10.13. Пускорегулирующее устройство асинхронного двигателя

и ухудшению технико-экономических характеристик двигателя в целом. Возрастание высших гармонических составляющих происходит с ростом угла управления тиристорами: чем больше диапазон регулирования напряжения, тем значительнее изменения искажения напряжения статора.

Управление скольжением ротора. Увеличение сопротивления обмоток ротора влияет на его характеристики, смещающая максимальные моменты двигателя в сторону меньших скоростей. Изменение значения сопротивления обычно производится ступенчато релейно-контакторной аппаратурой.

Для исключения ступенчатого изменения сопротивления в цепь ротора включают дополнительное сопротивление в импульсном режиме, что позволяет плавно регулировать его эквивалентное значение. Функцию ключа в схеме выполняет полностью управляемый полупроводниковый прибор, работающий в ключевом режиме, например тиристор типа GTO. Частота работы ключа определяет (вместе с индуктивностью реактора) пульсацию тока в роторе, влияющую на пульсации, возникающие на валу двигателя.

Энергия, рассеиваемая в резисторе, может замещаться энергией, отдаваемой в сеть при инвертировании. Для этого импульсный регулятор и резистор заменяются асинхронно-вентильным каскадом.

Управление значением и частотой напряжения статора. Изменение частоты напряжения при сохранении его значения неизменным приводит к возрастанию потока (при уменьшении частоты) или к его снижению (при увеличении частоты). Управление асинхронным двигателем в соответствии с этим законом позволяет сохранять двигатель в работе с ненасыщенной магнитной системой — регулировать скорость при практически неизменных значениях момента или мощности двигателя. Так, в зависимости от задачи регулирования при неизменном моменте M получаем $U/f = \text{const}$, для вентиляторной нагрузки, при которой $M = k\omega^2$, имеем $U/f^2 = \text{const}$, при постоянной мощности зависимость приобретает вид $U/\sqrt{f} = \text{const}$. В указанных случаях механические характеристики двигателя изменяются в процессе регулирования частоты и напряжения в соответствии с законом управления. В частности, при постоянстве мощности на валу двигателя зависимость момента от скорости изменяется гиперболически и механические характеристики соответствуют приведенным на рис. 10.14 [14].

Наиболее распространенным способом реализации частотного управления двигателем малой и средней мощности является использование преобразователей частоты (ПЧ) с явно выраженным звеном постоянного тока. Более высокие технические характеристики обеспечиваются ПЧ, выполненным на основе схемы, аналогичной схеме инвертора, с полностью управляемым выпрямителем. В этом случае получают двухкомплектный преобразователь частоты на основе двух практически идентичных схем преобразователя переменного/постоянного тока. Один из преобразователей работает в режиме полностью управляемого выпрямителя с ШИМ с коэффициентом мощности $\cos \varphi \approx 1$ и при небольших искажениях тока сети. При этом электропривод становится подобным линейной активной нагрузке. Высшие гармоники, обусловленные модуляцией напряжения, отфильтровываются «легким» LC -фильтром. Такой ПЧ можно назвать идеальным для регулирования, если исключить при сравнении вариантов его стоимость.

Для управления двигателями большой мощности используются непосредственные преобразователи частоты (НПЧ), имеющие в тиристорном исполнении низкий коэффициент входной мощности и ограниченный диапазон частоты регулирования.

Широкое распространение для управления асинхронными двигателями большой и средней мощности получил ПЧ на основе инвертора тока. В таком ПЧ выпрямитель и инвертор разделены реактором большой индуктивности, придающим ему свойства источника тока.

Векторное управление. В настоящее время интенсивно развиваются методы векторного управления асинхронным двигателем. Основой этих методов является декомпозиция вектора тока статора на две ортогональные составляющие. Одна из составляющих определяет значение магнитного потока, другая соответствует моменту двигателя.

Магнитный поток асинхронного двигателя аналогично магнитному потоку машины постоянного тока с независимым возбуждением определяется током возбуждения и расположением полюсов статора, ток якоря определяет значение момента на валу двигателя. В свою очередь, координаты, в которых производится декомпозиция тока статора, различаются. Они могут быть выбраны относительно потока ротора или статора. Выбор координат вносит определенные, но не принципиальные различия в методы управления. По существу, методы управления основаны на ориентации магнитного поля в пространстве и называются *методами ориентации поля*. Подробная классификация методов векторного управления приведена в [15]. Учитывая изложенное, можно управлять асинхронным двигателем с помощью источ-

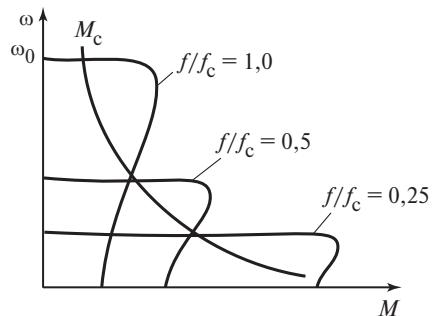


Рис. 10.14. Механические характеристики двигателя

ника напряжения с изменяемыми напряжением и частотой и соответствующих средств управления — микроконтроллеров, датчиков и т.п.

В [16] приведен пример одного из методов векторного управления, основанного на модифицированной схеме замещения двигателя, в которой за счет выбора коэффициента приведения индуктивное сопротивление ротора обращено в нуль.

10.2.3. Управление синхронной машиной

Принцип действия синхронной машины (СМ) основан на взаимодействии вращающегося магнитного поля, создаваемого обмоткой статора, и магнитным потоком, создаваемым ротором. Так как результирующий магнитный поток образован в результате совместного действия ротора и статора, то в установившемся режиме результирующее магнитное поле в СМ вращается с той же частотой, что и ротор. Развитие силовой электроники привело к появлению вентильных двигателей, бесщеточных, самосинхронизируемых машин и др. В системах возбуждения СМ широко используются выпрямители.

Управление синхронными двигателями с регулируемым возбуждением. Свойство синхронной машины — сохранять равенство скоростей результирующего магнитного вращающегося поля и ротора. Оно делает ее идеальным средством для точного управления скоростью или моментом, развиваемым на валу синхронного двигателя (СД). В СМ с неявно выраженным полюсами ротора и статора воздушный зазор равномерно распределен по окружности статора и реактивное сопротивление машины не зависит от положения ротора. В этом случае угол между напряжением U_a , питающим якорь, и ЭДС E_b , которая наводится магнитным потоком возбуждения, определяется полным синхронным сопротивлением СМ. Этот угол называется углом нагрузки, и его значение и знак определяются нагрузкой СМ. В генераторном режиме СМ напряжение U_a отстает от ЭДС E_b и угол считается положительным. В двигательном режиме напряжение U_a опережает ЭДС E_b и угол имеет отрицательное значение. Коэффициент мощности $\cos \varphi$ характеризует сдвиг между напряжением, питающим СМ, и током якорной обмотки i_a и зависит не только от нагрузки, но и от значения тока возбуждения i_b . Семейство характеристик $I_a = f(I_b)$ имеет V-образный характер (рис. 10.15) и может быть разделено на две области: перевозбуждения ($\varphi > 0$)

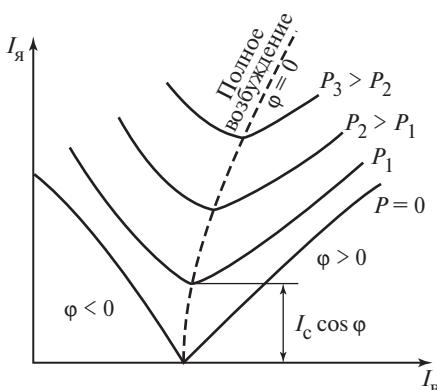


Рис. 10.15. Характеристики генератора при различных значениях мощности P и угла φ между напряжением и током статора

и недовозбуждения ($\phi < 0$). Зависимость знака угла между током и напряжением от значения тока возбуждения позволяет использовать СМ в качестве компенсатора реактивной мощности при равенстве нулю активной мощности. Режим перевозбуждения соответствует генерации реактивной мощности (емкостный характер), режим недовозбуждения — потреблению реактивной мощности (индуктивный характер) [14].

Управление синхронной машиной осуществляется полупроводниковыми преобразователями аналогично асинхронной. Методы регулирования основаны на изменении значения и частоты напряжения сети и реализуются различными типами преобразователей частоты. Для управления скоростью и моментом СМ малой и средней мощности наиболее эффективным является преобразователь с явно выраженным звеном постоянного тока, выполненный на полностью управляемых ключах. «Зеркальная» структура ПЧ с обратимыми преобразователями переменного/постоянного тока со свойствами источника напряжения и ШИМ позволяет получить наиболее высокие технические характеристики: входной коэффициент мощности, близкий к единице, синусоидальность основных гармоник входного тока и выходного напряжения. Недостатком этой структуры является высокая стоимость, так как оба звена ПЧ выполняются на полностью управляемых элементах. При этом может быть использован общий микропроцессорный контроллер, позволяющий реализовать цифровое управление практически всеми функциональными компонентами. Второе звено ПЧ работает в инверторном режиме, обеспечивая управление скоростью и моментом СД. Однако в режиме торможения ПЧ работает в обращенном режиме, когда выходное звено становится управляемым выпрямителем, а входное — инвертором, рекуперирующим энергию торможения в сеть.

Для СД большой мощности (более 1 МВт), работающих на низких частотах, используется тиристорный преобразователь частоты с непосредственной связью. Тиристорный НПЧ позволяет изменять поток энергии в тормозном режиме и управлять значением и частотой напряжения, питающего якорь СД. Регулирование напряжения в широком диапазоне приводит к значительному ухудшению коэффициента мощности системы в целом, что необходимо учитывать при проектировании. Достоинствами традиционного НПЧ являются простая схема управления, возможность ее многофазного исполнения и улучшенный гармонический состав напряжения, питающего якорь двигателя.

Управление вентильными двигателями. Вентильными двигателями в отечественной литературе называют машины, в которых коммутация тока в якоре осуществляется электронными ключами. В частности, щеточная коммутация в системе питания якоря машин постоянного тока может быть заменена электронной коммутацией при существенном повышении срока службы двигателя. Развитие двух областей техники — силовой электроники и технологий производства постоянных магнитов — определило в настоящее время возрастающий интерес к вентильному двигателю на основе синхронной машины. Достижения в силовой электронике позволяют разрабаты-

вать преобразователи частоты с ШИМ посредством полностью управляемых ключей и использовать материалы с высокой магнитной энергией, например неодим—железо—бор, для изготовления роторов. В результате стало возможным создавать вентильные, полностью бесщеточные, электрические машины переменного тока, не уступающие по управляемости машинам постоянного тока, а по технико-экономическим характеристикам превосходящие широко используемые в настоящее время в промышленности асинхронные двигатели.

Принцип действия такого вентильного двигателя основан на самосинхронизации ротора с частотой вращения поля якоря. Ротор может быть выполнен с постоянным магнитом или с обмоткой возбуждения. Изменение значения и частоты напряжения, поступающего на обмотки якоря, осуществляется преобразователем частоты с явно выраженным инверторным звеном или непосредственной связью с сетью. Электронные ключи с полной управляемостью дороже, но позволяют создавать преобразователи с высокими технико-экономическими характеристиками. Например, во всех диапазонах регулирования значения и частоты выходного напряжения коэффициент мощности можно сохранять близким к единице, если выпрямитель преобразователя выполнен на полностью управляемых ключах. Благодаря высоким значениям коэффициента мощности можно получить и НПЧ, выполненный на полностью управляемых ключах.

Вентильный двигатель с ротором на постоянных магнитах, получающий питание от преобразователя частоты с инвертором напряжения, представлен на рис. 10.16. Особенностью вентильного двигателя является формирование импульсов управления ключами инвертора в зависимости от положения ротора. Ротор поворачивается под воздействием момента, возникающего при взаимодействии магнитных потоков, создаваемых ротором, и обмоткой якоря, в сторону сближения их осей. Ротор вращается с угловой частотой, которая в установившемся режиме синхронна с частотой выходного напряжения инвертора. Регулирование частоты может осуществляться пропорци-

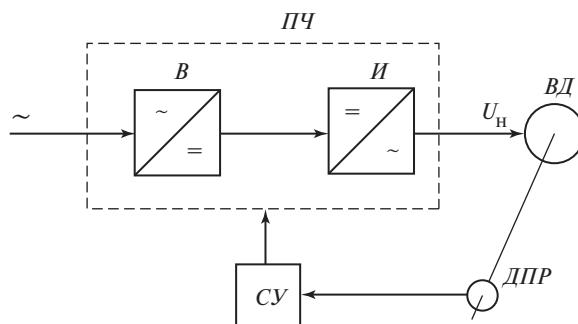


Рис. 10.16. Структурная схема управления вентильным двигателем:

ВД — вентильный двигатель; ПЧ — преобразователь частоты; СУ — система управления; ДПР — датчик положения ротора; В — выпрямитель; И — инвертор

ональным изменением напряжения инвертора. Существуют и другие способы управления частотой инвертора в режиме самосинхронизации ротора. Например, для СМ с ротором, имеющим обмотку возбуждения, можно изменять ток возбуждения. Главной отличительной чертой такого СД является наличие обратной связи, информирующей о положении ротора. Инвертор может быть выполнен также по схеме инвертора тока. Такой преобразователь дешевле и обеспечивает хорошие характеристики двигателя. Однако при низких значениях скорости значение противоЭДС в якоре может оказаться недостаточным для коммутации тиристоров. Кроме того, динамические характеристики инвертора тока в целом хуже, чем у инвертора напряжения.

Вентильные реактивные двигатели (РД). В настоящее время возрос интерес к электрическим двигателям, ротор которых выполнен из шихтованного пакета электротехнической стали, имеющего различную конфигурацию. Особенностью конфигурации этих роторов является их явнополюсная, обычно зубчатая, конструкция, позволяющая изменять магнитное сопротивление между статором и ротором в зависимости от положения последнего. При расположении на статоре обмоток возбуждения, питаемых от источника переменного тока, создается вращающееся магнитное поле. Из-за различия магнитных сопротивлений относительно продольной и поперечной осей машины возникает вращающий момент, который стремится повернуть ротор в сторону, соответствующую минимальному индуктивному сопротивлению между статором и ротором или максимальному значению индуктивности. При питании обмотки возбуждения однофазным переменным током также возникает реактивный момент, приложенный к ротору.

Развитие силовой электроники и микропроцессорной техники позволило на основе реактивных двигателей создать двигатели с высокими техническими характеристиками за счет переключения электронным коммутатором обмоток статора. Схема такого двигателя приведена на рис. 10.17. На обмотки возбуждения статора РД поступает импульсное напряжение, формируемое электронными ключами, от источника постоянного тока. Такой двигатель в отечественной литературе получил название вентильно-реактивного двигателя, а в англоязычной литературе он называется *Switch reluctance motor (SRM)* — двигатель с переключаемым магнитным сопротивлением [17—19].

Принцип действия SRM основан на переключении обмоток возбуждения, расположенных на статоре, создающих вращающееся магнитное поле. Ротор стремится занять положение, при котором магнитное сопротивление между полюсом статора с возбужденной обмоткой и ротором имеет минимальное значение. Необходимо отметить, что конструкция статора является зубчатой и имеет, следовательно, явнополюсной характер. На рис. 10.17, *a* представлен пример SRM с трехфазной шестизубчатой конструкцией статора [17]. При этом фазные обмотки расположены на диаметрально противоположных зубцах. Таким образом, магнитный поток в двигателе имеет пульсирующий характер, обусловленный переключением обмоток. В общем

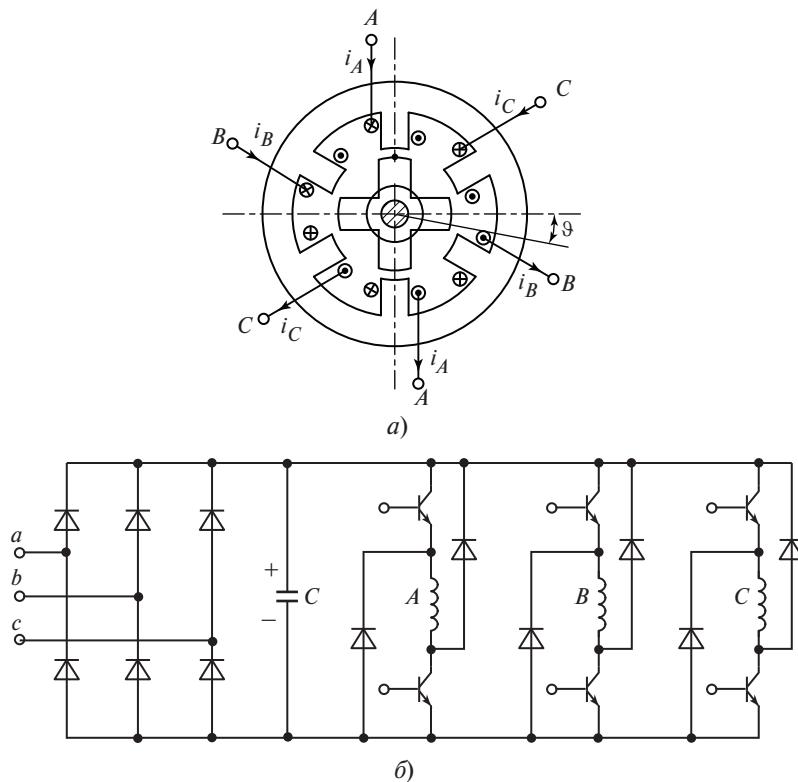


Рис. 10.17. Вентильно-индукторный двигатель:
а — поперечное сечение; б — электронный коммутатор

случае значение магнитного потока является нелинейной функцией тока возбуждения i_b и угла положения ротора ϑ . Управляющий импульс переключения обмоток возбуждения формируется системой управления электронного коммутатора с учетом сигнала, поступающего от датчика положения ротора.

Наиболее распространенная схема электронного коммутатора (ЭК) представлена на рис. 10.17, б. Включение транзисторов, последовательно соединенных с одной обмоткой, обеспечивает подачу напряжения и, следовательно, тока от источника питания. Это приводит к нарастанию тока в подключаемой обмотке, в направлении к которой вращается ротор. Переключение на другую обмотку связано с выключением этой пары транзисторов и включением двух транзисторов, соединенных с этой обмоткой. Однако выключение одной пары транзисторов, соединенных с обмоткой, по которой протекает ток, вызывает переход в проводящее состояние диодов, подключенных к этой обмотке и источнику напряжения U_d . В результате происходит размагничивание отключаемой обмотки возбуждения с возвратом накопленной в ней энергии в источник питания.

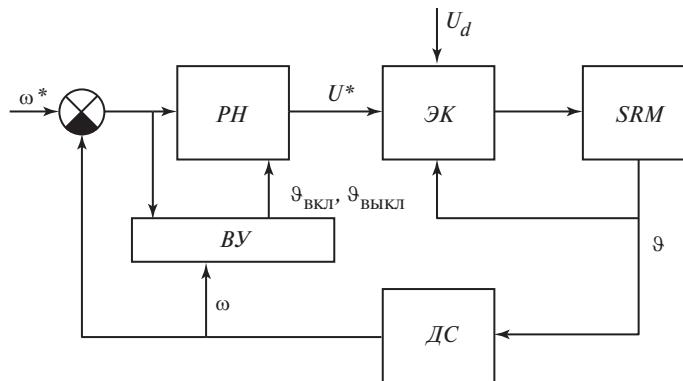


Рис. 10.18. Структурная схема управления скоростью вентильно-индукторного двигателя при питании обмоток через электронный коммутатор:

ЭК — электронный коммутатор; РН — регулятор напряжения ЭК; ВУ — вычислитель углов переключения обмоток; ДС — датчик скорости; ϑ — угол положения ротора

Управление скоростью и моментом двигателя возможно различными способами, например регулированием значения и частоты подаваемого на обмотки возбуждения напряжения. Но более эффективное управление связано с регулированием угла положения ротора, определяющего моменты включения $\vartheta_{\text{вкл}}$ и выключения $\vartheta_{\text{выкл}}$ в обмотках возбуждения ротора. На рис. 10.18 приведена упрощенная структурная схема управления SRM с переключением обмоток возбуждения. Эта структура представляет собой систему управления с регулированием напряжения U и углов $\vartheta_{\text{вкл}}$ и $\vartheta_{\text{выкл}}$. Более эффективное управление достигается сложением за током в фазах двигателя.

10.3. Применение силовой электроники в различных областях техники

10.3.1. Светотехника

Необходимость повышения энергетической эффективности (отношение светового потока лампы к потребляемой ею электроэнергии) очевидна, если учесть, что на освещение тратится свыше 20 % всей вырабатываемой электроэнергии. Существенно повышают светоотдачу разрядные лампы, основным элементом которых, определяющим их эффективность, является устройство, называемое «балласт». Традиционные балласты обладают рядом существенных недостатков, ограничивающих их применение. Развитие силовой электроники сделало возможной замену традиционных балластов преобразователями электроэнергии с рабочими частотами до 100 кГц и исключением нежелательных для светотехники частот. Высокая частота преобразователя электроэнергии и новые схемотехнические решения позволили создать преобразователи с оптимальными удельными массогабаритными

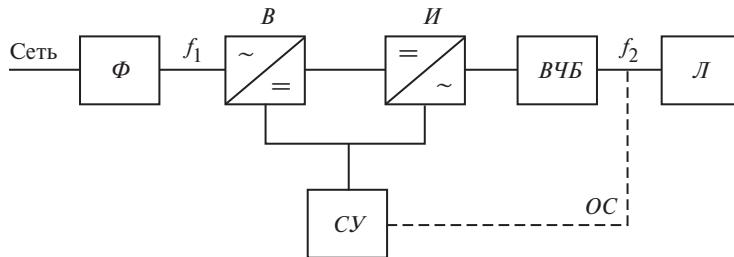


Рис. 10.19. Структурная схема электронного балласта на основе преобразователя частоты

показателями. Создание таких преобразователей позволило использовать разрядные лампы в бытовом и промышленном освещении. Эти преобразователи получили название «электронный балласт», хотя принципиально отличаются от традиционных балластов, выполненных на основе реакторов и конденсаторов. Структурная обобщенная схема типового электронного балласта (ЭБ) приведена на рис. 10.19. Он состоит из входного фильтра электромагнитных помех Φ , выпрямителя B , инвертора повышенной частоты I , электромагнитного балласта на высокой частоте $BЧБ$, системы управления $СУ$ и условной обобщенной цепи обратной связи $ОС$.

Входной фильтр электромагнитных помех состоит из электрически связанных и конструктивно объединенных реакторов и конденсаторов. Выпрямитель может быть выполнен на основе диодов или транзисторов. В последнем случае управление посредством ШИМ позволяет обеспечивать синусоидальную форму входного тока и регулировать значение входного напряжения. Инвертор I , выполненный на основе резонансных схем, обеспечивает коммутацию транзисторов в нуле тока или напряжения и позволяет уменьшить потери мощности. Электромагнитный балласт $BЧБ$ на повышенной частоте ограничивает ток при коротком замыкании разрядной лампы L . Эта функция может быть выполнена высокочастотным реактором малой индуктивности или конденсатором малой емкости, которые определяются высокой рабочей частотой инвертора I . Система управления $СУ$ инвертора и выпрямителя может быть объединенной на базе единого микропроцессора. Обратная связь имеет несколько каналов и точек подключения в зависимости от регулируемого параметра. Например, регулирование разрядного тока может осуществляться непосредственно по току цепи лампы. Кроме того, каналы $ОС$ используются для защиты в аварийных режимах и при проведении диагностики.

10.3.2. Электротехнологии

Применение электроэнергии в технологических процессах стало началом развития различных электротехнологий с середины XIX в. Основные области электротехнологии связаны с термообработкой, электросваркой, электрофизическими, электрохимическими способами обработки металлов и других материалов.

Электротермия. Электротермические установки используются для разогрева и плавки различных материалов, в первую очередь металлов. Существуют разные принципы нагрева: резистивный, электродуговой, индукционный и др. Резистивный нагрев стал основой создания электропечей различного назначения. Этот способ нагрева осуществляется за счет тепловыделения, создаваемого током при протекании его непосредственно через обрабатываемые материалы или через нагревательные элементы, передающие тепло обрабатываемому материалу. Соответственно они называются установками *прямого (контактного) нагрева* или *неконтактного резистивного нагрева*. Первые используются для нагрева металлических заготовок, а вторые — для нагрева любых материалов. В обоих случаях регулирование режима нагрева осуществляется изменением значения тока, протекающего через нагреваемый элемент. Регулирование тока можно осуществлять различными способами, например переключением отпаек обмоток трансформатора, питающего сеть. Более эффективное регулирование обеспечивает тиристорный регулятор тока в нагрузке. Этот регулятор выполнен на основе встречновключенных тиристоров. Управление током осуществляется изменением отношения длительностей включенного и выключенного состояний тиристоров и кратных периоду входного напряжения. При резистивной нагрузке фазовым сдвигом тока и напряжения можно пре-небречь и обеспечить включение и выключение регулятора в нулях напряжения и тока в отличие от фазового управления этими тиристорами. Достоинствами этого способа управления являются практическое отсутствие коммутационных потерь и отсутствие высших гармоник тока в питающей сети, существенным недостатком — создание дискретной нагрузки, изменение которой происходит на низких частотах в диапазоне примерно 4—10 Гц. Периодическая коммутация нагрузки приводит к появлению низкочастотных колебаний напряжения. В этом случае спектральный состав колебаний напряжения затрудняет его фильтрацию традиционными методами. Более эффективным способом является применение активных фильтров. При снижении стоимости силовых электронных ключей применение активных фильтров становится рентабельным.

Широкое распространение в электротермии получил способ индукционного нагрева металла, основанный на взаимодействии металла и электромагнитного поля. В металле возникают вихревые токи и вызывают потери активной мощности, приводящие к разогреву металла. Значение потерь мощности зависит от значения напряженности магнитного поля, глубины проникновения вихревых токов в металл, его электромагнитных характеристик, формы и т.п. Для питания индукционных установок используют преобразователи частоты с явно выраженным звеном инвертора повышенной частоты. В зависимости от типа индукционной установки и ее технологических задач применяют инверторы с частотой от 50 Гц до 1 МГц. Глубина проникновения тока в металл обратно пропорциональна корню квадратному из значения частоты.

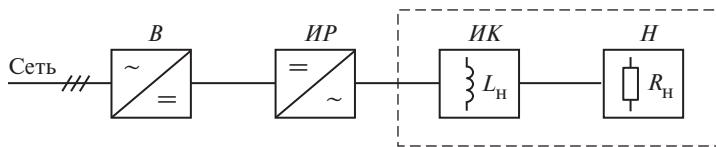


Рис. 10.20. Структурная схема преобразователя частоты с резонансным инвертором для питания индукционной катушки и нагрузки:

B — выпрямитель; *ИР* — резонансный инвертор; *ИК* — катушка индуктивности; *H* — нагрузка

Структурная схема преобразователя частоты для питания типовой установки индукционного нагрева приведена на рис. 10.20. Для создания на выходе преобразователя напряжения повышенной частоты используются схемы с резонансным инвертором. Он может быть выполнен по схеме инвертора тока или инвертора напряжения. Резонансные контуры в инверторах образуются подключением конденсатора одного или совместно с реактором к нагрузке, которой в данном случае является индукционная катушка с металлической заготовкой. В инверторе напряжения конденсатор включается последовательно с нагрузкой. В инверторах тока колебательный контур образуется последовательным включением реактора и параллельным включением конденсатора и нагрузки. Регулирование частоты позволяет управлять мощностью в нагрузке, а емкость и индуктивность колебательного контура определяют его резонансную частоту. Изменение соотношения рабочей и резонансной частот существенно влияет на режим работы инвертора и его основные характеристики. Для защиты преобразователя при авариях предпочтительней выбирать схему инвертора тока. Удельные массогабаритные показатели лучше у инвертора напряжения.

Резонансные инверторы на обычных тиристорах позволяют сравнительно просто обеспечить естественную коммутацию ключей. Естественная коммутация инвертора может быть связана с ограничением на регулирование выходной частоты. Диапазон рабочих частот тиристорных инверторов обычно не превышает 10 кГц. Максимальное значение этой частоты определяется быстродействием тиристоров. Повышение частоты достигается в модульных схемах умножением частоты одного модуля.

Частота инверторов может быть существенно повышена благодаря использованию быстродействующих ключей, например силовых транзисторов IGBT. При этом стоимость преобразователя возрастает, но диапазон рабочих частот может быть увеличен примерно на порядок в зависимости от мощности. Еще больше рабочая частота может быть увеличена при использовании вакуумных ламповых триодов для возбуждения колебательных процессов в высокочастотном *LC*-контуре [20].

Электросварка. Для питания электросварочных аппаратов обычно применяются схемы с входным трансформатором (рис. 10.21, *a*). Гальваническая развязка с сетью необходима для обеспечения электробезопасности. Устойчивость горения дуги в простейшем случае может быть достигнута последовательным включением реактора. В этом случае вольт-амперная

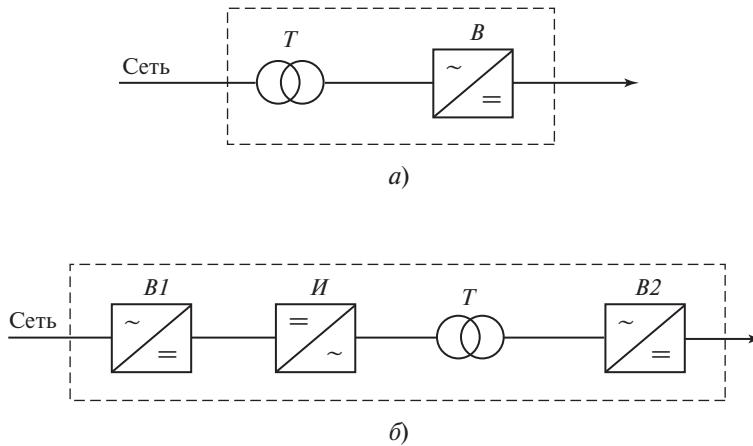


Рис. 10.21. Структурная схема сварочных аппаратов:

а — схема с трансформатором на входе; б — схема с промежуточным звеном повышенной частоты; B , $B1$, $B2$ — выпрямители; T — трансформатор; I — инвертор

характеристика на выходе аппарата приобретает крутопадающий характер. Такой же характер нагрузочной характеристики может быть получен за счет специальной конструкции трансформатора, обеспечивающей большое значение индуктивности рассеяния. Для регулирования тока сварки на выходе выпрямителя аппарата включают различные стабилизаторы тока. В частности, для этих целей используют преобразователи постоянного тока в постоянный со стабилизацией выходного тока.

Недостатком сварочного аппарата с трансформатором на входе являются его низкие удельные массогабаритные показатели из-за значительной массы входного трансформатора, работающего на низкой частоте напряжения сети. Этот недостаток устраняется при использовании схемы преобразователя с промежуточным звеном повышенной частоты (рис. 10.21, б). Функцию такого звена выполняет инвертор напряжения повышенной частоты. Рабочая частота таких инверторов обычно находится выше звукового диапазона частот. Регулирование тока в аппарате осуществляется инвертором.

Электрофизические методы обработки. Для создания генераторов импульсов, применяемых при электроэрозионной обработке под воздействием электрических разрядов, используют силовые электронные устройства. Большинство этих установок выполнены на основе выпрямителей, автономных инверторов и тиристорных регуляторов.

Существенное улучшение технических характеристик возможно с применением быстродействующих, полностью управляемых ключей. Системы управления на основе микропроцессорной техники позволяют реализовать различные алгоритмы управления этими ключами и повысить эффективность преобразователя электроэнергии.

Устройства силовой электроники также используются в электротехнологиях, связанных с созданием вибрации различных механизмов в широком спектре частот:

- гидроакустике для проведения исследований под водой;
- нефтяной промышленности для повышения эффективности работы нефтяных скважин;
- технологических системах дозирования сыпучих продуктов посредством вибрационных электромагнитных устройств.

Подобных примеров можно привести много. В зависимости от устройства механизма и его функций применяют различные виды преобразователей электроэнергии — от простейших импульсных тиристорных прерывателей цепи питания до преобразователей частоты с регулированием выходных параметров.

10.3.3. Электротехнические системы транспорта

Железнодорожный транспорт. На железнодорожном транспорте используются постоянный и переменный токи. Источниками питания тяговых электродвигателей (ТЭД) электропоездов являются дизель-электрические установки или внешние источники, подающие электроэнергию на подвижной состав через токоприемник в контактной сети. Большинство ТЭД выполнено на двигателях постоянного тока с напряжением 1500 или 750 В. В автономном режиме ТЭД получают питание от дизель-электрической установки с генератором постоянного или переменного тока (при питании локомотива с ТЭД переменного тока). Внешними источниками питания являются тяговые подстанции, содержащие выпрямительно-инверторные устройства (преобразователи переменного/постоянного тока) на тиристорах. Следует отметить, что эти подстанции значительно ухудшают качество электроэнергии внешних сетей переменного тока пиковыми нагрузками и нелинейным их характером. Напряжение сети постоянного тока составляет 3 кВ. Питание локомотива переменным током с напряжением до 25 кВ упрощает задачу тяговых подстанций, так как выпрямительно-инверторные устройства расположены непосредственно на подвижном составе. При этом переменное напряжение поступает на понижающие трансформаторы локомотива, а затем через преобразователи подается на ТЭД. При поступлении постоянного тока непосредственно на локомотив управление ТЭД осуществляется ступенчатым регулированием напряжения якоря двигателя. Рекуперация электроэнергии осуществляется с использованием стабилизирующих резисторов, а изменение направления движения — переключением направления тока в обмотках возбуждения. При использовании в локомотиве тиристорных преобразователей переменного тока применяется фазовое управление выходным напряжением. При фазовом управлении изменяются значения углов включения тиристоров преобразователя в выпрямительном или инверторном режиме. Такой способ управления снижает коэффициент мощности преобразователя и создает значительные искажения тока, потреб-

ляемого из сети. Для уменьшения отрицательного влияния на сеть переменного тока в локомотиве и на подстанциях применяют пассивные *LC*-фильтры и емкостную компенсацию реактивной мощности.

С развитием силовой электроники стали использовать простые и надежные асинхронные двигатели совместно с преобразователями частоты. Регулирование скорости и момента двигателя осуществляется изменением напряжения и частоты преобразователя. В настоящее время ведущими фирмами в этой области разработаны ТЭД на базе асинхронных двигателей, управляемых преобразователями частоты с явно выраженным звеном постоянного тока.

Городской электрический транспорт. Основными видами этого транспорта являются трамвай, троллейбус и метрополитен. Рассмотрим электроснабжение городского транспорта на примере трамвая. Главный источник электроснабжения трамвая — подстанции постоянного тока с максимальным рабочим напряжением 900 В. Большинство тяговых электродвигателей городского транспорта выполнено на основе двигателей постоянного тока с контакторно-резисторным управлением. Такие ТЭД работают в циклических режимах, обеспечивающих трогание транспортного средства, его разгон и торможение. Периодическая смена различных циклов и этапов работы ТЭД осложняет их работу, снижает ресурс и приводит к большим потерям электроэнергии. Эти проблемы успешно преодолеваются благодаря внедрению полупроводниковых преобразователей как для управления ТЭД, так и для обеспечения собственных нужд трамвая в электроэнергии для питания привода дверей, освещения и др.

Электроснабжение автомобилей. Применение устройств силовой электроники в современных автомобилях позволило существенно повысить уровень автоматизации его подсистем и расширить их функции. Основным устройством в системе электроснабжения современного автомобиля является вентильный трехфазный синхронный генератор с вращающейся системой возбуждения. Выходное напряжение генератора выпрямляется и поступает на шины постоянного тока, к которым также подключается аккумуляторная батарея с напряжением 12 или 24 В в зависимости от типа автомобиля.

Мощность таких генераторов достигает примерно 1 кВт. С основной шины постоянного тока электроэнергия распространяется по различным подсистемам автомобиля: зажигание, освещение, кондиционирование салона, питание отдельных устройств систем торможения и др. Потребляемая мощность этих подсистем постоянно растет, и ожидается ее увеличение до 1800 кВт. Рассмотрим кратко примеры применения силовой электроники в различных подсистемах.

В подсистеме освещения лампы накаливания заменяют на разрядные лампы. Эффективность светоотдачи при этом увеличивается в 3 раза, а ресурс работы возрастает в 4—5 раз по сравнению с галогенными лампами накаливания. Для питания разрядных ламп необходимы источник напряжения 42 В и высокочастотный электронный балласт. Он состоит из преобразователя постоянного тока, преобразующего напряжение 12 В в напряжение 42 В,

инвертора, выполненного на транзисторах МОП, и электромагнитного балласта, обеспечивающего зажигание лампы и поддерживающего в ней разрядный ток. Такую схему применяют для питания всех разрядных ламп при замене ими ламп накаливания. При этом возможно использование широтно-импульсной модуляции для регулирования светового потока ламп.

Для питания подъемников стекол используется электропривод переменного тока повышенной частоты. Это напряжение создается инверторами, преобразующими напряжение постоянного тока общей шины в регулируемое переменное напряжение повышенной частоты.

Устройство для питания электромагнитных клапанов двигателя должно также обеспечивать функции управления режимами их работы. Для этих целей применяют инверторы, управляющие значением тока электромагнитных катушек привода клапанов.

Для функционирования кондиционера салона используется вентильный синхронный двигатель, управление которым осуществляется преобразователем частоты на транзисторах. При таком управлении режим работы кондиционера не зависит от привода двигателя автомобиля.

Для независимого управления приводом насоса гидравлической системы автомобиля применяют вентильный двигатель постоянного тока.

Для уменьшения количества электрических проводов и их длины в современных автомобилях используют мультиплексное управление подсистемами с передачей сигналов управления в коде по единым проводам в зависимости от функций и места расположения исполнительных устройств. При этом резко сокращаются количество и масса электромонтажных соединений. Для включения и выключения потребителей в мультиплексных системах используют «интеллектуальные» реле. Такие реле имеют встроенные усилители, логические элементы для защиты и централизованного контроля. На вход «интеллектуальных» реле поступают сигналы от микропроцессора системы управления автомобилем.

В различных вариантах рассматривается использование вентильно-реактивной машины для обеспечения прямого электрического привода, а не через ременный привод, как это делается в настоящее время. В этом случае необходимо применение силового электронного регулятора тока в обмотках двигателя. Внедрение нового типа электропривода может существенно повысить технико-экономические характеристики системы электроснабжения автомобиля [21].

В настоящее время двигатели внутреннего сгорания автомобилей заменяют на электрический привод. Возможности такого перехода зависят от нахождения эффективного источника электроэнергии или ее накопителя. В качестве таких источников рассматриваются топливные элементы. В то же время становится реальностью производство гибридных, или комбинированных, источников энергии: электрической и создаваемой двигателем внутреннего сгорания. Гибридный привод позволяет решать задачи экономии отдельных видов энергоресурсов и экологические проблемы.

Судовые электротехнические системы. Электротехнические системы судов отличаются большой потребляемой мощностью, значение которой достигает нескольких десятков мегаватт. Их характерными признаками являются работа в автономном режиме и наличие большого количества подсистем энергоснабжения, функционирование которых связано с электроэнергией различных параметров и качества. В системах электроснабжения судов используют электроэнергию переменного и (или) постоянного тока. В связи с созданием тиристоров на судах стали широко применять тиристорные выпрямители, регулирование выходного напряжения которых осуществляется изменением угла включения тиристоров. Как правило, основные источники электроэнергии судов предназначены для питания гребных электрических установок (ГЭУ), включающих электропривод гребного винта. Кроме того, ряд систем могут получать электроэнергию от отдельных дизель-электрических установок, обеспечивающих гарантированное электроснабжение наиболее ответственных потребителей. Электротехнические системы в основном определяются типом ГЭУ. Типовая структура системы электроснабжения с электроприводом гребного винта от двигателя постоянного тока приведена на рис. 10.22, а. Генератор $ДГ$ переменного тока является частью дизель-электрической станции (ДЭС). Частота напряжения переменного тока обычно соответствует промышленной частоте. Напряжение переменного тока поступает на тиристорные выпрямители, которые питают электрические гребные двигатели. Регулирование скорости двигателей осуществляется изменением угла управления тиристорных выпрямителей. Электроснабжение подсистем, для которых необходима электроэнергия высокого качества, происходит через преобразователи частоты, обеспечивающие

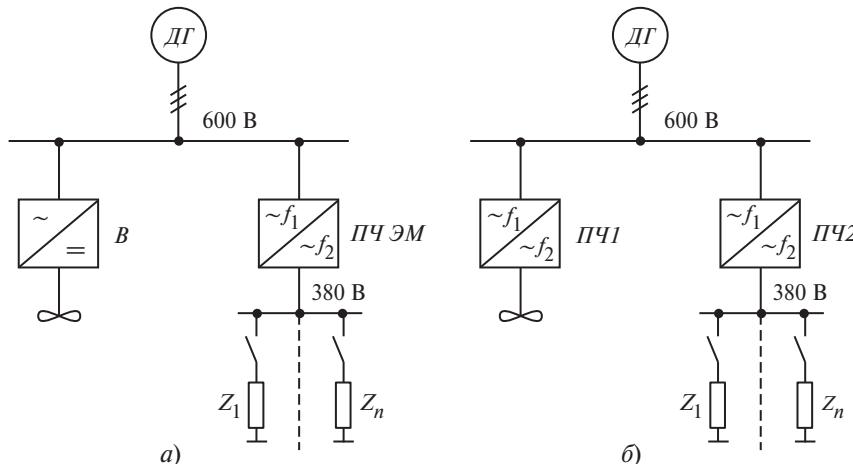


Рис. 10.22. Структурная схема ГЭУ:

а — с приводом винтов от двигателя постоянного тока ($ДГ$ — дизель-генератор; B — выпрямитель; ПЧ ЭМ — преобразователь частоты электромашинный); б — с приводом винтов от двигателя переменного тока (ПЧ1, ПЧ2 — преобразователи частоты)

ющие развязку шин генераторов ДЭС и этих подсистем. Для этих целей обычно используют электромашинные преобразователи, состоящие из двигателя и генератора напряжения промышленной частоты, расположенных на одном валу. В перспективе с повышением надежности силовых электронных устройств они могут быть заменены на статические преобразователи в целях существенного улучшения удельных массогабаритных показателей [22].

Для судов с гребными двигателями переменного тока применяют системы электроснабжения, примерная структурная схема которых приведена на рис. 10.22, б. Согласно этой схеме переменный ток фиксированной промышленной частоты преобразуется силовым электронным преобразователем в напряжение переменной частоты, питающее синхронные двигатели. Схема преобразователя частоты может быть выполнена на тиристорах с естественной коммутацией, если скорость электропривода регулируется в сторону ее уменьшения по сравнению со скоростью на частоте 50 Гц. Прогресс в области силовой электроники позволяет создавать на полностью управляемых ключах статические преобразователи, которые обеспечивают высокое качество управления и необходимые энергетические показатели электропривода в целом.

Естественно, что ряд подсистем должен получать электроэнергию с параметрами, отличными от параметров электроэнергии на общих шинах. В этих случаях могут быть использованы различные полупроводниковые преобразователи электроэнергии. В то же время целесообразность использования централизованного питания от таких преобразователей должна устанавливаться в процессе проектных работ.

Авиационные электротехнические системы. Развитие авиационной техники неразрывно связано с использованием электрической энергии для питания различных подсистем летательных аппаратов. Одна из первых таких подсистем применялась для зажигания топливной смеси в двигателях внутреннего сгорания. Впоследствии использование электрической энергии на борту существенно возросло. В настоящее время электроэнергия применяется для электропитания практически всех жизненно важных подсистем летательного аппарата. Ее мощность составляет от единиц киловатт до нескольких мегаватт в зависимости от типа летательного аппарата и его назначения.

Первоначально на борту летательных аппаратов использовалась электроэнергия постоянного тока. Затем увеличение числа потребителей, расширение их функций потребовали перехода системы электроснабжения летательного аппарата на переменный ток. Внедрение электротехнических устройств на переменном токе позволило:

- перейти на бесщеточные электрические машины переменного тока;
- осуществить гальваническую развязку электрических цепей различных подсистем;
- обеспечить простое согласование напряжений трансформаторами;
- осуществить переход на питание потребителей постоянного тока посредством простых и надежных выпрямителей.

Большое внимание уделялось созданию гибридных систем привода — электрической и гидравлической. Преимуществами гидропривода являются быстродействие и хорошие удельные массогабаритные показатели основных устройств. Интеграция электрической и гидравлической систем привода идет по пути использования электрической системы для управления отдельными устройствами, а гидравлической — в качестве основного исполнительного органа.

Основной критерий эффективности системы электроснабжения летательного аппарата — масса. Средством существенного снижения массы системы являются повышение значения и частоты напряжения, а также мультиплексное исполнение системы электрических сетей. Напряжение повышенной частоты может создаваться промежуточными звенями преобразования электроэнергии. Принцип мультиплексных систем основан на передаче по одному каналу сигналов управления малой мощности в кодах исполнительным органам потребителей.

Применение этих принципов при создании систем электроснабжения стало возможным на основе достижений электроники в целом как информационной, так и силовой. Развитие информационной электроники привело к внедрению в системы микропроцессорных устройств, обладающих большими объемами информации и высокой скоростью обработки. Силовая электроника позволяет создавать быстродействующие электронные ключи с малым потреблением энергии на управление и большими значениями коммутируемых напряжений и токов.

Широкое применение могут получить системы с высокоскоростным генератором постоянного или переменного тока, установленным на валу турбины. Такой генератор имеет повышенное напряжение (200—300 В) и выполняет функции основного источника системы электроснабжения летательного аппарата. При применении генератора переменного тока его напряжение выпрямляется или (и) подается на преобразователь частоты, обеспечивающий получение напряжения стабильной частоты при изменении частоты вращения турбины (рис. 10.23). Для этой цели используют преобразователи частоты со схемой непосредственной связи, если частота генератора значительно выше выходной частоты преобразователя. Выходное напряжение выпрямителей и переменное напряжение стабильной частоты может поступать как непосредственно потребителям, так и на преобразователи, обеспечивающие согласование напряжений с различными подсистемами. Так, напряжение постоянного тока 270 В может быть преобразовано в напряжение 28 В или переменное напряжение для управления электроприводом.

Электроснабжение ракетных комплексов. Системы электроснабжения ракетных комплексов (РК) являются важным звеном в обеспечении их технических характеристик. Структуры систем электроснабжения определяются видом и назначением РК. Так, в ракетно-космических комплексах (РКК) необходимо обеспечивать функционирование всех электротехничес-

ских систем космических аппаратов (КА) в автономных длительных режимах. Различают системы наземного и бортового электроснабжения РК.

В зависимости от мощности электротехнических подсистем КА и длительности их автономной работы используются различные виды источников и накопителей электрической энергии:

- аккумуляторные и солнечные батареи;
- электрохимические генераторы;
- ядерные реакторы;
- изотопные источники.

Использование этих источников связано с необходимостью преобразования и регулирования электроэнергии. Учитывая, что практически все упомянутые источники вырабатывают электроэнергию постоянного тока, на КА широко применяют силовые электронные преобразователи постоянного тока в постоянный. Для обеспечения высоких удельных характеристик преобразователей необходимо использовать импульсные преобразователи с повышенной рабочей частотой (более 20 кГц). Это дает возможность уменьшить массу входных и выходных пассивных фильтров и трансформаторов. Для согласования уровней напряжения отдельных подсистем и получения электроэнергии переменного тока используют промежуточные звенья на основе инверторов повышенной частоты и инверторы с выходным напряжением требуемой частоты.

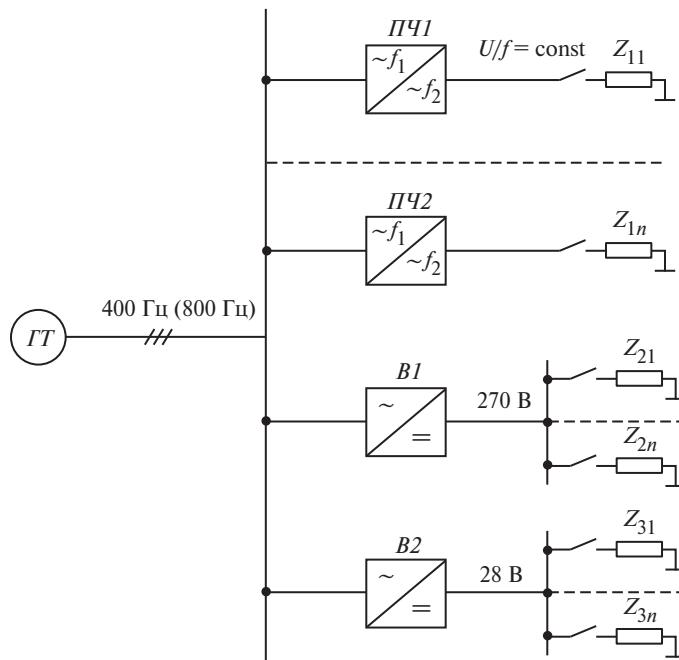


Рис. 10.23. Обобщенная структурная схема системы электроснабжения самолета:
ГТ — генератор турбины; ПЧ1, ПЧ2 — преобразователи частоты; В1, В2 — выпрямители

Важную роль при проведении предпусковых операций и пуска ракеты выполняют системы наземного электроснабжения РК. Они обеспечивают электроэнергией высокого качества все бортовые электротехнические подсистемы до момента старта ракеты и перевода их электропитания на бортовые источники. В этой связи основными преобразователями наземных систем электроснабжения являются выпрямители с выходными параметрами, соответствующими параметрам бортовой системы в статических и динамических режимах работы. Функции первичных источников наземных систем электроснабжения могут выполнять промышленные сети, источники постоянного тока и т.п. В зависимости от видов базирования и режимов работы РК различного назначения в системах их наземного электроснабжения могут использоваться первичные источники, различающиеся не только видом электроэнергии, но и ее качеством. Основной задачей первичных источников является обеспечение гарантированного электроснабжения РК до момента пуска ракеты.

10.3.4. Общие технические требования

Основные требования, предъявляемые к силовым электронным устройствам, подразделяют на требования к электрическим параметрам и конструктивно-технические.

Требования к электрическим параметрам определяются видом преобразования электрической энергии и техническими характеристиками первичного источника электропитания и нагрузки. Соответственно различают требования к выходным и входным параметрам преобразователя.

При питании преобразователя от источника переменного тока оговариваются не только номинальные значения напряжения и тока, число фаз и частота, но и качество электропитания. В понятие последнего прежде всего включаются значения статической и динамической стабильности указанных номиналов, коэффициент несинусоидальности напряжения, длительность и периодичность динамических отклонений. Если первичный источник имеет мощность, соизмеримую с мощностью преобразователя, то необходимо указывать требования к гармоническому составу входного тока преобразователя, коэффициенту мощности (по основной гармонике напряжения и тока) и циклограмме режимов работы преобразователя. Вместо требований к гармоническому составу входного тока преобразователя можно предъявлять требования к допустимому искажению напряжения первичного источника. Но при этом следует указывать значения внутреннего сопротивления источника или приводить характеристики (например, частотные), позволяющие идентифицировать первичный источник эквивалентным электротехническим звеном (с учетом собственного регулятора). Для оценки влияния несинусоидальности тока преобразователя на напряжение источника может использоваться соответствующая математическая модель этого источника, учитывающая его параметры по выходу тока. Необходимо отметить, что при наличии длинных кабельных соединений между источником и преобразователем следует указывать их электрическое сопротивление.

Причем в отдельных случаях, например, когда по кабелям протекают токи высших гармоник, указываются значения распределенных индуктивностей и емкостей кабельных соединений. Пренебрежение этими параметрами может привести к появлению нежелательных резонансных явлений на повышенных частотах и дополнительным искажениям напряжения источника. Кроме того, они могут вызвать дополнительные всплески и провалы напряжения в динамических режимах работы преобразователя.

Для преобразователя с питанием от источника постоянного тока также указываются номинальное значение напряжения, его статическая и динамическая нестабильность, длительность и периодичность динамических отклонений. Важными параметрами на постоянном токе являются уровень и частоты пульсаций напряжения. При соизмеримости мощностей источника и преобразователя следует также оговаривать динамические значения внутренних сопротивлений источника (с учетом собственного регулятора и двусторонней проводимости тока). Эти значения позволяют оценить влияние пульсаций входного тока преобразователя на напряжение источника, всплески и провалы этого напряжения при коммутации тока преобразователя, в частности, при сбросах и набросах его нагрузки.

Для преобразователей, выполняющих функции вторичных источников питания, требования к выходным параметрам аналогичны требованиям к входным. Разница заключается в том, что входные параметры указываются как исходные данные, влияние на которые со стороны преобразователя, как правило, мало, а выходные параметры являются результатом синтеза схемотехнических решений при проектировании. В этом отношении проявляется двойственная природа преобразователя как вторичного источника питания. Для первичного источника он сам является нагрузкой, а для потребителей — источником электроэнергии соответствующего вида и качества.

Разработка преобразователя как источника электроэнергии определяет, как правило, требование к диапазону регулирования выходных параметров. Поскольку номинальные значения выходных параметров являются фиксированными и должны соответствовать действующим стандартам, возможность регулирования позволяет учесть конкретные технические характеристики потребителей, а также падения напряжений в кабельных соединениях.

Для преобразователей, питающих ответственных потребителей, обычно указываются предельно допустимые отклонения выходных параметров от номинальных значений во всех режимах, включая аварийные. Эти требования являются основой для разработки системы внутренних защит преобразователя.

В отдельных случаях, например при размещении преобразователя в специальных системах электроснабжения, могут предъявляться требования к времени его готовности принять нагрузку после подачи команды на включение. При использовании преобразователей в качестве составных частей источников бесперебойного питания (ИБП) одним из основных является требование к длительности перерыва в питании на выходных шинах ИБП

во всех режимах работы, включая аварии в самом преобразователе (за счет его резервирования).

При формировании требований к электрическим параметрам следует учитывать, что полупроводниковые приборы критичны к мгновенным значениям токов и напряжений, соответствующих предельным нормированным значениям для каждого конкретного типа прибора. Поэтому требования по увеличению даже кратковременных допустимых перегрузок или перенапряжений обусловливают необходимость увеличивать количество полупроводниковых приборов или переходить к использованию более мощных, т.е. рассчитанных на большие токи и напряжения. В ряде случаев, например для тиристорных инверторов с конденсаторной коммутацией, в целях обеспечения перегрузки следует завышать установленную мощность элементов коммутирующих контуров. В результате для обеспечения даже кратковременных перегрузок приходится завышать установленную мощность преобразователя в целом.

Конструктивно-технические требования определяются преимущественно условиями эксплуатации. Большое влияние на эти требования оказывает также функциональное место преобразователя: служит ли он автономным, конструктивно-функционально заключенным устройством или же составной частью электротехнической системы, имеющей общие пункты управления и отображения информации.

Наиболее распространенный вид конструкции силового электронного устройства — это сборная конструкция блочного типа. Поэтому одним из основных конструктивных требований является требование взаимозаменяемости составных частей устройства (конструктивных элементов, узлов, блоков и др.).

При разработке конструкции обычно учитывают требования к механической стойкости изделия. При этом указывают все виды возможных при эксплуатации и транспортировке механических воздействий (одиночные удары, вибрация и др.). Конструкция должна обеспечивать контроль электрических параметров в процессе производства и эксплуатации с помощью встроенных и (или) внешних средств. Это требование связано с группой требований по проведению регламентных работ.

Для эксплуатации конструкции в условиях повышенной влажности или при непосредственном воздействии воды, а также при наличии агрессивных компонентов в окружающей среде обоснованным является требование герметичности изделия, для выполнения которого может быть эффективно использована конструкция контейнерного типа (для преобразователей средней мощности). С учетом влияния окружающей среды покрытия изделий должны обеспечивать необходимую коррозионную стойкость и сохранять соответствующий декоративный вид. Такие же требования распространяются и на условия хранения изделий, которые указывают при разработке.

Конструкция должна обеспечивать выполнение общих требований по безопасности, соответствующих «Правилам устройства электроустановок» (ПУЭ). В частности, в конструкции должно быть обеспечено электрическое соединение всех доступных прикосновению металлических токоведущих

частей изделия, которые могут оказаться под напряжением, с элементами для заземления. В свою очередь, способы и элементы заземления конструкции должны выполняться с условием обеспечения постоянства переходных сопротивлений. При этом сопротивления между заземляющими элементами и доступными частями аппаратуры не должны превышать определенных, нормированных значений.

Комплектующие элементы должны применяться в условиях и режимах, соответствующих требованиям, указанным в нормативных документах и технических условиях.

Ряд требований определяется функциями преобразователя в составе электротехнической системы или комплекса, в частности определяют электрическуюстыковку преобразователя с другими компонентами системы: первичным источником, потребителями, распределительными устройствами, блоками управления и отображения информации. При этом указываются типы разъемов (с их маркировкой), характер и уровень сигналов управления и передачи информации, требования к кабельным соединениям и др. Для преобразователей автономного исполнения, рассчитанного на работу с оператором, оговариваются требования к контрольно-измерительным и сигнальным средствам с учетом стандартизованных требований по метрологии.

Конструктивное исполнение устройства должно также отвечать требованиям эргономики и технической эстетики.

Обеспечение электромагнитной совместимости. Принцип действия большинства полупроводниковых преобразователей основан на периодическом переключении нелинейных элементов релейного типа. Переключение этих элементов вызывает скачкообразное изменение токов и напряжений в цепях преобразователя. В результате возникают электромагнитные излучения (ЭМИ) в широком спектре частот. В преобразователях эти явления особенно явно выражены, так как в них электрическая энергия подвергается дискретному, часто многократному переключению на повышенных частотах. Электромагнитные излучения воздействуют на другие устройства, что может нарушать их нормальное функционирование. Воздействие ЭМИ на другую аппаратуру называют также *электромагнитными помехами*. Необходимо отметить, что преобразователи тоже подвергаются воздействию электромагнитных помех, которые могут нарушать их нормальное функционирование. Кроме того, необходимо различать воздействие ЭМИ на высоких частотах и искажение преобразователями сетевых токов. Искажения тока сети оцениваются высшими гармониками, включая 40-ю гармонику, относительно основной гармоники сети. Искажения токов и напряжений ухудшают качество электроэнергии и регламентируются различными стандартами, например, стандартом 519 IEEE.

Различают помехи кондуктивные, поступающие в сеть, и индуктивные, передаваемые в окружающее пространство электромагнитным полем. Продовные помехи и помехи, включающие помехи, наведенные электромагнитным полем в радиочастотном диапазоне 150 кГц — 80 МГц, измеряются на частотах в диапазоне от 3 кГц до 80 МГц. Индуктивные электромагнитные

помехи нормируются в диапазонах от 30 до 1000 МГц. Нормы на уровень помех регламентируются большим количеством национальных и международных стандартов в зависимости от требований к электромагнитной совместимости (ЭМС) различных технических средств [23].

Следует отметить, что ЭМИ воздействуют не только на технические средства, но и на человека. Предельные уровни воздействия ЭМИ в диапазоне от 30 кГц до 300 ГГц установлены санитарными нормами и правилами, сформированными с учетом соответствующих стандартов.

Обеспечение ЭМС следует учитывать на большинстве этапов технического проектирования. После того как в схемах преобразователя отражены устройства подавления электромагнитных помех, основными средствами обеспечения ЭМС становятся конструкция преобразователя, электрический монтаж отдельных компонентов преобразователя с учетом внешних соединений, средств фильтрации и возможного экранирования отдельных компонентов.

Первой задачей конструктора является разделение электрических цепей в соответствии с функциями соединяемых элементов, минимизация их длины и отделение наиболее критичных к помехам цепей от цепей источников помех высокочастотными фильтрами. Во всяком случае, монтаж не должен осуществляться бессистемно или с ориентацией на снижение производственных затрат. Даже если монтаж производится на компьютере, следует контролировать полученные результаты для выявления путей проникновения помех.

При монтаже электронных устройств необходимо соблюдать следующие основные правила:

- разделять силовые цепи и цепи управления;
- проводить жгуты цепей управления и силовой части под прямым углом;
- использовать проводники минимальной длины (с учетом конструктивных возможностей);
- объединять в отдельные жгуты с минимальным расстоянием между проводами цепи трехфазного переменного и постоянного токов.

В целях безопасности многие конструктивные компоненты должны быть соединены общим проводом «заземления». Однако использовать этот провод в качестве общего провода отдельных элементов и узлов нежелательно. Необходимо учитывать, что провода заземления могут создавать сопротивления для высокочастотных проводных помех. В результате на таком сопротивлении может возникнуть напряжение на частоте электромагнитной помехи, поступающее на критические к помехам приборы. В этой связи целесообразно создавать отдельные короткие шины, параллельные цепям защитного заземления. При необходимости может использоваться точечное заземление отдельных приборов. При этом следует учитывать, что длина проводов, соединяющих приборы с общей точкой, должна быть минимальной.

Кроме указанных основных правил монтажа применяют различные специфические приемы с учетом функциональных задач отдельных узлов. В частности, провода, передающие сигналы от датчиков в усилители регуляторов,

измерительные устройства и другие высокочувствительные узлы выполняют в виде свитых (скрученных) пар проводов. При этом благодаря транспонированию проводов обеспечивается минимальное значение их индуктивности и компенсация токов, наведенных в них источниками помех.

Проводную связь и функциональные узлы потребителей можно защитить от внешнего электромагнитного поля экранами — электростатическими, магнитостатическими и электромагнитными.

Электростатический экран выполняется из медной или алюминиевой фольги и окружает источник помех. Металлическая оболочка экрана замыкает электрическое поле провода, ограничивая его распространение в окружающую среду. Однако эффективность такого экрана существенно зависит от качества и принципов его заземления. Магнитостатический экран выполняется из магнитных материалов и служит для уменьшения внешнего магнитного поля. Возникающие вихревые токи снижают эффективность его использования в преобразователях. Поэтому для экранирования высокочастотных полей используют электромагнитные экраны, защитное действие которых основано на отражении электромагнитной энергии. Однако из-за конструктивной громоздкости и дополнительных потерь активной мощности магнитостатические и электромагнитные экраны в современной преобразовательной технике используются редко. Например, применение такого рода экранов может быть целесообразным при разделении внутри магнитных элементов и микросхем.

Для подавления помех в преобразователях применяют электрические фильтры. В преобразователях средней мощности наибольшее распространение получили Г-образные фильтры с проходными конденсаторами. Причем функции последовательного элемента обычно выполняют монтажные соединения выходных (входных) шин преобразователя. Если их индуктивности оказываются недостаточными для эффективного подавления помех, то дополнительно последовательно включают реактор. При этом целесообразно помешать фильтр в заземленный экран. Вследствие различия характеристик конденсаторов их эффективность как элементов подавляющих фильтров на различных частотах может быть неодинаковой. Поэтому может оказаться рациональным использование в фильтре радиопомех конденсаторов различных типов.

Следует отметить, что фильтры радиопомех должны предусматриваться в схемах преобразователей и рассчитываться уже на начальных этапах из разработки, однако окончательная корректировка значений их параметров практически всегда проводится экспериментально. Причиной этому является большое количество трудно учитываемых факторов, влияющих на уровень радиопомех, например разводка монтажа, конструктивная компоновка функциональных узлов, организация заземления и т.п.

Сертификация силовых электронных устройств. Основные технические требования, предъявляемые к продукции силовой электроники, изложены в многочисленных стандартах и нормативных документах различного уровня. Процедура, удостоверяющая соответствие необходимым требова-

ниям, называется *сертификацией*. Сертификация позволяет контролировать технический уровень, качество и безопасность продукции.

Стандартизация развивается по двум направлениям: сертификация продукции и качества ее изготовления предприятием.

Основной международной организацией в области методического обеспечения является Международная организация по стандартизации (ИСО). Большая роль в этой работе принадлежит также Международной электротехнической комиссии (МЭК). Она является наиболее развитой системой сертификации в областях электротехнической и электронной продукции. В то же время существуют национальные системы сертификации, требования стандартов которых могут быть выше, чем международных. В России координацию работ в области сертификации осуществляет Росстандарт. В соответствии с разработанной им системой в России сформирована сеть органов сертификации и испытательных лабораторий, аккредитованных на право определения соответствия качества продукции, а также системы ее производства требованиям, изложенным в национальных и международных стандартах.

В целях устранения административных и технических барьеров в торговле, а также повышения эффективной защиты от опасной продукции в России введен закон «О техническом регулировании». В этом законе сформулированы основные положения о сертификации. Законом о техническом регулировании предусмотрено введение технических регламентов, принимаемых для усиления безопасности и защиты окружающей среды, для продукции, обладающей повышенной опасностью. В этой связи с учетом технических регламентов устанавливается обязательная и добровольная сертификация для различных видов продукции. Силовые электронные устройства часто применяются на технических объектах повышенной опасности. В таких случаях требования к применяемой продукции должны соответствовать положениям, изложенным в технических регламентах. С учетом этого различают виды продукции, подлежащие обязательной или добровольной сертификации. В любом случае декларированные технические характеристики продукции должны соответствовать стандартам и другим нормативным документам.

Рассмотрим кратко в качестве примера основные требования, предъявляемые к источникам бесперебойного питания (ИБП). Эти силовые электронные устройства выполняются на основе выпрямителей, инверторов, полупроводниковых регуляторов, полупроводниковых устройств коммутации и др. Поэтому требования, предъявляемые к ним, характерны для многих видов продукции силовой электроники.

Стандарт на ИБП МЭК 62040 состоит из трех частей. Первая часть содержит основные положения, определения электрических и механических характеристик ИБП и их компонентов. В этой же части указываются общие условия проведения испытаний, требования к конструкции, интерфейсу. Рассматриваются требования к механической стойкости при различных воздействиях и электрической прочности. Первая часть состоит из двух основных разделов 62040-1.1 и 62040-1.2 для ИБП с различным доступом опера-

тора к ним в процессе эксплуатации. В приложениях к первой части приведены нормативные положения по проведению испытаний, виды нагрузок, вентиляции батарейных отсеков, а также руководство к отключению батарей при транспортировке.

Во второй части 62040-2 изложены требования по ЭМС. Приводятся условия проведения измерений. Сформулированы основные требования к помехоустойчивости при функционировании. Приведены допустимые уровни электромагнитных помех в различных диапазонах частоты.

Третья часть 62040-3 посвящена детальному изложению технических требований и методов испытаний ИБП. В этой части также даны основные сведения о входных и выходных технических характеристиках ИБП. Приведены типовые структуры ИБП и режимы их работы. Описана методика испытаний ИБП в статических и динамических режимах при различных воздействиях со стороны сети и питаемой ИБП нагрузки. Приведены методы испытаний на воздействие окружающей среды, и указаны условия транспортировки. Рассматриваются методы испытаний цепей защиты, сигнализации и др. Даны приложения с указанием характерных отказов, видов нагрузки и т.п.

Из краткого обзора содержания стандарта только на один вид силовых электронных устройств — ИБП видно, что современные стандарты охватывают практически все аспекты функционирования и работоспособности устройства, включая условия его транспортировки и хранения. Для подтверждения соответствия характеристик ИБП стандарту необходимы длительные испытания. Поэтому проведение испытаний согласовывается с заказчиком с учетом изготовления и условий применения продукции. При этом в первую очередь проводятся испытания на безопасность и соответствие характеристик, указанных в технических условиях на изделие, требованиям стандарта.

Литература к гл. 10

1. **Рыжов Ю.П.** Электропередачи и вставки постоянного тока. Управляемые (гибкие) линии переменного тока. Основы современной энергетики. Т. 2 / под ред. А.П. Бурмана, В.А Строева. М.: Издательский дом МЭИ, 2008.
2. **Бурман А.П., Розанов Ю.К., Шакарян Ю.Г.** Гибкие линии электропередачи // Электротехника. 2005. № 8.
3. **Розанов Ю.К.** Статические коммутационные аппараты и регуляторы переменного тока. Электрические и электронные аппараты. Т. 2 / под ред. Ю.К. Розанова. М.: Изд. центр «Академия», 2010.
4. **Основы современной энергетики.** Современная электроэнергетика / под ред. А.П. Бурмана, В.А. Строева. М.: Издательство МЭИ, 2004.
5. **Sood Y.K.** HVDC Transmission. Power electronics: Handbook / Ed. H. Rashid Muhammad. USA: Academic Press, 2001.
6. **Saboiadiere J.C.** Renewable Energies Processes. USA: Academic Press, 2009.
7. **Aldo V. da Rosa.** Fundamentals of Renewable Energy Processes. USA: Academic Press, 2009.
8. **Крюков К.В., Баранов Н.Н.** Расширение функциональности систем электроснабжения с фотоэлектрическими преобразователями энергии // Электротехника. 2012. № 5.

9. **Rozanov Y.K.. Kriukov K.Y.** Control of the Power Flow in an Energy System based on Grid Connected with Photovoltaic Generator // Proc. of 12th WSEAS Intern. Conf. of Circuits. July 2008, Heraklion, Greece.
10. **Photovoltaic** Power Conditioning System with Novel DC-DC Converter / K.V. Kriukov, Y.C. Rozanov, V.V. Sazonov, A.A. Kvasniuk // Proc. of 14th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. EPE PEMC 2010. 6—8 Sept. 2010. Ohrid, Republic of Macedonia.
11. **Kriukov K.V., Valiev M.M.** Residential Photovoltaic Power Conditioning System with Module Integrated DC-DC Converters // Proc. of 15th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. EPE PEMC 2012 ECCE Europe. 3—6 Sept. 2012. Novi Sad, Serbia.
12. **Алексеев Б.А.** Энергетика мира и ее проблемы // Энергетика за рубежом. 2007. № 5.
13. **Алексеев Б.А.** Современные ветроэнергетические установки и прибрежные ветроэнергетические комплексы // Энергетика за рубежом. 2008. № 1.
14. **Ильинский Н.Ф.** Основы электропривода. М.: Издательство МЭИ, 2000.
15. **Control power electronics** / Ed. M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg. USA: Academic Press, 2002.
16. **Розанов Ю.К., Соколова Е.М.** Электронные устройства электромеханических систем. М.: Академия, 2004.
17. **Motor drives: Handbook** / M.F. Rahman, D. Paterson, A. Cheok, R. Betts, ed. H. Muhammad Rashid. USA: Academic Press, 2001.
18. **Бычков М.Г.** Элементы теории вентильно-индукторного электропривода // Электричество. 1997. № 8.
19. **Iqbal Husain.** Switched Reluctance Machines: Handbook / Ed. T.L. Skvarenina. USA: CRC Press, 2001.
20. **Тиристорные** преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок / Е.И. Беркович, Г.В. Ивенский, Ю.С. Иоффе и др. Л.: Энергоатомиздат, 1986.
21. **Automotive Applications of Power Electronics. Handbook** / David I. Perreault, K.R. Khurram, K. Afridi, Iftikhan F. Khan; ed. H. Muhammad Rashid. USA: Academic Press, 2001.
22. **История** электротехники / под ред. И.А. Глебова. М.: Издательство МЭИ, 1999.
23. **Хабигер Э.** Электромагнитная совместимость. Основы ее обеспечения в технике. М.: Энергоатомиздат, 1995.

Единицы электрических и магнитных величин

Физическая величина и ее обозначение	Единицы системы СИ			
	Определяющее уравнение	Название единицы, определение (в скобках)	Обозначение единицы	Размерность
Сила электрического тока I, i	Основная	ампер	А	А
Количество электричества q (электрический заряд)	$q = It$ (t — время)	кулон ($\text{A} \cdot \text{с}$)	Кл	$\text{A} \cdot \text{с}$
Поток электрического смещения (поток электрической индукции) N	$N = q$	кулон	Кл	$\text{A} \cdot \text{с}$
Электрическое смещение (электрическая индукция) D	$D = q/S$ (S — площадь)	кулон на квадратный метр	Кл/м ²	$\text{A} \cdot \text{с}/\text{м}^2$
Напряжение U , Потенциал ϕ , ЭДС E	$U = A/q$ (A — работа)	вольт (Дж/Кл)	В	$\text{кг} \cdot \text{м}^2/(\text{A} \cdot \text{с}^3)$
Напряженность электрического поля E	$E = U/l$ (l — длина)	вольт на метр	В/м	$\text{кг} \cdot \text{м}/(\text{A} \cdot \text{с}^3)$
Электрическое сопротивление R	$R = U/I$	ом (В/А)	Ом	$\text{кг} \cdot \text{м}^2/(\text{A}^2 \cdot \text{с}^3)$
Удельное электрическое сопротивление ρ	$\rho = \frac{RS}{l}$	ом · метр	Ом · м	$\text{кг} \cdot \text{м}^3/(\text{A}^2 \cdot \text{с}^3)$
Электрическая проводимость G	$G = 1/R = I/U$	сименс, или обратный ом	См Ом^{-1}	$\text{A}^2 \cdot \text{с}^3/(\text{кг} \cdot \text{м}^2)$
Удельная электрическая проводимость σ	$\sigma = 1/\rho = \frac{Gl}{S}$	—	Ом ⁻¹ · м ⁻¹	$\text{A}^2 \cdot \text{с}^3/(\text{кг} \cdot \text{м}^3)$
Электрическая емкость C	$C = q/U$	фарад (Кл/В)	Ф	$\text{A}^2 \cdot \text{с}^4/(\text{кг} \cdot \text{м}^2)$
Электрическая проницаемость (абсолютная) ϵ_a	$\epsilon_a = \frac{D}{E} = \frac{Cl}{S}$	фарад на метр	Ф/м	$\text{A}^2 \cdot \text{с}^4/(\text{кг} \cdot \text{м}^3)$
Магнитный поток Φ	$\Phi = Et$	вебер	Вб	$\text{кг} \cdot \text{м}^2/(\text{A} \cdot \text{с}^2)$
Магнитная индукция B	$B = \Phi/S$	tesла	Тл	$\text{кг}/(\text{A} \cdot \text{с}^2)$
Магнитодвижущая сила E_m	$E_m = nI$ (n — число витков)	ампер	А	А
Напряженность магнитного поля H	$H = \frac{I}{l} = \frac{I}{2\pi r}$	ампер на метр	А/м	А/м

Приложение 10.1

Окончание прил. 10.1

Физическая величина и ее обозначение	Единицы системы СИ			
	Определяющее уравнение	Название единицы, определение (в скобках)	Обозначение единицы	Размерность
Индуктивность L , Взаимная индуктивность M	$L = \frac{E \Delta t}{\Delta I}$	генри	Гн	$\text{кг} \cdot \text{м}^2 / (\text{А}^2 \cdot \text{с}^2)$
Магнитная проницаемость (абсолютная) μ_a	$\mu_a = \frac{B}{H} = \frac{Ll}{n^2 S}$	генри на метр	Гн/м	$\text{кг} \cdot \text{м} / (\text{А}^2 \cdot \text{с}^2)$
Электрическая энергия W	$W = A$ (A — работа)	дюйль	Дж	$\text{кг} \cdot \text{м}^2$
Активная мощность электрического тока P	$P = U_{\text{эф}} I_{\text{эф}} \times \cos \varphi$	ватт	Вт	$\text{кг} \cdot \text{м}^2 / \text{с}^3$
Полная мощность S	$S = U_{\text{эф}} I_{\text{эф}}$	вольт-ампер	$\text{В} \cdot \text{А}$	$\text{кг} \cdot \text{м}^2 / \text{с}^3$

Справочное издание

**Розанов Юрий Константинович, Воронин Павел Анатольевич,
Рывкин Сергей Ефимович, Чаплыгин Евгений Евгеньевич**

СПРАВОЧНИК ПО СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

Редактор *Н.Л. Пароева*
Художественный редактор *А.Ю. Землеруб*
Технический редактор *Т.А. Дворецкова*
Корректоры *Р.М. Ваничкина, В.В. Сомова*
Компьютерная верстка *В.В. Пак*

Подписано в печать с оригинала-макета 28.08.14 Формат 70×100/16
Бумага офсетная Гарнитура Таймс Печать офсетная
Усл. печ. л. 38,2 Усл. кр.-отт. 39,2 Уч.-изд. л. 36,0
Заказ

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 111250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 14А
тел/факс: (499) 654-0774, адрес в Интернет: <http://www.idmei.ru>,
электронная почта: info@idmei.ru

Отпечатано в Академиздатцентре «Наука» РАН, 117864, Москва, ул. Профсоюзная, д. 90