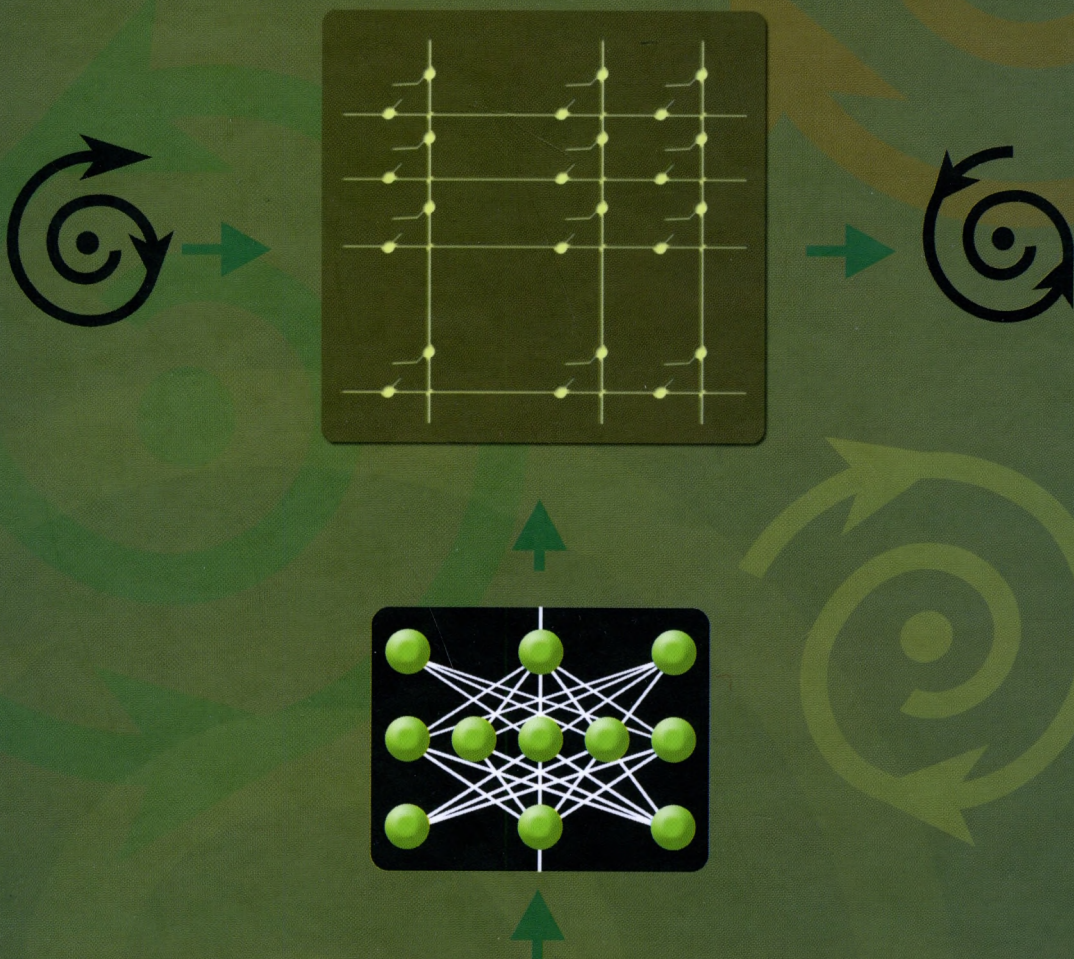


Ю.К.Розанов, М.В.Рябчицкий, А.А.Кваснюк

# СИПОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА



**Ю.К. Розанов,  
М.В. Рябчицкий,  
А.А. Кваснюк**

# **СИПОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА**

**Учебник для вузов**

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

Рекомендовано Корпоративным энергетическим университетом  
в качестве учебника для системы подготовки, переподготовки  
и повышения квалификации персонала энергетических компаний,  
а также для вузов, осуществляющих подготовку энергетиков

**2-е издание, стереотипное**

Москва  
Издательский дом МЭИ  
2009

УДК 621.314.632

ББК 32.85

Р 64

*Победитель общероссийского Конкурса рукописей учебной,  
научно-технической и справочной литературы  
по энергетике 2006 г.*

Рецензенты: доктор технических наук профессор В.Н. Тарасов,  
доктор технических наук профессор С.Н. Вольский

**Розанов Ю.К.**

**Р 64** Силовая электроника : учебник для вузов / Ю.К. Розанов,  
М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк. 2-е изд., стереотипное. — М. :  
Издательский дом МЭИ, 2009. — 632 с.: ил.

ISBN 978-5-383-00403-6

Рассмотрены принципы действия, типовые характеристики и области рационального применения силовых электронных приборов, а также особенности применения в силовой электронике пассивных элементов — трансформаторов, реакторов и конденсаторов. В доступной форме даны методы анализа схем и управления устройствами силовой электроники, описаны принципы действия и способы управления всех типов преобразователей, а также статических компенсаторов мощности и активных фильтров. Подробно изложены методы широтно-импульсной модуляции на основе преобразования трехфазных импульсных систем в двухфазные.

Приведены рекомендации по эксплуатации устройств силовой электроники и обеспечению их электромагнитной совместимости.

Для студентов электротехнических специальностей, а также специалистов различного уровня профессиональной подготовки в области силовой электроники.

УДК 621.314.632  
ББК 32.85

*Учебное издание*

**Розанов Юрий Константинович  
Рябчицкий Максим Владимирович  
Кваснюк Антон Александрович**

**СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА**

Редакторы *Н.Л. Пароева, М.П. Соколова*  
Технический редактор *Т.А. Дворецкова*  
Корректор *В.В. Сомова*  
Компьютерная верстка *В.В. Пак*

Подписано в печать с оригинала-макета 16.11.07	Формат 70×100/16	
Бумага офсетная	Гарнитура «Таймс»	Печать офсетная
Усл.печ.л. 51,0	Усл.-кр. отт. 52,0	Уч.-изд. л. 44,6
Тираж 1000 экз.	Заказ 1020.	С-021

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 111250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 14,  
тел/факс: (495) 361-1681, адрес в Интернет: <http://www.mpei-publishers.ru>,  
электронная почта: [publish@mpei.ru](mailto:publish@mpei.ru), [publish@mpei-publishers.ru](mailto:publish@mpei-publishers.ru)

Отпечатано в ППП «Типография «Наука», 121099, Москва, Шубинский пер., д. 6

ISBN 978-5-383-00403-6

© Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк, 2007  
© ЗАО «Издательский дом МЭИ», 2007

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Предисловие</b> .....	9
<b>Введение</b> .....	11
<b>Часть первая. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ</b> . . . .	17
<i>Глава первая. Силовые электронные ключи</i> .....	17
1.1. Определения и классификация .....	17
<i>Контрольные вопросы</i> .....	31
1.2. Силовые диоды .....	31
1.2.1. Электронно-дырочный переход .....	31
1.2.2. Статические характеристики диода .....	32
1.2.3. Динамические характеристики диода .....	34
1.2.4. Защита силовых диодов .....	37
1.2.5. Основные типы силовых диодов .....	39
<i>Контрольные вопросы</i> .....	42
1.3. Силовые транзисторы .....	43
1.3.1. Основные классы силовых транзисторов .....	43
1.3.2. Статические режимы работы транзисторов .....	48
1.3.3. Динамические режимы работы силовых транзисторов .....	53
1.3.4. Обеспечение безопасной работы транзисторов .....	59
<i>Контрольные вопросы</i> .....	66
1.4. Тиристоры .....	66
1.4.1. Принцип действия тиристора .....	66
1.4.2. Статические вольт-амперные характеристики тиристора .....	68
1.4.3. Динамические характеристики тиристора .....	71
1.4.4. Типы тириستоров .....	74
1.4.5. Запираемые тиристоры .....	81
<i>Контрольные вопросы</i> .....	81
1.5. Общая характеристика силовых полупроводниковых ключей и модулей .....	82
1.5.1. Сравнение силовых электронных ключей .....	82
1.5.2. Тенденции развития силовых полупроводниковых приборов .....	83
1.5.3. Модули силовых электронных ключей .....	84
<i>Контрольные вопросы</i> .....	92
<i>Глава вторая. Элементная база и типовые узлы систем управления</i> .....	94
2.1. Общие сведения о системах управления .....	94
<i>Контрольные вопросы</i> .....	96
2.2. Интегральные микросхемы .....	97
<i>Контрольные вопросы</i> .....	98
2.3. Формирователи импульсов управления .....	98
<i>Контрольные вопросы</i> .....	106
2.4. Датчики .....	106
<i>Контрольные вопросы</i> .....	110
2.5. Микропроцессорные системы управления .....	110
<i>Контрольные вопросы</i> .....	118
<i>Глава третья. Пассивные компоненты и охладители силовых электронных приборов</i> . . . .	119
3.1. Электромагнитные компоненты .....	119
3.1.1. Общие сведения о ферромагнитных материалах .....	119
3.1.2. Влияние повышенной частоты и несинусоидальности напряжения на работу трансформаторно-реакторного оборудования .....	124
<i>Контрольные вопросы</i> .....	131

3.2. Конденсаторы . . . . .	131
3.2.1. Общие сведения . . . . .	131
3.2.2. Влияние формы и частоты напряжения на работу конденсаторов . . . . .	134
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	139
3.3. Теплоотвод в силовых электронных приборах . . . . .	139
3.3.1. Тепловые режимы работы силовых электронных ключей . . . . .	139
3.3.2. Охлаждение силовых электронных ключей . . . . .	142
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	146
<b>Часть вторая. ОСНОВНЫЕ ВИДЫ СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ</b> . . . . .	147
<i>Глава четвертая. Анализ процессов и методы управления</i> . . . . .	147
4.1. Основные методы анализа . . . . .	147
4.1.1. Общие сведения . . . . .	147
4.1.2. Анализ СЭУ методом «припасовывания» по интервалам постоянства структур. . . . .	149
4.1.3. Методы анализа на основе дискретных преобразований . . . . .	151
4.1.4. Метод переключающих функций . . . . .	154
4.1.5. Метод основной составляющей . . . . .	157
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	158
4.2. Основные принципы управления . . . . .	158
4.2.1. Общие сведения . . . . .	158
4.2.2. Фазовое управление . . . . .	160
4.2.3. Импульсное управление . . . . .	165
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	175
4.3. Аналитическое описание СЭУ. Повышение качества управления импульсными СЭУ. . . . .	175
4.3.1. Модель СЭУ на основе осреднения переменных состояния . . . . .	175
4.3.2. Метод управление импульсным преобразователем в «скользящем режиме» . . . . .	181
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	189
4.4. Применение нечеткой логики и нейросетей для управления СЭУ . . . . .	189
4.4.1. Нечеткая логика в управлении СЭУ . . . . .	189
4.4.2. Нейронные сети в системах управления . . . . .	197
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	201
4.5. Компьютерное моделирование СЭУ . . . . .	201
<i>Глава пятая. Преобразователи с сетевой коммутацией</i> . . . . .	211
5.1. Общие требования . . . . .	211
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	218
5.2. Выпрямители . . . . .	218
5.2.1. Принципы выпрямления . . . . .	218
5.2.2. Основные схемы выпрямления . . . . .	222
5.2.3. Характеристики выпрямителей . . . . .	243
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	261
5.3. Инверторы, ведомые сетью . . . . .	261
5.3.1. Принцип действия инвертора, ведомого сетью . . . . .	261
5.3.2. Работа основных схем в инверторном режиме . . . . .	267
5.3.3. Мощность инвертора, ведомого сетью . . . . .	273
5.3.4. Основные характеристики инверторов, ведомых сетью . . . . .	275
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	277
5.4. Прямые преобразователи частоты с естественной коммутацией тиристоров . . . . .	278
5.4.1. Принцип прямого преобразования частоты тиристорными преобразователями . . . . .	278
5.4.2. Уменьшение искажений выходного напряжения преобразователя частоты . . . . .	282
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	285
5.5. Тиристорные регуляторы напряжения переменного тока с естественной коммутацией . . . . .	285
5.5.1. Общие сведения . . . . .	285
5.5.2. Основные характеристики регуляторов . . . . .	287
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	295

<b>Глава шестая. Преобразование постоянного тока в постоянный</b> .....	296
6.1. Общие сведения .....	296
6.2. Базовые схемы регуляторов постоянного тока .....	298
6.2.1. Регуляторы-стабилизаторы непрерывного действия .....	298
6.2.2. Типовые структуры управления импульсными регуляторами .....	302
6.2.3. Импульсный регулятор с последовательным ключом .....	306
6.2.4. Импульсный регулятор с параллельным ключом .....	314
6.2.5. Импульсный регулятор с параллельным индуктивным накопителем .....	318
<i>Контрольные вопросы</i> .....	320
6.3. Модификации базовых схем .....	321
6.3.1. Импульсные регуляторы постоянного тока с изменяемыми полярностью напряжения и направлениями тока .....	321
6.3.2. Преобразователи с гальванической развязкой входных и выходных цепей .....	324
<i>Контрольные вопросы</i> .....	329
6.4. Варианты базовых схем .....	329
6.4.1. Однотактные структурные схемы импульсных регуляторов .....	329
6.4.2. Преобразователи постоянного тока в постоянный с бестрансформаторным многократным повышением напряжения .....	332
<i>Контрольные вопросы</i> .....	336
6.5. Структурные и схемотехнические разновидности регуляторов постоянного тока .....	337
6.5.1. Комбинированные регуляторы .....	337
6.5.2. Магнитно-полупроводниковые регуляторы .....	338
6.5.3. Тиристорно-конденсаторные регуляторы с дозированной передачей энергии в нагрузку .....	342
<i>Контрольные вопросы</i> .....	345
<b>Глава седьмая. Инверторы, преобразователи частоты и регуляторы переменного тока на полностью управляемых ключах</b> .....	346
7.1. Общие сведения .....	346
7.2. Инверторы напряжения .....	349
7.2.1. Однофазные инверторы напряжения .....	349
7.2.2. Трехфазные инверторы напряжения .....	357
7.2.3. Управление выходным напряжением и его фильтрация .....	364
<i>Контрольные вопросы</i> .....	369
7.3. Инверторы тока .....	370
7.3.1. Однофазный инвертор тока на полностью управляемых ключах .....	370
7.3.2. Автономный инвертор тока на обычных тиристорах .....	373
7.3.3. Трехфазный инвертор тока .....	378
7.3.4. Управление выходным напряжением и его фильтрация в инверторе тока .....	381
<i>Контрольные вопросы</i> .....	383
7.4. Матричные преобразователи частоты .....	383
<i>Контрольные вопросы</i> .....	388
7.5. Регуляторы напряжения переменного тока .....	388
<i>Контрольные вопросы</i> .....	391
<b>Глава восьмая. Широтно-импульсная модуляция в преобразователях переменного/постоянного тока</b> .....	393
8.1. Общие сведения .....	393
<i>Контрольные вопросы</i> .....	398
8.2. Традиционные методы ШИМ в автономных инверторах .....	398
8.2.1. Инверторы напряжения .....	398
8.2.2. Инверторы тока .....	410
<i>Контрольные вопросы</i> .....	414

8.3. Преобразование координат в пространстве переменных параметров трехфазных электрических систем . . . . .	414
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	420
8.4. Модуляция пространственного вектора . . . . .	420
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	426
8.5. Модуляция в преобразователях переменного/постоянного тока . . . . .	426
8.5.1. Инвертирование . . . . .	426
8.5.2. Выпрямление . . . . .	431
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	435
8.6. Активные силовые фильтры . . . . .	435
8.6.1. Принципы активной фильтрации . . . . .	435
8.6.2. Типовые схемы активных фильтров . . . . .	439
8.6.3. Гибридные фильтры . . . . .	444
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	450
8.7. Типовые структурные схемы и узлы систем управления с ШИМ в преобразователях переменного/постоянного тока . . . . .	450
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	460
<b>Глава девятая. Резонансные преобразователи</b> . . . . .	461
9.1. Общие сведения . . . . .	461
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	463
9.2. Преобразователи с резонансным контуром, включающим в себя нагрузку . . . . .	463
9.2.1. Преобразователи с последовательным соединением элементов резонансного контура и нагрузки . . . . .	463
9.2.2. Преобразователи с параллельным соединением нагрузки и колебательного контура или его элементов . . . . .	473
9.2.3. Инверторы с параллельно-последовательным резонансным контуром . . . . .	477
9.2.4. Преобразователи класса E . . . . .	478
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	482
9.3. Преобразователи с квазирезонансной коммутацией ключей . . . . .	483
9.3.1. Основные типы схем ключей с квазирезонансной коммутацией . . . . .	483
9.3.2. Принцип действия квазирезонансных преобразователей постоянного тока в постоянный . . . . .	486
9.3.3. Преобразователи с коммутацией в нуле напряжения и ограничением максимального напряжения на ключах . . . . .	492
9.3.4. Инверторы с коммутацией в нуле напряжения, создаваемой входным колебательным звеном . . . . .	495
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	499
<b>Глава десятая. Модульные, многоуровневые и ячейковые преобразователи</b> . . . . .	500
10.1. Общие положения . . . . .	500
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	501
10.2. Параллельное соединение выпрямителей и преобразователей постоянного тока в постоянный . . . . .	502
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	506
10.3. Параллельное соединение автономных инверторов . . . . .	506
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	510
10.4. Умножители и делители выпрямленного напряжения на основе конденсаторно-диодных ячеек . . . . .	510
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	513
10.5. Многоуровневые преобразователи . . . . .	513
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	518

<b>Часть третья. ПРИМЕНЕНИЕ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ</b> .....	519
<b>Глава одиннадцатая. Электропривод</b> .....	519
11.1. Управление машинами постоянного тока .....	519
11.1.1. Основные характеристики машин постоянного тока .....	519
11.1.2. Управление посредством преобразователей переменного/постоянного тока .....	523
11.1.3. Управление импульсными преобразователями постоянного тока в постоянный .....	525
11.1.4. Автоматическое управление двигателем постоянного тока .....	528
<i>Контрольные вопросы</i> .....	530
11.2. Управление асинхронными машинами .....	530
11.2.1. Общие положения .....	530
11.2.2. Скалярные методы управления .....	534
11.2.3. Векторное управление .....	538
<i>Контрольные вопросы</i> .....	540
11.3. Управление синхронными машинами .....	540
11.3.1. Общие положения .....	540
11.3.2. Управление синхронными двигателями с регулируемым возбуждением .....	541
11.3.3. Управление вентильными двигателями .....	545
11.3.4. Управление шаговыми двигателями .....	549
<i>Контрольные вопросы</i> .....	551
<b>Глава двенадцатая. Электроэнергетика и электроснабжение</b> .....	552
12.1. Передача электроэнергии .....	552
<i>Контрольные вопросы</i> .....	559
12.2. Повышение качества электроэнергии .....	559
<i>Контрольные вопросы</i> .....	564
12.3. Источники бесперебойного питания .....	564
<i>Контрольные вопросы</i> .....	569
12.4. Нетрадиционные источники электроэнергии .....	569
12.4.1. Общие положения .....	569
12.4.2. Системы с источниками прямого преобразования энергии .....	570
12.4.3. Ветроэнергетические установки .....	576
<i>Контрольные вопросы</i> .....	578
<b>Глава тринадцатая. Светотехника и электротехнологии</b> .....	579
13.1. Светотехника .....	579
13.1.1. Принцип действия электронных балластов .....	580
13.1.2. Схемы электронных балластов .....	581
<i>Контрольные вопросы</i> .....	584
13.2. Электротехнологии .....	584
<i>Контрольные вопросы</i> .....	587
<b>Глава четырнадцатая. Транспорт, другие области применения и технические требования</b> .....	588
14.1. Электротехнические системы наземного транспорта .....	588
14.1.1. Электротехнические системы наземного электрического транспорта .....	588
14.1.2. Электроснабжение автомобилей .....	592
<i>Контрольные вопросы</i> .....	593
14.2. Электротехнические системы судов и авиакосмической техники .....	593
<i>Контрольные вопросы</i> .....	598
14.3. Коммутационные аппараты .....	598
14.3.1. Тиристорные контакторы и выключатели .....	599
14.3.2. Статические реле .....	601
<i>Контрольные вопросы</i> .....	603
14.4. Вторичные источники питания .....	603



---

14.4.1. Структуры вторичных источников питания . . . . .	603
14.4.2. Преобразователи во вторичных источниках питания . . . . .	605
<i>Контрольные вопросы</i> . . . . .	608
14.5. Общие технические требования . . . . .	608
14.5.1. Основные требования к силовым электронным устройствам . . . . .	608
14.5.2. Обеспечение электромагнитной совместимости . . . . .	611
14.5.3. Сертификация силовых электронных устройств . . . . .	613
<b>Список литературы</b> . . . . .	616
<b>Приложение</b> . . . . .	621

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Использование электроэнергии в различных областях техники связано с ее выработкой, передачей и распределением. На всех этапах необходимо управление потоками электроэнергии, а в отдельных случаях преобразование одного вида в другой, например электроэнергии переменного тока в электроэнергию постоянного тока и наоборот. Успешное решение этих задач зависит от возможностей электротехнических устройств, реализующих требуемые функции.

В конце XX в. были созданы полупроводниковые приборы большой мощности, работающие в ключевых режимах и отличающиеся полной управляемостью и быстродействием. Эти приборы сделали возможным дискретное управление потоками электрической энергии большой мощности на повышенных частотах по требуемым законам. Применение устройств на основе этих приборов в различных областях техники позволило существенно повысить технико-экономические характеристики устройств передачи и потребления электроэнергии. Стало возможным не только придать новые функциональные свойства устройствам, использующим электроэнергию, но и существенно сократить потери электроэнергии, повысить ее качество, а также успешно решать экологические задачи. Наиболее сильное влияние устройства силовой электроники оказали на развитие энергоемких областей техники — электропривода и электротехнологии.

Внедрение в различные области силовых электронных устройств стало возможным также благодаря достижениям информационных технологий, в частности микроэлектроники. В результате широкого внедрения силовой электроники в другие области техники ее стали включать в программы обучения студентов практически всех электротехнических специальностей. Однако современных учебников, в которых наиболее полно были бы отражены достижения современной силовой электроники, нет. Для восполнения этого пробела и был написан настоящий учебник.

Учебник состоит из трех частей, посвященных элементной базе, схемотехнике и применению устройств электроники, и предназначен для студентов различных электротехнических специальностей. В этой связи глубина изучения разделов учебника предполагается различной в зависимости от направленности обучения и специализации студента.

Базовой дисциплиной для изучения являются теоретические основы электротехники, освоение которых должно предшествовать курсам, включающим материалы по силовой электронике. Некоторые главы могут быть использованы магистрами и аспирантами, а также инженерами для повышения квалификации. Дополнительно могут быть использованы учебники и учебные пособия [1—6].

Аннотация, предисловие, введение, § 1.1, 1.5, 2.3 и главы с 3-й по 14-ю написаны докт. техн. наук, проф. Ю.К. Розановым; гл. 1 (кроме § 1.1 и 1.5) и § 8.6 — канд. техн. наук М.В. Рябчицким; гл. 2 (кроме § 2.3) — канд. тех. наук А.А. Кваснюком.

Авторы выражают благодарность канд. техн. наук Р.П. Гринбергу за разработку физических и компьютерных моделей отдельных схем, а также студентам К.И. Крюкову и А.В. Куликову за оформление рисунков рукописи.

Большую признательность авторы выражают докт. техн. наук, проф. Н.Ф. Ильинскому; канд. техн. наук, проф. Ю.П. Рыжову и докт. техн. наук, проф. А.Е. Атаеву за полезные замечания по отдельным разделам рукописи.

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

*Авторы*

## ВВЕДЕНИЕ

Силовая электроника — это область электроники, связанная с преобразованием или коммутацией электрической энергии. Термин «силовая электроника» начал широко использоваться во второй половине XX в. в целях более четкого разграничения между электроникой информационной, слаботочной и силовой, называемой также энергетической. Основным показателем силовой электроники является минимизация потерь энергии при преобразовании и управлении потоками электрической энергии. Как и многие другие отрасли техники, силовая электроника развивалась в нескольких направлениях. В этой связи установить строгую хронологию развития силовой электроники сложно. В многочисленных публикациях приведены различные оценки достижений в этой области. Часто в качестве границ периодов используется время открытия физического эффекта или явления, определившего существенные технические достижения. Однако нередко используются и другие факторы, например Т. Вильсон [8] считает началом развития силовой электроники получение в 1912 г. Е.Ф. Александерсоном (General Electric) патента на магнитный усилитель для модуляции радиосигналов, позволивший модулировать мгновенную мощность 70 кВт. Аргументом для Т. Вильсона в этом случае является одно из рабочих определений силовой электроники, включающее в себя функцию эффективного управления мощностью (высокий КПД) статическими средствами. Впоследствии магнитные усилители в сочетании с полупроводниковыми диодами наиболее часто применялись в средствах автоматизации. Следует отметить, что в настоящее время есть устройства на основе магнитных ключей и электронных приборов малой мощности, практически не имеющие конкурентоспособных технических аналогов.

Развитие силовой электроники начинается с открытия Т. Эдисоном термоэлектронной эмиссии. Историю развития силовой электроники целесообразно разделить на три основных этапа:

1901—1958 гг. — преимущественное использование ламповых (электронных) вентилях различных видов;

1958—1985 гг. — использование тиристоров и силовых биполярных транзисторов;

1985 г. по настоящее время — использование запираемых тиристоров большой мощности с повышенным быстродействием, силовых транзисторов типов IGBT и MOSFET (низкого напряжения), переход на более совершенные запираемые тиристоры типа МСТ и т.п.

Каждый этап характеризовался существенным расширением областей применения силовой электроники и улучшением технико-экономических показателей приборов.

Началом первого этапа можно считать обнаружение эффекта выпрямления с использованием электрической дуги, который впервые был исследован В.Ф. Миткевичем в начале XX в. [7]. Впоследствии одно- и двухполупериодные схемы выпрямления исследовались на базе полупроводниковых электронных вентилях. Выпрямители большой мощности были созданы Купер-Хьютом (США) в 1901 г. на основе дугового разряда в парах дуги с холодным катодом. Электронные вентиля получили широкое применение во многих странах для создания

выпрямителей. Практическая значимость развития и промышленного освоения вентилях большой мощности во многом определялась потребностью в выпрямителях металлургической промышленности и транспорта. В этой связи в 20-е годы прошлого века были начаты работы по развитию теории газового разряда в ртутных вентилях большой мощности. Огромный вклад в развитие теории газоразрядных процессов в ионных приборах внес И.Л. Каганов. Впервые вентили с ртутным катодом в нашей стране были созданы в Нижегородской лаборатории В.П. Вологодина в 1921 г. Для повышения мощности выпрямителей использовались каскадные схемы с последовательным включением отдельных изолированных выпрямителей.

Необходимость управления моментом начала проводимости ртутного вентиля привела к созданию вентиля с сеточным управлением. В результате стало возможным регулировать режимы работы ионных преобразователей для электропривода.

Ртутные вентили с конденсаторной коммутацией были успешно использованы при создании инверторов повышенной частоты для индукционного нагрева. Первая установка была разработана В. Остендорфом. Значительный вклад в развитие ртутных вентилях внесли А.В. Донской, А.Е. Слухоцкий, А.С. Васильев и другие специалисты в этой области.

Несмотря на расширение использования электроэнергии на переменном токе, не прекращались работы по созданию линий электропередачи на постоянном токе. В СССР первая опытная линия на постоянном токе Кашира—Москва была создана на ртутных вентилях напряжением 120 кВ для передачи мощности 30 МВт.

Внедрение силовых электронных устройств было связано с такими негативными явлениями, как искажения форм токов и напряжения, приводящие к возникновению неактивных мощностей — реактивных на основной гармонике переменного тока и мощностей искажения на частоте высших гармоник. Это приводило к росту потерь мощности и нарушениям работоспособности различных технических устройств. Решению этих проблем на первом этапе были посвящены работы отечественных ученых О.А. Маевского, Ф.И. Бутаева и Е.Л. Эттингера. Однако инерционность и неполная управляемость ртутных вентилях не позволили эффективно решить задачи по устранению этих явлений.

Началом второго этапа можно считать изобретение в 1948 г. Д. Бардином и У. Браттейном (США) точечного транзистора и создание в 1951 г. У. Шокли (США) плоскостного транзистора. Эти работы послужили основой создания в 1955 г. кремниевого тиристора с четырехслойной структурой *p-n-p-n* и тремя внешними выводами. Это был первый полупроводниковый прибор большой мощности, способный работать в режиме ключа с управлением моментом времени включения и подачей сигнала малой мощности по сравнению с коммутируемой мощностью. Технология создания больших кремниевых пластин позволила увеличить рабочее напряжение до 1000 В, а тока — более 100 А. Изобретению тиристора предшествовало создание полупроводниковых диодов вначале на основе германия с индием, а затем на основе монокристаллического кремния с добавлением примесей, определявших тип электронной проводимости. В СССР независимо от зарубежных разработок в 1965 г. были созданы кремниевые тиристоры (ВКДУ-150) на токи более 100 А. Созданию отечественных тиристоров способствовали исследования, проводившиеся В.Е. Челноковым и В.М. Тучкевичем, а также работы, выполненные

в ВЭИ и на заводе «Электровыпрямитель». Предполагалось, что промышленно выпускаемые тиристоры будут широко использованы в различных отраслях техники для существенного повышения технико-экономических характеристик устройств преобразовательной техники. Однако неполная управляемость тиристоров и относительно низкое быстродействие существенно ограничили потенциальные области их применения.

Основной схемой на тиристорах, получившей широкое распространение, стал преобразователь переменного/постоянного тока, выполненный по трехфазной мостовой схеме, предложенной А.Н. Ларионовым, и по многофазной схеме на большие напряжения и токи. Такие схемы на тиристорах позволили не только выпрямлять переменный ток в постоянный, но и инвертировать — передавать энергию из источника постоянного тока в сеть переменного. Эти схемы применялись в электроприводе постоянного тока, на железнодорожном транспорте, металлургических заводах и в электроэнергетике.

В электроприводе преобразователь может осуществлять двигательный и тормозной режимы работы с рекуперацией энергии в сеть. На металлургических предприятиях в целях уменьшения диапазона регулирования угла управления и, следовательно, повышения коэффициента мощности  $\cos\varphi$  часто использовались переключения отпаек с обмоток согласующего трансформатора. В 1988 г. в электроэнергетике СССР была введена в эксплуатацию вставка постоянного тока для передачи энергии из России в Финляндию. Схема вставки выполнена на базе 12-фазных комплектных преобразователей, в которых использовались тиристоры Т173-125 мощностью 470 кВт. Кроме того, нашли широкое применение реакторы со встречно-включенными тиристорами для управления мощностью компенсирующих устройств в электропередаче переменного тока. Большой вклад в развитие систем электропередачи с применением силовых электронных устройств внес В.А. Веников.

Многие зарубежные фирмы стали выпускать инверторы для источников бесперебойного питания на тиристорах с принудительной коммутацией, используя тиристоры с гарантированным малым временем выключения. Следует отметить достижения электротехнической промышленности СССР в создании инверторов и преобразователей частоты на тиристорах с конденсаторной, квазиестественной коммутацией тиристоров. Основу этих разработок составили научно-технические исследования, выполненные Ф.И. Ковалевым и В.А. Чвановым. В результате этих разработок в преобразователь был включен компенсатор реактивной мощности, совмещающий функции фильтрации высших гармоник автономного инвертора тока с функцией регулятора величины и частоты выходного напряжения [26]. Эти устройства, созданные в конце 60-х годов прошлого века, успешно эксплуатируются и в настоящее время на важнейших электротехнических объектах.

Третий этап развития силовой электроники, характеризующийся качественным скачком в развитии и массовом внедрении силовых электронных устройств, начался с промышленного освоения и серийного производства полностью управляемых быстродействующих силовых электронных ключей, мощность сигналов включения и выключения которых близка к нулю. Условно началом этого периода можно считать 1985 г. Создание современного поколения силовых полупроводниковых электронных приборов осуществлялось в двух основных направлениях: развитие полевых приборов (МОП-транзисторов) и улучшение характеристик запира-

емых тиристоров (GTO). Развитие таких приборов (транзисторов) предусматривало увеличение значений рабочих токов и напряжения на основе многоячеековых структур методами интегральной технологии [8]. Развитие транзисторов типа МДП привело к созданию приборов низкого напряжения (до 50 В) и токами до 1 кА, а также повышенного напряжения до 1 кВ и токами до 50 А. Обычно их применение ограничивается напряжением 600 В из-за резкого возрастания сопротивления во включенном состоянии при увеличении номинального напряжения.

Параллельное развитие формирователей импульсов управления для МДП-транзисторов явилось базой для будущих «разумных» моделей в интегральном исполнении. Эти приборы полностью вытеснили биполярные приборы из систем автоматики, были разработаны вторичные источники питания (ВИП) на основе МДП-транзисторов и быстродействующих диодов.

На основе сочетания свойств МДП- и биполярных *p-n-p*-транзисторов был создан прибор IGBT — биполярный транзистор с изолированным затвором, получивший в русскоязычной технической литературе [46] аббревиатуру МОПБТ. Прибор имеет хорошие частотные характеристики, крайне низкое значение мощности управления, относительно низкое падение напряжения (2,5—3,5 В) в проводящем состоянии при рабочих напряжениях до 1 500—1 700 В. Благодаря этим качествам, прибор стал занимать доминирующее положение в устройствах средней мощности и составляет конкуренцию мощным запираемым тиристорам.

Другим направлением создания нового поколения силовых электронных приборов было улучшение технических характеристик запираемых по управляющему электроду тиристоров GTO и IGBT HIGBT.

Несмотря на достигнутые результаты в совершенствовании технических характеристик и функциональных возможностей приборов, работы в этом направлении интенсивно продолжаются. В настоящее время созданы тиристоры типа МСТ, объединяющие по интегральной технологии десятки тысяч ячеек МДП-транзисторов, обеспечивающих эффективное управление тиристорами, повышающих его быстродействие и снижающих напряжение на тиристоре в проводящем состоянии. В Японии создан и успешно используется тиристор со статической индукцией (SiTh). На рис. В.1 представлена диаграмма характеристик современных силовых электронных приборов, работающих в ключевом режиме [9].

Что дает силовой электронике новое поколение силовых электронных ключей кроме улучшения общих технико-экономических характеристик — КПД и надежности? Главным фактором, определяющим значимость и перспективность этих приборов, является их способность управлять на повышенных частотах большими потоками мощности практически по любому закону модуляции энергетических импульсов при минимальных мощностях, затрачиваемых на управление. При этом преобразование энергии осуществляется без экологически вредных последствий, если не считать электромагнитных импульсов, осложняющих проблему электромагнитной совместимости преобразователя с другими объектами. Эти факторы оказали революционное влияние на существующие устройства силовой электроники и открыли перспективу для создания принципиально новых видов устройств силовой электроники для различных областей техники. В настоящее время к наиболее

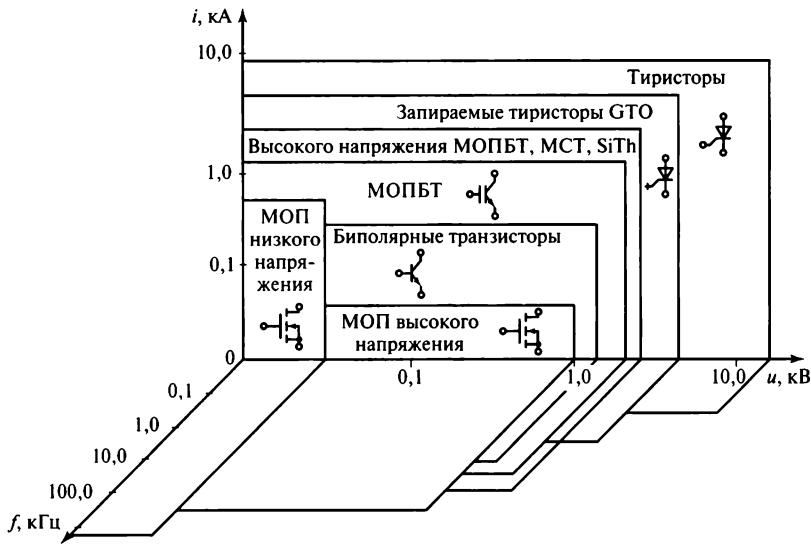


Рис. В.1. Диаграмма характеристик силовых полупроводниковых приборов

существенным результатам, получаемым за счет использования приборов нового поколения, можно отнести следующие:

- обеспечение работы преобразователей переменного/постоянного тока в четырех квадрантах комплексной плоскости параметров переменного тока без применения средств искусственной коммутации ключей;
- получение токов и напряжения требуемой, например синусоидальной, формы (при использовании «легких» *LC*-фильтров) с регулированием их амплитуды, фазы и частоты в широких диапазонах;
- фильтрацию высших гармоник тока (напряжения) несинусоидальной формы;
- регулирование амплитудно-частотных характеристик фильтрокомпенсирующих устройств;
- устранение кратковременных отклонений тока (напряжения) от допустимых значений;
- быстродействующую защиту электронных устройств в аварийных режимах;
- обеспечение возможности более полного использования достижений современных информационных технологий, а также быстродействующих контроллеров в целях расширения возможностей управления регулируемым объектом.

Естественно, что для решения этих задач кроме силовых электронных ключей нового поколения требуется развитие соответствующей пассивной элементной базы — реакторно-конденсаторного оборудования, быстродействующих микропроцессорных устройств. Реакторы и конденсаторы применяются для дискретности преобразования энергии в качестве промежуточных ее накопителей. К ним значительно возросли требования, обусловленные высокими скоростями изменения преобразуемого тока и напряжения. В этой связи возникла необходимость снижения потерь мощности в таких элементах. Для этих целей были созданы специаль-



ные композиционные магнитные материалы магнитопроводов реакторов и трансформаторов, способных работать на частотах 100 кГц и выше, с относительно низкими удельными потерями мощности. Кроме того, разработаны конденсаторы с высокими удельными массогабаритными показателями, а в ближайшем будущем прогнозируется увеличение удельной энергии конденсаторов на полимерных пленках более чем на три порядка при работе на частотах 100 кГц и выше [20].

В настоящее время при управлении электронными устройствами в электроприводе и электроэнергетике начинает использоваться нечеткая логика и для решения задач с большим числом переменных, трудно определяемых или имеющих случайный характер.

Самой распространенной областью потребления электроэнергии является электропривод. Импульсная модуляция и цифровые средства управления позволяют перевести управление асинхронным двигателем (АД) на принципиально новый уровень, при котором возможно регулирование как скорости, так и момента АД, приближая его по свойствам управляемости к двигателю постоянного тока. Принципы такого управления АД различны. Эффективное управление АД позволяет получить большой экономический эффект от энергосбережения за счет оптимального управления АД. В будущем возрастет роль электромобилей, применение которых существенно снизит уровень загрязнения окружающей среды.

Значительный энергосберегающий эффект может быть получен переходом от ламп накаливания к газонаполненным лампам с электронным миниатюрным преобразователем.

При реализации «гибких» линий передачи на переменном токе (FACTS) используются преобразователи переменного/постоянного тока со свойствами источника напряжения с импульсной модуляцией параметров.

Краткий обзор этапов развития и современного состояния силовой электроники показывает, что эта область электроники играет ключевую роль в развитии техники в промышленно развитых странах, что также подтверждается многими ведущими зарубежными экспертами. Так, в [10] отмечается, что в XXI в. наибольшее значение приобретут компьютеры, силовая электроника и электропривод. Компьютеры будут выполнять функции «разума», а силовая электроника и электропривод — «мускулов».

В XXI в. общество вступило в постиндустриальный период развития, который связан с новыми научными направлениями [11]. Результаты, полученные при исследованиях физики твердого тела и нанотехнологий, позволяют надеяться на революционные достижения в междисциплинарной области — силовой электронике, являющейся мостом между информационными технологиями и энергетикой.

# Часть первая

## ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

### Глава первая

#### СИЛОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

##### 1.1. Определения и классификация

**Силовым электронным ключом** называется устройство для размыкания или замыкания электрической цепи, которое содержит по меньшей мере один полностью управляемый прибор, например транзистор или тиристор [45, 46]. В силовой электронике широко используется более общий термин «электронный вентиляльный прибор» — неделимый, электронный прибор для преобразования или прерывания электрической цепи, неуправляемый или управляемый ключевым (бистабильным) способом, проводящий однонаправленный ток. Примером неуправляемого вентиляльного прибора является диод, проводимость которого зависит от полярности приложенного напряжения или направления тока. Учитывая возможность управления проводимостью диода внешним источником напряжения или тока, его считают не полностью управляемым. В [45] также отмечено, что два или более вентиляльных прибора, расположенных в общем корпусе (полупроводниковый модуль), также должны рассматриваться как отдельные электронные приборы.

Под ключевым способом подразумевается, что прибор может находиться только во включенном (проводящем) или выключенном (непроводящем) состоянии, при этом время перехода из одного состояния в другое минимально. На основе двух или более вентиляльных приборов создаются двунаправленные ключи, проводящие ток в двух направлениях, или электронные ключи, способные блокировать как прямое, так и обратное напряжение, т.е. не проводить ток при приложении к ним напряжения противоположных полярностей. Понятие «силовой» означает, что осуществляется управление потоком электрической энергии, а не потоком информации. К силовым электронным приборам относятся приборы с максимально допустимым значением среднего тока свыше 10 А или импульсным током свыше 100 А. Функции силовых электронных ключей выполняют главным образом силовые полупроводниковые приборы, физической основой которых являются полупроводниковые структуры различных типов электронной проводимости.

Согласно определению силовые электронные ключи содержат не менее одного управляемого электронного прибора, например транзистора или тиристора. Однако в силовой электронике также используются неуправляемые приборы — диоды, выполняющие функции, сходные с функциями ключей. Принципиальным отличием

диода от ключей является их неуправляемость в том смысле, что они не могут изменять свою проводимость посредством подачи сигнала управления, как это происходит в электронных ключах. В то же время термин «неуправляемый» не точно отражает его функциональные возможности. Проводимость диода может изменяться, а следовательно, возможно управлять током электрической цепи, изменяя полярность приложенного к диоду напряжения. Это нашло отражение в термине «вентиль», который широко употребляется в электронике.

Силовые полупроводниковые приборы классифицируются по следующим признакам:

- принципу действия;
- конструктивному исполнению;
- применению.

Среди полупроводниковых приборов различают диоды, транзисторы и тиристоры. Каждый вид приборов имеет разновидности, существенно различающиеся по принципу действия и характеристикам. Например, транзисторы подразделяются на биполярные, полевые, с изолированным затвором IGBT (Insulated-Gate-Bipolar Transistor). С учетом структуры IGBT в отечественной технической литературе предложено именовать МОПБТ [46].

В настоящее время кроме обычных, так называемых «однооперационных» или традиционных, тиристоров созданы запираемые (двухоперационные) тиристоры. В этих приборах можно управлять моментом не только их включения, но и выключения посредством сигнала управления.

Силовые приборы классифицируются по следующим параметрам:

- рабочей частоте (низкочастотные, высокочастотные, импульсные и др.);
- коммутируемой мощности (малой, средней, большой);
- принципу управляемости, т.е. возможности перевода прибора из проводящего состояния в непроводящее и обратно.

Различают следующие принципы управления:

- изменением полярности подаваемого на прибор напряжения (диоды);
- подачей сигнала управления для включения и выключения прибора изменением полярности напряжения, подаваемого на его силовые выводы (традиционные тиристоры);
- подачей сигналов управления для включения или выключения прибора (транзисторы, запираемые тиристоры).

Для анализа электромагнитных процессов в силовых электронных устройствах используются различные математические модели ключей, отражающие реальные процессы с разной точностью. Предельно упрощенной является модель *идеального ключа*. Идеальный ключ имеет следующие характеристики:

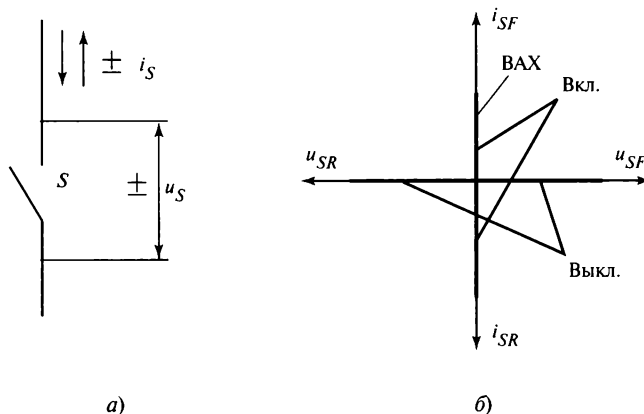
- в выключенном состоянии ток в ключе отсутствует;
- во включенном состоянии напряжение на ключе равно нулю;
- переход из включенного состояния в выключенное и обратно происходит мгновенно;
- мощность, затрачиваемая на управление ключом, равна нулю.

Модель идеального ключа позволяет существенно упростить анализ электромагнитных процессов и сократить время его проведения. Однако применение модели идеального ключа вносит значительные погрешности в результаты анализа, так как в

этом случае не учитываются многие факторы, определяющие характер конкретных процессов. Например, не учитываются значение и нелинейный характер сопротивления ключей, длительность коммутационных процессов и т.п. Поэтому на практике применяются упрощенные аналитические зависимости, которые позволяют получить результаты анализа с приемлемой для начальных этапов проектирования точностью.

**Статическим режимом** работы ключа называется режим, установившийся после переключения ключа в одно из следующих состояний: включенное (проводящее ток нагрузки) или выключенное (не проводящее ток нагрузки). Часто он называется квазистатическим, так как соответствует установившимся процессам в ключе при его периодическом переключении из одного состояния в другое. Основной характеристикой ключа в этом режиме является его статическая вольт-амперная характеристика (ВАХ), т.е. зависимость тока ключа  $i_S$  от напряжения на нем  $u_S$ , полученная при бесконечно медленном изменении тока и напряжения. На рис. 1.1 показаны условное обозначение идеального ключа  $S$  и его ВАХ. В обозначениях прямых токов и напряжений принято использовать индекс «F», например  $i_F$  и  $u_F$ , а для обратных токов и напряжений — индекс «R», например  $i_R$  и  $u_R$ . Согласно ВАХ идеального ключа во включенном состоянии  $u_S = 0$  при любом значении тока  $i_S$  и, наоборот, в выключенном  $i_S = 0$  при любом значении напряжения  $u_S$ . Время включения и выключения, а также мощность, затрачиваемая на управление, тоже принимаются равными нулю.

В отличие от идеального ключа все виды реальных ключей в проводящем состоянии имеют прямое падение напряжения, а в непроводящем — пропускают ток утечки. Для идеального ключа направление токов и полярность напряжения не имеют значения. Поэтому условно примем положительные направления тока и напряжения совпадающими с положительными направлениями осей в декартовой системе координат. Основой электронных ключей являются электронные вентиляльные приборы. Связь установившихся значений напряжения и токов электронного вентиляльного прибора определяется его статической ВАХ. В общем случае эти ВАХ являются нелинейными



**Рис. 1.1. Идеальный ключ:**

*a* — условное обозначение; *б* — статическая характеристика

и описываются уравнениями трансцендентного вида. Для упрощения анализа электрических цепей ВАХ электронных приборов аппроксимируются простыми аналитическими зависимостями. Наиболее простой аппроксимацией ВАХ электронных приборов является их представление в виде кусочно-линейных функций.

Рассмотрим аппроксимацию реальной ВАХ диода, расположенной в квадрантах I и III (рис. 1.2, а). При прямой полярности напряжения через диод протекает прямой ток  $i_F$ , а при обратной полярности напряжения — ток утечки  $i_R$ .

На ВАХ в квадранте I может быть приближенно выделена точка «а» с координатой на оси абсцисс  $\Delta U_F$ , которая разделяет ВАХ на два участка — пологий при  $u_S < \Delta U_F$  и крутой при  $u_S > \Delta U_F$ . Эти участки могут быть аппроксимированы двумя линейными функциями (рис. 1.2, б):

$$\left. \begin{aligned} i_{F_1} &= k_1 u_S && \text{при } 0 < u_F < \Delta U_F; \\ i_{F_2} &= k_2 u_S && \text{при } \Delta U_F < u_F, \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

где  $k_1 = \frac{1}{R_{F_1}}$ ;  $k_2 = \frac{1}{R_2}$ .

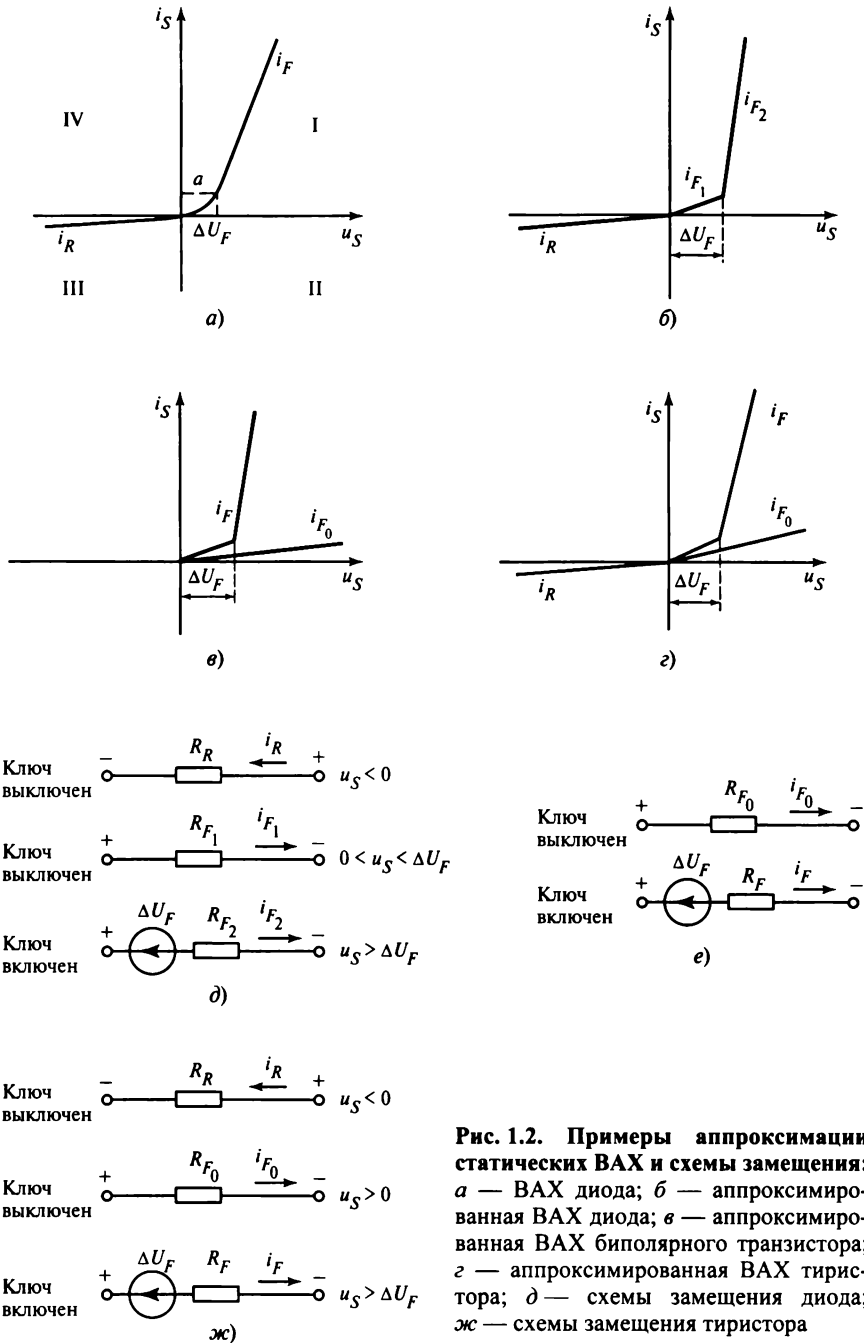
Из (1.1) следует, что наклон линейных функций, линеаризующих ВАХ, определяется проводимостями диода на разных участках в зависимости от значения  $u_F$  (рис. 1.2, б).

Если пренебречь относительно малыми значениями тока  $i_{F_1}$  на пологом участке ( $u_F < \Delta U_F$ ), то можно считать, что  $R_{F_1} \rightarrow \infty$  и  $u_{F_1}$  совпадает с осью абсцисс до величины  $u_F = \Delta U_F$ . Проводимость диода при  $u_F > \Delta U_F$  резко возрастает, и можно считать, что диод находится во включенном, проводящем состоянии. С учетом аппроксимации эквивалентные схемы замещения могут быть представлены сопротивлениями  $R_{F_1}$  ( $0 < u_F < \Delta U_1$ ) и  $R_{F_2}$  ( $u_F > \Delta U_F$ ). При пренебрежении токами на пологом участке ВАХ эквивалентные схемы замещения представляются встречно-включенным источником напряжения  $\Delta U_F$  и последовательно включенным сопротивлением  $R_{F_2}$  (рис. 1.2, в).

В квадранте III реальная ВАХ диода соответствует обратному току утечки  $i_R$  и может быть аппроксимирована линейной функцией

$$i_R = \frac{1}{R_R} u_R. \quad (1.2)$$

Эквивалентная схема замещения диода для напряжения обратной полярности  $u_R$  в этом случае соответствует сопротивлению  $R_R$ . В отдельных случаях ВАХ в квадранте III целесообразно аппроксимировать функцией постоянного тока, величина которого определяется средним значением тока утечки  $I_R$ . В этом случае эквивалентная схема диода при обратном напряжении  $u_R$  принимает вид источника тока, в котором ток совпадает по направлению с напряжением  $u_R$ .



**Рис. 1.2.** Примеры аппроксимации статических ВАХ и схемы замещения: а — ВАХ диода; б — аппроксимированная ВАХ диода; в — аппроксимированная ВАХ биполярного транзистора; г — аппроксимированная ВАХ тиристора; д — схемы замещения диода; е — схемы замещения тиристора

Электронные ключи выполняются на основе управляемых электронных приборов различных видов, имеющих различные статические ВАХ. Причем статические ВАХ могут различаться характером зависимости между током и напряжением. Например, большинство транзисторов не способно блокировать обратное напряжение  $u_R$ , и поэтому при использовании транзисторных ключей исключают возможность появления на них обратного напряжения  $u_R$  или ограничивают его значения малой величиной. С этой целью последовательно транзистору или встречно-параллельно ему включают диод. В этой связи ВАХ транзисторов существуют только в квадранте I для включенного и выключенного его состояний, так как транзисторы в отличие от диода являются управляемыми приборами.

На рис. 1.2,  $\varepsilon$  приведена ВАХ биполярного транзистора. Начальный, пологий, участок ВАХ в биполярном транзисторе сходен с аналогичным участком диода и обычно аппроксимируется с учетом пренебрежения малыми токами отрезком прямой на оси абсцисс, определяемым величиной  $\Delta U_F$ . При такой аппроксимации включение транзистора начинается с  $u_S = U_F$ , аппроксимированная ВАХ включенного транзистора представляется линейным участком, начинающимся с  $\Delta U_F$  и определяемым сопротивлением во включенном состоянии  $R_{F_2}$  (рис. 1.2,  $\delta$ ).

В выключенном состоянии через транзисторный ключ протекает ток утечки  $i_{F_0}$ . Значение тока утечки зависит от сопротивления  $R_{F_0}$  выключенного транзистора при воздействии на него прямого напряжения  $u_F$ . При такой аппроксимации схема замещения транзистора во включенном состоянии состоит из источника напряжения  $\Delta U_F$ , напряжение которого направлено встречно напряжению источника питания транзистора, и последовательного активного сопротивления  $R_F$ , а в выключенном состоянии — из сопротивления тока утечки  $i_{F_0}$ . Пренебрегая изменением тока утечки в зависимости от напряжения  $u_F$ , схему замещения транзистора можно представить источником тока со средним значением  $I_{F_0}$ . В ключах на основе МОП-транзисторов или МОПБТ напряжение  $\Delta U_F \approx 0$  и им можно пренебречь. При этом аппроксимированная ВАХ включенного транзистора выходит из начала координат.

Тиристорные ключи способны блокировать как прямое, так и обратное напряжение. Они имеют аппроксимированную ВАХ, сходную с ВАХ диода во включенном состоянии при воздействии прямого напряжения. В выключенном же состоянии при воздействии прямого напряжения ВАХ тиристора сходны с ВАХ выключенного транзистора.

Заменяя ключ схемами замещения, соответствующими линеаризованным ВАХ на разных интервалах состояния ключа, можно определить мощность статических потерь  $P_S^{ст}$  в ключе, например тиристоров (см. рис. 1.2), для периодически повторяющихся процессов коммутации цепи переменного тока с периодом  $T$ . Момент включения тиристора соответствует  $t = t_0$  при наличии прямого напряжения  $u_F$  и подаче импульса управления на тиристор. Выключение тиристора при активной

нагрузке происходит при  $t = T/2$ , когда напряжение на тиристоре изменяет полярность и ток тиристора  $i_F(t)$  уменьшается до нуля, а обратный ток  $i_R(t)$  увеличивается. При пренебрежении временами переключения и допущении появления прямого тока  $i_F(t)$  при  $u_F > \Delta U_F$  мощность статических потерь в тиристоре  $P_S^{\text{ст}}$  с учетом аппроксимации ВАХ может быть определена из следующего соотношения:

$$P_S^{\text{ст}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_S(t) u_S(t) dt \cong \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{t_0} i_{F_0}^2(t) R_{F_0} dt + \int_{t_0}^{T/2} [i_F(t) \Delta U_F dt + i_F^2(t) R_F] dt + \int_{T/2}^T i_R^2(t) R_R dt \right\}. \quad (1.3)$$

При других вариантах аппроксимации реальной статической ВАХ тиристора формула (1.3) принимает иной вид. Поэтому соотношение (1.3) может быть использовано для приближенной оценки статических потерь в тиристоре.

**Динамическим режимом** работы ключа называется режим, при котором происходит переход из одного состояния в другое (из включенного в выключенное и наоборот). При анализе электрических цепей, содержащих электронные ключи, следует различать обозначения времени для динамических и статических режимов. В статических (установившихся) режимах время  $t_{\text{вкл}}$  и  $t_{\text{выкл}}$  соответствует времени, в течение которого ключ находится во включенном или выключенном состоянии. В динамических (переходных) режимах время  $t_{\text{вкл}}^{\text{п}}$  и  $t_{\text{выкл}}^{\text{п}}$  соответствует времени перехода из выключенного состояния во включенное и наоборот.

Одной из основных характеристик работы ключа в динамическом режиме является динамическая вольт-амперная характеристика, т.е. зависимость напряжения на ключе  $u_S$  от тока  $i_S$  в процессе переключения. Динамическая ВАХ является траекторией переключения (коммутации) электронного ключа. Переходные процессы в ключах зависят от его быстродействия и параметров элементов коммутируемой электрической цепи. Соответственно, динамические ВАХ также зависят от указанных факторов и поэтому могут быть очень разнообразными. Динамические ВАХ обычно представляют на плоскости параметров тока  $i_S$  и напряжения  $u_S$ , определенных для конкретных условий коммутации на интервале переключения ключа. Аналитическое описание динамических процессов, полностью учитывающее физические процессы в полупроводниковых приборах, является сложной задачей. Поэтому при анализе процессов переключения в электронных ключах используются упрощенные математические модели, позволяющие во многих случаях получать результаты с достаточной для практических целей точностью. Например, общепринятым является идеализированное представление электронного ключа на интервале включения источником линейно спадающего напряжения, а на интервале выключения — источником линейно спадающего тока. Длительности спада напряжения и тока до нуля принимаются равными времени включения  $t_{\text{вкл}}^{\text{п}}$  и выключения  $t_{\text{выкл}}^{\text{п}}$  электронного ключа [13].



Диаграммы напряжения  $u_S$  и тока  $i_S$  модели ключа в динамических режимах представлены на рис. 1.3. С учетом допущения линейности эти модели могут быть представлены эквивалентными источниками напряжения (при включении) и тока (при выключении):

$$\left. \begin{aligned} u_S(t) &= U_S \left( 1 - \frac{t}{t_{\text{вкл}}^{\text{п}}} \right); \\ i_S(t) &= I_S \left( 1 - \frac{t}{t_{\text{выкл}}^{\text{п}}} \right), \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

где  $U_S$  и  $I_S$  — установившиеся значения напряжения и тока ключа до момента начала коммутации.

Очевидно, что ток ключа при включении и напряжение на нем при выключении характеризуют реакцию коммутируемой цепи на изменение состояния ключа. Если в коммутируемой цепи содержатся реактивные элементы, например индуктивные или емкостные, то их инерционность вызывает соответствующую реакцию на процессы переключения ключей в виде изменения тока при включении и напряжения при выключении. В результате динамические ВАХ ключа существенно зависят от параметров коммутируемой цепи.

На рис. 1.4 представлены простейшие схемы коммутации активной нагрузки. В этих схемах принято допущение идеальности статической ВАХ (см. рис. 1.1) ключа  $S$ . На интервалах переключения используется динамическая модель ключа (1.4).

Из приведенных временных диаграмм  $u_S(t)$ ,  $i_S(t)$  могут быть рассчитаны мгновенные мощности динамических потерь при переключении с учетом их нагрузки. В рассматриваемом примере статические ВАХ приняты идеальными и поэтому потери мощности существуют только на интервалах переключения. Кроме того, источники напряжения, питающие коммутируемые цепи, также считаются идеальными, т.е. внутреннее сопротивление источников равно нулю.

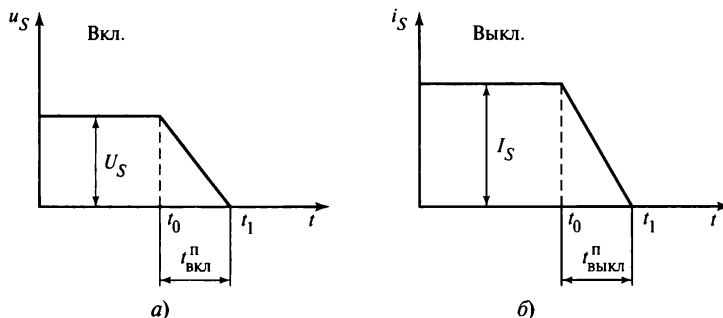
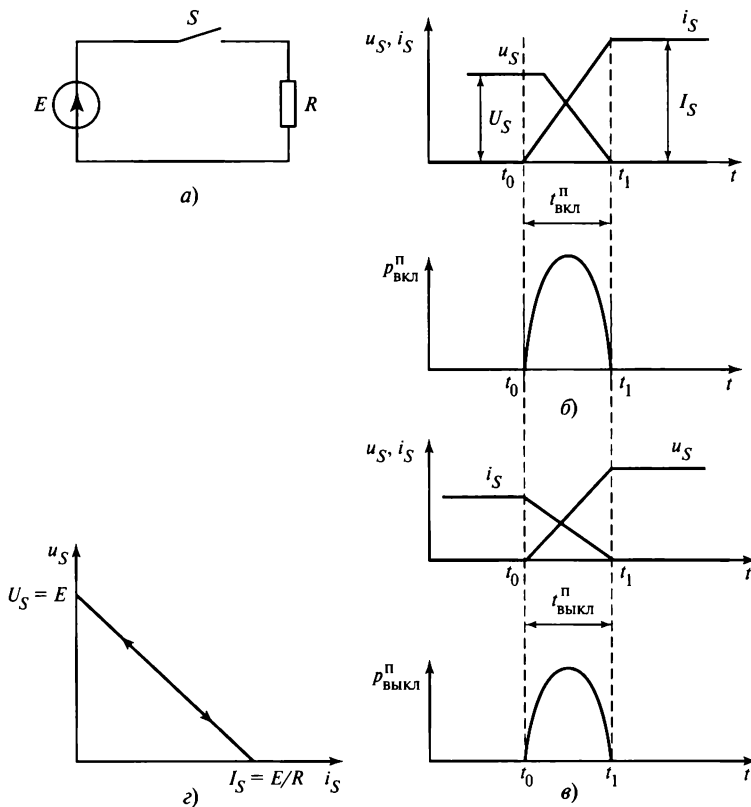


Рис. 1.3. Диаграммы напряжения и тока на интервалах включения (а) и выключения (б)



**Рис. 1.4. Коммутация активной нагрузки:**

*a* — схема; *б* — диаграммы изменения  $i_S$ ,  $u_S$ ,  $p_{\text{вкл}}^{\text{п}}$  при включении; *в* — диаграммы изменения  $i_S$ ,  $u_S$ ,  $p_{\text{выкл}}^{\text{п}}$  при выключении; *г* — динамическая ВАХ

Для схемы с активной нагрузкой в цепи, коммутируемой ключом,  $u_S = E$  на интервалах выключенного состояния ключа, а  $u_S = 0$  на интервалах включенного состояния (рис. 1.4, *a*). Мгновенная мощность  $p_{\text{вкл}}^{\text{п}}$  на интервале включения и выделяемая при этом энергия  $W_{\text{вкл}}^{\text{п}}$  могут быть определены из следующих соотношений:

$$\left. \begin{aligned} p_{\text{вкл}}^{\text{п}}(t) &= u_S(t)i_S(t) = \frac{E^2}{R} \left( \frac{t}{t_{\text{вкл}}^{\text{п}}} - \frac{t^2}{t_{\text{вкл}}^{\text{п}2}} \right); \\ W_{\text{вкл}}^{\text{п}} &= \int_0^{t_{\text{вкл}}^{\text{п}}} p_{\text{вкл}}^{\text{п}}(t) dt = \frac{E^2 t_{\text{вкл}}^{\text{п}}}{6R}. \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

Интервалу включения соответствует диаграмма на рис. 1.4, *б*.

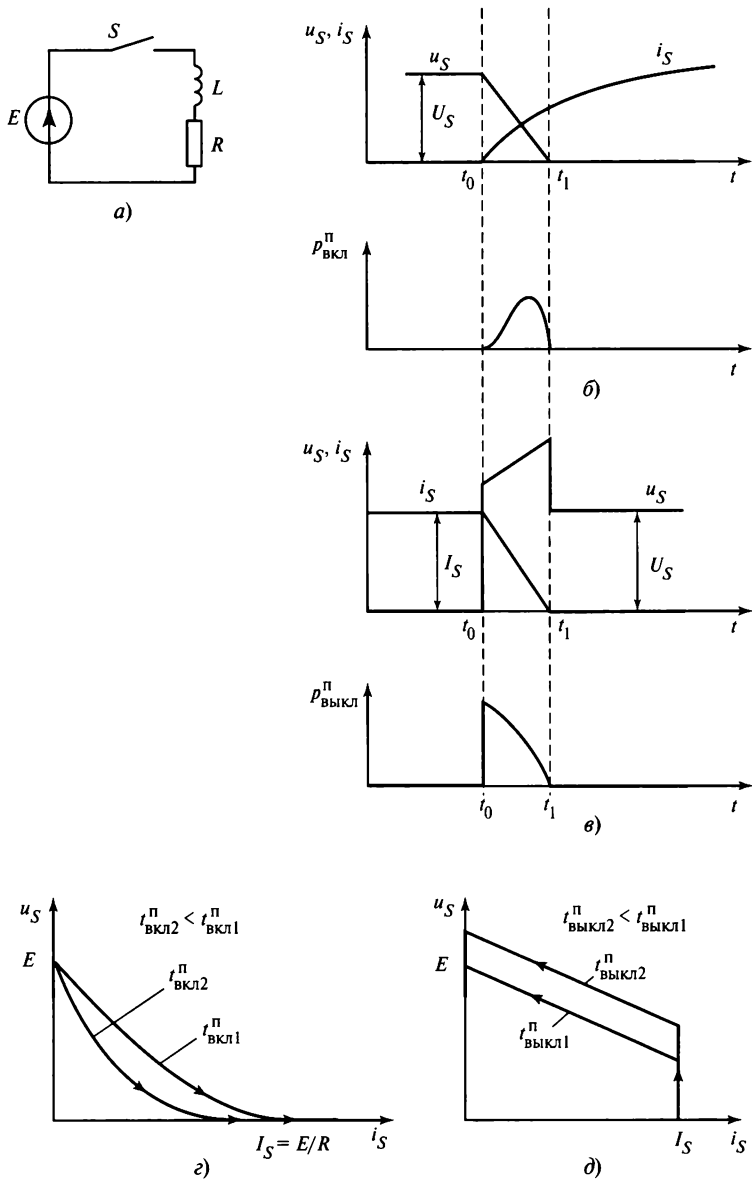
На интервале выключения для определения параметров по (1.5) следует заметить  $t_{\text{вкл}}^{\text{п}}$  на  $t_{\text{выкл}}^{\text{п}}$  (рис. 1.4, в).

Отсутствие реактивных элементов в схеме на рис. 1.4, а определяет линейный характер динамических ВАХ ключа при включении и выключении (рис. 1.4, з), которым соответствует соотношение  $u_S(t) = E - i_S(t)R$ .

При коммутации, например активно-индуктивной нагрузки, процессы в схеме изменяются. Из рис. 1.5, а—в видно, что наличие индуктивности в коммутируемой цепи приводит к повышению напряжения на ключе на интервале его выключения и затягиванию процесса нарастания тока при включении ключа. Из-за возникновения ЭДС самоиндукции на индуктивности  $L$  при уменьшении тока  $i_S$  на интервале выключения максимальное значение напряжения на ключе становится равным  $u_S = E + L \frac{di}{dt}$ . При уменьшении напряжения на интервалах включения значение тока  $i_S$  уменьшается. В результате происходит изменение потерь мощности в ключе на интервалах коммутации. Одновременно изменяются динамические ВАХ (рис. 1.5, з, д). Аналитические выражения, описывающие эти процессы, а также процессы, протекающие при коммутации активно-емкостных цепей, можно получить, используя методы анализа линейных цепей при воздействии линейно спадающих тока (при выключении) или напряжения (при включении). Из рассмотренного примера видно, что наличие реактивных элементов в цепи нагрузки и быстродействие ключа существенно влияют на процессы при ее коммутации.

**Потери мощности в ключе при периодической коммутации.** Наиболее распространенным режимом работы электронных ключей является режим периодической коммутации, обусловленный переходом из включенного состояния в выключенное и наоборот. При этом статические и динамические режимы чередуются.

Рассмотрим выделение мощности при периодическом режиме работы транзисторного ключа с частотой  $f_k$ . Аппроксимированная статическая ВАХ такого ключа представлена на рис. 1.2, а динамические модели включения и выключения — на рис. 1.3. Упростим статическую ВАХ, полагая, что во включенном состоянии на транзисторе напряжение равно  $\Delta U_F$ , а в выключенном — через него протекает ток утечки  $I_{F_0}$ . Предположим также, что ключ коммутирует активную нагрузку  $R$ . Диаграммы тока, напряжения и мощности в ключе при коммутации активной нагрузки для соизмеримых по времени интервалов включенного  $t_{\text{вкл}}$  и выключенного  $t_{\text{выкл}}^{\text{п}}$  состояний ключа с длительностью интервалов включения  $t_{\text{вкл}}^{\text{п}}$  и выключения  $t_{\text{выкл}}^{\text{п}}$  представлены на рис. 1.6. За период коммутации ключа  $T_k$  в нем выделяется мощность  $P_{\text{вкл}}^{\text{ст}}$  и  $P_{\text{выкл}}^{\text{ст}}$ , называемая *мощностью статических потерь* и *мощностью динамических потерь* на интервалах переключения  $P_{\text{вкл}}^{\text{п}}$  и  $P_{\text{выкл}}^{\text{п}}$ .



**Рис. 1.5. Коммутация активно-индуктивной нагрузки:**

$a$  — схема;  $б$  — диаграммы изменения  $i_S$ ,  $u_S$ ,  $p_{\text{вкл}}^{\text{п}}$  при включении;  $в$  — диаграммы изменения  $i_S$ ,  $u_S$ ,  $p_{\text{выкл}}^{\text{п}}$  при выключении;  $з, д$  — динамические ВАХ при включении и выключении

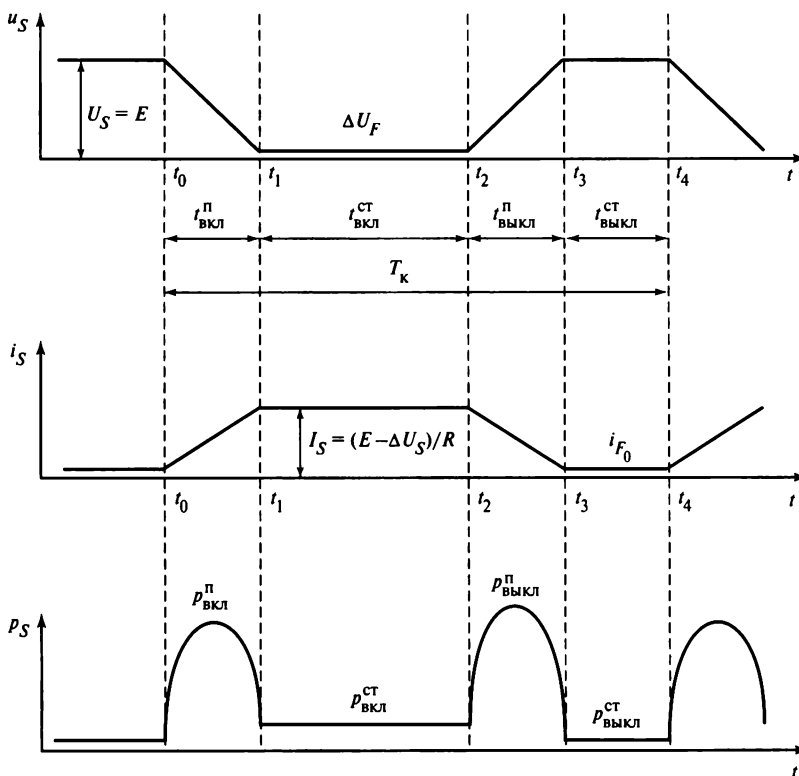


Рис. 1.6. Диаграммы напряжения, тока и мощности ключа при периодической коммутации активной нагрузки

Потери активной мощности, выделяемой в ключе, определяются по формуле

$$P_S = P_S^{ст} + P_S^п = \frac{1}{T_к} \left[ \frac{E - \Delta U_F}{R_F} \Delta U_F t_{вкл} + E I_{F_0} t_{выкл} + \int_{t_0}^{t_1} u_S(t) i_S(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} u_S(t) i_S(t) dt \right]. \quad (1.6)$$

Если интервалы переключений существенно меньше, чем период  $T_к$ , и ими можно пренебречь, а отношение  $t_{вкл}/T_к$  (коэффициент заполнения  $\gamma$ ) постоянно, то среднее значение статических потерь в ключе не зависит от частоты.

Динамические потери зависят от частоты. Поэтому при работе на повышенных частотах необходимо использовать быстродействующие ключи с малым временем переключения.

**Областью безопасной работы (ОБР)** называется область допустимых электрических параметров ключа, при которых он должен работать без повреждения. Общепринятым является графическое представление ОБР в прямоугольных коор-

динамах, по которым откладываются значения тока  $i_S$  и напряжения  $u_S$  ключа в логарифмическом масштабе. Последнее связано с тем, что границы допустимой мощности в логарифмическом масштабе представляются отрезками линейных функций. Например, мощность, выделяемая в ключе, не должна превышать максимально допустимого значения  $P_S(t) = u_S(t)i_S(t) < P_{S\max}$ . Это выражение соответствует гиперболической зависимости тока  $i_S$  от напряжения  $u_S$ , что в логарифмическом масштабе соответствует линейной зависимости

$$\lg i_S = \lg P_{S\max} - \lg u_S. \quad (1.7)$$

На рис. 1.7 представлена ОБР ключа, ограниченная значениями  $I_{S\max}$ ,  $U_{S\max}$  и  $P_{S\max}$ , т.е. тремя линейными участками:  $a$ — $b$  — предельным значением тока  $I_{S\max}$ ,  $b$ — $v$  — предельным значением мощности потерь  $P_{S\max}$  и  $v$ — $z$  — предельным значением напряжения  $U_{S\max}$ .

В зависимости от типа прибора число и характер ограничений могут изменяться и появляться дополнительные участки границы ОБР, определяемые более сложными аналитическими зависимостями тока и напряжения. Кроме того, границы ОБР зависят от длительности включенного состояния и частоты коммутации ключа. Например, граница ОБР при коротких импульсах включения будет проходить выше границы длительных включений (на рис. 1.7 эти границы показаны штриховыми линиями). Чем короче время воздействия импульса тока и напряжения на ключ, тем шире ОБР.

В практических расчетах чаще всего используется ОБР для прямой проводимости прибора, но могут использоваться и ОБР для приборов, работающих в режиме обратного напряжения, т.е. в закрытом состоянии, а также ОБР для входных сигналов управления.

Область допустимых параметров сигнала управления ключом характеризуется ОБР по управлению, но используется реже.

Мгновенные значения  $i_S$  и  $u_S$  ключа в любой момент времени во всех режимах работы, включая процесс коммутации, не должны выходить из области ОБР. Это значит, что статические и динамические ВАХ ключа должны находиться в области безопасной работы. Динамические ВАХ ключа зависят от параметров

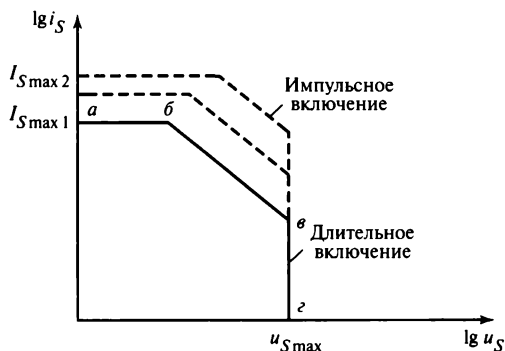
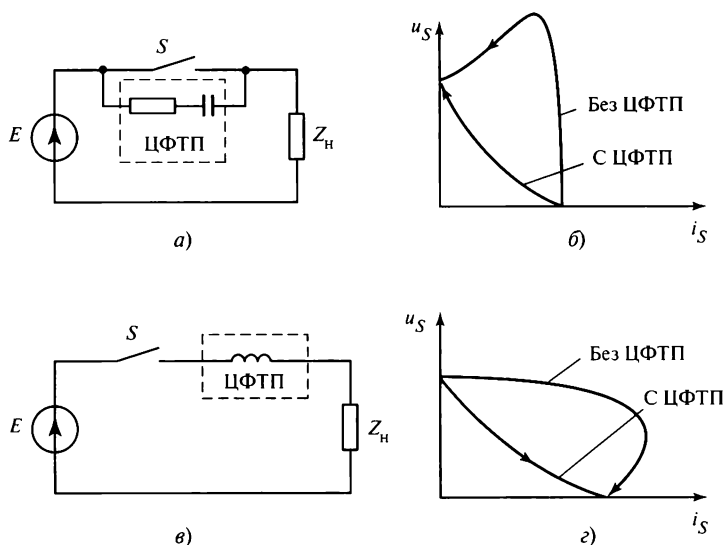


Рис. 1.7. Область безопасной работы ключа

коммутируемой цепи. Наличие емкостей в коммутируемой цепи может приводить к существенному всплеску тока при включении, а индуктивности — к всплеску напряжения при выключении. Для надежной работы ключа необходимо соответствие динамической ВАХ и ОБР, что достигается принятием специальных мер защиты прибора. Например, для защиты полупроводниковых приборов включают конденсаторы и реакторы. Так как динамическая ВАХ представляет собой траекторию переключения ключа, то включение дополнительных элементов в целях изменения динамической ВАХ можно рассматривать как формирование желаемой, в соответствии с ОБР, траектории переключения. Совокупность введенных для формирования траектории переключения элементов называется *цепью формирования траектории переключения* (ЦФТП) [в технической литературе ЦФТП часто называют снаббером (snubber)]. По существу ЦФТП является устройством защиты ключа в динамических режимах.

Схемотехника ЦФТП определяется типом полупроводникового прибора, топологией и параметрами коммутируемой цепи. Основой ЦФТП являются реактивные емкостные или индуктивные элементы. Это обусловлено тем, что конденсатор ограничивает значение и скорость нарастания напряжения на ключе в процессе коммутации, а индуктивность — значение и скорость изменения коммутируемого тока. При этом реактивные элементы не поглощают энергию за время коммутации. Эта энергия рассеивается в активных элементах ЦФТП (диссипативные ЦФТП) либо возвращается в источник (недиссипативные ЦФТП).

На рис. 1.8 представлены упрощенные схемы ЦФТП. Схема на рис. 1.8, а используется для формирования требуемой ВАХ при выключении активно-индуктивной нагрузки, а на рис. 1.8, в — при включении активно-емкостной нагрузки. Динамические ВАХ в схеме с ЦФТП и без нее представлены на рис. 1.8, б, г.



**Рис. 1.8. Цепи формирования траектории переключения:**

а, в — ЦФТП для выключения и включения; б, г — изменение траектории переключения

Обычно используются ЦФТП с более сложной схмотехникой, что позволяет обеспечивать требуемые ВАХ как при включении, так и при выключении. Подробнее такие ЦФТП будут рассмотрены при изучении защиты полупроводниковых приборов.

### Контрольные вопросы

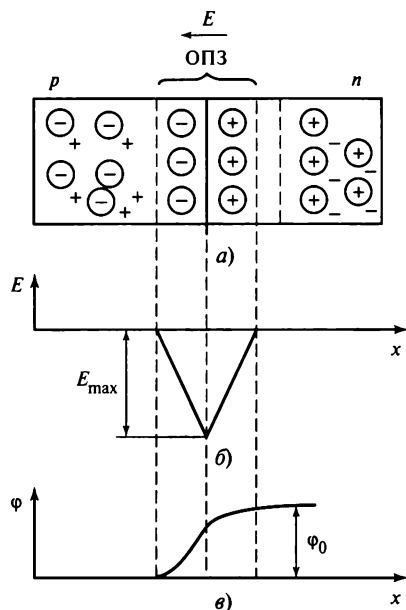
1. По каким признакам классифицируются электронные ключи?
2. Для чего используется модель идеального ключа?
3. Какими параметрами характеризуется идеальный ключ?
4. Для чего необходимо аппроксимировать ВАХ реальных полупроводниковых ключей?
5. Рассчитайте энергию, выделяющуюся в ключе при включении и выключении активной нагрузки сопротивлением 3 Ом, от источника напряжения 1 200 В, если время включения и выключения ключа 3 мкс.
6. Рассчитайте энергию, выделяющуюся в ключе при выключении активно-индуктивной нагрузки сопротивлением 3 Ом и индуктивностью 50 мкГн, от источника напряжения 1 200 В, если время выключения ключа 3 мкс.
7. Что необходимо предпринять, если траектория переключения ключа выходит за границу его ОБР?
8. Почему ОБР изображается в логарифмическом масштабе координат?
9. Из каких элементов должна состоять ЦФТП для активно-индуктивной нагрузки?

## 1.2. Силовые диоды

### 1.2.1. Электронно-дырочный переход

Принципы действия большинства полупроводниковых приборов основаны на явлениях и процессах, возникающих на границе  $p$ - и  $n$ -областей. В области  $n$ -типа преобладают электроны, которые являются основными носителями электрических зарядов, в  $p$ -области таковыми являются положительные заряды (дырки). Граница между двумя областями с различными типами проводимости называется  $p$ - $n$ -переходом.

При отсутствии внешнего электрического поля, в результате процессов диффузии и рекомбинации основных носителей, концентрация подвижных носителей на границе  $p$ - $n$ -перехода уменьшается. В результате в пограничной



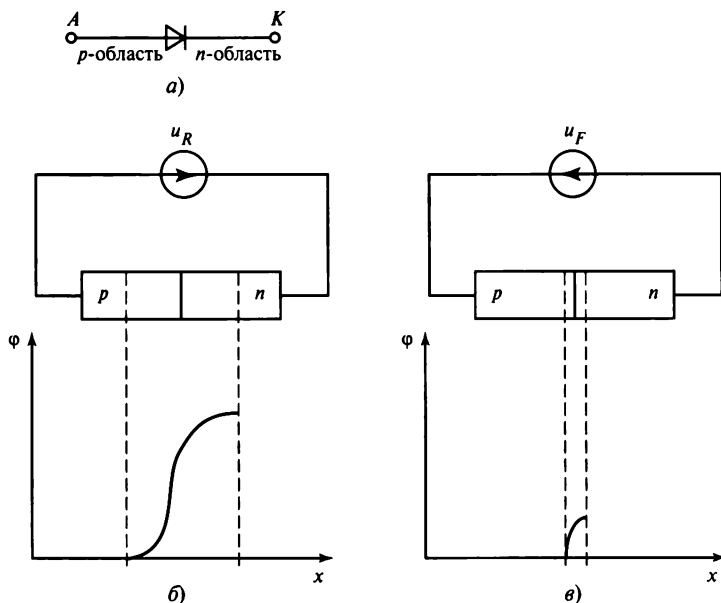
→  
Рис. 1.9. Электронно-дырочный переход:  
а — структура; б, в — диаграммы напряжения и потенциала в области пространственного заряда



области образуются некомпенсированные заряды положительные со стороны  $n$ -области и отрицательные со стороны  $p$ -области (рис. 1.9, а). Пограничный слой, обедненный подвижными носителями, является электрически нейтральным при отсутствии внешнего электрического поля. В то же время на границе слоев возникает область пространственного заряда (ОПЗ), приводящая к образованию внутреннего электрического поля напряженностью  $E$  (рис. 1.9, б), направление которого препятствует дальнейшей диффузии подвижных носителей из одной области в другую. Наличие внутреннего поля напряженностью  $E$  приводит к возникновению потенциального барьера  $\phi_0$  (рис. 1.9, в) или контактной разности потенциалов в ОПЗ, препятствующей прохождению электронов из  $n$ -области в  $p$ -область и дырок в обратном направлении. Такое состояние полупроводника при отсутствии внешнего электрического поля называется *равновесным*.

### 1.2.2. Статические характеристики диода

Полупроводниковый двухэлектродный прибор с односторонней электрической проводимостью называется *диодом*. Вывод из  $p$ -области называют *анодом*, а из  $n$ -области — *катодом* (рис. 1.10, а). Если к диоду подключить внешний источник напряжения отрицательным выводом к аноду, а положительным к катоду (напряжение такой полярности относительно  $p$ - $n$ -перехода называют *обратным* и обозначают  $u_R$ ), то значение напряжения потенциального барьера  $\phi$  в ОПЗ возрастет



**Рис. 1.10.** Подключение диода к внешней цепи:  
 а — условное обозначение диода; б — подключение к источнику напряжения обратной полярности;  
 в — подключение к источнику напряжения прямой полярности

(рис. 1.10, б). Состояние термодинамического равновесия носителей заряда полупроводника нарушается и в диоде протекает небольшой обратный ток  $i_R$ , обусловленный неосновными носителями заряда. Этот ток слабо зависит от обратного напряжения  $u_R$  и при его увеличении приближается к постоянному значению  $i_R = I_0$ , соответствующему *тепловому току*. Увеличение обратного напряжения вызывает резкое увеличение электрической проводимости диода, называемое *пробоем*. В зависимости от механизма возникновения и характера протекающих при этом процессов различают различные виды пробоя. В силовых диодах, имеющих области с низкой концентрацией примесей и большую толщину ОПЗ, чаще происходит *лавинный пробой*. Этот вид пробоя характеризуется ионизацией атомов и лавинообразной генерацией электронно-дырочных пар, что приводит к резкому возрастанию обратного тока  $i_R$ . Для предотвращения разрушения прибора из-за увеличения выделяющейся в нем тепловой энергии необходимо ограничивать ток диода сопротивлением внешней цепи или время его протекания. Диоды, которые рассчитаны на работу в режиме лавинного пробоя с ограничением тока и при соответствующем отборе тепла, изготавливаются по специальной технологии. Такие диоды имеют очень крутую ВАХ при пробое, т.е. незначительное изменение напряжения при больших изменениях тока пробоя. Они используются для стабилизации напряжения и называются *стабилитронами*.

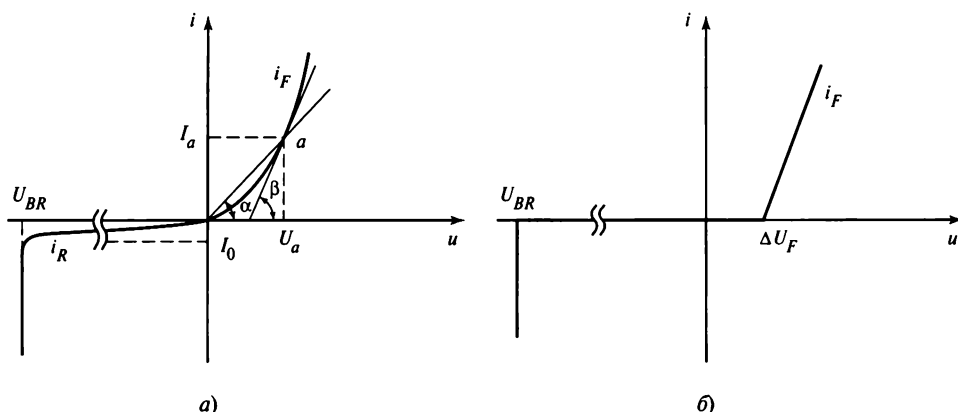
При подключении диода к внешнему источнику прямого напряжения  $u_F$  (положительным выводом источника к аноду, а отрицательным — к катоду) напряженность потенциального барьера в ОПЗ снижается (рис. 1.10, в). В результате под воздействием напряжения внешнего источника через диод начнет протекать прямой ток  $i_F$ . Зависимость этого тока от прямого напряжения имеет вид

$$i_F = I_0(e^{u_F/\varphi_T} - 1), \quad (1.8)$$

где  $\varphi_T$  — тепловой потенциал, зависящий от температуры ( $\varphi_T \approx 0,26$  В).

При малых значениях  $\varphi_T$  и условии  $u_F \gg \varphi_T$  в (1.8) можно пренебречь единицей. В результате зависимость тока  $i_F$  от напряжения  $u_F$  изменяется экспоненциально.

Функционально диод является электронным ключом с односторонней проводимостью. Диод находится в проводящем состоянии (замкнутый ключ), если он подключен к источнику прямого напряжения. Ток диода  $i_F$  определяется параметрами внешних цепей, и напряжение на его выводах мало. Если диод подключен к источнику обратного напряжения, то он находится в непроводящем состоянии (разомкнутый ключ) и его ток имеет небольшое значение. Напряжение на выводах диода определяется параметрами внешних цепей. В идеализированном виде диод можно рассматривать как ключ, который может находиться в двух состояниях: включенном, когда в нем протекает прямой ток  $i_F$ , и выключенном, когда он блокирует напряжение  $u_R$  и не проводит ток. Реальная статическая ВАХ диода при подключении к источнику прямого напряжения может быть представлена экспонентой, а при подключении к источнику обратного напряжения — участком с постепенно возрастающим обратным током  $i_R$  до значения  $I_0$  постоянного тока вплоть до наступления пробоя при увеличении обратного напряжения до предельного значения



**Рис. 1.11. Статические ВАХ диода:**  
*a* — реальная; *б* — аппроксимированная

$U_{BR}$  (рис. 1.11, *a*). Для расчетов режимов работы диодов статические ВАХ аппроксимируются различными функциями (рис. 1.11, *б*). При этом для расчета режимов работы силовых диодов часто пренебрегают значениями обратных токов.

При анализе реальной статической ВАХ различают статическое сопротивление диода постоянному току и динамическое сопротивление переменному току. Первое сопротивление определяется отношением напряжения анод—катод к постоянному току, например в точке *a*, т.е.  $R_F = U_a / I_a$ , что соответствует котангенсу угла  $\alpha$ , образуемого прямой, проведенной из начала координат в точку *a* (см. рис. 1.11, *a*). Динамическое сопротивление  $r_d$ , называемое дифференциальным, определяется аналогично, с той разницей, что учитывается малая амплитуда изменения тока в точке *a*. Сопротивление учитывается углом  $\beta$  наклона касатель-

ной в точке *a*  $\left( r_d = \left. \frac{du_F}{di_F} \right|_{i_F=I_a} = \text{ctg } \beta \right)$ . Это сопротивление можно назвать квазидинамическим, так как оно соответствует изменениям тока при низких частотах, при которых не учитываются частотные свойства диода.

### 1.2.3. Динамические характеристики диода

При рассмотрении динамических ВАХ электронные ключи представлялись генераторами линейно спадающего напряжения (при включении) и линейно спадающего тока (при выключении). Реальные динамические процессы в диодах имеют особенности, которые следует учитывать при работе на высоких частотах. Рассмотрим динамические характеристики диода при включении и выключении более подробно.

**Включение диода.** Предположим, что диод выключен под воздействием обратного напряжения  $u_R$  (рис. 1.12). Последовательно с диодом включена индуктив-

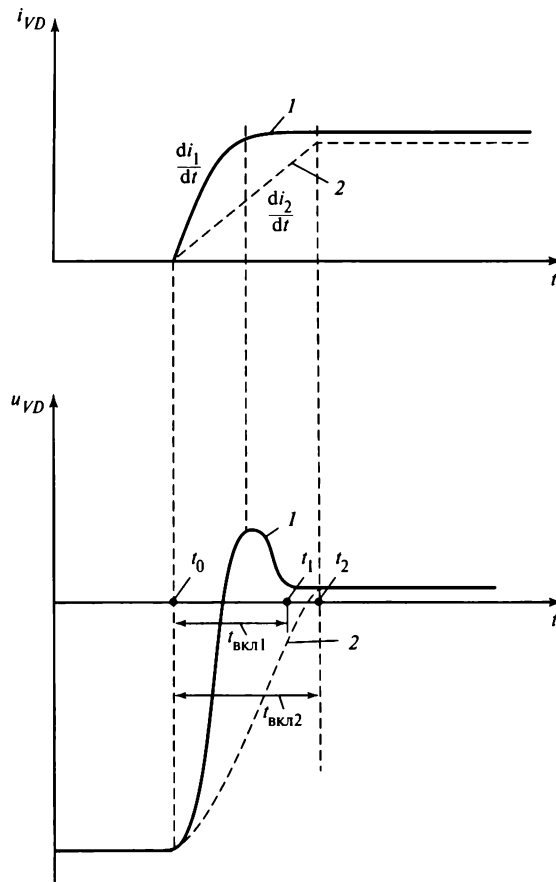


Рис. 1.12. Диаграммы тока и напряжения диода при включении

ность  $L$ , ограничивающая скорость нарастания тока при его включении. В этом состоянии  $p$ - $n$ -переход диода характеризуется емкостью, называемой *барьерной* и заряженной в полярности, соответствующей обратному напряжению. При подаче прямого напряжения в момент времени  $t = t_0$  диод включается. Начало процесса включения характеризуется разрядом барьерной емкости и увеличением тока со скоростью, ограниченной индуктивностью  $L$ . Включение заканчивается в момент времени  $t = t_1$ , когда напряжение анод—катод диода принимает установившееся значение, соответствующее прямому току. При высокой скорости нарастания прямого тока  $di/dt$  (кривая 1) из-за наличия собственной индуктивности выводов диода возможно некоторое превышение прямого напряжения на диоде над установившимся значением. При снижении скорости нарастания прямого тока (кривая 2) всплеск прямого напряжения отсутствует, общее время включения увеличивается, и процесс завершается в момент времени  $t = t_2$ .

**Выключение диода** происходит при подаче обратного напряжения на включенный диод, по которому протекает прямой ток. В результате ток в диоде начинает падать до нуля со скоростью, определяемой индуктивностью  $L$  в контуре цепи подключенного источника обратного напряжения (рис. 1.13). До подключения источника обратного напряжения в момент времени  $t = t_0$  диод находился в проводящем состоянии и в нем было накоплено избыточное число носителей заряда. Начиная с момента времени  $t = t_0$  ток в диоде уменьшается со скоростью  $di_F/dt$ . В момент времени  $t = t_1$  ток проходит через нуль и в диоде протекает обратный ток  $i_{RR}$ , вызванный накопленным в структуре диода зарядом обратного восстановления  $Q_{RR}$ . В момент времени  $t = t_2$  диод восстанавливает свои запирающие свойства, блокируя протекание обратного тока  $i_{RR}$ . Вследствие этого ток начинает падать со скоростью, зависящей от типа диода (на рис. 1.13 кривая 1 соответствует плавному уменьшению обратного тока, а кривая 2 — резкому). Спад обратного тока из-за наличия индуктивности  $L$  цепи коммутации вызывает появление перенапряжения на выключающемся диоде. Когда обратный ток умень-

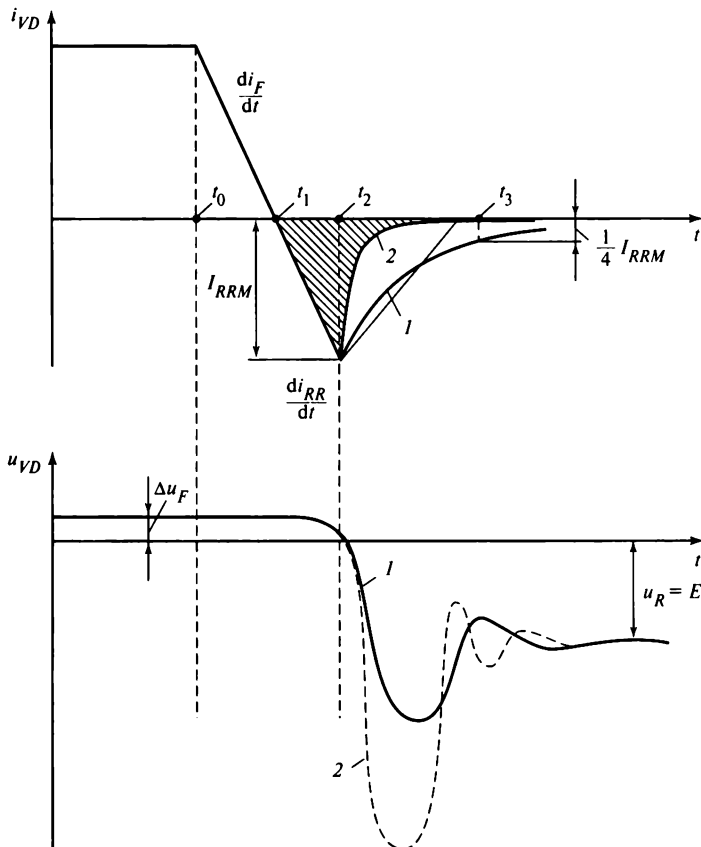


Рис. 1.13. Диаграммы тока и напряжения диода при выключении

шится до  $1/4$  своего максимального значения  $I_{RRM}$ , принято считать процесс восстановления запирающих свойств диода законченным (момент времени  $t = t_3$ ). Интервал времени  $t_{RR} = t_3 - t_1$  является временем обратного восстановления диода. Далее обратный ток спадает до установившегося значения, когда  $di_{RR}/dt = 0$ , а обратное напряжение  $u_R$  становится равным напряжению источника питания  $E$ .

Заряд обратного восстановления  $Q_{RR}$  соответствует заштрихованной площади, ограниченной мгновенными значениями обратного тока (см. рис. 1.13). Связь между значениями  $Q_{RR}$ ,  $I_{RRM}$ ,  $t_{RR}$  и скоростью  $di_{RR}/dt$  можно оценить, аппроксимируя область протекания обратного тока линейными зависимостями, пренебрегая интервалом спада обратного тока  $t_2 - t_3$ :

$$\left. \begin{aligned} Q_{RR} &\approx \frac{t_{RR}^2}{2} \frac{di_{RR}}{dt}; \\ I_{RRM} &= \sqrt{2Q_{RR} \frac{di_{RR}}{dt}}. \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

Для более точных расчетов необходимо учитывать условия работы и параметры конкретного типа диода [12].

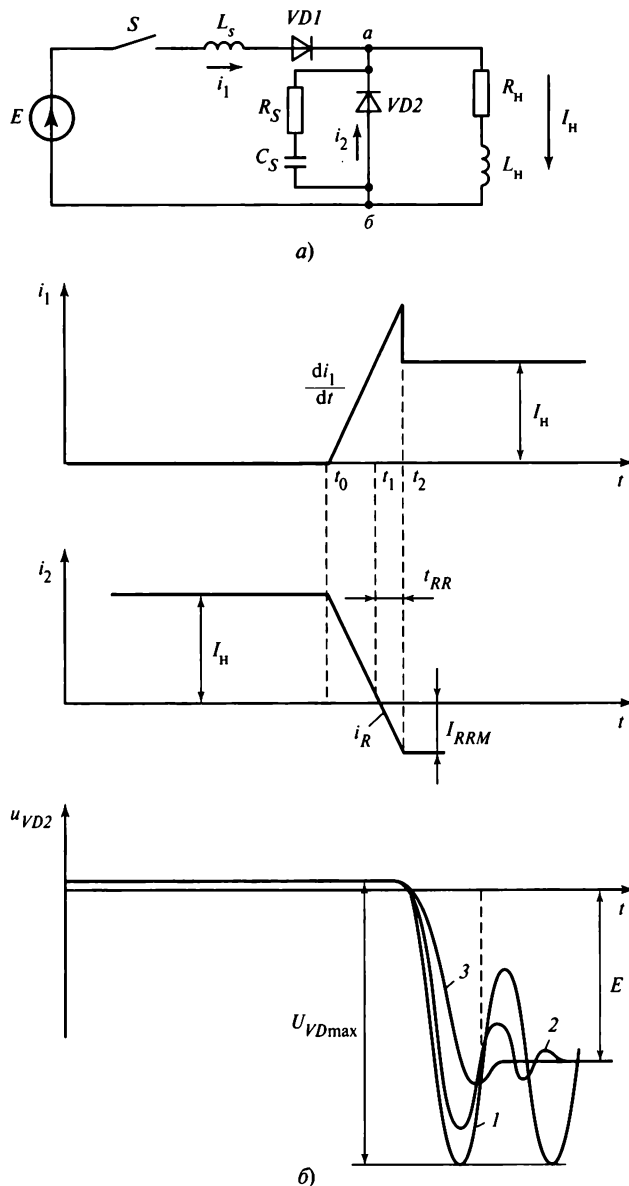
#### 1.2.4. ЗАЩИТА СИЛОВЫХ ДИОДОВ

Наиболее характерными причинами выхода диода из строя являются высокая скорость нарастания прямого тока  $di_F/dt$  при его включении и перенапряжения при выключении. При высоких значениях  $di_F/dt$  может возникать неравномерная концентрация носителей заряда в структуре диода и, как следствие этого, локальные перегревы с последующим повреждением структуры. Основной причиной высоких значений  $di_F/dt$  является малая индуктивность в контуре, содержащем источник прямого напряжения и включенный диод.

Для снижения значения  $di_F/dt$  обычно включают последовательно с диодом линейный реактор, ограничивающий скорость нарастания тока. В ряде случаев оказывается целесообразным включать насыщающиеся реакторы, которые до наступления момента насыщения ограничивают ток диода на уровне токов намагничивания реактора. После завершения процесса включения диода реактор насыщается, его реактивное сопротивление резко уменьшается и происходит дальнейшее увеличение тока в диоде и реакторе до установившегося значения. Применение насыщающегося реактора позволяет защитить диод от высоких скоростей изменения тока  $di_F/dt$  на первом этапе включения, когда это наиболее опасно для диода.

Возникновение перенапряжений при выключении диода рассмотрим в схеме, изображенной на рис. 1.14, а. Предположим, что в реакторе  $L_H$  нагрузки накоплена энергия, вызывающая при выключенном ключе  $S$  протекание прямого тока  $I_H$  в диоде  $VD2$ . При повторном включении ключа  $S$  в момент времени  $t = t_0$  ток

в диоде спадает со скоростью  $di/dt = -E/L_S$ . В момент времени  $t = t_1$  в диоде протекает обратный ток, и в момент времени  $t = t_2$  происходит резкое восстановление запирающих свойств диода. Этот процесс условно можно рассматривать как размыкание идеального ключа, включенного между узлами *a* и *б*. Резистор  $R_S$  и конденса-



**Рис. 1.14. Динамические процессы при выключении диода:**

*a* — электрическая схема; *б* — диаграммы тока и напряжения; 1 —  $R_S = 0$ ; 2, 3 —  $R_S \neq 0$

тор  $C_S$  являются элементами, ограничивающими уровень перенапряжения на диоде. При их отсутствии динамический переходный процесс, связанный с блокированием обратного тока, вызвал бы недопустимо большой скачок напряжения на диоде.

Конденсатор  $C_S$  поглощает энергию, накопленную в реакторе  $L_S$  при протекании обратного тока  $i_R$ , ограничивая перенапряжения. Значение этой энергии при допущении неизменности тока  $I_H$  может быть определено по формуле

$$W_R = \frac{1}{2} L_S [(I_H + I_{RRM})^2 - I_H^2]. \quad (1.10)$$

При  $R_S = 0$  переходный процесс колебательный и незатухающий (рис. 1.14, б, кривая 1). При этом напряжение на диоде ограничено значением:

$$U_{VD\max} = E \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{L_S}{C_S} \left( \frac{I_{RRM}}{E} \right)^2} \right]. \quad (1.11)$$

Приближенно можно оценить емкость  $C_S$  из условия поглощения конденсатором избыточной энергии  $W_R$  и ограничения напряжения диода до допустимого значения  $U_{BR}$ :

$$C_S = \frac{2W_R}{U_{BR}^2}. \quad (1.12)$$

Резистор  $R_S$  демпфирует колебания напряжения, частично рассеивая энергию реактора  $L_S$ . Остаточная энергия в конденсаторе определяется напряжением  $E$  и равна  $C_S E^2/2$ . На рис. 1.14, б представлены диаграммы обратного напряжения на диоде при разных соотношениях значений  $R_S$  и  $C_S$  (кривая 2 — колебательный процесс, кривая 3 — аperiodически затухающий процесс).

Нахождение рационального соотношения значений  $R_S$  и  $C_S$  является типичной оптимизационной задачей. Так, при фиксированном значении  $R_S$  увеличение  $C_S$  приводит к снижению перенапряжения на диоде, но при этом увеличивается энергия  $W_\Sigma$ , выделяющаяся в резисторе  $R_S$ , что снижает КПД устройства.

Для защиты диодов от выхода из строя при перегрузках по току в аварийных режимах используют специальные быстродействующие предохранители с плавкой вставкой или жидкометаллические предохранители [117].

### 1.2.5. Основные типы силовых диодов

По основным параметрам и назначению диоды принято разделять на три группы: общего назначения, быстровосстанавливающиеся и диоды Шоттки.

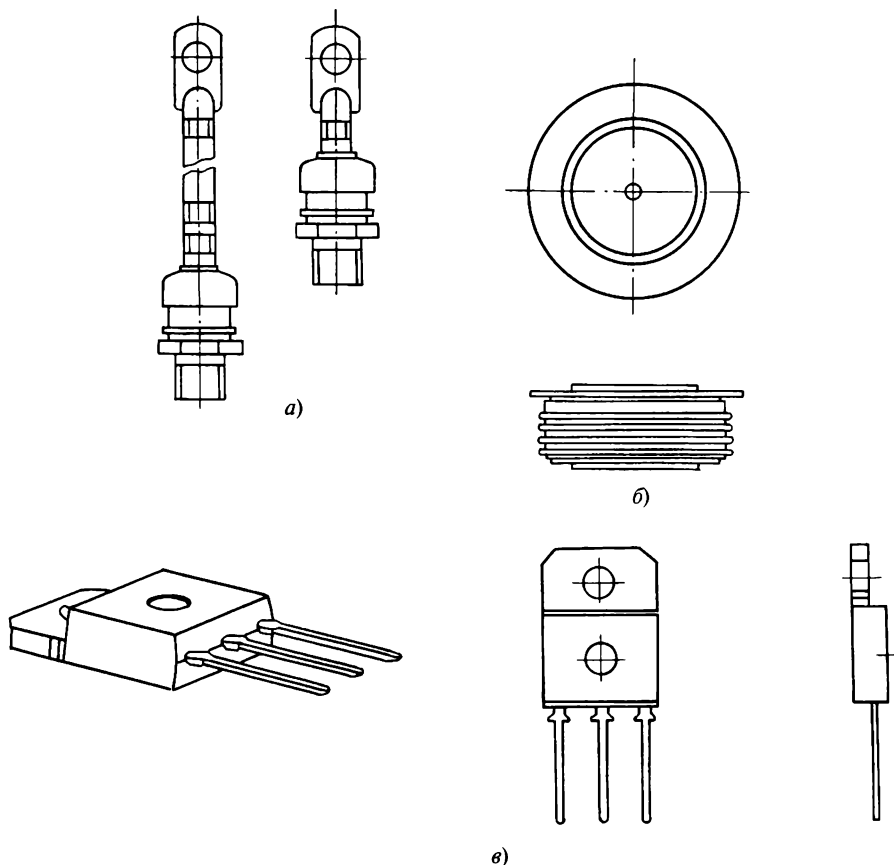
**Диоды общего назначения** имеют допустимые значения обратного напряжения до 10 кВ и прямого тока до 8 кА. Массивная структура диодов ухудшает



их быстродействие. Поэтому время обратного восстановления диодов находится в диапазоне 25—100 мкс, что ограничивает их использование в цепях с частотой выше 1 кГц. Как правило, они применяются в промышленных сетях частотой 50 (60) Гц. Прямое падение напряжения на диодах этой группы достигает 2,5—3 В для приборов, рассчитанных на большие обратные напряжения.

Диоды большой мощности выпускаются в различных корпусах. Наиболее распространены штыревая и таблеточная конструкции (рис. 1.15).

**Быстровосстанавливающиеся диоды.** При производстве этой группы диодов используются различные технологические методы, уменьшающие время их обратного восстановления. В частности, применяется легирование кремния методом диффузии золота или платины. Благодаря этому удается снизить время обратного восстановления до 3—5 мкс. Однако при этом снижаются допустимые значения прямого тока и обратного напряжения. Напряжение может быть повышено при сохранении быстродействия за счет использования структуры диода с промежуточным слоем из кремния. Этот слой называется *i*-слоем, а структура диода с таким



**Рис. 1.15. Конструкции диодов:**

*а* — штыревая; *б* — таблеточная; *в* — для поверхностного монтажа

Таблица 1.1

## Основные параметры диодов

Параметр	Обозначение		Смысловое значение*	Диод	
	русское	латинское		выпрямительный	быстродействующий
				максимальный средний ток 3 000 А, максимальное обратное напряжение 2 700 В	максимальный средний ток 25 А, максимальное обратное напряжение 1 000 В
Прямое падение напряжения, В	$\Delta U_F$	$V_F$	Напряжение на диоде в открытом состоянии	1,57	2
Пробивное напряжение, В	$U_{обр\ m}$	$V_{BR}$	Обратное напряжение, при котором наступает пробой	2 700	1 000
Повторяющееся обратное импульсное напряжение, В	$U_{о.и.т}$	$V_{RRM}$	Наибольшее мгновенное значение обратного напряжения, которое диод может выдержать при повторяющемся (на рабочей частоте) кратковременном воздействии	2 700	1 000
Ударный неповторяющийся прямой ток, А	$I_{улар}$	$I_{FSM}$	Ток, при протекании которого превышает максимально допустимая температура перехода, но который возникает однократно в аварийных режимах и не приводит к выходу диода из строя	$60 \cdot 10^3$	70
Защитный показатель, $A^2 \cdot c$	$\int i^2 dt$	$\int i^2 dt$	Значение интеграла от квадрата тока в аварийном режиме (используется для выбора предохранителя)	$8 \cdot 10^6$	25
Обратный ток, А	$i_{обр}$	$i_R$	Ток утечки в закрытом состоянии	$120 \cdot 10^{-3}$	$50 \cdot 10^{-6}$
Время обратного восстановления, с	$t_{о.в}$	$t_{rr}$	Время с момента перехода тока через нуль при выключении диода и до окончания процесса восстановления	$15 \cdot 10^{-6}$	$80 \cdot 10^{-9}$
Заряд обратного восстановления, Кл	$Q_v$	$Q_{rr}$	Заряд, вытекающий из диода при его выключении	$5500 \cdot 10^{-6}$	$2,2 \cdot 10^{-6}$

\* Смысловое значение не является строгим определением. Точные определения параметров см. в национальных и международных стандартах на полупроводниковые приборы.

слоем обозначается *p-i-n*. Диоды с такой структурой имеют также меньшее падение напряжения в проводящем состоянии по сравнению с диодами *p-n* [12].

Допустимые значения тока составляют 1 кА, обратного напряжения — до 3 кВ. Быстровосстанавливающиеся диоды напряжением до 1 000 В и током 150 А имеют время обратного восстановления 0,1—0,5 мкс. Такие диоды используются в импульсных и высокочастотных цепях (свыше 10 кГц). Конструкции диодов этой группы подобны конструкциям диодов общего назначения. На токи до нескольких десятков ампер диоды выпускаются в корпусе для поверхностного монтажа (рис. 1.15, в).

Быстровосстанавливающиеся диоды эффективно используются в комплекте с транзисторами и запираемыми тиристорами в качестве встречноключенных, а также в ЦФТП этих приборов.

**Диоды Шоттки.** Принцип действия диодов Шоттки основан на свойствах области перехода между металлом и полупроводниковым материалом. Для силовых диодов в качестве полупроводника используется обедненный слой кремния *n*-типа. При этом в области перехода со стороны металла накапливается отрицательный заряд, а со стороны полупроводника — положительный. Особенностью диодов Шоттки является то, что прямой ток обусловлен движением только основных носителей заряда — электронов. Диоды Шоттки, таким образом, являются униполярными приборами с одним типом основных носителей заряда. Незначительное число неосновных носителей заряда существенно уменьшает инерционность диодов. Время восстановления составляет не более 0,3 мкс, падение прямого напряжения примерно 0,3 В. Значения обратных токов в этих диодах на 2—3 порядка выше, чем в диодах с *p-n*-переходом. Диапазон предельных обратных напряжений ограничивается напряжением 100 В. Диоды Шоттки используются в высокочастотных и импульсных цепях низкого напряжения. Диоды Шоттки выполняются в керамических или пластмассовых корпусах с металлическим теплоотводящим основанием.

В табл. 1.1 приведены основные параметры низкочастотного диода большой и средней мощности.

### Контрольные вопросы

1. За счет каких процессов образуется ОПЗ?
2. Какие заряды являются основными в *p*-области?
3. Чем отличается сопротивление диода постоянному току, от динамического?
4. Определите статические потери в диоде при воздействии переменного напряжения прямоугольной формы амплитудой  $E = 100$  В. Диод подключается к источнику напряжения последовательно с нагрузкой сопротивлением  $R = 0,5$  Ом. Статическая ВАХ диода аппроксимируется источником напряжения  $\Delta U_F = 2$  В с внутренним сопротивлением  $R_F = 0,1$  Ом. Обратный ток диода равен нулю.
5. Определите энергию, выделяемую в диоде при включении в цепь напряжением  $E = 600$  В и сопротивлением  $R = 1$  Ом. Время включения диода  $t_{\text{вкл}} = 100$  мкс. Использовать модель диода с линейно спадающим напряжением на интервале включения.
6. Назовите преимущества и недостатки диодов Шоттки.
7. В каких случаях следует использовать быстровосстанавливающиеся диоды?

## 1.3. Силовые транзисторы

### 1.3.1. Основные классы силовых транзисторов

Транзистор — это полупроводниковый прибор, содержащий два или более  $p-n$ -переходов и работающий как в усилительных, так и в ключевых режимах. В силовых электронных устройствах транзисторы используются в качестве полностью управляемых ключей. В зависимости от значения сигнала управления транзистор может находиться в закрытом (выключенном) или в открытом (включенном) состояниях. В закрытом состоянии транзистор выдерживает прямое напряжение, определяемое напряжением внешних цепей, при этом ток транзистора имеет небольшое значение. В открытом состоянии транзистор проводит прямой ток, определяемый напряжением внешних цепей, при этом напряжение между силовыми выводами транзистора мало. Транзисторы не проводят ток в обратном направлении, и большинство из них не выдерживают обратного напряжения. Таким образом, идеализированная ВАХ транзистора представляет собой линейные зависимости прямого тока  $i_{VT}$  (включенное состояние) и прямого напряжения  $u_{VT}$  (выключенное состояние) (рис. 1.16). Состояние транзистора зависит только от наличия сигнала управления.

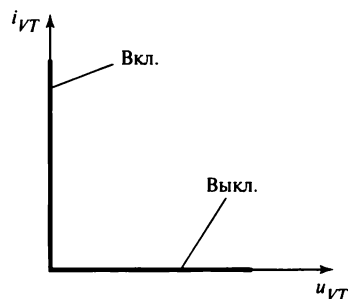


Рис. 1.16. Идеализированная ВАХ транзисторного ключа

По принципу действия различают следующие основные виды силовых транзисторов:

- биполярные;
- полевые, среди которых наиболее распространены МОП-транзисторы типа металл-оксид-полупроводник (MOSFET — metal oxide semiconductor field effect transistor);
  - полевые с управляющим  $p-n$ -переходом, или СИТ-транзисторы со статической индукцией, (SIT — static induction transistor);
  - биполярные транзисторы с изолированным затвором МОПБТ (англ. IGBT — insulated gate bipolar transistor).

**Биполярные транзисторы.** Структура транзисторов состоит из трех слоев полупроводниковых материалов с различным типом электропроводимости. В зависимости от порядка чередования слоев полупроводника различают транзисторы типов  $p-n-p$  и  $n-p-n$  (рис. 1.17). Наиболее распространены силовые транзисторы типа  $n-p-n$ .

Средний слой структуры транзистора называется *базой* ( $B$ ), внешний слой, инжектирующий (внедряющий) носители заряда, — *эмиттером* ( $E$ ), собирающий

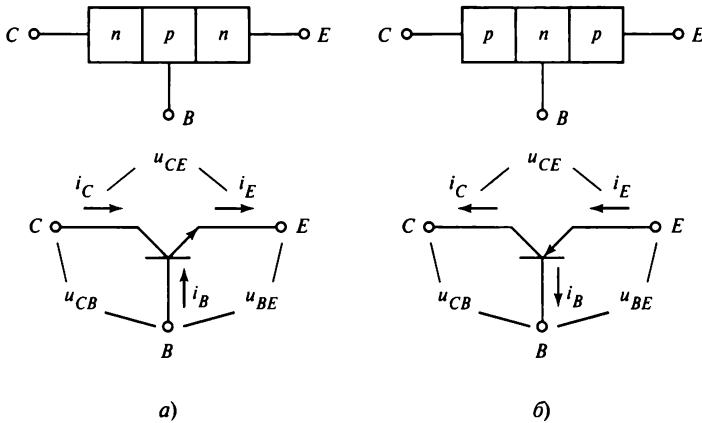


Рис. 1.17. Структуры и символы биполярных транзисторов: а — тип *n-p-n*; б — тип *p-n-p*

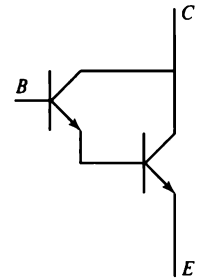


Рис. 1.18. Транзистор Дарлингтона

носители заряда — коллектором (*C*). Каждый слой имеет выводы для соединения с внешними источниками напряжения.

Рассмотрим более подробно процессы, возникающие при наиболее распространенном подключении источников напряжения к транзистору типа *n-p-n*. Подключение эмиттера к источнику прямого напряжения ( $U_{BE} > 0$ ) и коллектора к источнику обратного напряжения ( $U_{CB} < 0$ ) соответствует нормальному включению транзистора и называется *схемой с общим эмиттером*. При такой схеме включения транзистора потенциальный барьер эмиттерного перехода уменьшается, а коллекторного — увеличивается. В результате происходит инжекция электронов из эмиттера в базу и дырок из базы в эмиттер. Большая часть электронов достигает коллекторного перехода и под воздействием электрического поля втягивается в слой коллектора. Таким образом, формируются токи эмиттера  $i_E$ , коллектора  $i_C$  и базы  $i_B$ :

$$i_E = i_C + i_B. \tag{1.13}$$

Из принципа действия биполярных транзисторов следует, что токи эмиттера и коллектора зависят от значения тока базы (тока управления). Следовательно, биполярные транзисторы являются электронными ключами, которые управляются током.

Биполярные транзисторы на ток 50 А и более рассчитаны на напряжение менее 1 000 В и частоту коммутации до 10 кГц. В интегральном исполнении по схеме Дарлингтона, составленной из двух и более транзисторов (рис. 1.18), номинальные токи транзисторов могут достигать нескольких сотен ампер.

**МОП-транзисторы.** Принцип действия транзисторов основан на изменении электрической проводимости на границе диэлектрика и полупроводника под воздействием электрического поля. В качестве диэлектрика используются оксиды, например диоксид кремния  $\text{SiO}_2$ .

Рассмотрим принцип управления МОП-транзистором, структура которого состоит из слоев металла, диэлектрика и полупроводника с проводимостью  $p$ -типа (рис. 1.19). Если к этой структуре подключить источник напряжения  $E$  положительным выводом к металлу, то дырки полупроводника будут перемещаться в направлении отрицательного потенциала внешнего источника, обедняя основными носителями заряда слой, граничащий с диэлектриком. При изменении полярности напряжения внешнего источника происходит обогащение дырками этого поверхностного слоя. При напряжении внешнего источника вблизи границы с диэлектриком образуется тонкий слой, в котором электроны преобладают над дырками, т.е. в полупроводнике появляется слой с инверсным типом проводимости  $n$ -типа. Этот индуцированный слой называют *каналом*. Его электрическая проводимость, а следовательно, сопротивление зависит от напряжения внешнего источника.

Различают МОП-транзисторы с индуцированным и встроенным каналами. Эти типы транзисторов имеют следующие выводы: *сток* ( $D$ ), *исток* ( $S$ ), *затвор* ( $G$ ), и *вывод от подложки* ( $B$ ), соединяемой с истоком. В зависимости от типа электрической проводимости канала различают транзисторы с  $n$ - и  $p$ -типами каналов. На рис. 1.20 изображены структуры и символы МОП-транзисторов с каналами  $n$ -типа. Для понижения сопротивления областей, соединенных с выводами транзистора, их выполняют с повышенным содержанием носителей заряда. Такие слои обо-

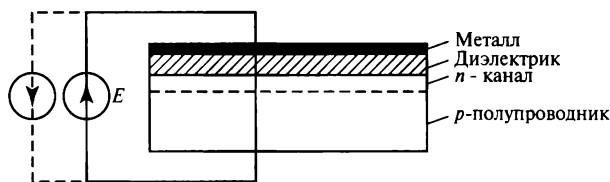


Рис. 1.19. Принцип образования  $n$ -канала в полупроводнике  $p$ -типа под воздействием электрического поля

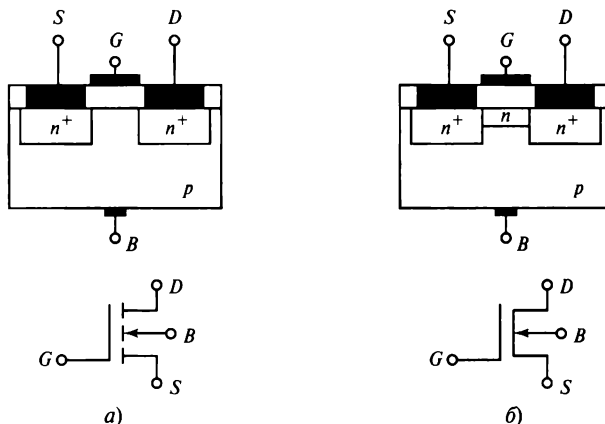


Рис. 1.20. Структуры и символы МОП-транзисторов с проводящим каналом  $n$ -типа: а — с индуцированным каналом; б — со встроенным каналом

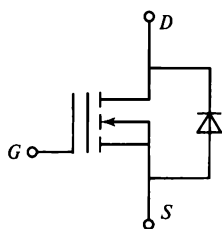


Рис. 1.21. МОП-транзистор с обратным диодом

значают дополнительным верхним индексом, например  $n^+$ -типа.

В МОП-транзисторах с индуцированным каналом последний образуется только при подаче напряжения соответствующей полярности на управляющий затвор относительно объединенных выводов истока и подложки. В результате они работают в режиме обогащения, что позволяет управлять током стока.

В транзисторах со встроенным каналом ток в цепи сток — исток протекает и при отсутствии напряжения на затворе. Для управления этим током на затвор может подаваться напряжение больше нуля для обогащения канала или меньше нуля для обеднения носителями заряда.

Характерным для структур МОП-транзисторов (рис. 1.21) является наличие внутреннего диода встречноподключенного к транзистору, который проводит обратный ток. Для усиления эффекта обратной проводимости к транзистору может быть подключен внешний быстродействующий встречновключенный диод.

Принципиальным отличием МОП-транзисторов от биполярных является то, что они управляются напряжением (электростатическим полем, создаваемым этим напряжением), а не током. Основные процессы в МОП-транзисторах обусловлены одним типом носителей заряда, что повышает их быстродействие, поэтому МОП-транзисторы называются *униполярными транзисторами*.

Для увеличения мощности МОП-транзистора были созданы многоячейковые структуры (рис. 1.22). Обычно МОП-транзисторы рассчитаны на напряжение не более 600 В, но чаще используются при напряжении менее 100 В и токах до 50 А. Одной из причин, ограничивающих повышение рабочего напряжения, является

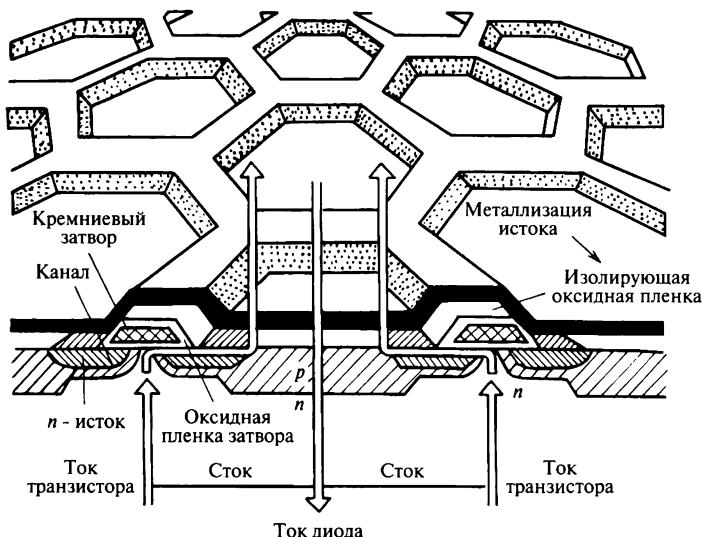


Рис. 1.22. Пример многоячейковой структуры МОП-транзистора

необходимость утолщения полупроводниковых слоев транзистора для обеспечения его электрической прочности. В результате значительно возрастает резистивное сопротивление транзистора в проводящем состоянии  $R_{DS\ on}$  (до 1 Ом в полностью открытом состоянии), что создает значительное падение напряжения и увеличивает выделяемую мощность. Новым решением этой задачи стало создание CoolMOS-транзисторов с измененной топологией структуры, что позволило снизить значение  $R_{DS\ on}$  более чем на два порядка. МОП-транзисторы являются высокочастотными и работают на частотах 100 кГц и выше.

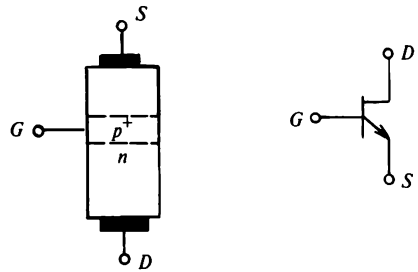


Рис. 1.23. Структура и символ СИТ

**СИТ.** Полевые транзисторы выполняются с коротким вертикальным каналом, отделенным от управляющей цепи  $p$ - $n$ -переходом (рис. 1.23). При отсутствии напряжения на затворе сопротивление канала СИТ минимально и он находится в открытом состоянии. При подаче на затвор положительного относительно истока потенциала толщина канала уменьшается и его сопротивление увеличивается, что позволяет управлять током в цепи сток — исток. В транзисторе со статической индукцией  $p$ - $n$ -переход смещен в обратном направлении и управление электрическим полем позволяет изменять значение заряда барьерной емкости этого перехода при незначительном потреблении мощности.

При небольшом расстоянии от истока до затвора можно уменьшить сопротивление и «паразитные» емкости между выводами транзистора. Структура СИТ обладает высоким быстродействием и значением коммутируемого тока при многоканальном исполнении. Рабочая частота СИТ обычно ограничивается 100 кГц при напряжениях коммутируемой цепи до 1 200 В. Коммутируемые токи достигают нескольких сотен ампер. В силовой электронике СИТ не нашли широкого применения.

**МОПБТ.** Стремление объединить в одном транзисторе положительные свойства биполярного и полевого транзисторов привело к созданию МОПБТ. Выполненный в одном кристалле, он имеет низкие потери мощности во включенном состоянии подобно биполярному транзистору и высокое входное сопротивление цепи управления, характерное для полевого транзистора.

Структура МОПБТ (рис. 1.24) во многом подобна структуре МОП-транзистора; разница заключается в наличии нижнего слоя с проводимостью  $p^+$ -типа, который придает МОПБТ свойства биполярного транзистора. Выходная цепь МОПБТ состоит из биполярного транзистора типа  $p$ - $n$ - $p$ , а дополнительному  $p$ - $n$ -переходу соответствует транзистор  $n$ - $p$ - $n$ -типа.

При отсутствии напряжения на затворе транзистор выключен. Включение транзистора с каналом  $n$ -типа осуществляется подачей положительного напряжения на затвор относительно эмиттера.



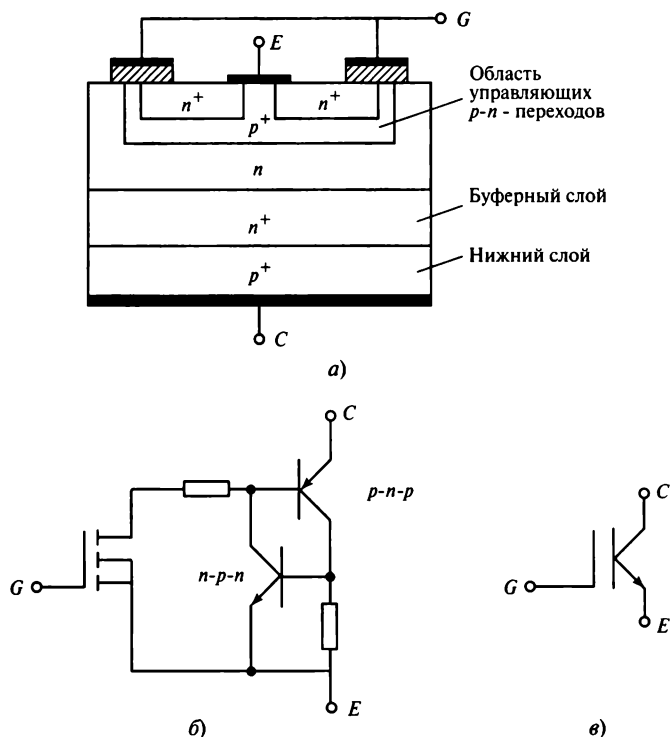


Рис. 1.24. Структура (а), эквивалентная схема (б) и символ (в) МОПБТ

Транзисторы МОПБТ первого поколения использовались при напряжениях до 1 200 В, токах до 50 А и рабочей частоте 20—50 кГц. Дальнейшее изменение конструкции позволило создать на базе одного большого кристалла прибор с рабочим током до 100 А и напряжением 3 000 В. В настоящее время параллельное включение кристаллов в одном корпусе позволило создать модули на ток 1 кА и напряжение более 4,5 кВ.

### 1.3.2. Статические режимы работы транзисторов

Силовые транзисторы являются полностью управляемыми приборами, которые могут быть представлены в виде четырехполюсников с выходными, передаточными и входными характеристиками.

**Биполярные транзисторы** в силовых схемах включаются по схеме с общим эмиттером, а полевые — с общим истоком. На рис. 1.25 представлена схема биполярного транзистора типа  $n-p-n$  с общим эмиттером, нагрузкой  $R_n$  и сопротивлением  $R_y$  в цепи управления с источником напряжения  $u_y$ . Выходной характеристикой в этой схеме является зависимость тока коллектора  $i_C$  от напряжения

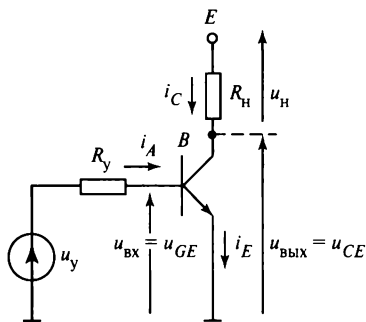


Рис. 1.25. Транзисторный ключ с общим эмиттером

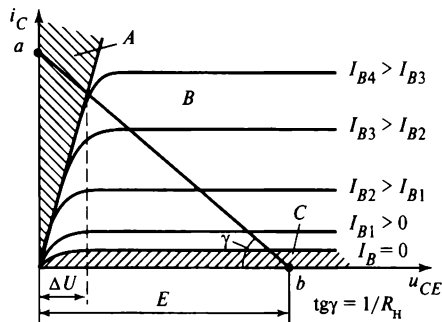


Рис. 1.26. Выходные статические ВАХ биполярного транзистора

коллектор-эмиттер  $u_{CE}$ , а входной — тока базы  $i_B$  от напряжения база-эмиттер  $u_{BE}$ . Соответственно передаточными характеристиками будут зависимости  $i_C = f(i_B)$  или  $u_{CE} = f(i_B)$  с учетом значения сопротивления нагрузки  $R_H$ .

Выходные характеристики при разных значениях тока базы представлены на рис. 1.26. В этой же системе координат дано зеркальное отображение линейной нагрузочной характеристики (прямая  $ab$ ), определяемой сопротивлением нагрузки  $R_H$ . Прямая  $ab$  пересекает ось абсцисс в точке, соответствующей напряжению питания  $E$ , а ось ординат — в точке, соответствующей максимальному значению тока нагрузки  $E/R_H$ . Наклон нагрузочной характеристики определяется углом  $\gamma$  ( $\text{tg } \gamma = \frac{1}{R_H}$ ). Пересечение выходной характеристики (для определенного тока базы) с нагрузочной определяет режим работы транзистора, т.е. ток коллектора  $i_C$  и напряжение  $u_{CE}$  транзистора.

Различают основные статические режимы работы транзистора: *насыщения*, *отсечки* и *активный* (на рис. 1.26 этим режимам соответствуют области  $A$ ,  $B$  и  $C$ ). В качестве ключа транзистор работает в режимах отсечки (выключенном состоянии) и насыщения (включенном состоянии).

В режиме отсечки  $n$ - $p$ -переходы транзистора смещены в обратных направлениях, т.е.

$$\left. \begin{aligned} u_{BE} \leq 0; \quad u_{BC} \leq 0 \text{ (} n\text{-}p\text{-}n\text{)}; \\ u_{BE} \geq 0; \quad u_{BC} \geq 0 \text{ (} p\text{-}n\text{-}p\text{)}. \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

В области насыщения оба  $p$ - $n$ -перехода смещены в прямом направлении:

$$\left. \begin{aligned} u_{BE} > 0; \quad u_{BC} > 0 \text{ (} n\text{-}p\text{-}n\text{)}; \\ u_{BE} < 0; \quad u_{BC} < 0 \text{ (} p\text{-}n\text{-}p\text{)}. \end{aligned} \right\} \quad (1.15)$$

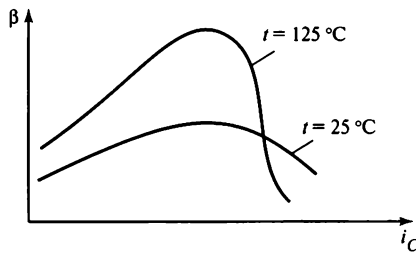


Рис. 1.27. Зависимость статического коэффициента передачи по току биполярного транзистора от тока коллектора и температуры кристалла

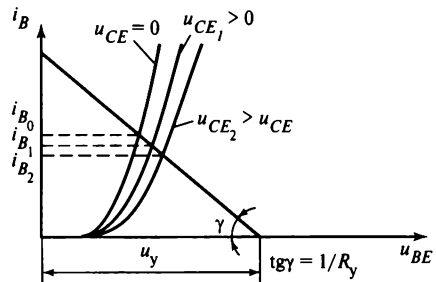


Рис. 1.28. Входные статические ВАХ биполярного транзистора

т. е. в этом режиме справедливы соотношения

$$\left. \begin{aligned} i_{Bsat} &= i_H / \beta; \\ S &= i_B / i_{Bsat}; \\ i_H &\approx E / R_H, \end{aligned} \right\} \quad (1.16)$$

где  $\beta$  — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером;  $i_{Bsat}$  — граничное значение тока базы, при котором наступает насыщение;  $S$  — коэффициент насыщения ( $S > 1$ );  $I_H$ ,  $E$  — ток нагрузки, напряжение источника питания. В режиме насыщения на транзисторе присутствует напряжение насыщения  $U_{CEsat}$ , определяющее основную часть статических потерь.

Следует отметить, что на коэффициент  $\beta$  сильно влияют температура и ток коллектора. При увеличении температуры транзистора значение  $\beta$  может возрастать в несколько раз. В области малых и больших значений тока  $i_C$  (рис. 1.27) коэффициент  $\beta$  обычно уменьшается.

Значение коэффициента  $S$  на статические ВАХ сильного влияния не оказывает. При увеличении  $S$  незначительно снижается напряжение на транзисторе в открытом состоянии. Однако в динамических режимах коэффициент  $S$  отрицательно влияет на быстродействие переключения транзистора из одного состояния в другое.

Входные статические ВАХ  $i_B = f(u_{BE})$  приведены на рис. 1.28. При расчетах ВАХ аппроксимируется кусочно-линейной характеристикой. Зеркальная ВАХ, характеризующая общее эквивалентное сопротивление  $R_\gamma$  цепи, соединяющей источник тока базы  $U_y$  и вывод базы, позволяет определить ток базы. Его значение соответствует точке пересечения ВАХ перехода эмиттер-база и зеркальной характеристики эквивалентного сопротивления.

Таким образом, в силовых схемах биполярный транзистор используется как полупроводниковый полностью управляемый ключ. Как правило, он включается в цепь нагрузки по схеме с общим эмиттером и управляется током базы  $i_B$ . Если  $i_B = 0$ , транзистор находится в состоянии низкой проводимости (состояние отсечки, зона C на рис. 1.26), если  $i_B > i_{Bsat}$ , транзистор находится в состоянии высокой проводимости (состояние насыщения, зона A на рис. 1.26).

Схема МОП-транзистора с каналом  $n$ -типа, включенного с общим истоком, представлена на рис. 1.29. Управление транзистором осуществляется подачей напряжения затвор-исток  $u_{GS}$ . Очень высокое входное сопротивление полевых транзисторов делает практически нецелесообразным использование статической входной ВАХ для определения параметров цепи управления. Поэтому при расчетах режимов работы полевых транзисторов используют передаточные ВАХ, позволяющие определить напряжение  $u_{GS}$  с током стока  $i_D$ . Характер ВАХ зависит от типа полевого транзистора. На рис. 1.30 даны передаточные ВАХ МОП-транзисторов с индуцированным 1 и встроенным 2 каналами  $n$ -типа. В транзисторе с индуцированным каналом ток  $i_D$  увеличивается, если значение напряжения  $u_{GS}$  становится больше порогового значения напряжения  $u_{th}$  и начинает образовываться электропроводящий канал. Далее, по мере увеличения  $u_{GS}$  и, следовательно, обогащения его канала ток  $i_D$  увеличивается.

При встроенном канале МОП-транзистор может работать в режиме обогащения или обеднения канала носителями электрических зарядов. Когда напряжение  $u_{GS} = 0$ , в транзисторе со встроенным каналом протекает ток стока  $i_D$ , что соответствует открытому состоянию. Если  $u_{GS} > 0$ , то происходит обогащение канала и ток  $i_D$  увеличивается, а при  $u_{GS} < 0$  уменьшается из-за обеднения канала. При напряжении  $u_{GS} = U_{th}$  транзисторов с каналом  $n$ -типа ток  $i_D$  равен нулю.

Выходные вольт-амперные характеристики МОП-транзистора с индуцированным каналом приведены на рис. 1.31. На характеристиках имеются крутые участки, соответствующие резкому увеличению тока  $i_D$  при увеличении напряжения  $u_{GS}$ . Далее рост тока  $i_D$  замедляется, что соответствует пологим участкам ВАХ. Это происходит из-за обеднения канала под воздействием напряжения сток-исток  $u_{DS}$ . Из рисунка видно, что выходные вольт-амперные характеристики МОП-транзистора и биполярного транзистора сходны. Принципиальное различие заключается в том, что последние управляются током базы, а МОП-транзисторы — напряже-

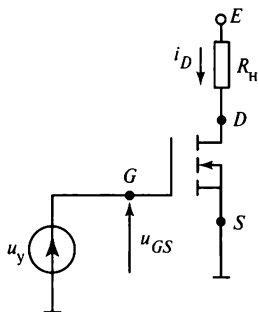


Рис. 1.29. Схема включения МОП-транзистора с каналом  $n$ -типа

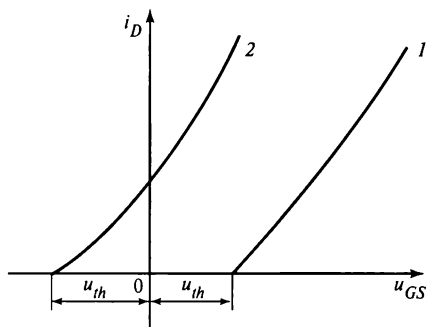


Рис. 1.30. Статические передаточные вольт-амперные характеристики МОП-транзистора с каналом  $n$ -типа

нием затвор-исток. Кроме того, крутые участки вольт-амперных характеристик МОП-транзисторов имеют линейный характер, соответствующий активному сопротивлению. Поэтому в области крутых участков вольт-амперные характеристики МОП-транзисторов аппроксимируются постоянным активным сопротивлением

$$R_{DS \text{ оп}} = \frac{\Delta U_{DS}}{i_D} \quad (1.17)$$

Область ВАХ с крутыми участками соответствует открытому состоянию транзистора. Закрытое состояние наступает при  $u_{GS} < U_{th}$ , когда ток  $i_D$  уменьшается до некоторого малого остаточного значения. Этот режим называется *режимом отсечки*. Пологие участки ВАХ соответствуют активному режиму.

На рис. 1.31 показано «зеркальное» отображение нагрузочной характеристики, определяемое сопротивлением  $R_H$ . Точки пересечения ВАХ и нагрузочной характеристики определяют режим работы транзистора, т.е. значения тока  $i_D$  и напряжения  $u_{GS}$ . В ключевом режиме эти значения находятся на границах областей открытого состояния (точка *a*) или отсечки (точка *b*).

При построении вольт-амперных характеристик МОП-транзисторов со встроенным каналом необходимо учитывать, что напряжение на затворе в режиме отсечки имеет отрицательное значение для *n*-канальных и положительное для *p*-канальных транзисторов.

Выходные вольт-амперные характеристики МОПБТ подобны ВАХ биполярных транзисторов, за исключением того, что управление выходным током  $i_C$  осуществляется напряжением затвор-эмиттер  $u_{GE}$ , а не током базы (рис. 1.32).

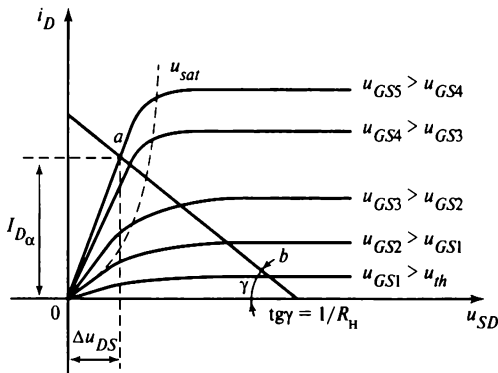


Рис. 1.31. Статические выходные ВАХ и нагрузочная характеристики МОП-транзистора

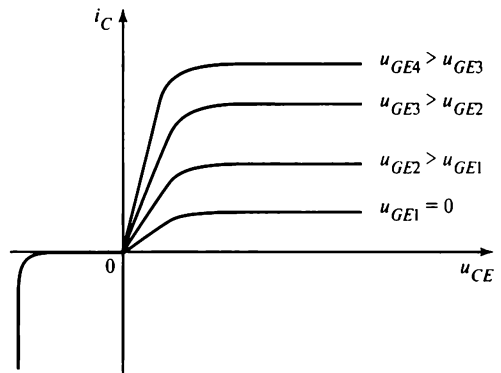


Рис. 1.32. Статические выходные вольт-амперные характеристики МОПБТ

### 1.3.3. Динамические режимы работы силовых транзисторов

Переход транзистора из выключенного состояния во включенное и наоборот происходит не мгновенно, а в течение определенного для каждого типа транзистора времени. Инерционность переходных процессов обусловлена инерционностью процессов изменения концентрации носителей электрических зарядов в структуре транзистора и наличием в ней внутренних (собственных) емкостей. На рис. 1.33, а изображена схема замещения биполярного транзистора. Емкости, называемые иногда «паразитными», определяют быстродействие транзистора.

Ранее было показано, что на динамические режимы работы ключей влияют их быстродействие и параметры внешней цепи, в которой происходит коммутация. Рассмотрим процессы, обуславливающие быстродействие биполярных транзисторов как ключевых приборов. Для качественной оценки принимается допущение, что нагрузкой является активное сопротивление.

**Включение биполярного транзистора.** Предположим, что транзистор при  $t < t_0$  находится в режиме отсечки (выключен) и в момент времени  $t = t_0$  (рис. 1.33, б) в базу транзистора от источника тока управления поступает импульс тока значением  $i_{B1} > i_{B\text{ sat}}$  с идеально крутым фронтом. Так как напряжение на входной емкости  $C_{BE}$  не может измениться скачком, начинается процесс ее заряда до напряжения  $U_{BE\text{ sat}}$ , при котором увеличивается ток базового перехода транзистора (момент времени  $t_1$ ). Этот процесс определяется временем задержки на включение  $t_{d\text{ вкл}}$  транзистора. В момент времени  $t = t_2$  заряд  $Q$  в базовом переходе достигает граничного значения  $Q_{\text{sat}}$ , соответствующего наступлению режима насыщения. При этом дальнейшее увеличение тока коллектора  $i_C$  прекращается, а накопление избыточного заряда  $\Delta Q$  в базе будет продолжаться до момента времени  $t = t_3$ .

Время нарастания  $t_{ri}$  тока коллектора  $i_C$  при  $i_B \gg i_{B\text{ sat}}$  называют *длительностью фронта включения транзистора*. Время включения транзистора  $t_{\text{вкл}}$  состоит из времени задержки на включение и времени нарастания тока коллектора  $t_{\text{вкл}} = t_{d\text{ вкл}} + t_{ri}$ .

Если учесть инерционность, создаваемую выходной емкостью транзистора  $C_{CB}$ , окончательный спад напряжения  $u_{CE}$  будет происходить несколько позже момента времени  $t_2$ .

**Выключение биполярного транзистора.** Предположим, что в момент времени  $t = t_4$  в базу насыщенного транзистора поступает отрицательный (запирающий) импульс тока  $i_{B2}$ . Под воздействием этого тока начинается интенсивное рассасывание избыточного заряда  $Q$  до значения  $Q = Q_{\text{sat}}$ . В момент времени  $t = t_5$  транзистор выходит из режима насыщения. Время рассасывания избыточного заряда соответствует времени задержки на выключение  $t_{d\text{ выкл}}$ .

Общее время выключения транзистора  $t_{\text{выкл}} = t_{d\text{ выкл}} + t_{fi}$ , где  $t_{fi}$  — длительность спада тока коллектора до наступления режима отсечки, т.е. *длительность*

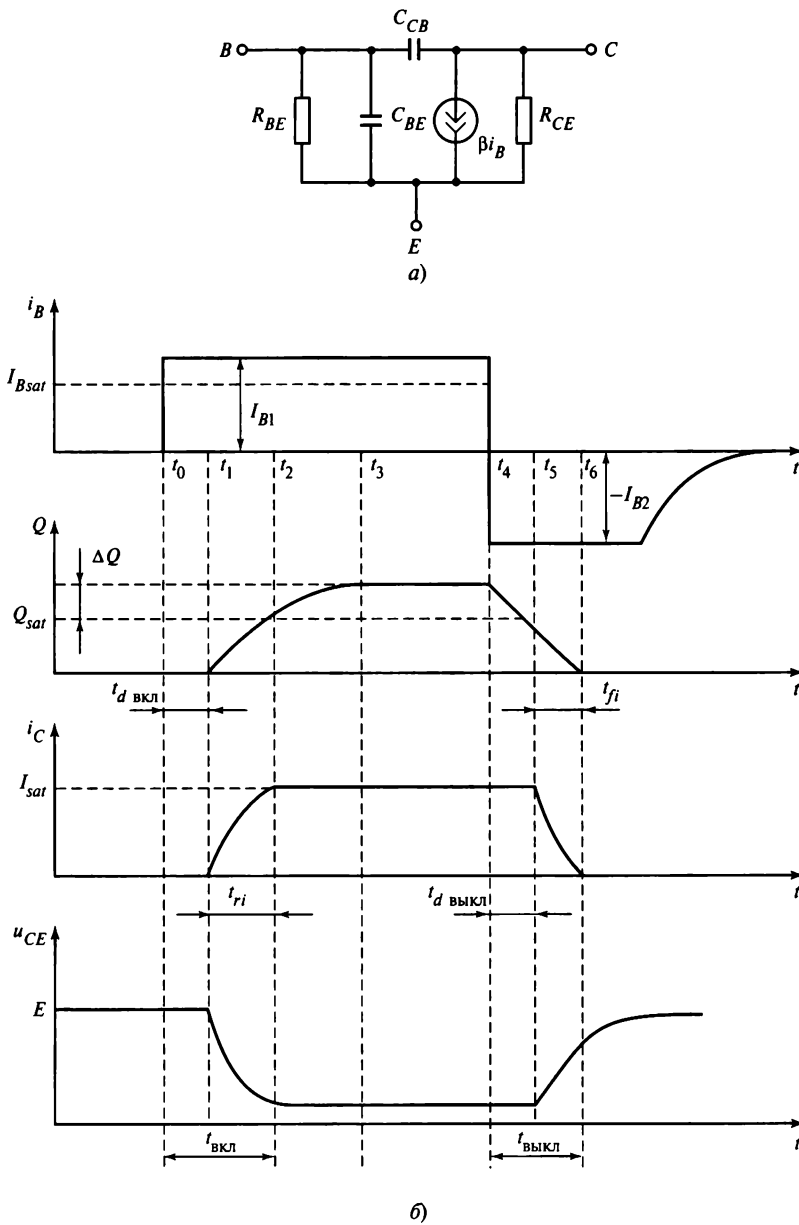


Рис. 1.33. Динамические процессы в биполярном транзисторе: а — схема замещения; б — диаграммы

фронта выключения. Восстановление выходного напряжения  $u_{CE}$  закончится позже момента времени  $t_6$ , когда ток  $i_C$  станет равным нулю из-за наличия собственной выходной емкости транзистора  $C_{CB}$ .

**Включение МОП-транзистора.** Отсутствие явлений накопления и рассасывания неосновных носителей заряда обуславливает высокое быстродействие полевых транзисторов. Однако из-за особенностей структуры МОП-транзисторов значения межэлектродных емкостей в них больше, чем в биполярных. На рис. 1.34, *a* приведена схема замещения МОП-транзистора межэлектродными емкостями:  $C_{DS}$  сток-исток,  $C_{DG}$  сток-затвор,  $C_{GS}$  затвор-исток. Предположим что МОП-тран-

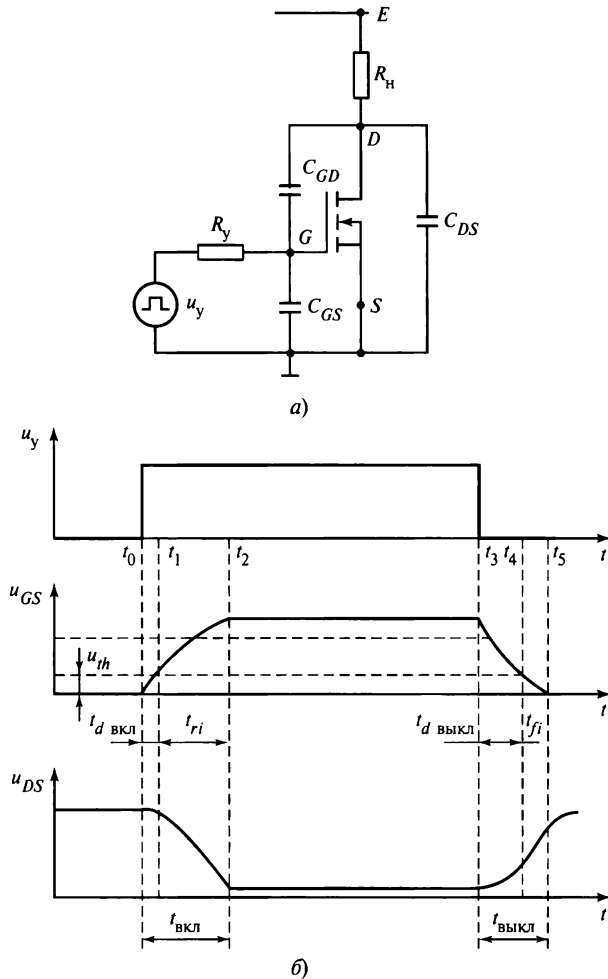


Рис. 1.34. Динамические процессы в МОП-транзисторе: *a* — схема замещения; *б* — диаграммы напряжения



зистор находится в состоянии отсечки (закрыт). В момент времени  $t = t_0$  (рис. 1.34, б) на его затвор подается сигнал управления от источника напряжения управления  $U_y$  с внутренним сопротивлением  $R_y$ . Емкость входного конденсатора при условии, что  $R_y \gg R_H$ , может быть определена по формуле

$$C_{iss} \approx C_{GD} + C_{DS}. \quad (1.18)$$

При достижении напряжением на затворе транзистора порогового значения  $u_{th}$  в момент времени  $t = t_1$  транзистор выходит из режима отсечки и напряжение сток-исток  $u_{DS}$  уменьшается. Интервал времени  $t_0 - t_1$  соответствует времени задержки на включение транзистора  $t_{d\text{вкл}}$ . В момент времени  $t = t_2$  напряжение  $u_{GS}$  увеличивается и приводит транзистор в открытое состояние. Этот интервал времени соответствует длительности фронта включения транзистора  $t_{ri}$ . Общее время включения транзистора составляет  $t_{\text{вкл}} = t_{d\text{вкл}} + t_{ri}$ . Очевидно, что при включении МОП-транзистора главным фактором, определяющим его быстродействие, является скорость заряда входного конденсатора емкостью  $C_{iss}$ . При этом необходимо отметить, что при включении транзистора появляется ток обратной связи истока и затвора через емкость  $C_{GD}$ . Этот ток, замыкающийся через цепь управления транзистором, повышает эффективность емкости  $C_{GD}$ , замедляя спад напряжения  $u_{DS}$ . Этот эффект называется *эффектом Миллера*, а емкость  $C_{GD}$  — *емкостью Миллера*. Скорость заряда емкости затвора определяется параметрами источника сигнала управления, поэтому в целях повышения быстродействия часто используют форсированное включение МОП-транзистора от источника тока на начальном интервале включения с последующим поддержанием необходимого сигнала управления от источника напряжения малой мощности.

**Выключение МОП-транзистора.** При скачкообразном снижении сигнала управления до нуля в момент времени  $t = t_3$  начинается выключение транзистора (см. рис. 1.34, б). В начале процесса выключения на интервале задержки  $t_{d\text{выкл}} = t_4 - t_3$  напряжение на затворе выше порогового значения напряжения  $U_{th}$ . При этом напряжении транзистор переходит в активный режим и напряжение  $U_{DS}$  практически не увеличивается. В момент времени  $t = t_5$  напряжение на затворе уменьшается до нуля и транзистор находится в режиме отсечки, т.е. в выключенном состоянии. Интервал времени  $t_4 - t_5$  соответствует длительности фронта выключения транзистора  $t_{fi}$ . Общее время выключения  $t_{\text{выкл}} = t_{d\text{выкл}} + t_{fi}$ . На длительность нарастания напряжения  $u_{DS}$  могут оказывать заметное влияние выходная емкость транзистора  $C_{DS}$  и сопротивление нагрузки  $R_H$ .

**Динамические процессы МОПБТ.** Быстродействие МОПБТ определяется тем, что они сочетают свойства биполярных и МОП-транзисторов. В начале включения переходные процессы МОПБТ и МОП-транзисторов сходны. На конечном интервале в переходном процессе МОПБТ начинают преобладать свойства биполярного транзистора. Это приводит к затягиванию спада напряже-

Основные параметры полевых транзисторов

Параметр	Обозначение	Значения параметра транзистора на ток 33 А и напряжение 200 В	Смысловое значение
Постоянный ток стока, А	$I_{D\max}$	33	Значение тока стока, не вызывающее превышение температуры сверх допустимой
Импульсный ток стока, А	$I_{D\text{pulse}}$	132	Допустимое значение импульсного тока стока, ограниченное во времени и не вызывающее превышение допустимой температуры
Пробивное напряжение сток-исток, В	$U_{(BR)DSS}$	200	Максимальное значение напряжения сток-исток, которое приводит к пробое транзистора
Напряжение затвор-исток, В	$U_{GS}$	$\pm 20$	Допустимое напряжение управления
Мощность рассеяния, Вт	$P_{tot}$	170	Максимально допустимое значение мощности, при выделении которой не происходит разрушения транзистора
Пороговое значение напряжения затвор-исток, В	$U_{GS(th)}$	3	Значение напряжения затвор-исток, при котором начинает протекать ток стока
Начальный ток стока, мкА	$I_{DSS}$	10	Значение тока стока при нулевом напряжении управления
Ток утечки затвора, мА	$I_{GSS}$	10	Значение тока утечки через затвор при номинальном напряжении управления
Сопротивление сток-исток в открытом состоянии, Ом	$R_{DS\text{on}}$	0,06	Значение сопротивления сток-исток при номинальном напряжении управления
Входная емкость, пФ	$C_{iss}$	2 600	Значение суммарной емкости затвор-сток и затвор-исток
Выходная емкость, пФ	$C_{oss}$	500	Значение суммарной емкости затвор-сток и сток-исток
Емкость обратной связи, пФ	$C_{rss}$	230	Значение емкости затвор-сток $C_{GD}$ (емкость Миллера)
Время задержки включения, нс	$t_{d\text{вкл}}$	40	Время между подачей управляющего импульса и началом увеличения тока стока
Время нарастания, нс	$t_r$	110	Время нарастания тока стока
Время задержки на выключение, нс	$t_{d\text{выкл}}$	450	Время между началом спада импульса управления и началом снижения тока стока
Время спада, нс	$t_f$	160	Время спада тока стока

Основные параметры МОПБТ

Параметр	Обозначение	Значения параметра транзистора на ток 360 А и напряжение 1700 В	Смысловое значение*
Постоянный ток коллектора, А	$I_{C\max}$	360	Значение тока коллектора, не вызывающее превышение температуры сверхдопустимой
Импульсный ток коллектора, А	$I_{C\text{pulse}}$	720	Допустимое значение тока коллектора, ограниченное во времени (как правило, 1 мс) и не вызывающее превышение допустимой температуры
Напряжение коллектор-эмиттер, В	$U_{CE\max}$	1 700	Максимальное значение напряжения коллектор-эмиттер
Напряжение затвор-эмиттер, В	$U_{GE}$	$\pm 20$	Диапазон допустимых значений напряжения управления
Рассеиваемая мощность, Вт	$P_{tot}$	3 600	Максимально допустимое значение мощности, при выделении которой не происходит разрушения транзистора
Начальный ток коллектора, мА	$I_{CES}$	6	Значение тока коллектора при нулевом напряжении управления
Ток утечки затвора, нА	$I_{GES}$	300	Значение тока утечки через затвор при номинальном напряжении управления
Напряжение коллектор-эмиттер насыщения, В	$U_{CE\text{sat}}$	3,2	Значение напряжения коллектор-эмиттер в открытом состоянии при номинальном токе коллектора
Входная емкость, пФ	$C_{ies}$	49 200	Значение суммарной емкости затвор-коллектор и затвор-эмиттер
Время задержки включения, мкс	$t_{d\text{вкл}}$	0,1	Время между подачей управляющего импульса и началом роста тока коллектора
Время нарастания, мкс	$t_r$	0,1	Время нарастания тока коллектора
Время задержки на выключение, мкс	$t_{d\text{выкл}}$	0,4	Время между началом спада импульса управления и началом снижения тока коллектора
Время спада, мкс	$t_f$	0,5	Время спада тока коллектора

\* Точные определения параметров см. в национальных и международных нормативных материалах на полупроводниковые приборы.

ния коллектор-эмиттер, так как переход биполярного транзистора из активного режима в насыщенный происходит более медленно. При выключении характер переходного процесса вначале сходен с процессом в полевом транзисторе, а на конечном интервале — с биполярным из-за накопления избыточных зарядов в одной из областей его структуры. В связи с этим в конце интервала выключения возникает так называемый «хвостовой» ток, вызывающий дополнительные потери на выключение.

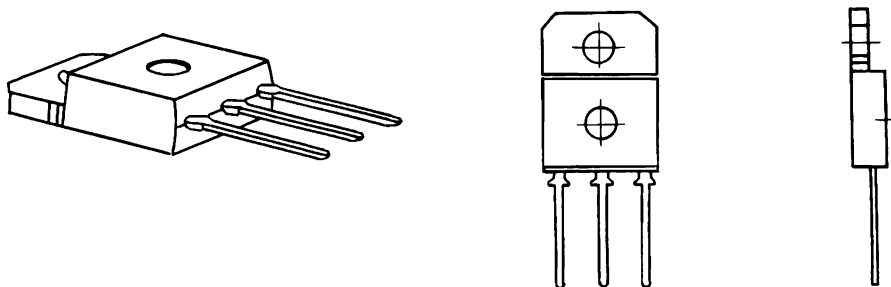


Рис. 1.35. Силовой транзистор в корпусе для поверхностного монтажа

На рис. 1.35 приведен пример конструктивного исполнения силовых транзисторов в корпусах для поверхностного монтажа. В табл. 1.2, 1.3 даны основные параметры МОПТ и МОП-транзисторов.

### 1.3.4. Обеспечение безопасной работы транзисторов

Главным условием надежной работы транзисторов является обеспечение соответствия областей безопасной работы транзисторов их статическим и динамическим вольт-амперным характеристикам, определяемым условиями работы.

**Область безопасной работы силовых транзисторов.** На рис. 1.36, а представлены ОБР биполярного транзистора при постоянном и импульсном токах различ-

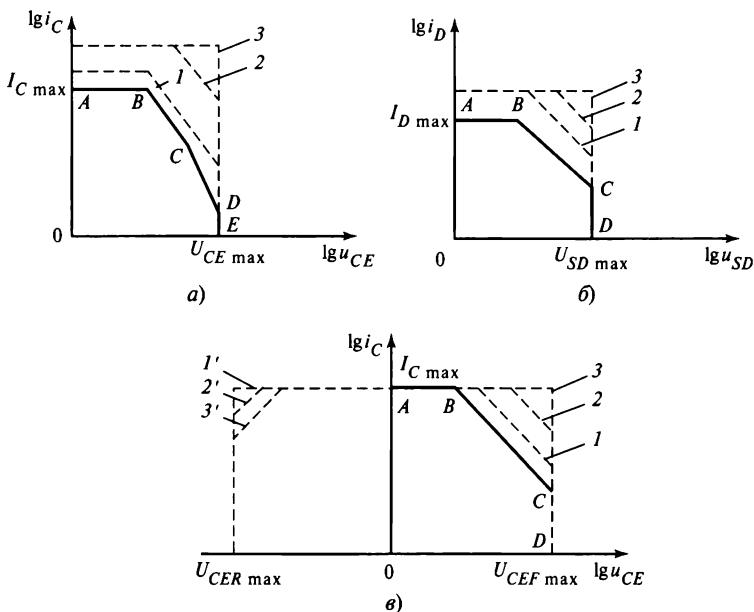


Рис. 1.36. Области безопасной работы транзисторов: а — биполярного; б — МОП; в — МОПТ

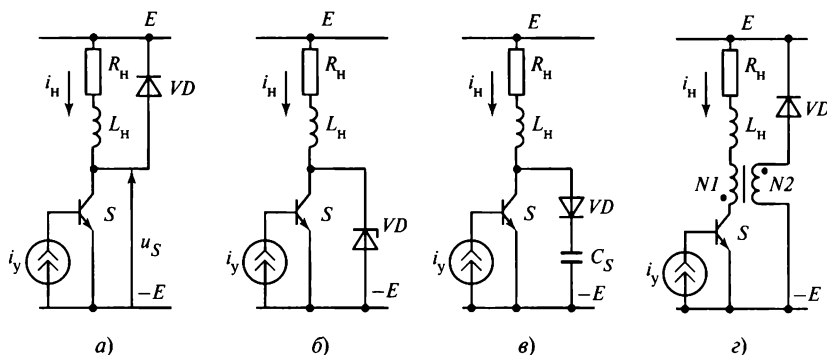
ной длительности. Максимальное значение тока коллектора  $I_{C \max}$  и соответствующий ему участок  $AB$  являются предельными значениями постоянного тока. Участок  $BC$  ограничивает ОБР в соответствии с максимально допустимой мощностью потерь в приборе. Участок  $DE$  соответствует максимальному допустимому значению напряжения коллектор-эмиттер  $U_{CE \max}$  транзистора, превышение которого приводит к пробое структуры транзистора и выходу его из строя. Ограничение на участке  $CD$  определяется вторичным пробоем. Под *вторичным пробоем* понимают выход из строя транзистора под воздействием локальных перегревов отдельных областей структуры [12]. В импульсных режимах работы границы ОБР расширяются: чем короче импульс, тем шире границы ОБР (кривые 1 и 2 на рис. 1.36, а). При импульсах очень малой длительности (кривая 3) ограничение по максимально допустимой мощности отсутствует. Это объясняется инерционностью тепловых процессов, вызывающих перегрев структуры транзисторов.

Ограничениями, определяющими область безопасной работы МОП-транзисторов (рис. 1.36, б), являются максимальные допустимые значения тока стока  $I_{D \max}$  (участок  $AB$ ) и напряжения сток-исток  $U_{SD \max}$  (участок  $CD$ ), а также допустимые значения мощности рассеяния (участок  $BC$ ), определяемые сопротивлением транзистора в открытом состоянии  $R_{DS \text{ on}}$  и напряжением сток-исток  $U_{DS}$ . Так же как и для биполярных транзисторов, границы ОБР для полевых транзисторов в импульсных режимах расширяются (кривые 1, 2, 3). Положительной особенностью ОБР полевых транзисторов, в отличие от биполярных, является отсутствие ограничений, связанных со вторичным пробоем, который в этом классе транзисторов не возникает.

Область безопасной работы МОПБТ может быть при прямом  $U_{CEF}$  и обратном  $U_{CER}$  напряжении (рис. 1.36, в). Область ВАХ, соответствующая обратному напряжению  $U_{CEF}$ , существует для некоторых типов МОПБТ, что указывается в условиях по их применению [17]. На рис. 1.36 область обратного напряжения обозначена 1', 2', 3'. Для прямых напряжений ОБР МОПБТ имеет сходство с ОБР полевых транзисторов. Максимальное значение тока  $I_{C \max}$  ограничивается условием перехода транзистора в активный режим с повышенным выделением мощности.

**Защита транзисторов в динамических режимах работы.** Динамические ВАХ транзисторов зависят от коммутируемой нагрузки. Например, выключение активно-индуктивной нагрузки вызывает перенапряжения на ключевом элементе. Эти перенапряжения определяются ЭДС самоиндукции  $L di/dt$ , возникающей в индуктивной составляющей нагрузки при уменьшении тока  $i_n$  до нуля. На рис. 1.37 приведены типовые схемы, позволяющие исключить или ограничить перенапряжения при коммутации активно-индуктивной нагрузки. Элементы схемы, снижающие перенапряжения, могут рассматриваться как простейшие цепи формирования траектории переключения (ЦФТП).

В схеме на рис. 1.37, а при выключении транзисторного ключа  $S$  под воздействием ЭДС самоиндукции ( $u_L = L di/dt$ ) включается диод  $VD$ . При допущении идеальности диода напряжение на ключе  $u_S$  становится равным напряжению источника питания  $E$ . После выключения ключа  $S$  ток  $i_n$  замыкается в цепи



**Рис. 1.37. ЦФТП на включение активно-индуктивной нагрузки:**

*a* — на основе обратного диода; *б* — на основе стабилитрона; *в* — на основе конденсатора; *г* — на основе трансформаторной связи

$R_H - L_H - VD$ , постепенно затухая до нуля с постоянной времени  $\tau_H = L_H/R_H$ . При этом энергия, накопленная в реакторе индуктивностью  $L_H$ , потребляется активным сопротивлением  $R_H$ . Аналогичный принцип ограничения перенапряжения используется в схеме на рис. 1.37, б. Разница заключается в том, что включение стабилитрона  $VD$ , в отличие от диода, происходит при напряжении пробоя стабилитрона, которое соответствует максимальному напряжению на транзисторном ключе  $S$ . В схеме на рис. 1.37, в при выключении ключа  $S$  ток нагрузки через диод  $VD$  заряжает конденсатор емкостью  $C_S$  до напряжения, которое, пренебрегая потерями энергии в резисторе  $R_H$ , можно приближенно определить по формуле

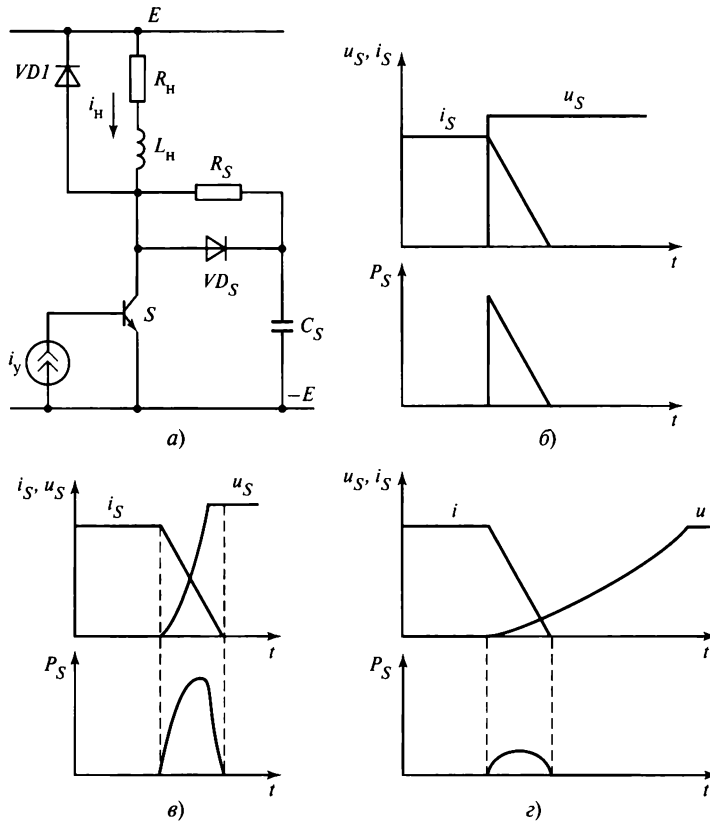
$$U_{C_S} \approx I_H \sqrt{\frac{L_H}{C_S}}. \quad (1.19)$$

Выражение (1.19) соответствует полному преобразованию энергии, накопленной в индуктивности,  $L_H I_H^2/2$  в энергию емкости  $C_S U_{C_S}^2/2$ . Ограничение перенапряжения в схеме на рис. 1.37, г происходит посредством введения дополнительной цепи с диодом  $VD$ , имеющей трансформаторную связь с нагрузкой. При выключении ключа  $S$  в обмотке  $N2$  индуцируется ЭДС, под воздействием которой включается диод  $VD$  и энергия, накопленная в индуктивности  $L_H$ , начинает рекупироваться в источник питания. Перенапряжения на транзисторе и значение рекуперированного тока определяются соотношением числа витков  $N1$  и  $N2$ .

При коммутации с повышенной частотой важно не только обеспечить соответствие между динамической ВАХ и ОБР, но и уменьшить мощность, выделяемую в транзисторном ключе на интервале выключения. Это позволяет уменьшить динамические потери в транзисторе. Для этой цели необходимо сформировать желаемую траекторию переключения посредством подключения к транзистору соответствующей ЦФТП. На рис. 1.38 представлены схема транзистора с ЦФТП для

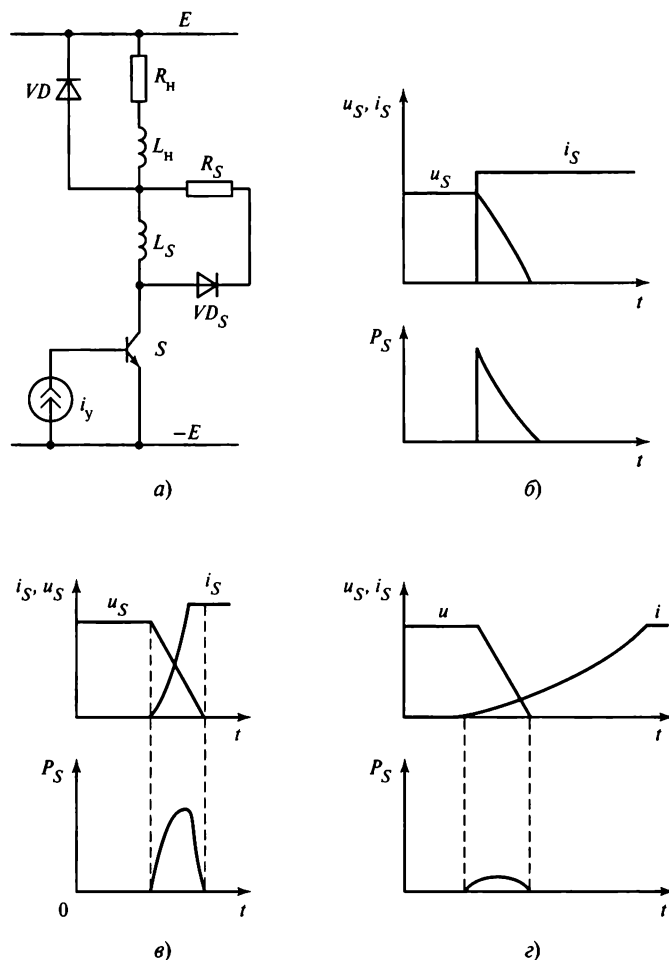
уменьшения потерь при выключении и временные диаграммы тока транзистора  $i_S$ , напряжения  $u_S$  и мгновенной мощности  $p_S$ , выделяемой в транзисторе при разных значениях емкости  $C_S$ . Из диаграмм видно, что увеличение  $C_S$  затягивает нарастание напряжения на конденсаторе и уменьшает выделяемую в транзисторе при его

выключении энергию  $W_S = \int_0^{t_{\text{выкл}}} p_S dt$ . Накопленная в конденсаторе энергия потребляется резистором  $R_S$  при включении транзисторного ключа  $S$ . Сопротивление резистора  $R_S$  должно обеспечивать за время включенного состояния транзистора полный разряд конденсатора  $C_S$ . Обычно при проектировании минимизируют суммарную мощность, выделяемую в транзисторе и резисторе  $R_S$ . Для этого рассчитывают оптимальные значения  $R_S$  и  $C_S$  [12].



**Рис. 1.38. ЦФТП на включение при разных значениях емкости:**  
 а — принципиальная схема; б — диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности при  $C_S = 0$ ;  
 в — диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности при недостаточной емкости  $C_S$ ; г — диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности при достаточно большой емкости  $C_S$

При включении транзистора с емкостной нагрузкой, а так же в схеме с обратным диодом возникают недопустимые для транзистора перегрузки по току, которые необходимо ограничивать в соответствии с ОБР. Однако высокие значения скорости нарастания тока в транзисторе  $di_C/dt$  приводят к увеличению динамических потерь при периодическом включении транзистора. Для снижения значения  $di_C/dt$  используют ЦФТП, состоящую из реактора  $L_S$ , соединенного последовательно с транзистором. Подобная ЦФТП может использоваться для ограничения перегрузки по току при включении транзистора с емкостной нагрузкой и в схеме с обратным диодом  $VD$  (рис. 1.39, а). Например, если к моменту очередного вклю-



**Рис. 1.39. ЦФТП на включение:**

а — принципиальная схема; б — диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности при  $L_S = 0$ ; в — диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности при недостаточной индуктивности  $L_S$ ; г — диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности при достаточно большой индуктивности  $L_S$



чения транзистора ток в нагрузке  $i_n$ , а следовательно, и в диоде  $VD$  был отличен от нуля, то при отсутствии индуктивности  $L_S$  в транзисторном ключе  $S$  при его включении ток изменяется скачкообразно. Это происходит в результате выключения диода и перехода тока нагрузки  $i_n$  в транзистор. При допущении идеальности диода  $VD$  этот процесс произойдет мгновенно, в начале включения транзистора. На рис. 1.39, б, в, г приведены диаграммы тока  $i_S$ , напряжения  $u_S$  и мощности  $p_S$  при разных значениях  $L_S$ . Из диаграмм видно, что с увеличением значения индуктивности  $L_S$  при включении транзисторного ключа  $S$  потери энергии уменьшаются. Однако при этом происходит увеличение энергии, накапливаемой в индуктивности  $L_S$ . Для вывода этой энергии к моменту очередного выключения ЦФТП должна иметь дополнительные элементы. В частности, для этой цели можно использовать дополнительный резистор  $R_S$  и диод  $VD_S$ . Так как ключевой режим работы транзисторов зависит от периодической коммутации, используют схемы ЦФТП, формирующие необходимые траектории как при включении, так и при выключении (рис. 1.40).

В отличие от биполярных в МОП-транзисторах не происходит вторичный пробой, что облегчает задачу их защиты. Кроме того, во включенном состоянии эти транзисторы характеризуются большими значениями эквивалентного сопротивления  $R_{DS\ on}$ . При выключении активно-индуктивной нагрузки для вывода энергии, накопленной в индуктивности нагрузки, используют те же способы, что и для биполярных транзисторов (см. рис. 1.37). Однако для снятия перенапряжений, обусловленных малыми значениями монтажных индуктивностей и в то же время высокими значениями  $di_n/dt$ , используют  $RC$ -цепи, подключенные параллельно транзистору (рис. 1.41), которыми, как правило, и ограничиваются.

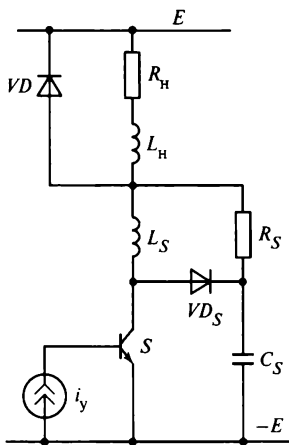


Рис. 1.40. Пример схемы ЦФТП на включение и выключение

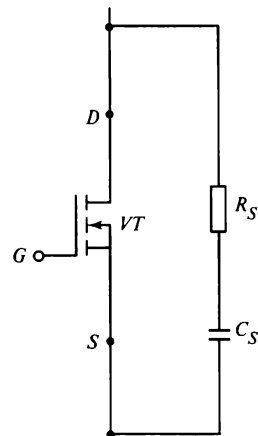


Рис. 1.41. ЦФТП МОП-транзистора на основе  $RC$ -цепи

Транзистор МОПБТ обладает повышенной устойчивостью к короткому замыканию. Это обусловлено слабой зависимостью его напряжения насыщения от больших токов. Напряжение насыщения МОПБТ определяется значением напряжения управления, подаваемого на затвор транзистора, которое выбирается с учетом тока короткого замыкания. Другим фактором, обеспечивающим устойчивость МОПБТ к режимам короткого замыкания, является отрицательное значение температурного коэффициента тока в отличие от положительного его значения у биполярных транзисторов. В этой связи ток короткого замыкания МОПБТ уменьшается при повышении температуры. Эти особенности МОПБТ позволяют кратковременно обеспечить значительное повышение тока коллектора МОПБТ в режиме короткого замыкания без выхода из области безопасной работы.

При различных условиях возникновения режима короткого замыкания можно выделить два характерных режима: включение на короткозамкнутую цепь (режим 1) и короткое замыкание в нагрузке при включенном состоянии транзистора (режим 2). Осциллограммы режимов 1 и 2 приведены на рис. 1.42 [14]. В режиме 1 ток короткого замыкания возрастает от нуля до значения, ограниченного напряжением на коллекторе транзистора. В режиме 2 в начале короткого замыкания возникает пик тока в транзисторе. Значение этого тока определяется наличием носителей заряда во включенном транзисторе и его паразитными емкостями, увеличивающими напряжение на затворе и, следовательно, повышающими ток коллектора транзистора. Наличие тока в режиме 2 требует принятия специальных мер защиты транзистора [14].

Следует отметить, что отрицательное значение температурного коэффициента МОПБТ и МОП-транзисторов позволяет успешно решать задачу равномерного распределения тока нагрузки между параллельно соединенными транзисторами.

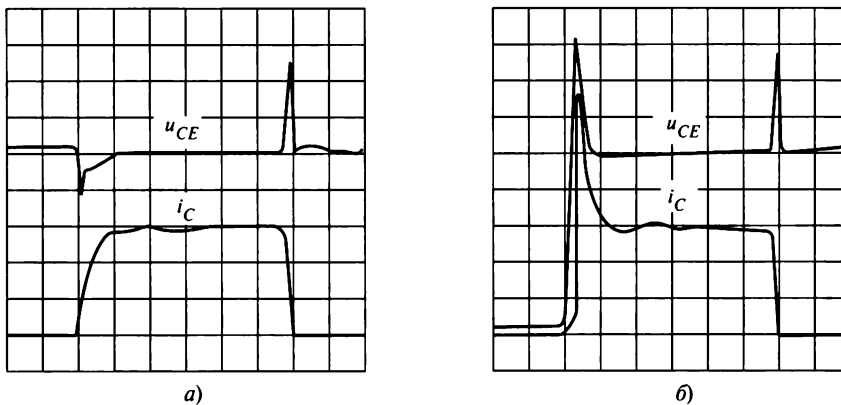


Рис. 1.42. Осциллограммы режимов КЗ в цепях с МОПБТ:

а — включение на короткое замыкание; б — короткое замыкание при включенном транзисторе

## Контрольные вопросы

1. Какие основные различия биполярных и полевых транзисторов следует учитывать при использовании их в качестве электронных ключей?
2. Какие преимущества биполярных и полевых транзисторов сочетает в себе МОПБТ?
3. Перечислите основные статические режимы работы транзисторов. В каких режимах следует использовать транзисторы в устройствах силовой электроники?
4. Чем обусловлена дополнительная задержка при включении МОПБТ? Как можно ускорить процесс его включения?
5. Поясните основные способы ограничения перенапряжений на транзисторах при выключении активно-индуктивной нагрузки.
6. Определите время протекания тока в обратном диоде  $VD$  (см. рис. 1.37, *a*) при включении транзистора. Исходные данные следующие: напряжение источника питания  $E = 60$  В,  $R_n = 10$  Ом,  $L_n = 100$  мкГн; время выключения транзистора и включения обратного диода равно нулю, диод во включенном состоянии представляется эквивалентным источником напряжения  $\Delta U = 2$  В.
7. Рассчитайте динамические потери в транзисторе, включенном по схеме, представленной на рис. 1.37, *a*, при следующих исходных данных: напряжение источника питания  $E = 60$  В,  $R_n = 10$  Ом,  $L_n = 10$  мкГн; время включения и выключения обратного диода  $VD$  равно нулю, время включения и выключения транзистора равно 10 и 20 мкс соответственно; частота переключений транзистора из одного состояния в другое  $f = 1$  кГц; изменение тока транзистора при выключении и напряжения при включении считать линейным, потерями энергии в резисторе  $R_n$  на интервалах коммутации пренебречь.

## 1.4. Тиристоры

### 1.4.1. Принцип действия тиристора

Тиристор — это полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три или более  $p$ - $n$ -переходов, который может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот. Традиционным типом тиристора является кремниевый управляемый вентиль (silicon controlled rectifier — SCR), который используется в силовых управляемых преобразователях переменного или постоянного тока частотой 50 (60) Гц. Тиристор является неполностью управляемым прибором. Его можно включить, т.е. перевести в проводящее состояние, сигналом управления, для того чтобы выключить, необходимо обеспечить спад прямого тока до нуля. Поэтому в отечественной технической литературе он иногда называется однооперационным тиристором. В зарубежной технической литературе тиристором называют кремниевый управляемый вентиль SCR, а также обычным или традиционным тиристором с неполной управляемостью.

Тиристор имеет четырехслойную структуру типа  $p$ - $n$ - $p$ - $n$  с тремя выводами: анод  $A$ , катод  $C$  и управляющий электрод  $G$  (рис. 1.43, *a*, *b*). Структуру тиристора можно представить в виде двух соединенных трехслойных структур типов  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$  (рис. 1.43, *в*), эквивалентных структурам биполярных транзисторов. Этой структуре соответствует схема замещения, состоящая из транзисторов  $VT1$  и  $VT2$

(рис. 1.43, з). В этом случае ток анода  $i_A$  может быть выражен через обратные токи (тепловые токи коллекторных переходов) эквивалентных транзисторов  $VT1$  и  $VT2$

$$i_A = \frac{i_{Co1} + i_{Co2} + \alpha i_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}, \quad (1.20)$$

где  $i_{Co1}$  и  $i_{Co2}$  — обратные токи коллекторных переходов транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ ;  $i_G$  — ток управляющего электрода тиристора;  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  — коэффициенты передачи по току эквивалентных транзисторов в схеме с общей базой.

При  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$  ток  $i_A$  резко возрастает. Благодаря положительной обратной связи между током коллектора  $i_{Co1}$  транзистора  $VT1$  и током базы  $i_{B2}$  транзистора  $VT2$  возникает лавинообразное увеличение тока  $i_A$ . Увеличение тока управляющего электрода тиристора  $i_G$  приводит к включению транзистора  $VT2$ , увеличению тока базы  $i_{B1}$  транзистора  $VT1$  и его включению. Благодаря положительной обратной связи между этими эквивалентными транзисторами включение тиристора развивается лавинообразно до полностью открытого состояния.

Анализируя процессы в схеме с эквивалентными транзисторами, можно убедиться в том, что если произошло включение тиристора, то прекращение протекания тока управляющего электрода  $i_G$  не приведет к выключению схемы. Это связано с наличием внутренней обратной связи. Если ток анода  $i_A$  по каким-либо внешним причинам уменьшается до нуля и внутренние емкости эквивалентных транзисторов разрядятся, то схема не перейдет в проводящее состояние при прямом напряжении анод-катод без подачи импульса тока  $i_G$  на управляющий электрод. Таким образом, тиристор способен выдерживать прямое и обратное напряжение, не переходя в проводящее состояние. Тиристор проводит прямой ток при прямом напряжении и импульсе тока управления. Выключение тиристора происходит после уменьшения прямого тока до нуля и восстановления его запирающей способности.

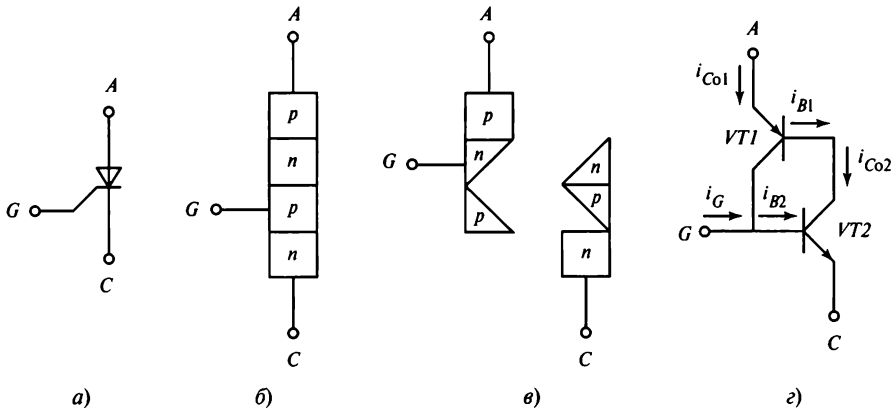


Рис. 1.43. Традиционный тиристор:

а — графическое обозначение; б — четырехслойная структура; в — трехслойные структуры; г — эквивалентная схема замещения

### 1.4.2. Статические вольт-амперные характеристики тиристора

Идеализированная статическая ВАХ тиристора показана на рис. 1.44. Тиристор может проводить ток в одном направлении, а в закрытом состоянии может выдерживать прямое и обратное напряжение.

Рассмотрим выходные и входные статические ВАХ однооперационного тиристора. Типовая схема включения тиристора приведена на рис. 1.45, а.

На рис. 1.45, б представлено семейство выходных статических ВАХ при различных значениях тока управляющего электрода. Предельное прямое напряжение, которое выдерживает тиристор без его включения, имеет максимальное значение при  $i_G = 0$ . При увеличении тока  $i_G$  прямое напряжение снижается. Включенному состоянию тиристора соответствует ветвь II, а выключенному — ветвь I. Процессу включения соответствует участок III ВАХ. Ток удержания  $I_H$  равен минимальному допустимому значению прямого тока анода  $i_A$ , при котором тиристор остается в проводящем состоянии.

Зависимость тока утечки от обратного напряжения соответствует ветви IV. При превышении обратным напряжением значения  $u_{Bo}$  начинается резкое возрастание обратного тока, приводящее к пробое тиристора. Пробой может быть необратимым и приводить к выходу тиристора из строя. В последнем случае энергия, выделяющаяся в тиристоре, должна быть ограничена. В качестве нормируемых предельных параметров напряжения в закрытом состоянии обычно указывается повторяющееся и неповторяющееся, прямое и обратное максимально допустимое напряжение (табл. 1.4). Повторяющееся напряжение — это напряжение, которое тиристор выдерживает без пробоя каждый период на рабочей частоте. Неповторяющееся напряжение — это напряжение, которое тиристор выдерживает однократно с последующим длительным перерывом, необходимым для восстановления его структуры.

Статические входные ВАХ, характеризующие параметры управления тиристора, представлены на рис. 1.45, в. Семейство ВАХ расположено в области, ограниченной ее значениями при максимально 1 и минимально 2 допустимой рабочей температуре тиристора. Заштрихованная область ограничена минимальными значениями тока  $I_{G\min}$  и напряжения  $U_{GC\max}$  цепи управления, при которых происходит включение

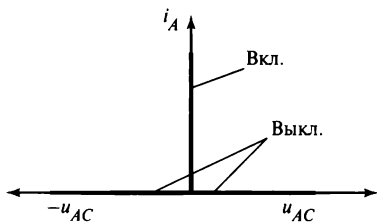


Рис. 1.44. Вольт-амперная характеристика идеального тиристора

тиристора. Существуют также ограничения на максимально допустимые значения тока управления  $I_{G\max}$ , напряжения управления  $U_{GC\max}$  и мощность рассеяния  $P_{G\max}$ . Ограничения мощности зависят от длительности сигналов управления (кривая коротких импульсов управления расположена выше, а длинных — ниже кривой, соответствующей ограничению мощности управления для стандартных импульсов управления). Нагрузочная характери-

**Основные параметры тиристоров при неповторяющемся импульсном напряжении в закрытом состоянии 6500 В и среднем токе 2650 А**

Параметр	Обозначение в справочной литературе		Смысловое значение*	Значения параметра тиристоров на 6 500 В, 2 650 А
	русское	латинское		
Прямое падение напряжения, В	$U_{пр}$	$V_T$	Напряжение на включенном тиристоре	2
Неповторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии, В	$U_{нп}$	$V_{DSM}$	В отличие от диода, этот параметр нормируется не только при обратном, но и при прямом направлении напряжения	6 500
Повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии, В	$U_{п}$	$V_{DRM}$	В отличие от диода, этот параметр нормируется не только при обратном, но и при прямом направлении напряжения	5 600
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии, В/мкс	$du/dt_{max}$	$du/dt_{crit}$	Максимальная скорость изменения напряжения, которое не приводит к несанкционированному включению (без управляющего импульса) тиристора	2 000
Максимальный средний ток, А	$I_{ср}$	$I_{TAV}$	Среднее значение тока анода, не приводящее к превышению температуры тиристора	2 650
Максимальный действующий ток, А	$I_{действ}$	$I_{TRMS}$	Действующее значение тока анода, не приводящее к превышению температуры тиристора	4 160
Ток удержания, мА	$I_{удерж}$	$I_H$	Наименьший ток анода, при котором тиристор удерживается в открытом состоянии	100
Ток включения, мА	$I_{вкл}$	$I_L$	Наименьший ток анода, при котором тиристор удерживается в открытом состоянии сразу после включения	500
Ударный неповторяющийся прямой ток, кА	$I_{удар}$	$I_{TSM}$	Ток, при котором превышает максимально допустимая температура перехода, но который возникает однократно в аварийных режимах и не приводит к выходу тиристора из строя	45
Защитный показатель, $кА^2 \cdot с$	$\int i^2 dt$	$\int i^2 dt$	Значение интеграла от квадрата тока в аварийном режиме (используется для выбора защитного предохранителя)	10 125
Критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии, А/мкс	$di/dt_{max}$	$di/dt_{crit}$	Наибольшее значение скорости нарастания тока в открытом состоянии, которую тиристор выдерживает без повреждения	500
Ток в закрытом состоянии, мА	$i_{з.с}$	$i_D$	Ток утечки в закрытом состоянии	600

Параметр	Обозначение в справочной литературе		Смысловое значение*	Значение параметров тиристоров на 6 500 В, 2 650 А
	русское	латинское		
Время включения, мкс	$t_{вкл}$	$t_{gt}$	Время, в течение которого тиристор переходит из закрытого состояния в открытое	3
Время выключения, мкс	$t_{выкл}$	$t_q$	Наименьшее время между переходом анодного тока при выключении и моментом воздействия прямого напряжения, при котором не происходит несанкционированное включение тиристора	800
Заряд обратного восстановления, мкс	$Q_{в}$	$Q_{rr}$	Заряд, выводимый из тиристора при его выключении	2700

\* Точные определения параметров см. в национальных и международных нормативных материалах на полупроводниковые приборы.

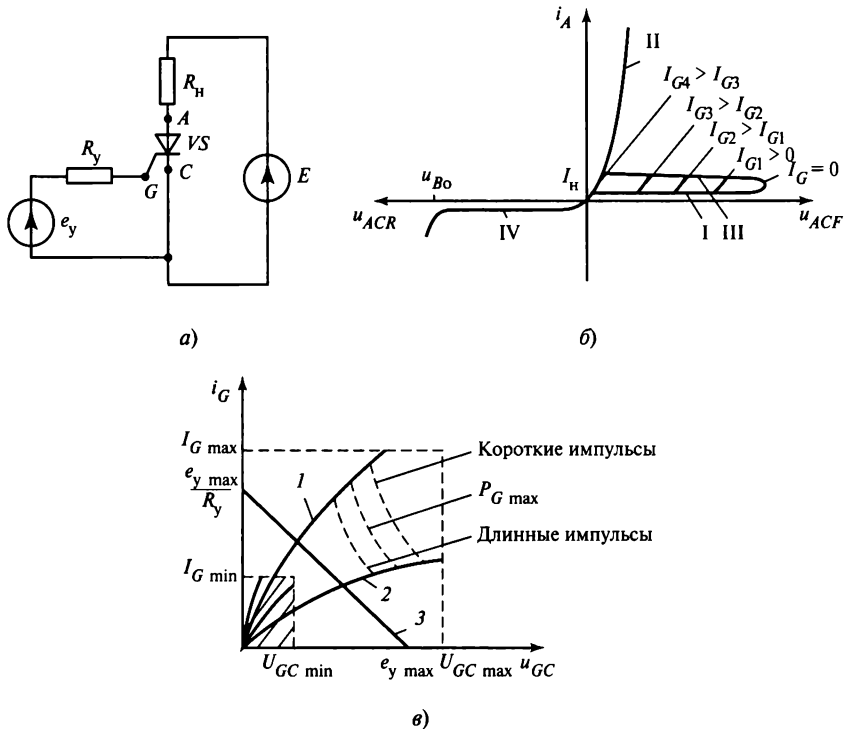


Рис. 1.45. Характеристики тиристора:  
 а — схема включения; б — выходные ВАХ; в — входные ВАХ

стика, определяемая амплитудой источника сигналов управления  $e_{y \max}$  и сопротивлением цепи управления  $R_y$ , должна выбираться с учетом указанных ограничений (прямая 3 на рис. 1.45, в).

В справочной литературе приводятся максимальные и минимальные значения тока и напряжения импульса управления. Часто эти данные представлены в виде графических зависимостей, учитывающих влияние температуры окружающей среды (см. рис. 1.45, в).

### 1.4.3. Динамические характеристики тиристора

Включение тиристора осуществляется подачей импульса тока в цепь управления. На рис. 1.46 показаны временные диаграммы тока и напряжения тиристора при его включении. Время включения  $t_{\text{вкл}}$  состоит из времени задержки  $t_{gd}$  и времени нарастания тока тиристора  $i_A$ . Время задержки определяется от момента времени  $t = t_0$  подачи импульса тока управляющего электрода  $i_G$  (на рис. 1.46 этот импульс имеет идеально крутой фронт) до начала спада напряжения анод—катод тиристора  $u_{AC}$  на 10 % начального значения. Увеличение тока тиристора  $i_A$  закончится в момент времени  $t = t_2$ , когда напряжение  $u_{AC}$  составит 10 % начального значения, а ток  $i_A$  достигнет 90 % установившегося значения. На длительность переходного процесса значительное влияние оказывают нагрузка (активная, индуктивная и др.), амплитуда и скорость нарастания импульса тока  $i_G$  управляющего электрода, температура, напряжение и ток нагрузки. В цепи, содержащей тиристор, не должно возникать недопустимых значений скорости нарастания прямого напряжения  $du_{ACF}/dt$ , при которых может происходить несанкционированное включение тиристора при отсутствии сигнала управления, и скорости нарастания тока  $di_A/dt$ , при превышении которой ток анода не успевает распространиться по всей площади кристалла тиристора, что вызывает прожиг структуры.

Процессы выключения тиристора и диода подобны. На рис. 1.47 представлены временные диаграммы выключения тиристора под воздействием обратного напряжения анод—катод  $u_{ACR}$  с последующим воздействием прямого напряжения анод—катод  $u_{ACF}$ . Вначале прямой ток снижается с определенной параметрами коммутируемой цепи скоростью  $di_A/dt$  до нуля. Затем идет процесс обратного восстановления в течение времени  $t_{RR}$ , когда протекает обратный ток восстановления  $i_{RR}$ . Далее происходит рекомбинация избыточных носителей заряда в течение времени  $t_r$ . Время выключения тиристора составляет  $t_q = t_{RR} + t_r$ . По истечении этого времени тиристор вновь способен выдерживать в закрытом состоянии прямое напряжение, нарастающее со скоростью  $du_{ACF}/dt$ , не превышающей допустимое значение. Если на тиристоре возникнет прямое напряжение  $u_{ACF}$  до истечения времени  $t_r$ , то тиристор перейдет в проводящее состояние без подачи импульса управления, что в большинстве случаев приведет к сбою в работе схемы, т.е.



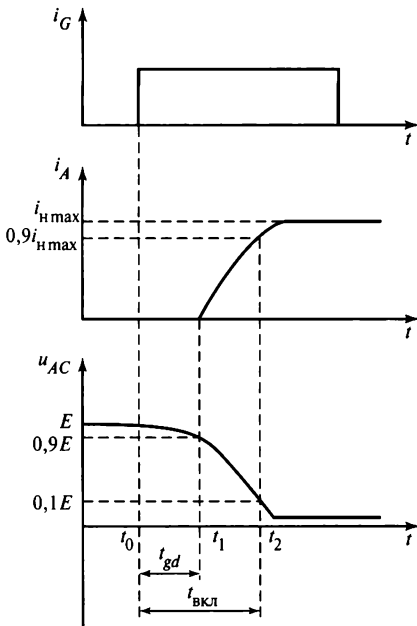


Рис. 1.46. Диаграммы тока и напряжения при включении тиристора

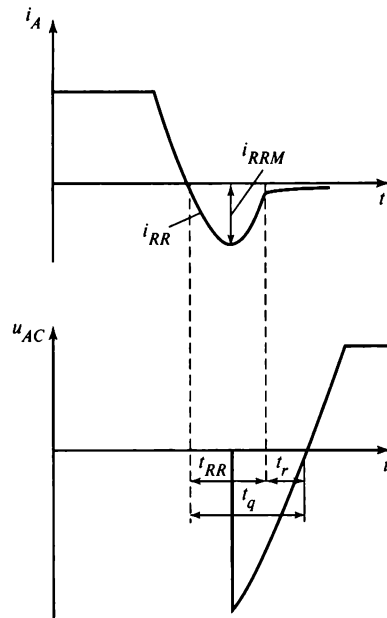


Рис. 1.47. Диаграммы тока и напряжения при выключении тиристора

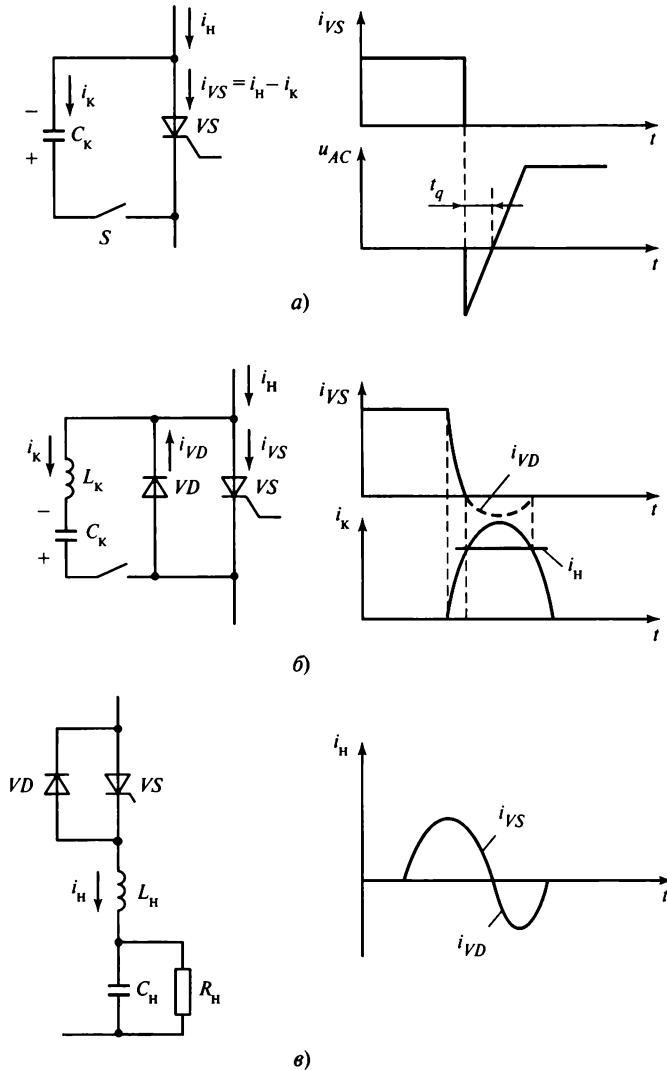
несанкционированному включению тиристора). На время выключения  $t_q$  влияют температура, напряжение, скорость спада прямого тока и нарастание прямого напряжения.

Тиристоры включаются естественным (естественной коммутацией) или принудительным (принудительной или искусственной коммутацией способами). Естественная коммутация происходит под воздействием переменного напряжения сети в момент спадания тока до нуля. Естественная коммутация используется в регуляторах переменного напряжения и выпрямителях.

Принудительная коммутация происходит при подключении предварительно заряженного конденсатора (рис. 1.48, а) или  $LC$ -цепи с предварительно заряженным конденсатором (рис. 1.48, б) либо колебательным переходным процессом в цепи нагрузки, при котором ток нагрузки проходит через нуль (рис. 1.48, в). При коммутации по схеме на рис. 1.48, а подключение коммутирующего конденсатора, например другим вспомогательным тиристором, вызывает его разряд на проводящий основной тиристор. Так как разрядный ток конденсатора направлен встречно прямому току тиристора, последний снижается до нуля и тиристор выключается. Если пренебречь сопротивлением цепи разряда конденсатора, которое обычно очень мало, то можно считать время спада тока в тиристоре равным нулю. Однако восстановление запирающей способности, когда тиристор сможет выдерживать прямое напряжение, наступит после окончания рекомбинации избыточных носителей заряда. Поэтому интервал времени между началом разряда конденсатора и

изменением на нем полярности напряжения под воздействием внешних источников напряжения или тока должен быть больше времени выключения тиристора  $t_q$ .

В схеме на рис. 1.48, б подключение  $LC$ -контура вызывает колебательный разряд коммутирующего конденсатора  $C_k$ . Разрядный ток вначале протекает в тиристоре встречно прямому току, и, когда они становятся равными, тиристор выключается. Далее ток  $LC$ -контура переходит из тиристора  $VS$  в диод  $VD$ . Пока через диод  $VD$  протекает ток контура, к тиристору  $VS$  будет приложено обратное напря-



**Рис. 1.48. Способы коммутации тириستоров:**

а — посредством подключения заряженного конденсатора; б — посредством колебательного разряда  $LC$ -контура; в — за счет колебательного изменения тока в нагрузке

жение, равное падению напряжения на включенном диоде. Этот интервал времени должен быть больше времени выключения тиристора  $t_q$ , включающего время восстановления запирающей способности.

В схеме на рис. 1.48, в подключение тиристора  $VS$  к комплексной  $RLC$ -нагрузке вызывает переходный процесс в цепи нагрузки. Этот процесс может иметь колебательный характер при изменении полярности тока нагрузки  $i_n$ . В этом случае после выключения тиристора  $VS$  происходит включение диода  $VD$ , который проводит ток противоположной полярности. Время проводящего состояния диода, как и в схеме на рис. 1.48, б, должно быть больше времени выключения тиристора. Иногда этот способ коммутации называют *квазиестественным*, так как он связан с изменением полярности тока нагрузки, как и в цепи переменного тока.

**Защита тиристорov.** Тиристоры являются приборами критичными к скоростям нарастания прямого тока  $di_A/dt$  и прямого напряжения  $du_{ACF}/dt$ . В тиристорах протекает обратный ток восстановления  $i_{RR}$ , резкое падение которого до нуля приводит к возникновению перенапряжений высоких значений. Такие перенапряжения являются следствием резкого прекращения тока в индуктивных элементах схемы, включая малые индуктивности монтажа, рассеяния трансформаторов и т.п. Поэтому для защиты тиристорov от перенапряжений обычно используют демпфирующие  $RC$ -цепи.

Для защиты от высоких значений  $di_A/dt$  в цепях с малым полным сопротивлением последовательно включается линейный или насыщающийся реактор. Однако в большинстве случаев внутреннее индуктивное сопротивление источников напряжения, входящих в цепь включаемого тиристора, оказывается достаточным, чтобы не вводить дополнительные индуктивности. Поэтому ограничиваются  $RC$ -цепями, подключенными параллельно тиристору.

Защита от перегрузок и КЗ реализуется различными способами, ограничивающими максимальное значение тока и время его протекания, в частности быстродействующими предохранителями. При этом предохранитель выбирается по значению защитного показателя  $\int i^2 dt$ , который должен быть меньше защитного показателя тиристора.

#### 1.4.4. Типы тиристорov

Основным направлением совершенствования тиристора являлось повышение его быстродействия. Быстродействующие тиристоры используются в инверторах с принудительной коммутацией тиристорov. Кроме того, улучшаются следующие характеристики тиристорov: повышаются значения блокируемого напряжения, коммутируемого тока, допустимых значений  $di_A/dt$ ,  $du_{ACF}/dt$ ,  $du_{ACR}/dt$  и др. Одним из решений, позволивших увеличить значение пробивного прямого напряжения и одновременно уменьшить время выключения, было создание асимметричных тиристорov (*asymmetrical control rectifier* — *ASCR*) [64]. В основу этого решения было положено изменение распределения концентрации носителей

в кристалле тиристора. Однако при этом было снижено обратное блокирующее напряжение (до нескольких десятков вольт).

Введение дополнительного тиристора (рис. 1.49), интегрированного с основным по цепи управления, существенно сократило время включения тиристора [16]. Распределенная структура управляющего перехода (рис. 1.50) позволила сократить расстояние для распространения электронно-дырочной плазмы при подаче импульса управления и тем самым ускорить процесс включения [16]. Фирмой ABB Semiconductor разработаны тиристоры с закороченными участками катода. Такая конструкция позволила повысить его стойкость к нарастанию положительного напряжения. Эквивалентная схема модели тиристора с закороченными участками катода приведена на рис. 1.51.

В настоящее время созданы следующие типы тиристоров.

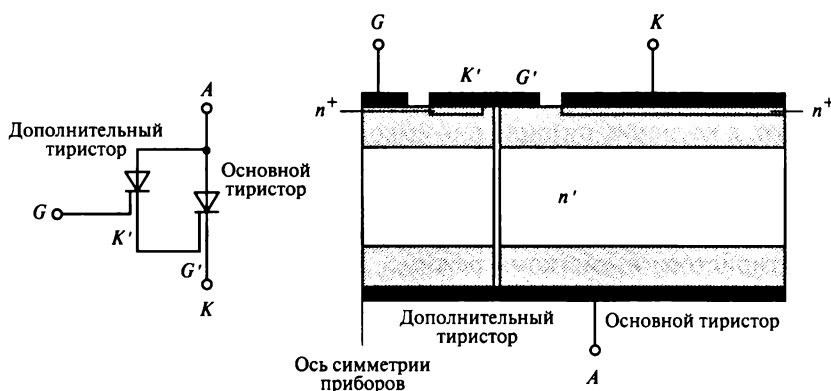


Рис. 1.49. Эквивалентная схема и структура тиристора с дополнительным тиристором в цепи управления

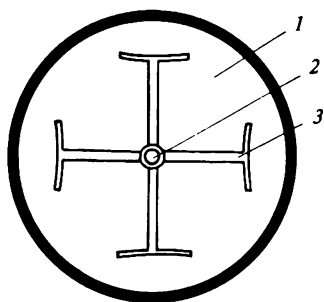


Рис. 1.50. Распределенная структура дополнительного тиристора в цепи управления: 1 — катод; 2 — управляющий электрод; 3 — структура тиристора

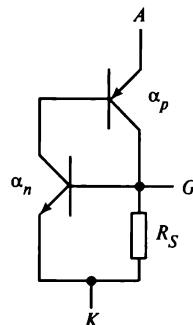
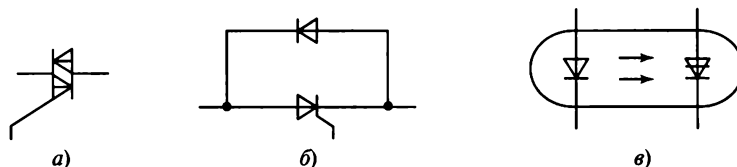


Рис. 1.51. Эквивалентная схема транзисторной модели тиристора с закороченными участками катода



**Рис. 1.52. Схемы различных типов тиристоров:**

*а* — симметричный тиристор; *б* — тиристор, проводящий ток в обратном направлении; *в* — фототиристор

1. Симметричные тиристоры (TRIAC), представляющие собой интегральное соединение структуры двух встречноключенных тиристоров в одном приборе с общим электродом управления (рис. 1.52, *а*). Эти приборы используются для фазового управления в цепях переменного тока.

2. Тиристоры, проводящие обратный ток, выполненные в интегральном исполнении по схеме со встречноключенным (обратным) диодом (рис. 1.52, *б*). В схемах с индуктивной нагрузкой после выключения тиристора ток, обусловленный индуктивностью нагрузки, протекает через диод в обратном направлении. Такие приборы позволяют производить рекуперацию энергии, накопленной в индуктивности нагрузки, в источник питания или емкостной накопитель (обычно фильтр) в зависимости от схемы электронного устройства. Наличие обратного диода улучшает условия выключения тиристора, так как при протекании тока в диоде к тиристорному прикладывается небольшое обратное напряжение, обеспечивающее выключение тиристора в «мягком» режиме. Использование быстродействующих диодов позволяет уменьшить время выключения тиристора, т.е. повысить его быстродействие.

3. Оптоуправляемые тиристоры (фототиристоры) (рис. 1.52, *в*), включающиеся воздействием светового потока на структуру управления. Световой сигнал управления подключается к тиристорному устройству через оптокабели, проводящие световой поток. Эффект включения от воздействия светового потока обусловлен генерацией дополнительных носителей заряда в облучаемой полупроводниковой структуре.

Тиристоры являются наиболее мощными электронными ключами, способными коммутировать электрические цепи напряжением до 9 кВ токами до 8 кА. Время выключения быстродействующих тиристоров достигает нескольких микросекунд. Конструктивные исполнения тиристоров и диодов во многом сходны.

### 1.4.5. Запираемые тиристоры

Запираемый тиристор (gate turn off thyristor — GTO) — тиристор, который может быть переключен из открытого состояния в закрытое и наоборот путем подачи на управляющий электрод сигналов соответствующей полярности. Для выключения запираемых тиристоров (ЗТ) достаточно подать на его управляющий электрод импульс тока отрицательной полярности. Четырехслойные структуры типа *p-n-p-n* запираемого и обычного тиристоров подобны. Это четырехслойные полупроводниковые приборы с тремя силовыми выводами. Требования к их кон-

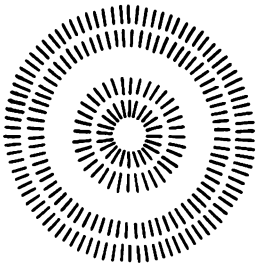


Рис. 1.53. Вид сильноразветвленного катода запираемого тиристора

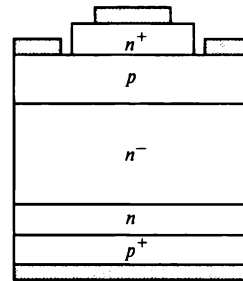


Рис. 1.54. Структура запираемого тиристора с «прозрачным» эмиттером

структивному исполнению различны. Более того, реализация процесса эффективного запираания ЗТ потребовала более сложной технологии их производства. Поэтому долгое время они не применялись, так как коммутируемая ими мощность была существенно меньше по сравнению с мощностью, коммутируемой традиционными тиристорами. В настоящее время запираемые тиристоры являются одними из наиболее мощных электронных, полностью управляемых ключей.

Наиболее существенным изменением в конструкции современных ЗТ по сравнению с тиристорами стало изменение катодных эмиттеров, в основу которой было положено максимальное увеличение поверхности протекания электронно-дырочной плазмы от управляющего электрода к катоду при одновременном сокращении путей ее протекания. Это достигнуто созданием сильноразветвленного катода, выполненного из большого числа сегментов, расположенных в виде концентрических окружностей, имеющих общий контакт с управляющим электродом (рис. 1.53) [16]. Сегмент катода обычно имеет длину 2—3 мм, а ширину 100—300 мкм. При выключении ЗТ быстрое увеличение запирающего тока управляющего электрода приводит к быстрому уменьшению тока катода и выключению ЗТ.

Существуют различные способы улучшения параметров ЗТ. Например, фирма АВВ разработала новую технологию этих приборов на основе введения буферного  $n$ -слоя и сокращения толщины анодного эмиттера, называемого «прозрачным», с увеличенной концентрацией носителей  $n$  в области анода (рис. 1.54) [16]. В результате были уменьшены потери мощности при выключении.

В настоящее время существуют три группы модификаций ГТО, блокирующие обратное напряжение:

- симметричные ЗТ, способные блокировать равные прямое и обратное напряжение;
- асимметричные ЗТ, не выдерживающие обратное напряжение;
- обратнопроводящие ЗТ, проводящие ток в обратном направлении, так как в них входят встречновключенные быстродействующие диоды.

Для повышения отключающей способности и минимизации емкостей цепей формирования траектории переключения вплоть до их полного исключения был

создан прибор с использованием драйвера малой индуктивности, называемый *тиристор, коммутируемый по управлению* (gate commutated thyristor — GCT). Полный ключ, объединяющий GCT и элементы драйвера очень низкой индуктивности (рис. 1.55), называется коммутируемым тиристором с *интегрированным управлением* (integrated date commutated thyristor — IGCT). Главное различие между GTO (ЗТ) и тиристорами GCT и IGCT заключается в переводе полного анодного тока с катода на управляющий электрод за очень короткое время. Преимуществом такого принципа выключения GCT и IGCT является существенное повышение их быстродействия. Кроме того, становится возможным осуществить коммутацию без ЦФТП (в современной технической литературе используется термин «коммутация без снаббера» или «бесснабберная коммутация»). За счет сокращения времени коммутации стало возможным значительно сократить энергию необходимую для выключения, что позволило объединить драйвер, содержащий конденсаторы для обеспечения запирающего импульса управления, и IGCT.

Максимальное значение отрицательного тока выключения  $I_{GQM}$  рассчитывается из наиболее тяжелых условий коммутации. Оно соизмеримо с выключаемым током и составляет примерно 30 % максимально допустимого значения запираемого тока. Например, для GTO SSGA30I 4502 фирмы АВВ при максимальном токе 3 000 А ток  $I_{GQM}$  составляет примерно 600—800 А в зависимости от параметров снаббера. Однако энергия выключения за один импульс  $E_{\text{выкл}}$  незначительна и составляет 18—24 Дж за один импульс [16].

В приборах типов GCT и IGCT отрицательный ток выключения очень быстро достигает значений анодного тока. Поэтому они относятся к приборам с коэффициентом усиления по выключению, равным единице, а также к категории запираемых тиристоров с «жестким» выключением.

В настоящее время созданы запираемые тиристоры с максимальными значениями напряжения до 6 кВ и тока до 6 кА [16]. Различные модификации запираемых

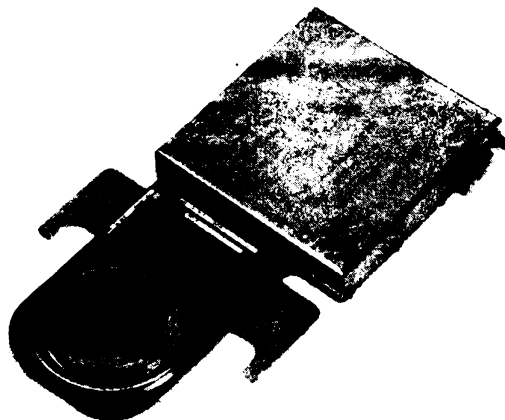


Рис. 1.55. Общий вид запираемого тиристора с интегрированным управлением (IGCT) на напряжение 4,5 кВ и ток 4 кА

тиристоры имеют свою предпочтительную область применения. Например, ГТО с тонким эмиттером целесообразно использовать в схемах с очень низкими потерями мощности и стандартными ЦФТП (500 В/мкс), ГСТ могут успешно использоваться для последовательного соединения или бесснабберной работы. Подробные рекомендации и перспективы развития этих тиристоров приведены в [16].

Параметры запираемых тиристоры и ГСТ приведены в табл. 1.5.

К другой категории относят запираемые тиристоры, в которых процессу выключения способствуют дополнительные транзисторы. К ним относятся тиристоры, в управлении которыми участвуют МОП-транзисторы или дополнительный тиристор.

Запираемые тиристоры, в которых МОП-транзисторы участвуют в выключении, называются МОП-управляемыми тиристорами (МСТ). Эти тиристоры являются интегральными приборами, которые состоят из десятков тысяч ячеек, имеющих электрические связи. Каждая ячейка имеет тиристорную структуру типа  $p-n-p-n$  со встроенными МОП-транзисторами, обеспечивающими включение и выключение тиристора при подаче сигналов управления на управляющий электрод. При этом один МОП-транзистор используется для включения, а другой для выключения прибора. Соотношение числа тиристорных ячеек и подключенных к ним МОП-транзисторов зависит от модификации схемотехнического исполнения МСТ. На рис. 1.56 представлена эквивалентная схема одной из модификаций МСТ. Схема Р-МСТ [17] состоит из биполярных транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ , соединенных по схеме, эквивалентной однооперационному тиристорному, и двух полевых транзисторов (ПТ). Полевой транзистор  $p$ -канального типа работает на включение (ПТ вкл.), а  $n$ -канального типа (ПТ выкл.) — на выключение. Согласно эквивалентной схеме полевые транзисторы обеспечивают регенеративные процессы переключения тиристора за счет обратных связей с биполярными структурами. Включение Р-МСТ осуществляется подачей отрицательного относительно анода импульса напряжения на управляющий электрод  $G$  при наличии прямого напряжения  $u_{ACF}$ , приложенного к Р-МСТ. При этом происходит включение МОП-транзистора ПТ вкл., кото-

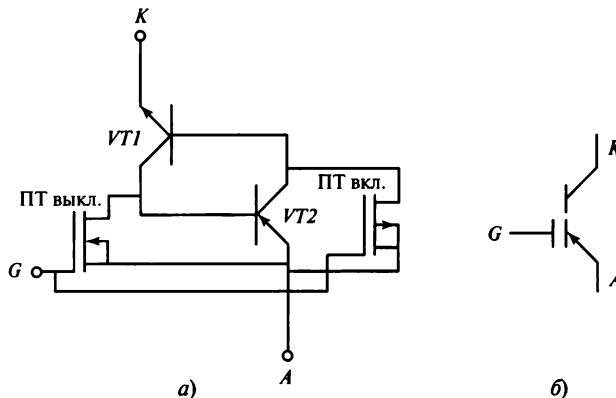


Рис. 1.56. МОП-управляемый тиристор (Р-МСТ):  
а — эквивалентная схема; б — обозначение



Таблица 1.5

Основные параметры запираемых тиристоров

Параметр	Обозначение в справочной литературе	Смысловое значение*	Характерные значения	
			GTO	GCT
Прямое падение напряжения, В	$V_T$	Напряжение на включенном тиристоре	3,9	2,7
Повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии, В	$V_{DRM}$	Прямое напряжение в закрытом состоянии	4 500	4 500
Максимальный средний ток, А	$I_{TAV}$	Среднее значение тока анода, не приводящее к превышению температуры тиристора	960	1400
Максимальный действующий ток, А	$I_{TRMS}$	Действующее значение тока анода, не приводящее к превышению температуры тиристора	1 510	2 200
Максимально допустимый запираемый ток, А	$I_{TGM}$	Определяется способностью отключить мгновенное значение тока	3 000	4 000
Запирающий импульсный ток управления, А	$I_{GQM}$	Ток управляющего электрода, необходимый для выключения максимального запираемого тока	800	4 000
Ударный неповторяющийся прямой ток, кА	$I_{TSM}$	Ток, при протекании которого превышает максимально допустимая температура перехода, но который возникает однократно в аварийных режимах и не приводит к выходу тиристора из строя	40	40
Защитный показатель, $A^2 \cdot c$	$\int i^2 dt$	Значение интеграла от квадрата тока в аварийном режиме (используется для выбора защитного предохранителя)	$0,8 \cdot 10^6$	$0,81 \cdot 10^6$
Критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии, А/мкс	$di/dt_{crit}$	Наибольшее значение скорости нарастания тока в открытом состоянии, которую тиристор выдерживает без повреждения	500	500
Время включения, мкс	$t_{on}$	Время, в течение которого тиристор переходит из закрытого состояния в открытое	100	10
Время выключения, мкс	$t_{off}$	Время, в течение которого тиристор переходит из открытого состояния в закрытое	100	10

\*Точные определения параметров см. в национальных и международных нормативных материалах на полупроводниковые приборы.

рый отпирает транзистор  $VT1$ , что вызывает включение транзистора  $VT2$  в режиме регенерации, как в однооперационном тиристоре. В результате Р-МСТ переходит в проводящее состояние, которое сохраняется после снятия импульса управления.

Выключение Р-МСТ осуществляется подачей положительного импульса на управляющий электрод относительно анода, что приводит к включению транзистора ПТ вкл. и разрыву его обратной связи с транзистором  $VT1$  (коллектор  $VT2$  — база  $VT1$ ). В результате происходит выключение схемы Р-МСТ. Так как задача и условия функционирования ПТ вкл. и ПТ выкл. транзисторов различны, то и количество их связей с транзисторами  $VT1$  и  $VT2$  также различно. Например, транзистор  $VT2$  в каждой ячейке связан с ПТ выкл. В то же время примерно 4 % транзисторов  $VT2$  имеют связь с ПТ вкл, что достаточно для обеспечения процесса включения.

Схема из модификации МСТ имеет ряд преимуществ перед другими типами силовых приборов: более низкое падение напряжения в проводящем состоянии, быстродействие и управляемость [10].

Из новых разработок по совершенствованию характеристик ГТО следует отметить тиристор, запираемый по эмиттеру (ЕТО). Принцип действия этого запираемого тиристора основан на введении дополнительного ключа, состоящего из большого числа параллельно соединенных сильноточных МОПБТ. Такой ключ включается последовательно с катодом ГТО для его выключения [71].

В Японии активно развиваются технологии силовых приборов и, в частности, запираемых тиристоров со статической индукцией (SITh), которые не получили в настоящее время распространение среди изготовителей силовой электронной продукции других стран.

### Контрольные вопросы

1. Объясните принцип работы тиристора с помощью двухтранзисторной модели. В чем заключается положительная обратная связь?
2. Почему отсутствие тока управляющего электрода не приводит к выключению тиристора?
3. Какое прямое напряжение может выдержать тиристор при отсутствии импульса управления?
4. Какими кривыми входной ВАХ ограничен импульс управления тиристором?
5. Какие условия необходимо создать для перехода тиристора в проводящее состояние?
6. Определить емкость коммутирующего конденсатора, заряженного до напряжения  $U_C = 300$  В для выключения тиристора, проводящего ток нагрузки  $I_C = 100$  А. Ток нагрузки на интервале выключения постоянный.
7. Чем симметричные тиристоры отличаются от обратноточных?
8. В чем преимущества и недостатки оптоуправляемых тиристоров?
9. В чем отличие прибора GCT от прибора IGCT?

## 1.5. Общая характеристика силовых полупроводниковых ключей и модулей

### 1.5.1. Сравнение силовых электронных ключей

Основными показателями, определяющими область применения приборов, являются значение коммутируемой мощности и быстродействие. Условно коммутирующую мощность можно разделить на три диапазона: низкую (до 100 кВт), среднюю (100 кВт — 10 МВт) и высокую (10 МВт — 100 МВт и более). Соответственно по быстродействию можно выделить низкочастотные (до 3 кГц), среднечастотные (до 20 кГц) и высокочастотные (1 МГц и выше) диапазоны рабочих частот. Наиболее перспективным прибором низкой мощности является МОП-транзистор. Его мощность ограничена значением номинального напряжения, которое обычно не превосходит 500 В, так как повышение последнего связано с увеличением сопротивления транзистора в открытом состоянии  $R_{DS\ on}$ . Например, в [14] приведены данные ведущих зарубежных фирм о значениях сопротивления  $R_{DS\ on}$  транзисторов, которое было уменьшено почти в 3 раза. В 2000 г. фирмой Infineon Technologies на основе новой технологии начат выпуск МОП-транзисторов (Cool-MOS) на рабочие напряжения 40—75 В, токи до 80 А и сопротивление в открытом состоянии 3,6—7,4 мОм. Быстродействие этих приборов значительно выше быстродействия большинства приборов. Они широко применяются в схемах вторичных источников питания, статических реле, устройствах автоматики и т.п.

Приборы МОПБТ имеют рабочее напряжение до 3,5 кВ при токе 1 200 А и более. Создание модуля высокого напряжения HVIGBT позволяет использовать приборы этого типа в качестве ключей большой мощности. При этом управляемость модуля превосходит управляемость приборов типов GTO и GCT.

В настоящее время транзисторы МОП являются основными приборами для преобразователей частоты в системах электропривода и инверторов для систем бесперебойного электроснабжения средней мощности. Модули HVIGBT применяются в преобразователях энергетики, в частности для «вставок» постоянного тока в линиях электропередачи и тяговом электротранспорте.

Наиболее мощным, но низкочастотным и не полностью управляемым остается традиционный тиристор. На рис. 1.57 представлена диаграмма развития тиристор [20], из которой видно, что в настоящее время номинальная мощность запираемых тиристоров GCT и GTO достигает значений мощности традиционного тиристора, выполненного на шестидюймовой пластине кристалла кремния. Более детальное сравнение GTO и GCT показывает, что применение последнего позволяет улучшить КПД инвертора мощностью 10 МВ · А и снизить его массу примерно на 25 % за счет отсутствия ЦФТП.

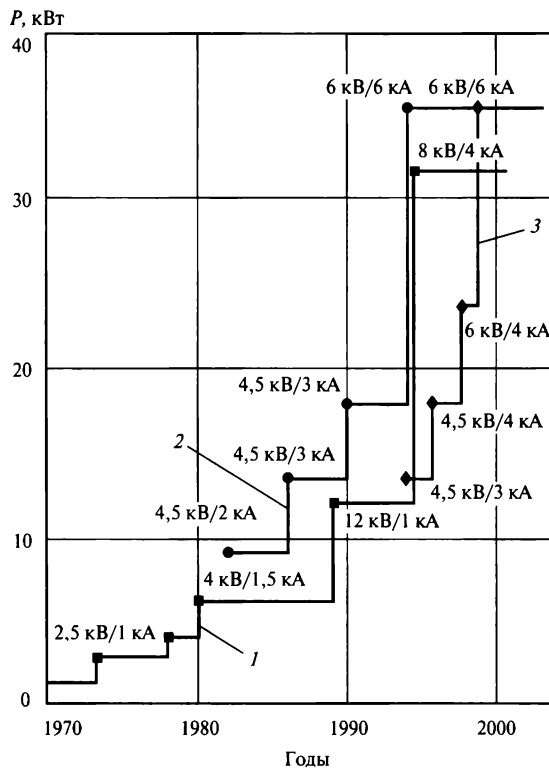


Рис. 1.57. Этапы развития тиристорных силовых ключей:  
1 — традиционные; 2 — GTO; 3 — GCT

## 1.5.2. Тенденции развития силовых полупроводниковых приборов

Из приведенных выше данных следует, что характеристики силовых электронных ключей за последние годы динамично улучшаются. Основой этих процессов являются новые технические решения в области конструкций структур приборов и развитие электронных технологий, позволяющих их реализовать. Подтверждением этому является создание:

- МОП-транзисторов с очень низким сопротивлением в открытом состоянии (Cool-MOS);
- модификаций GTO с «прозрачным» эмиттером, «буферным» слоем, сильно разветвленным катодом в виде большого числа интегрированных сегментов, с шунтированием большого числа участков анода;
- приборов GCT и IGCT с «жестким» управлением;
- модуля высокого напряжения IGBT.

Этот список может быть значительно расширен. В то же время практически все силовые электронные ключи выполняются на основе кристаллов кремния с добав-

кой различных примесей, изменяющих характер проводимости структур приборов. Успехи развития полупроводниковых приборов на базе кремния не исключали проведения многолетних научных исследований в целях замены его новым материалом, позволяющим значительно улучшить характеристики полупроводниковых приборов. Краткий обзор результатов этих работ приведен в [20], где приводятся следующие материалы, которые рассматриваются как потенциальные заменители кремния: арсенид галлия (GaAs), разновидности карбида кремния (SiC). По ряду своих свойств, имеющих важное значение для характеристик полупроводников, они значительно превосходят кремний. Однако в настоящее время существуют нерешенные технические проблемы замены ими кремния.

Арсенид галлия позволяет получить меньшее сопротивление в проводящем состоянии, повысить быстродействие, пробивное напряжение и рабочую температуру полупроводниковых приборов. Однако механические свойства GaAs затрудняют создание пластин кристалла диаметром, необходимым для производства мощных приборов.

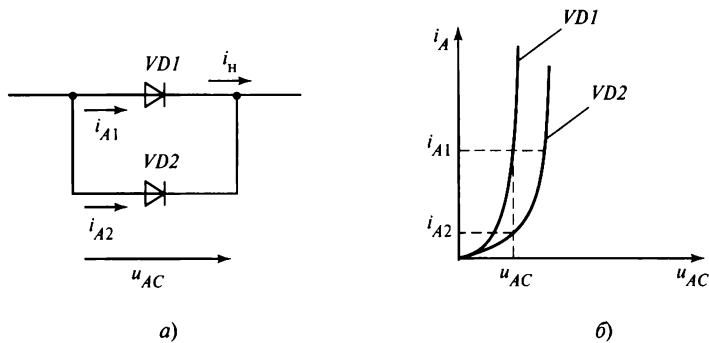
Карбид кремния имеет значительные преимущества перед кремнием в обеспечении электрических характеристик приборов: сопротивления, стойкости к пробивному напряжению и способности работать при высоких температурах. Однако его механические свойства не позволяют создавать в настоящее время пластины диаметром более 1 дюйма.

Из рассмотренных в [20] материалов наиболее перспективным считается карбид кремния. В настоящее время разработаны диоды Шоттки, падение напряжения которых в проводящем состоянии составляет 1,2 В в приборе, рассчитанном на напряжение 1 600 В. Развитие и внедрение технологий на основе SiC позволит снизить потери в силовых ключах в десятки раз, что откроет новый этап в развитии силовой электроники.

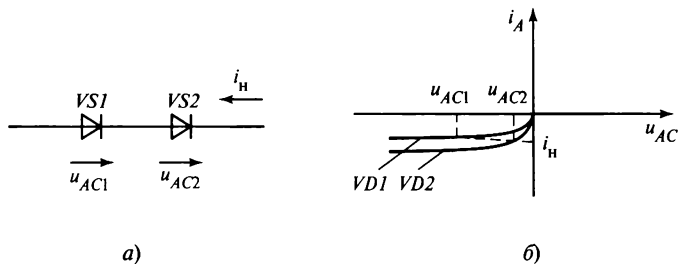
### 1.5.3. Модули силовых электронных ключей

**Последовательное и параллельное соединение ключевых элементов.** На практике нередко возникает необходимость параллельного или последовательного соединения однотипных ключей. Обычно причиной этому является потребность в увеличении коммутируемых токов и напряжений или повышении надежности схемы посредством резервирования силовых ключей. Рассмотрим эти вопросы на примере соединения простейших видов ключей — диодов. При параллельном соединении диодов (рис. 1.58, *а*) токи между ними в установившемся режиме включенного состояния каждого из них распределяются неравномерно. Причиной этому является неидентичность статических ВАХ параллельно соединенных диодов, находящихся в проводящем состоянии (рис. 1.58, *б*), что снижает допустимый уровень суммарного тока диодов.

При последовательном соединении диодов может возникать неравномерное распределение обратного напряжения между диодами (рис. 1.59) из-за различия статических ВАХ диодов.



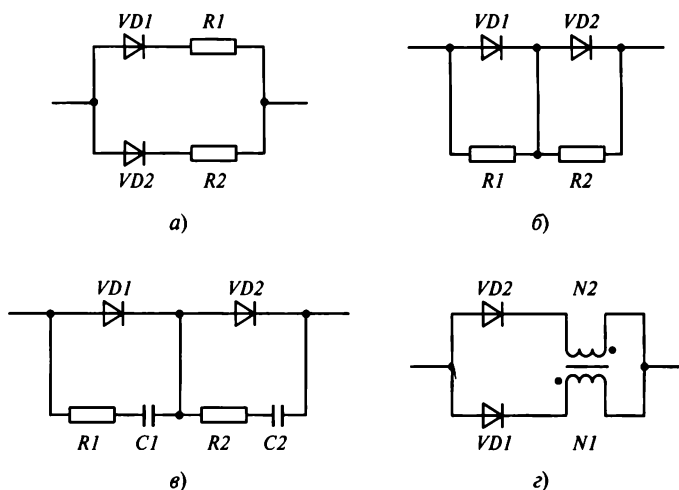
**Рис. 1.58. Параллельное соединение диодов:**  
 а — схема; б — ВАХ диодов



**Рис. 1.59. Последовательное соединение диодов:**  
 а — схема; б — ВАХ диодов

Равномерное распределение токов или напряжений за счет подбора ключей с малоразличающимися ВАХ экономически нецелесообразно. Более простой метод выравнивания токов является использование дополнительных выравнивающих резисторов. Для выравнивания токов используются низкоомные резисторы, включаемые последовательно с диодами (рис. 1.60, а). При последовательном соединении применяют высокоомные резисторы, подключаемые параллельно диодам (рис. 1.60, б). Однако использование резисторов как при параллельном, так и при последовательном соединении приводит к дополнительным потерям мощности. Кроме того, параллельно подключаемые резисторы увеличивают обратные токи, снижая блокирующую способность диодов.

Неравномерность в распределении токов и напряжений возникает также при динамических режимах переключения диодов из одного состояния в другое. Для устранения таких явлений используют  $RC$ -цепи при последовательно соединенных диодах (рис. 1.60, в) и магнитно-связанные реакторы (рис. 1.60, г) при параллельном соединении диодов. Магнитодвижущие силы реакторов должны быть направлены так, чтобы при равных токах в них не возникали ЭДС самоиндукции. Например, для двух диодов двухобмоточный реактор выполняется со встречно-включенными обмотками с равным числом витков.



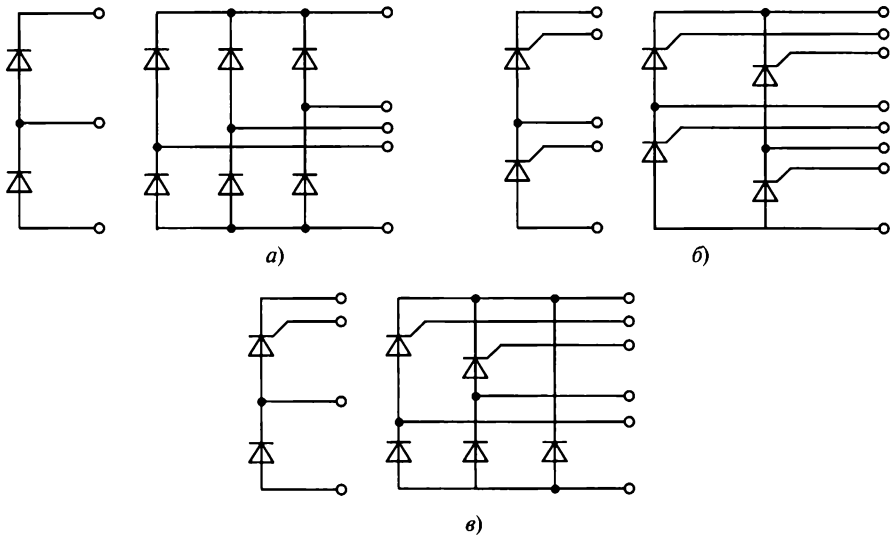
**Рис. 1.60. Выравнивающие цепи:**

*а* — параллельное включение в статическом режиме; *б* — последовательное включение в статическом режиме; *в* — последовательное включение в динамическом режиме; *г* — параллельное включение в динамическом режиме

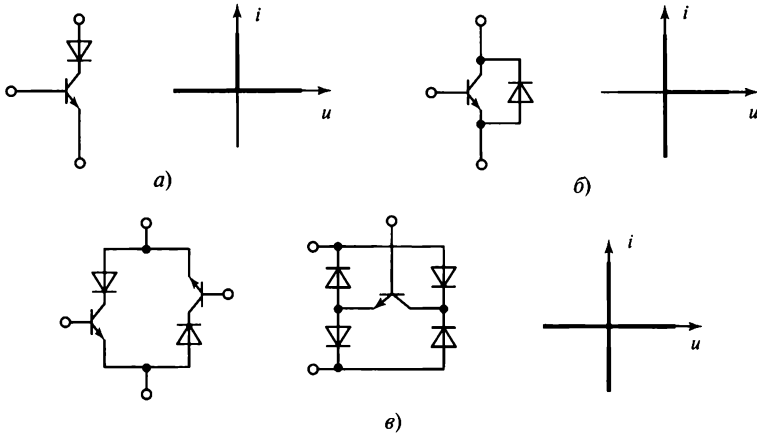
Подобные методы используются и при соединении тиристорov, транзисторов и других ключей. Однако при включении МОПБТ равномерное распределение токов при параллельном соединении достигается без введения дополнительных резисторов. Это объясняется тем, что тиристоры имеют положительный температурный коэффициент их сопротивлений в открытом состоянии  $R_{DS\ on}$ . Поэтому перегрузка по току одного из транзисторов приводит к повышению его температуры и, следовательно, сопротивления  $R_{DS\ on}$ , что снижает ток перегруженного транзистора. Аналогичными свойствами обладают транзисторы МОПБТ последних поколений.

**Схемы модулей ключей.** Для улучшения технико-экономических показателей силовых электронных устройств: преобразователей, регуляторов и др. — используются интегрированные силовые ключи, соединенные по типовым, наиболее распространенным схемам. Интегрированные приборы размещают в пластмассовом корпусе с теплоотводящим основанием. При этом металлическое основание для отвода тепла отделяется от токопроводящих элементов специальным электроизоляционным слоем. Этот слой, с одной стороны, обеспечивает необходимую электрическую изоляцию интегрированных элементов, а с другой — хорошую теплопроводность между токопроводящими элементами и металлическим основанием для отвода тепла из модуля.

Схемы соединения силовых элементов в модулях обычно соответствуют типовым схемам преобразования параметров электрической энергии (например, однофазные и трехфазные мостовые схемы выпрямителей и инверторов, схемы двухтактных ключевых регуляторов и др.). На рис. 1.61 изображены типовые принципиаль-



**Рис. 1.61. Схемы силовых модулей:**  
*a* — диодные; *б* — тиристорные; *в* — диодно-тиристорные



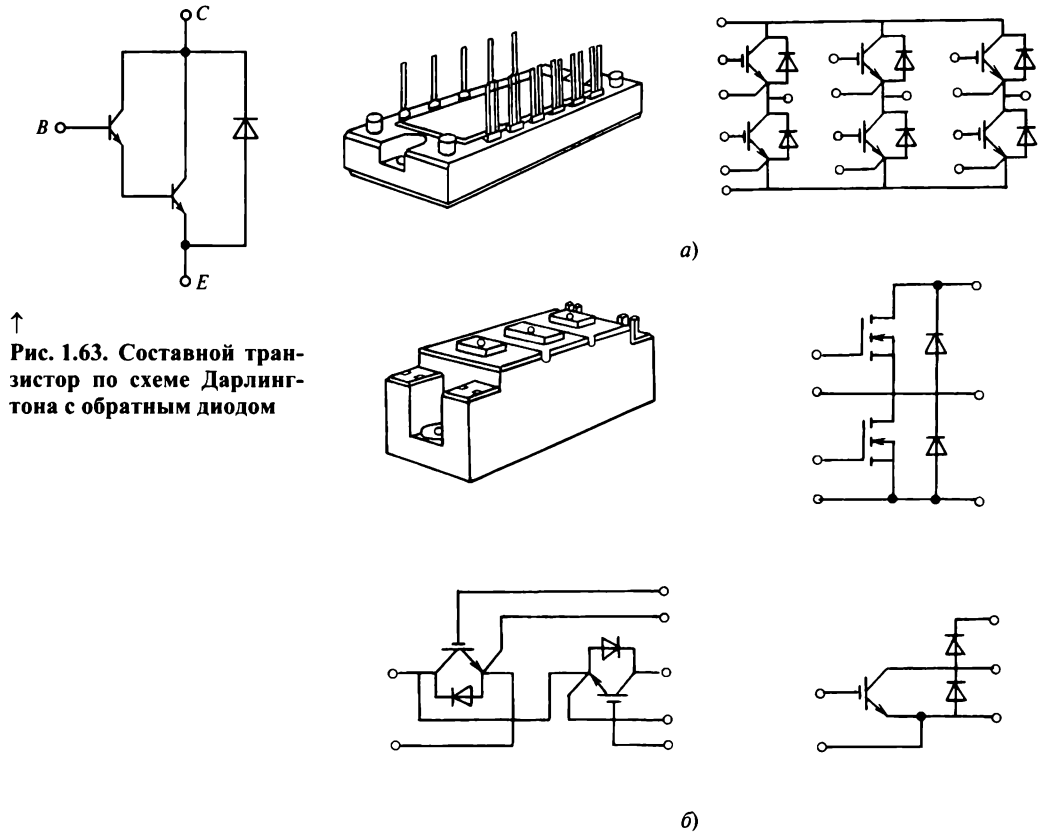
**Рис. 1.62. Идеальные ВАХ силовых модулей:**  
*a* — однопроводный ключ, блокирующий обратное напряжение; *б* — двухпроводный ключ, не блокирующий обратное напряжение; *в* — двухпроводный ключ, блокирующий обратное напряжение

ные схемы диодных, тиристорных и диодно-тиристорных модулей. Аналогичные схемы используют и в транзисторных модулях. На основе последовательного и параллельного соединений транзисторов создаются модули ключей с двунаправленной проводимостью, выдерживающие обратное и прямое напряжение в закрытом состоянии для цепей постоянного и переменного тока (рис. 1.62). Создание широкой гаммы модулей значительно сокращает затраты на разработку и производство силовых электронных устройств.



Для соединения биполярных транзисторов используется схема Дарлингтона. На рис. 1.63 показана интегральная однокаскадная схема Дарлингтона со встречно-включенным диодом. При этом общий коэффициент усиления по току становится равным произведению коэффициентов транзисторов, входящих в каскад, т.е. может возрастать на несколько порядков. Однако одновременно снижается быстродействие модуля в целом и увеличивается входное напряжение  $U_{BE}$ .

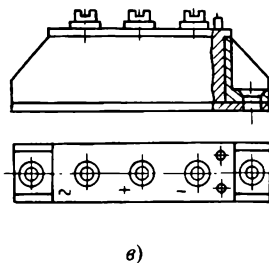
Следует отметить, что большинство транзисторов на большие токи являются модулями с параллельным соединением бескорпусных одиночных транзисторов.



↑  
Рис. 1.63. Составной транзистор по схеме Дарлингтона с обратным диодом

→  
Рис. 1.64. Конструктивное исполнение силовых модулей:

*a* — трехфазный транзисторный модуль; *б* — двухключевой транзисторный модуль; *в* — тиристорный модуль



в)

Особенно широко такая интеграция используется при создании сильноточных транзисторов МОП-ПТ и МОПБТ.

Силовые модули выполняются в корпусах, предназначенных для поверхностного монтажа (рис. 1.64).

**«Разумные» интегральные схемы.** Развитие высоких технологий в области силовой электроники привело к концу 80-х годов к созданию новой элементной базы, получившей название «разумные» силовые интегральные схемы (smart power integrated circuits) или «интеллектуальные» силовые интегральные схемы (ИСИС). «Интеллектуальные» силовые интегральные схемы являются электронными модулями, объединяющими в одном кристалле (или корпусе) силовые электронные компоненты, например силовые транзисторы, и схемы их управления, защиты, диагностики состояния модуля, а также различные интерфейсы. Последние позволяют обеспечить функционирование модуля в системе с учетом обмена информацией и контроля более высокого уровня. Эти схемы можно определить как устройства, функционально и конструктивно объединяющие элементы силовой и информационной электроники на основе высоких технологий их интеграции. На рис. 1.65 приведена интегральная схема МОП-ключа серии PROFET фирмы Infineon Technologies AG. В интегральной схеме силовой ключ объединен с функциональными узлами и элементами управления и защиты.

«Интеллектуальные» силовые интегральные схемы могут создаваться в одном кристалле или посредством объединения элементов в одном корпусе по гибридной технологии. Монокристалльные ИСИС имеют более сложную технологию производства по сравнению с гибридными модулями. Однако монокристалльные ИСИС более компактны и надежны. Основой монокристалльных ИСИС стали МОП-структуры. В качестве силовых ключей в таких модулях используются силовые МОП-транзисторы и транзисторы с изолированным затвором (МОПБТ).

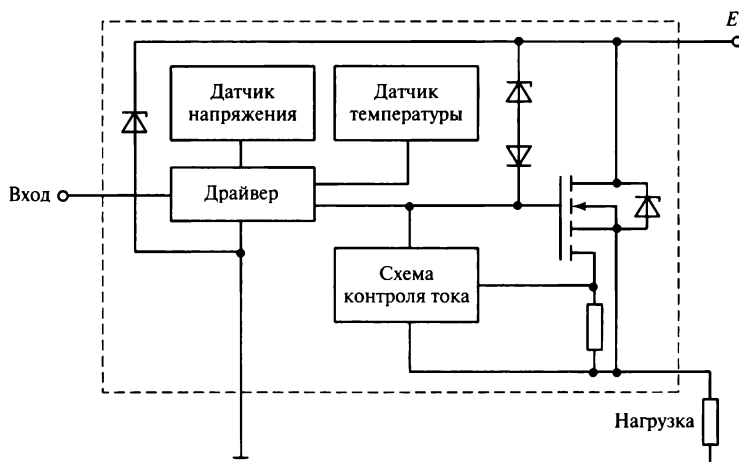


Рис. 1.65. Структурная схема ИСИС МОП-ключа серии PROFET фирмы Infineon Technologies AG

Основными преимуществами ключей этого типа являются малая мощность управления и высокая рабочая частота. На основе МОП-технологий, обеспечивающих высокую плотность интеграции элементов в кристалле, реализуются логические схемы и аналоговые схемы управления. В общем случае ИСИС включает между источником питания и нагрузкой (рис. 1.66).

Функциональные узлы управления, в частности логические схемы, генераторы импульсов, компараторы и др., имеют гальваническую развязку от цепей силовых ключей. Такая развязка необходима для нормального функционирования системы с ИСИС, так как их выходные цепи связаны с силовой частью объекта управления, например асинхронным двигателем. В то же время цепи управления ИСИС являются схемами низкого напряжения и малой мощности с разветвленной топологией и не допускают воздействия существенных помех от силовых цепей. Для гальванической развязки используют трансформаторную или оптоэлектронную развязку. На рис. 1.67 представлена структурная схема основных компонентов ИСИС и функциональных узлов ее системы управления, включаемых со стороны первичных обмоток разделительных трансформаторов.

Гальваническая развязка посредством трансформатора является эффективной и малокритичной к напряжениям и мощности развязываемых цепей. Однако ее реализация связана с усложнением конструкции ИСИС и может значительно повлиять на его технико-экономические показатели.

Основным недостатком оптоэлектронной развязки является отрицательное влияние «паразитной» емкости между элементами оптопары, что может оказаться существенным при воздействии высокочастотных помех. Драйверы ИСИС обычно выполняются на основе МОП-транзисторов в соответствии с общепринятой схемотехникой для силовых ключей оконечного каскада модуля.

Большинство современных ИСИС имеют собственную защиту силовых ключей по току, напряжению и температуре. Основой такой защиты являются датчики,

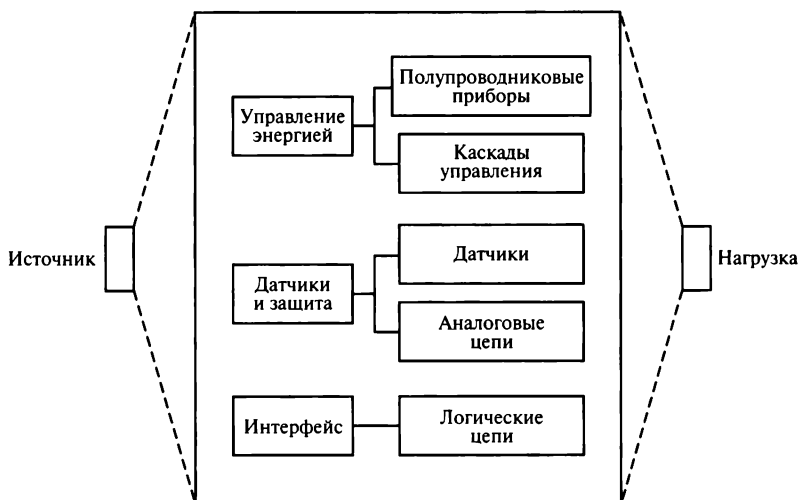


Рис. 1.66. Структурная схема ИСИС

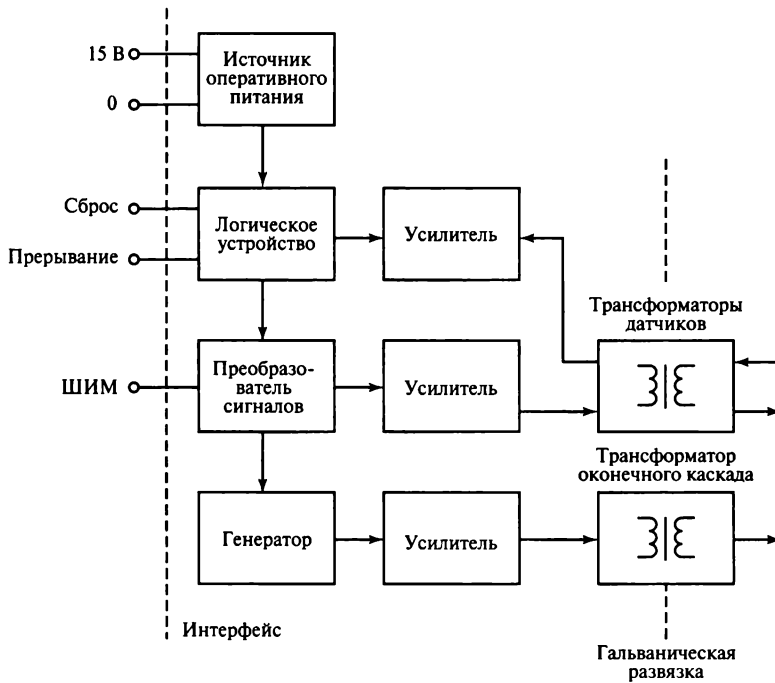


Рис. 1.67. Структурная схема трансформаторной развязки цепей в ИСИС

контролирующие эти параметры. Использование традиционных методов измерения с непосредственным включением датчиков в силовые цепи, например дополнительных сопротивлений в силовые цепи, имеет ряд недостатков, в частности дополнительные потери мощности. Поэтому для снижения потерь мощности используют методы, основанные на измерении косвенных параметров. Например, ток нагрузки может быть определен по напряжению транзистора во включенном состоянии. С этой целью в качестве датчиков используют измерительные транзисторы малой мощности, включающиеся таким образом, чтобы минимизировать потери мощности при измерении и обеспечить максимальное быстродействие защиты.

Сигналы различных датчиков сравниваются с допустимыми (эталонными) значениями. Результирующие сигналы этих измерений суммируются и поступают в триггерный элемент, срабатывание которого блокирует поступление импульсов управления на силовые транзисторы. Одновременно информация о выходе из строя элементов ИСИС может поступать через интерфейс во внешние управляющие устройства.

Часто внешние управляющие устройства содержат микропроцессорную систему, обрабатывающую информацию и выдающую соответствующие команды в ИСИС. Однако в отдельных случаях возникает необходимость, чтобы ИСИС включала в себя микропроцессор, обеспечивающий управление силовыми ключами по определенному закону и диагностику его состояния при возникновении неисправности. Микропроцессорные ИСИС применяют в различных областях техники, что существенно повышает технико-экономическую эффективность устройств.

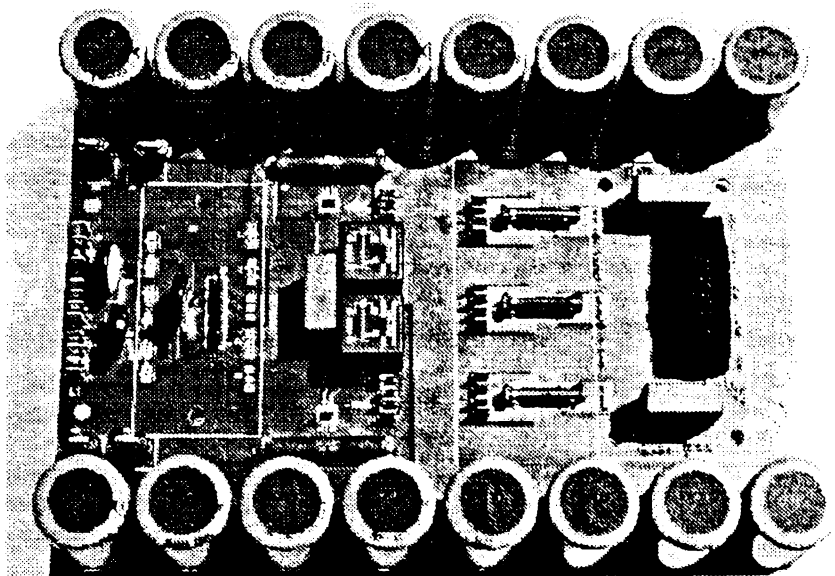


Рис. 1.68. Плата преобразователя на основе модулей ECONOPACK фирмы EUPEC GmbH

Основными преимуществами применения ИСИС являются существенное улучшение массогабаритных показателей управляющих устройств, минимизация монтажных соединений, программное изменение функций и высокие технические характеристики. Использование силовых интегральных модулей совместно с другими функциональными узлами, создание специализированных печатных плат с высокоточными соединениями для установки силовых модулей и других силовых элементов является перспективным направлением в развитии силовой электроники. Например, в преобразователе мощностью 30 кВт на основе модулей ECONOPACK фирмы EUPEC (рис. 1.68) применяются низкопрофильные силовые модули IGBT на одной печатной плате, что позволило исключить полосовые шины и большое количество крепежных деталей. Двойное расположение цепей питания позволило существенно уменьшить «паразитные» индуктивности и ограничить импульсные перенапряжения. На рис. 1.68 изображена плата преобразователя [14]. Если учесть, что габаритные размеры модуля ECONOPACK, рассчитанного на токи от 5 до 100 А при напряжении 1 200 В, составляют  $62 \times 122 \times 17$  мм, то преимущества новой конструкции перед традиционной блочной очевидны.

### Контрольные вопросы

1. Для каких целей используется параллельное или последовательное соединение силовых электронных приборов?
2. К двум последовательно соединенным диодам приложено обратное напряжение  $U_R = 1$  кВ. Определить сопротивление выравнивающих резисторов, при которых разность

напряжений отдельных диодов не будет превышать 100 В, если обратные ветви статических ВАХ диодов аппроксимируются следующими сопротивлениями:  $R_{R1} = 100 \text{ кОм}$ ,  $R_{R2} = 75 \text{ кОм}$ .

3. Через параллельно соединенные транзисторы, находящиеся во включенном насыщенном состоянии, протекают токи  $I_{C1}$  и  $I_{C2}$ . Определить сопротивление симметрирующих резисторов при следующих условиях: статические ВАХ включенных транзисторов аппроксимируются сопротивлениями  $R_{F1} = 0,3 \text{ Ом}$ ,  $R_{F2} = 0,5 \text{ Ом}$ , транзисторы подключены к общему источнику тока 20 А, допустимый «разброс» токов между транзисторами  $I = 2 \text{ А}$ .

4. Два параллельно соединенных транзистора, работающих в режиме ключей, включаются на общую активную нагрузку (по схеме с общим эмиттером) сопротивлением  $R_{\text{н}} = 10 \text{ Ом}$  и напряжением источника питания  $E = 12 \text{ В}$ . Статические ВАХ транзисторов идентичны. Определить максимальный ток транзисторов в динамическом режиме при следующих условиях: время включения одного транзистора 1 мкс, а другого 1,5 мкс. Значением напряжения на включенных транзисторах в установившемся режиме пренебречь. На интервалах включения принять для транзисторов модель генератора линейно спадающего тока.

5. Какие преимущества дает использование ИСИС при создании силовых электронных устройств по сравнению с традиционной технологией применения дискретных силовых электронных приборов?

# Глава вторая

## ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА И ТИПОВЫЕ УЗЛЫ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

### 2.1. Общие сведения о системах управления

Силовые электронные устройства состоят из силовой части и системы управления (СУ). К силовой части относятся электрические цепи и элементы, которые непосредственно участвуют в передаче электрической энергии от первичного источника к потребителю. Иногда эти цепи совместно с силовыми элементами называют главными, так как они определяют основные технико-экономические показатели силового электронного устройства и, в первую очередь, его КПД. Силовая часть аппарата является силовым исполнительным органом, определяющим главные функции преобразователя. Например, силовая часть однополупериодного тиристорного выпрямителя (см. гл. 5) состоит из одного тиристора и электрических соединений, обеспечивающих его связь с коммутируемой электрической цепью.

Учитывая определяющее влияние силовой части на технико-экономические характеристики устройства в целом, ее изучению уделяют основное внимание. Для функционирования силовых транзисторов, тиристоров и других приборов на них необходимо подавать соответствующие сигналы управления. Эти сигналы формируются системой управления, которая обрабатывает и выдает информацию, а также формирует импульсы управления электронными ключами силовой части схемы. Поэтому СУ состоит из элементов и функциональных узлов, связанных с обработкой информационных потоков и формированием импульсов управления. При этом потребляемую СУ энергию стремятся по возможности минимизировать. К системе управления относятся также элементы и узлы, обеспечивающие текущий контроль состояния устройства в целом, диагностику отказов и управление защитными устройствами.

На рис. 2.1 в обобщенной структурной схеме выделены некоторые функциональные блоки. Блок датчиков *Д* содержит датчики регулируемых и контролируемых параметров. Так как обычно регулируются выходные параметры, то часть датчиков непосредственно входит в обратную связь канала регулирования. Сигналы от этих датчиков поступают на регулятор *РЕГ*, в функции которого входит формирование закона управления элементами силовой части. Формирователь импульсов управления *ФИУ* является согласующим устройством между входами силовых приборов и выходом регулятора. Блок *ФИУ* формирует импульсы управления, непосредственно поступающие на силовые элементы. Сигналы регулятора являются сигналами малой мощности и не отвечают требованиям, предъявляемым

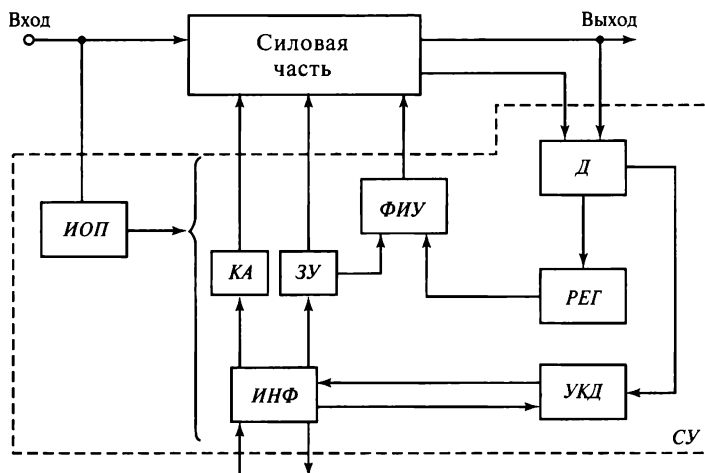


Рис. 2.1. Обобщенная структурная схема системы управления

к импульсам управления силовых приборов (тиристоров, транзисторов и др.). Формирователь импульсов управления, функционально, а часто и конструктивно законченное устройство, называют также «драйвером» (drive — водить).

Узлы системы управления выполняются из дискретных и интегральных электронных компонентов, электромагнитных реле и т.п. Для функционирования этих элементов требуются источники электропитания с различными параметрами. Поэтому в составе структуры имеется блок вторичных источников питания для собственных нужд, называемых также источниками оперативного питания (ИОП), или вторичными источниками питания (ВИП). В этих источниках применяются преобразователи и регуляторы различных видов, согласующие параметры входного (иногда и выходного) напряжения силовых цепей с параметрами, требуемыми для питания элементов системы управления.

При питании от сети переменного тока основой ИОП обычно служат трансформаторы малой мощности с несколькими вторичными обмотками на разные напряжения. Эти обмотки подключаются к выпрямителям с выходными, обычно емкостными фильтрами. Для стабилизации уровней выходных напряжений выпрямителей малой мощности используют стабилитроны или транзисторные регуляторы непрерывного действия в дискретном или интегральном исполнении. Для улучшения массогабаритных показателей используют структуру ИОП с бестрансформаторным входом. В этой структуре переменное напряжение силовой цепи поступает на выпрямитель, выходное напряжение которого преобразуется инвертором в переменное напряжение повышенной частоты (обычно не менее 20 кГц). Затем это напряжение трансформируется, снова выпрямляется и фильтруется. Трансформация и фильтрация при повышенных частотах позволяют существенно уменьшить массу и габаритные размеры ИОП.



При питании *ИОП* от силовых цепей постоянного тока постоянное напряжение также инвертируется на повышенной частоте в переменное, затем трансформируется, выпрямляется и фильтруется.

Система управления силового электронного устройства выполняет следующие функции:

- формирует сигналы управления силовыми элементами силовой части;
- регулирует выходные параметры силовой части;
- включает и отключает по заданному алгоритму основные узлы силовой части;
- обменивается информацией с внешней средой.

Текущий контроль и диагностика устройства осуществляются блоком *УКД*, на вход которого поступают сигналы от датчиков контролируемых параметров.

Результаты контроля диагностики поступают на блок обработки информации *ИНФ* и затем с его выхода на защитные устройства *ЗУ*. Блок *ИНФ* в общем случае может связывать все устройство с внешней средой. Например, в него могут поступать сигналы команд на включение, выключение и изменение режима работы. Обычно эти сигналы обрабатываются или транслируются непосредственно в блок коммутационной аппаратуры *КА*. Из блока обработки информации могут исходить сигналы о состоянии устройства, режиме его работы, причинах отключения или срабатывания защит и т.п.

Представленная на рисунке структура является обобщенной, включающей в себя характерные укрупненные функциональные блоки. В реальном аппарате значительная часть из них может отсутствовать или находиться в неявном конструктивном или функциональном виде. Обмен с внешней средой может осуществляться посредством тумблеров или кнопок, а информацию о состоянии аппарата будут давать обыкновенные сигнальные лампы накаливания. Однако для того, чтобы понимать принцип действия аппарата, его функции и возможности, необходимо уметь представить структуру *СУ* и ее функциональные узлы. При этом функциональная законченность узла или блока не обязательно имеет отдельную конструкцию в виде отдельной платы, модуля и т.п.

Так как силовые электронные аппараты обычно выполняются на электронных ключах, по принципу действия их *СУ* являются дискретными. Соответственно элементная база *СУ* часто сочетает элементы цифровой и аналоговой техники, которая обрабатывает непрерывные сигналы, например тока или напряжения. Эти сигналы затем могут быть преобразованы в импульсные.

### Контрольные вопросы

1. Каковы основные функции *СУ*?
2. Перечислите узлы, входящие в *СУ*; каковы их функции?

## 2.2. Интегральные микросхемы

Большинство узлов систем управления выполняют функции формирования и преобразования по определенным законам электрических сигналов. Для повышения КПД и уменьшения массогабаритных показателей стремятся к снижению мощности сигналов, преобразуемых и вырабатываемых системой управления. Эта тенденция привела к широкому использованию в узлах систем управления интегральных микросхем (ИМС).

Интегральные микросхемы представляют собой микроэлектронные устройства с высокой плотностью компоновки транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов и других элементов. Номенклатура ИМС определяется их функциями и объемом производства. Наиболее широко применяемые ИМС можно условно отнести к группе базовых ИМС. По желанию заказчика могут создаваться ИМС со специализированными функциями. Такие ИМС называют «заказными», и целесообразность их применения зависит от технико-экономических факторов.

Различают полупроводниковые, пленочные и гибридные ИМС. В основе полупроводниковых ИМС лежит кристалл полупроводника, в котором выполнены все элементы микросхемы. Пленочные ИМС выполнены в виде пленок проводящих и непроводящих материалов. Гибридные ИМС содержат более сложные компоненты, например несколько полупроводниковых кристаллов в одном корпусе.

По функциональному назначению микросхемы разделяются на аналоговые и цифровые. В цифровых ИМС обрабатываемые сигналы имеют вид импульсов с двумя ярко выраженными уровнями: высокий уровень соответствует логической «1» (как правило, напряжение 5—10 В), а низкий уровень — логическому «0» (как правило, напряжение 0—1 В).

Наиболее простыми и распространенными цифровыми ИМС являются логические элементы. Простейший логический элемент — это элемент логического отрицания НЕ. Выход элемента НЕ всегда находится в противоположном состоянии по сравнению со входом, т.е. элемент НЕ производит инверсию входного сигнала. Другие базовые элементы реализуют логические функции И и ИЛИ. Практически все сложные цифровые устройства основаны на сочетании этих элементов. Помимо отдельных элементов выпускаются микросхемы, содержащие логические элементы типов И-НЕ, ИЛИ-НЕ, И-ИЛИ-НЕ, И-ИЛИ и т.п.

На основе логических элементов можно синтезировать схемы любых логических преобразований булевой алгебры, а также более сложные цифровые устройства, такие как ячейки памяти, счетчики импульсов и т.п.

К аналоговым микросхемам относятся те виды ИМС, работа которых связана с обработкой аналоговых (непрерывных во времени) сигналов. Такими элементами являются усилители сигналов, генераторы аналоговых сигналов, фильтры, множители сигналов и др.

Среди аналоговых ИМС широко распространены операционные усилители (ОУ). Свое название ОУ получили благодаря возможности их использования в различных функциональных схемах за счет применения обратных связей. Например, на базе ОУ могут создаваться интегрирующие, дифференцирующие, сравнивающие устройства, генераторы сигналов пилообразной формы и другие звенья

систем управления. Главные достоинства ОУ: высокий коэффициент усиления входного сигнала ( $K_y = 10^3 \div 10^6$ ), высокое входное и низкое выходное сопротивление и широкий диапазон рабочих частот.

Наиболее сложными ИМС являются микропроцессоры, которые в настоящее время стали основными устройствами систем управления силовых электронных преобразователей.

### Контрольные вопросы

1. Для чего стремятся снизить мощность сигналов преобразуемых СУ?
2. Чем аналоговые ИМС отличаются от цифровых?
3. Почему операционные усилители наиболее распространены среди аналоговых ИМС?

### 2.3. Формирователи импульсов управления

Функции формирователей импульсов управления выполняют *усилители*, предназначенные для усиления информационного сигнала управления в сигнал с параметрами, необходимыми для гарантированного включения и выключения полупроводникового ключа. Помимо требований к мощности сигнала управления ключом часто предъявляются требования к форме сигнала, поэтому иногда ФИУ называют усилителями-формирователями импульсов управления. Схемотехника ФИУ в первую очередь зависит от типа управляемого прибора и его статических и динамических свойств.

**Управление биполярными транзисторами.** Основными требованиями, предъявляемыми к ключу на биполярном транзисторе, являются насыщение транзистора током базы, обеспечивающее беспрепятственное протекание тока коллектора на интервале, когда транзистор должен быть включен, и минимизация тока утечки на интервале, когда транзистор должен быть выключен. Идеальная форма тока базы  $i_B$  и напряжения база-эмиттер  $u_{BE}$  для биполярного транзистора представлены на рис. 2.2. При реализации такого импульса необходимо учитывать следующее:

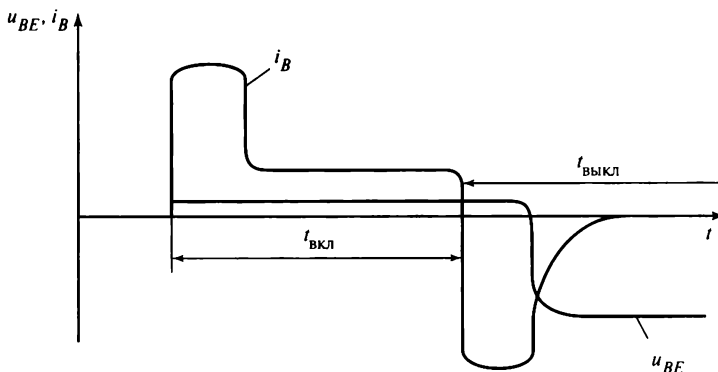


Рис. 2.2. Идеальный импульс управления биполярным транзистором

- повышенная амплитуда тока базы при включении обеспечивает снижение времени задержки на включение;
- биполярный транзистор включается током, поэтому его ток базы должен создаваться источником тока, а не источником напряжения;
- после включения ток базы снижается, в результате чего накопленный в базе заряд уменьшается. Это приводит к снижению времени на следующее выключение;
- импульс обратного тока базы при выключении приводит к более быстрому снижению тока коллектора  $i_C$ , т.е. более быстрому выключению;
- после выключения обратное напряжение база-эмиттер  $u_{BE}$  обеспечивает повышение допустимого напряжения коллектор-эмиттер  $u_{CE}$  и снижает ток утечки транзистора.

На практике необязательно осуществлять такое сложное управление, требующее дополнительных устройств в цепях ФИУ. Требования к сигналу управления определяются требованиями к быстродействию ключа (рабочей частоте коммутаций) и к величине потерь в нем. Проблема в создании ФИУ биполярных транзисторов состоит еще и в том, что не всегда возможно соединение «земли» системы управления и эмиттера транзистора. Часто нагрузка подключается к эмиттеру транзистора. В этом случае необходимость гальванической развязки между цепями системы управления и силовой схемой является обязательной функцией ФИУ.

Простейшая схема ФИУ биполярного транзистора представлена на рис. 2.3, а. В этой схеме реализован усилительный каскад с двумя дополнительными транзисторами для увеличения сигнала малой мощности микросхемы до необходимого значения и источником отрицательного напряжения для создания в моменты паузы (когда ключ выключен) отрицательного напряжения на базе транзистора, которое способствует более полному и надежному запираению транзистора. Для уменьшения потребляемой ФИУ мощности применяют парные (комплементарные) транзисторы  $VT2$ ,  $VT3$ , работающие попеременно (рис. 2.3, б). Когда импульс управления отсутствует ( $u_y = 0$ ), транзистор  $VT4$  включен и через его коллектор протекает отпирающий ток базы  $VT2$ . Силовой транзистор  $VT1$  включается током

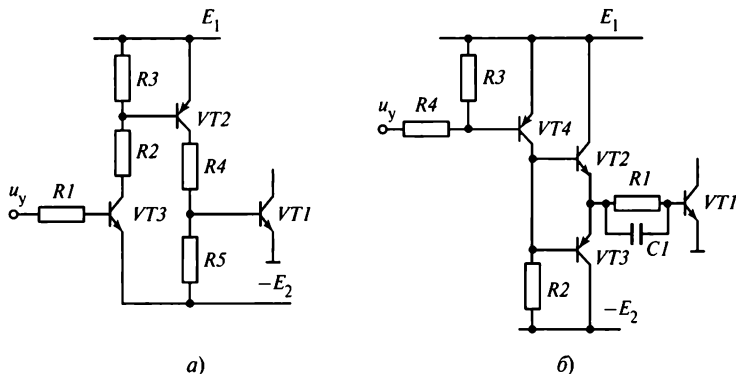


Рис. 2.3. Формирователь импульсов управления биполярного транзистора: а — схема транзисторного усилителя; б — схема на парных транзисторах

эмиттера транзистора  $VT2$ . Транзистор  $VT3$  при этом выключен, так как его эмиттер имеет отрицательный потенциал относительно базы. Конденсатор  $C1$  заряжается током базы силового транзистора, обеспечивая бросок тока при включении транзистора. В момент поступления импульса от микросхемы управления транзисторы  $VT4$  и  $VT2$  выключаются, а транзистор  $VT3$  включается напряжением конденсатора  $C1$ , который, разряжаясь, обеспечивает базовый ток силового транзистора при выключении.

Для повышения быстродействия биполярного транзистора при выключении необходимо не допускать его глубокого насыщения. С этой целью используются дополнительные элементы, входящие в состав ФИУ. На рис. 2.4 приведена схема, в которой дополнительные диоды подключены к транзистору  $VT$ . Диод  $VD1$ , соединяющий коллектор транзистора с цепью управления, обеспечивает коллектор-эмиттер транзистора  $VT$  напряжением, примерно равным напряжению база-эмиттер. Такое распределение напряжений позволяет работать транзистору в режиме, близком к насыщению. Диод  $VD3$  обеспечивает протекание обратного тока при запираании транзистора.

Для поддержания биполярного транзистора в заданном режиме насыщения в широком диапазоне изменения токов нагрузки могут быть эффективно использованы ФИУ, обеспечивающие пропорциональную связь токов базы и нагрузки через обратную трансформаторную связь между токами коллектора и базы. Такая связь увеличивает или уменьшает ток базы в зависимости от значения тока нагрузки, что позволяет сохранять глубину насыщения транзистора на оптимальном уровне.

**Управление МОПТ и МОП-транзисторами.** Особенности управления МОП транзистором связаны, во-первых, с тем, что при постоянном напряжении затвористок  $U_{GS}$  через затвор протекает незначительный ток (порядка нескольких наноампер), во-вторых, на процессы включения и выключения значительное влияние оказывает входная емкость транзистора, скорость перезаряда которой определяет время включения и выключения транзистора. Управление МОПТ аналогично управлению МОП-транзистором, так как эти приборы имеют сходные физические принципы управления потоком носителей электронных зарядов посредством изменения поля, создаваемого напряжением, подаваемым на управляющие электроды. Этими транзисторами можно управлять выходным сигналом микросхемы системы управления напряжением 5—15 В и током менее десятка миллиампер (рис. 2.5, а). Однако для управления мощными транзисторами применяют усилители тока, схема которых соответствует схеме

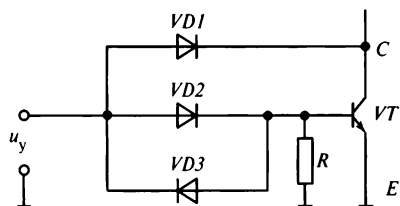
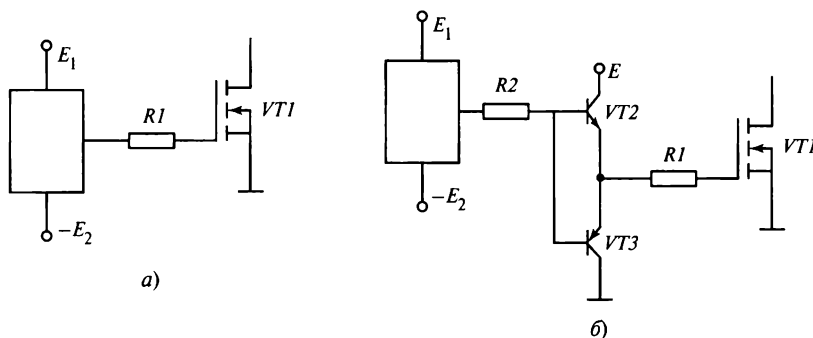


Рис. 2.4. Формирователь импульсов управления биполярного транзистора

двухтактного эмиттерного повторителя на парных биполярных транзисторах (рис. 2.5, б). В этой схеме пара биполярных транзисторов  $VT2$  и  $VT3$  является источником тока более быстрого перезаряда собственной входной емкости управляемого транзистора  $VT1$ .

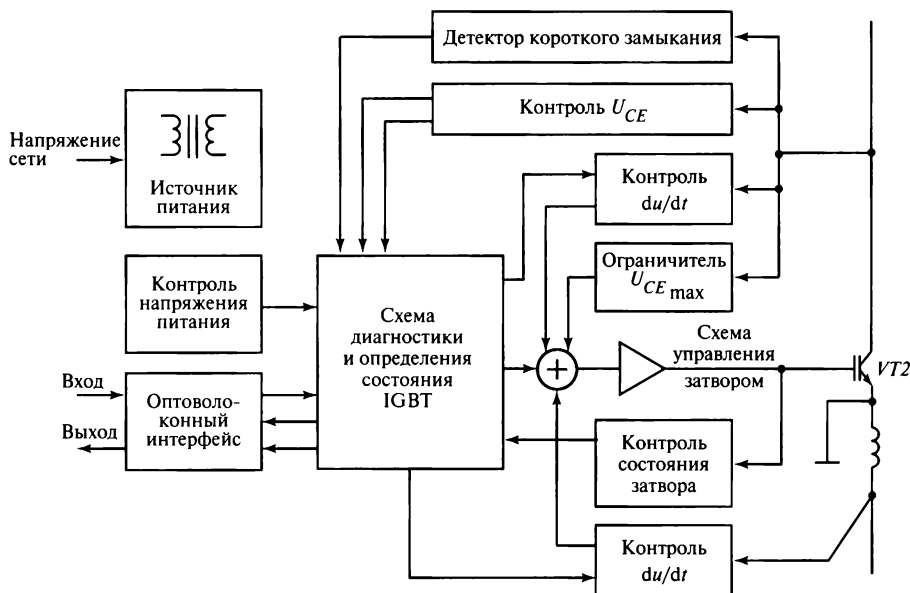
Управление МОПТ может быть реализовано ФИУ, аналогичными приведенным на рис. 2.5. Однако использование МОПТ большой мощ-



**Рис. 2.5. Формирователь импульсов управления МОП-транзистора:**

*a* — схема управления от ИМС; *б* — схема управления с усилителем тока на парных транзисторах

ности в преобразователях, работающих с широтно-импульсной модуляцией напряжения или тока, на повышенных частотах при жестких требованиях к динамическим потерям мощности, защите силового транзистора во всех режимах работы, включая перегрузку и короткое замыкание, потребовало создания специальных устройств — «интеллектуальных» драйверов. Примером такого драйвера может служить устройство для управления IGBT большой мощности на напряжение 1 700 В и токи до 1200 А, обладающее широким набором функций, реализуемых на основе специального программируемого микроконтроллера, структурная схема которого приведена на рис. 2.6. [9]. Контроллер управляет основными дина-



**Рис. 2.6. Структурная схема формирователя импульсов управления IGBT**

мическими параметрами (скоростью нарастания тока и напряжения, временем задержки включения, максимальными значениями тока затвора и напряжения на коллекторе МОПБТ и т.п.) во всех режимах работы. При этом обеспечивается защита от перегрузки. В устройстве предусмотрена схема диагностики, позволяющая определить место и причину отказа МОПБТ. Применение управления динамическими процессами при включении и выключении силового транзистора позволяет значительно снизить уровень электромагнитных помех и улучшить электромагнитную совместимость силовых ключей с другими элементами электрической системы.

**Управление тиристорами.** При наличии на традиционном тиристоре прямого напряжения формируется импульс управления. Полярность напряжения, формирующего ток управления, соответствует положительному напряжению на управляющем электроде тиристора относительно катода, что соответствует прямому смещению управляющего *p-n*-перехода.

Параметры импульса тока управления должны соответствовать входным характеристикам тиристора (см. гл. 1). Импульс управления должен иметь большую скорость нарастания тока и повышенную амплитуду при включении. Это ускоряет процесс включения и снижает возможность выхода тиристора из строя из-за повышенной скорости нарастания анодного тока  $di/dt$ . После завершения процесса включения импульс управления желательно сделать равным нулю, так как продолжительный импульс увеличивает потери мощности в тиристоре. Однако необходимо учитывать, что при наличии в нагрузке индуктивной составляющей процесс включения затягивается и в этом случае импульс должен быть повышенной длительности для гарантированного включения.

Типовая схема с импульсным трансформатором  $Tp$  для управления тиристором, выполненная по схеме двухкаскадного усилителя на основе транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ , приведена на рис. 2.7. Диод  $VD1$  ограничивает перенапряжение на транзисторе  $VT1$ , а диод  $VD2$  ограничивает обратное напряжение на управляющем переходе тиристора  $VS$ . Резистор  $R6$  ограничивает ток управляющего электрода тиристора и одновременно ток коллектора транзистора  $VT1$ .

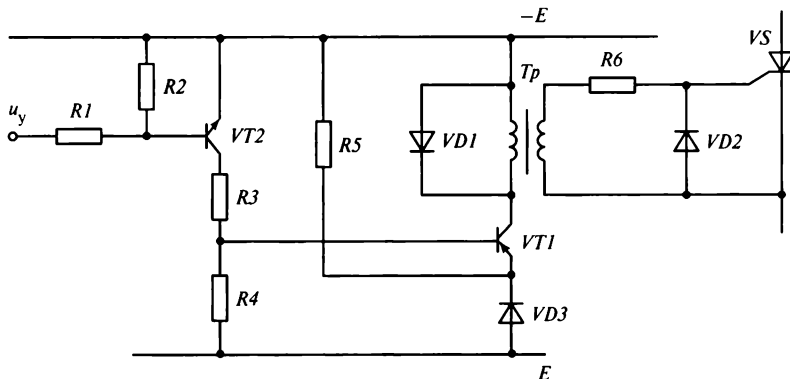


Рис. 2.7. Формирователь импульсов управления тиристора

Запираемый тиристор, например ГТО, выключается импульсом отрицательного тока управляющего электрода. Поэтому ФИУ запираемых тиристоров должен обеспечить формирование импульсов управления тока на включение и выключение тиристора. Ток включения должен иметь положительную полярность, т.е. иметь направление от управляющего электрода к катоду, как в обычном тиристоре. Импульс тока выключения должен иметь обратную полярность. Амплитуда тока выключения соизмерима по значению с током выключения тиристора. Однако длительность импульса тока выключения мала и поэтому его энергия также незначительна (от единиц до нескольких десятков джоулей). Это позволяет использовать в качестве источников импульсов управления конденсаторы с требуемой запасенной энергией. Принцип формирования импульсов управления запираемых тиристором поясняется схемой на рис. 2.8, где ключи  $S_{\text{вкл}}$  и  $S_{\text{выкл}}$  обеспечивают формирование токов включения  $i_{\text{вкл}}$  и выключения  $i_{\text{выкл}}$  при разряде конденсаторов  $C2$  и  $C1$ , которые должны периодически заряжаться от дополнительных источников питания системы управления  $E_{\text{п1}}$  и  $E_{\text{п2}}$ . В качестве ключей обычно используются транзисторы. На рис. 2.9 приведена схема ФИУ запираемого тиристора [12]. Конденсаторы  $C2$  и  $C3$  являются источниками формирования импульсов управления на включение и выключение при включении транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  соответственно. Элементы  $R1$ ,  $R2$  и  $C2$  обеспечивают формирование тока включения. Резистор  $R3$  способствует сохранению запирающей способности тиристора при неисправности системы управления.

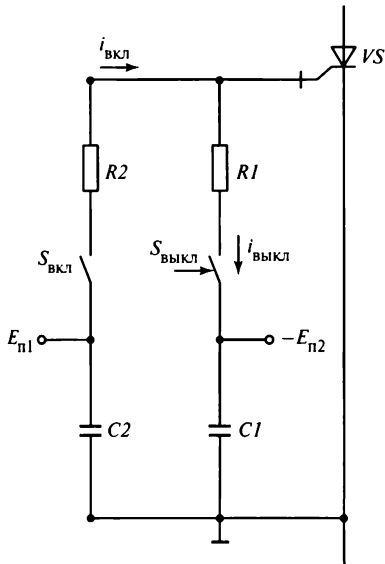


Рис. 2.8. Схема управления запираемым тиристором

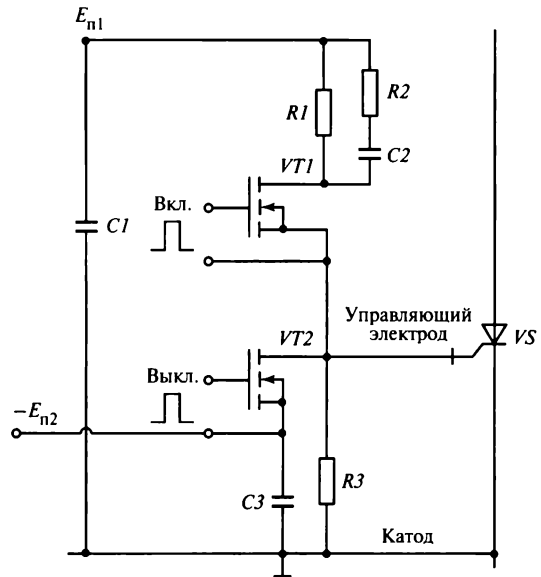


Рис. 2.9. Формирователь импульсов управления запираемого тиристора



В тиристорах, коммутируемых по управляющему электроду (см. гл. 1), ФИУ должен иметь минимальное значение индуктивности в цепи формирования импульсов управления. Для этой цели созданы специальные тиристоры с интегрированным управлением, в которых ФИУ конструктивно объединен с тиристором.

Гальваническая развязка цепей управления и силовой части, как правило, широко используется в силовых электронных устройствах с различными видами силовых электронных ключей. Функцию развязки цепей обычно выполняют драйверы. Характерным примером является драйвер тиристора с выходным импульсным трансформатором (см. рис. 2.7). При увеличении длительности импульсов управления мощность выходных трансформаторов возрастает, а их удельные массогабаритные показатели ухудшаются. Поэтому при длительных импульсах управления для гальванической развязки целесообразно использовать высокочастотные трансформаторы, на вход которых подается переменное напряжение повышенной частоты с последующим выпрямлением и фильтрацией выходного напряжения. На рис. 2.10, *а* представлена структурная схема, поясняющая принцип формирования импульса управления силового ключа. Напряжение источника питания постоянного тока  $E_n$  системы управления преобразуется в переменное напряжение повышенной частоты  $u_n$  (рис. 2.10, *б*) посредством простейшего инвертора малой мощности  $I$ . Это напряжение поступает на трансформатор и далее на диоды выпрямителя  $VD1$  и  $VD2$  при замкнутом ключе  $S_{упр}$ . Затем после фильтрации  $RC$ -цепью напряжение подается на вход силового ключа в виде импульса управления  $u_{вых}$ . Моменты времени  $t_0$  начала формирования импульса и  $t_1$  его окончания управляются ключом малой мощности системы управления  $S_{упр}$  при воздействии сигнала управления  $u_y$ .

Другим, широко распространенным, способом гальванической развязки является использование оптопар, имеющих законченное конструктивное исполнение в виде отдельного компонента или разделенных оптоволоконным кабелем, проводящим световой поток. На рис. 2.11, *а* представлена структурная схема ФИУ, вход которого гальванически развязан с системой управления, формирующей сигнал управления малой мощности, поступающий на оптопару, состоящую из светодиода и фототранзистора. Выходной сигнал последнего поступает на формирователь импульса управления ФИУ. Выход ФИУ подключен к управляющему входу силового ключа. Очевидно, что в этом случае окончательный каскад ФИУ непосредственно связан с силовой схемой. Кроме того, необходим дополнительный источник питания, обеспечивающий функционирование ФИУ и имеющий, как правило, свою гальваническую развязку с силовыми цепями.

При использовании оптотиристоров импульс управления формируется световым потоком, созданным, например, светодиодом системы управления СУ. При этом передача светового потока к оптотиристорам осуществляется оптокабелем  $OK$  (рис. 2.11, *б*).

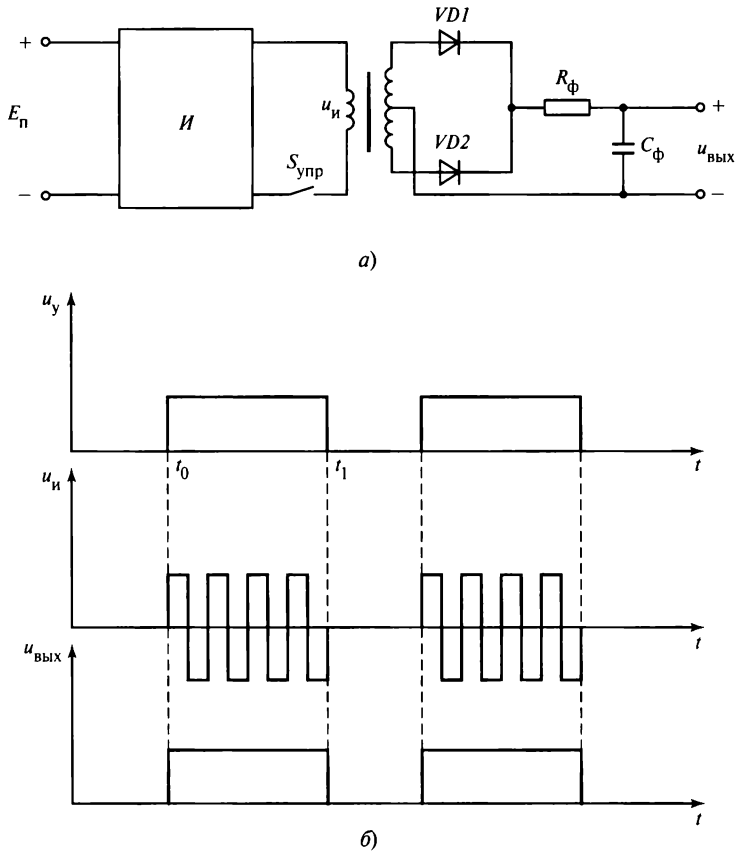


Рис. 2.10. Формирователь импульсов управления силового ключа с гальванической трансформаторной развязкой:  
 а — структурная схема; б — диаграммы напряжения

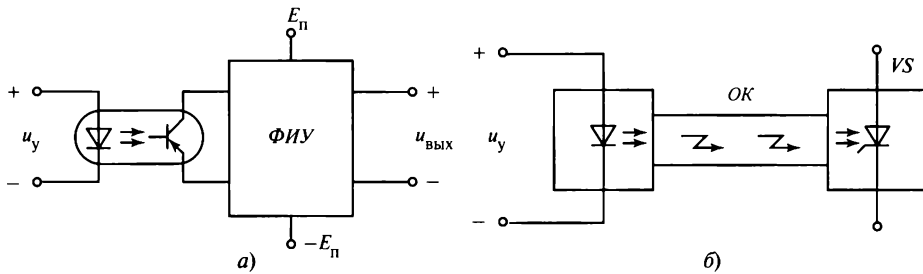


Рис. 2.11. Схемы с гальванической развязкой:  
 а — на основе оптопары; б — на основе оптотиристора

## Контрольные вопросы

1. Какие основные задачи выполняет ФИУ?
2. Какие параметры должен иметь импульс управления биполярным транзистором?
3. Какие параметры МОП-транзисторов влияют на процессы включения и выключения?
4. Перечислите способы обеспечения гальванической развязки между силовым ключом и ФИУ.

## 2.4. Датчики

Датчиком является устройство, выдающее информацию о системе или ее элементах. В устройствах силовой электроники наиболее широко распространены датчики электрических параметров тока и напряжения. Реже применяют датчики частоты, мощности, датчики нуля тока или нуля напряжения и др.

**Датчики напряжения и тока.** Среди них можно выделить две группы датчиков по роду тока или напряжения: датчики переменного тока или напряжения и датчики постоянного тока или напряжения. Датчики переменных сигналов можно подразделить на датчики мгновенного, действующего и среднего значений. В состав датчика могут входить функциональные узлы:

- чувствительный элемент, вход которого непосредственно связан с контролируемым параметром;
- преобразователь (например, преобразователь переменного напряжения в постоянное, пропорциональное среднему или действующему значению входного напряжения);
- усилитель, предназначенный для согласования выходных сигналов датчика с входом системы управления;
- фильтры, согласующие каскады, элементы гальванической развязки и т.п.

Датчик исходной информации может содержать только чувствительный элемент. Датчики могут быть выполнены на основе дискретных элементов (трансформаторов, шунтов, транзисторов, резисторов, диодов и др.), интегральных микросхем или их сочетания.

Простейший датчик напряжения, который применяется в регуляторах постоянного тока, состоит из двух резисторов, соединенных по схеме делителя напряжения (рис. 2.12). На вход датчика поступает контролируемое напряжение  $u_{вх}$ , выходное напряжение  $u_{вых}$  пропорционально входному:

$$K_{дат} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Основными достоинствами датчика на основе делителя являются простота, надежность, линейность характеристики и безынерционность. Однако часто возникает необходимость обеспечения гальванической развязки между контролируемой цепью и системой управления. В частности, гальваническая развязка может обеспечиваться оптоэлектронной парой, состоящей из светоизлучающего и фотоприемного элементов. В схеме датчика с опторазвязкой (рис. 2.13) интенсивность

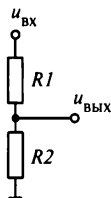


Рис. 2.12. Простейший датчик напряжения

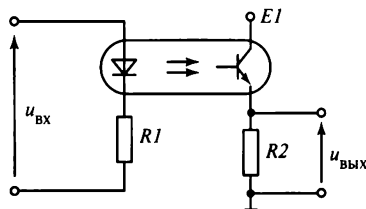


Рис. 2.13. Датчик напряжения на основе оптопары

Свечения светодиода пропорциональна входному напряжению, а значение выходного напряжения определяется фототранзистором, который управляется световым потоком светодиода. Основным недостатком этого датчика заключается в том, что характеристика оптопары является нелинейной. В настоящее время в датчиках применяются интегральные оптопары, содержащие в одном корпусе светоизлучатель и фотоприемник, разделенные светопрозрачным материалом с высокой диэлектрической прочностью. Существуют усилители со встроенной опторазвязкой, способные осуществлять передачу аналоговых сигналов. Эти усилители, выполненные в виде одной микросхемы, имеют линейную характеристику, частота пропускаемого сигнала составляет сотни кГц.

Другим способом обеспечения гальванической развязки в датчиках является применение высокочастотного преобразователя с трансформаторной развязкой (рис. 2.14). Входное напряжение датчика инвертируется преобразователем *Пр* в прямоугольное импульсное напряжение на высокой частоте с амплитудой равной входному напряжению, что позволяет снизить габаритные размеры трансформатора. Гальваническая развязка обеспечивается трансформатором, напряжение вторичной обмотки которого выпрямляется выпрямителем в выходное напряжение датчика, пропорциональное входному. Высокочастотные пульсации фильтруются конденсатором *C*.

Датчики переменного напряжения, как правило, включают в себя понижающий трансформатор малой мощности, обеспечивающий гальваническую развязку силовых цепей и системы управления. Для датчиков синусоидального напряжения характерно наличие выпрямителя с емкостным фильтром. Если входное напряжение синусоидально, то напряжение на конденсаторе пропорционально амплитудному, среднему и действующему значениям контролируемого напряжения. Если входное напряжение искажается, то эти зависимости нарушаются. Поэтому для несинусоидальных сигналов датчики действующих и средних значений напряжения содержат функциональные блоки, например интеграторы или перемножители, необходимые для вычисления соответствующих значений.

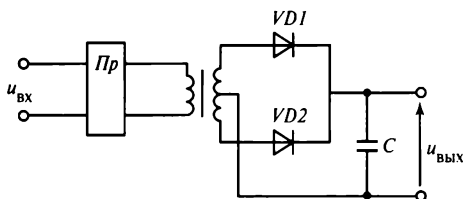


Рис. 2.14. Датчик постоянного напряжения на основе импульсного трансформатора

Основной простейшего датчика постоянного тока является резистор с низким сопротивлением. Часто в цепях используется резисторное устройство, называемое *шунт*, падение напряжения на котором при номинальном токе составляет определенное значение (например, 75 мВ). Сигнал низкого напряжения на шунте, как правило, усиливается усилителем. Усилитель позволяет понизить сопротивление шунта и повысить КПД устройства (рис. 2.15). Для обеспечения гальванической развязки в датчиках постоянного тока применяются те же устройства, что и в датчиках постоянного напряжения, а также различные типы магнитных усилителей и трансформаторов постоянного тока.

Датчики переменного тока изготавливаются на базе трансформатора тока, вторичная обмотка которого замкнута на резистор. При этом напряжение на резисторе пропорционально току первичной обмотки. Для получения постоянного сигнала, пропорционального среднему или действующему значению переменного синусоидального тока, применяют схемы выпрямления (рис. 2.16) аналогичные схемам датчиков напряжения.

В силовой электронике широко используются датчики, основанные на эффекте Холла [22]. Они чаще всего применяются для измерения переменного и постоянного тока или напряжения в датчиках с гальванической развязкой. Основным элементом этих датчиков является тонкая прямоугольная пластина из полупроводникового материала с четырьмя электродами. Одна пара электродов подключена к коротким сторонам пластины для подведения тока управления. Другая пара выходных электродов располагается по середине длинных сторон и предназначена для съема напряжения.

Если в цепи токовых электродов течет ток управления, а пластину пронизывает магнитный поток перпендикулярно ее поверхности, то возникающая сила Лоренца действует на подвижные носители электрических зарядов в полупроводниковой пластине. Это ведет к изменению числа носителей заряда на обоих концах пластины, что обуславливает возникновение напряжения Холла на выходных электродах.

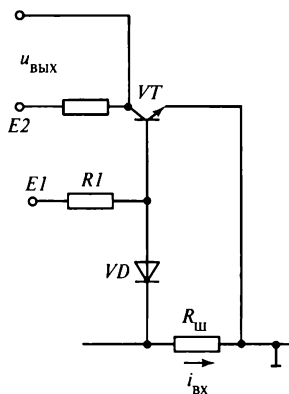


Рис. 2.15. Датчик постоянного тока с транзисторным усилителем

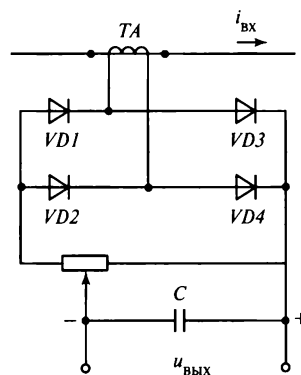


Рис. 2.16. Датчик переменного тока на основе трансформатора тока

**Датчики тока прямого усиления** (рис. 2.17). В этих датчиках магнитное поле создается измеряемым током  $I_{\text{вх}}$ . Ток управления  $I_{\text{упр}}$  подается с помощью стабилизированного источника тока. Напряжение Холла, зависящее от  $I_{\text{вх}}$ , преобразуется усилителем в выходной ток датчика  $I_{\text{вых}}$ .

Датчики прямого усиления позволяют измерять номинальные токи от нескольких ампер до нескольких сотен ампер. Датчики тока прямого усиления потребляют мало мощности, имеют небольшие геометрические размеры и незначительную массу. Они обеспечивают отсутствие потерь мощности в измеряемой цепи и устойчивы к перегрузкам тока.

**Датчики тока компенсационного типа**, или датчики с нулевым потоком, имеют встроенную компенсационную цепь, которая позволяет существенно улучшить характеристики датчиков. Выходной ток, пропорциональный напряжению Холла, действует как сигнал обратной связи. Благодаря его действию результирующий магнитный поток в магнитопроводе практически отсутствует.

Датчики тока компенсационного типа измеряют токи от нескольких ампер до нескольких сотен тысяч ампер. Датчики Холла имеют высокую точность и хорошую линейную характеристику, малый температурный дрейф, низкую инерционность и широкий частотный диапазон работы. Датчики выдерживают перегрузки по току без повреждений. Основным недостатком этих датчиков является потребление мощности, обусловленное компенсацией потока. Кроме того, датчики больших токов более дорогие и имеют большие габаритные размеры по сравнению с аналогичными датчиками прямого усиления.

**Датчики напряжения** основаны на тех же принципах, что и датчики тока. Главное отличие состоит в первичной цепи, измерительная катушка которой изготовлена с большим количеством витков. За счет этого удастся снизить значение первичного тока, что позволяет минимизировать ток потребления из входной цепи. Для измерения напряжения необходимо обеспечить первичный ток, пропорциональный измеряемому напряжению. Это достигается с помощью резистора, последовательно соединенного с первичной обмоткой. Резистор может быть внешним или встроенным.

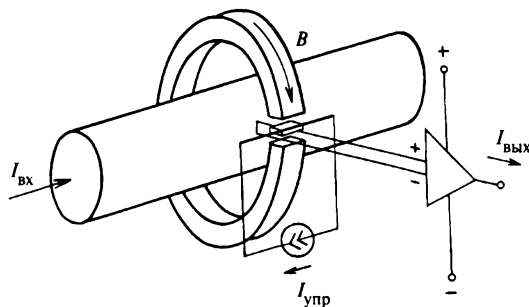


Рис. 2.17. Принцип работы датчика тока прямого усиления, основанного на эффекте Холла

**Датчики частоты** основаны на различных схемах фильтров, имеющих частотно-зависимые характеристики. Для определения моментов перехода переменного тока или напряжения через нуль используют сравнивающие устройства (компараторы).

**Датчики мощности** имеют два чувствительных элемента и функциональный блок перемножения сигналов тока и напряжения. Для получения средних и действующих значений могут применяться интегрирующие, перемножающие и другие устройства. Если система управления имеет импульсную (цифровую) структуру, то необходимо преобразовывать аналоговые измеряемые сигналы в цифровую форму. С этой целью применяются интегральные схемы аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

Часто современные датчики оснащаются встраиваемыми микроконтроллерами. Это позволяет значительно улучшить характеристики датчиков за счет математической обработки информации непосредственно в процессе измерения и активного управления измерением, а также упростить передачу данных в систему управления.

При необходимости применяются различные типы датчиков, имеющих типовые или оригинальные, нестандартные решения, в зависимости от технических требований к выдаваемым датчиком сигналам. При разработке датчиков и параметров их элементов необходимо учитывать следующее:

- величина выходного сигнала датчика должна быть достаточной для распознавания системой управления и выше уровня помех во всех режимах работы;
- датчик должен потреблять как можно меньше активной мощности из контролируемой цепи;
- при высоком напряжении или токе датчик должен обеспечивать гальваническую развязку цепей управления;
- датчик должен преобразовывать измеряемые сигналы в требуемую форму (постоянный сигнал, цифровой код, последовательность импульсов).

### **Контрольные вопросы**

1. На какие категории подразделяются датчики электрических величин?
2. Каким образом обеспечивается гальваническая развязка в датчиках?
3. В чем преимущество датчиков на основе эффекта Холла?

## **2.5. Микропроцессорные системы управления**

**Общие сведения о микропроцессорах и микропроцессорных устройствах.** Появление в 70-х годах прошлого столетия первого микропроцессора положило начало разработке нового поколения систем управления. Создание микропроцессора стало возможным только благодаря развитию интегральной микросхемотехники, успехи которой позволили разместить тысячи транзисторов на одном кристалле.

Микропроцессор — это устройство, осуществляющее обработку цифровой информации, управляющее этим процессом и выполненное в виде одной или нескольких интегральных схем. Уменьшение стоимости, потребляемой мощности и габаритных размеров, повышение надежности и производительности микропро-

цессоров способствовали значительному расширению сферы их использования. Наряду с традиционными вычислительными системами они применяются в различных схемах управления.

Основные идеи создания процессора сформулировал Ч. Бебидж (1791—1871). Предложенная им укрупненная блок-схема процессора сохранилась до настоящего времени (рис. 2.18). Процессор состоит из арифметическо-логического устройства (АЛУ) и устройства управления (УУ) действиями над числами, которое реализует АЛУ.

В современных микропроцессорах, реализованных на интегральных микросхемах (ИМС), используется двоичная арифметика, в которой число представляется как сумма степеней числа 2, умноженных на соответствующее число:

$$N = a_1 \cdot 2^0 + a_2 \cdot 2^1 + a_3 \cdot 2^2 + \dots + a_{n+1} \cdot 2^n,$$

где каждый разряд двоичного числа  $a_1, \dots, a_{n+1}$  может принимать только значения 0 или 1. При использовании такой системы в микропроцессоре цифра 0 воспроизводится низким уровнем напряжения, цифра 1 — высоким уровнем напряжения.

Любая цифра двоичного числа называется битом (bit). Восемь разрядов такого числа — байтом (byte). Теоретической базой работы современных процессоров является алгебра Буля. Она определяет правила выполнения логических операций сложения (ИЛИ), умножения (И) и отрицания (НЕ). Эти логические операции являются основными при обработке потоков информации.

Упрощенная структурная схема микропроцессорного устройства (МПУ) приведена на рис. 2.19. Оно содержит микропроцессор, запоминающее устройство (ЗУ), или память, и устройство ввода-вывода (УВВ).

Процессор выполняет все программные действия в соответствии с алгоритмом работы. В ЗУ хранятся команды программы функционирования процессора,

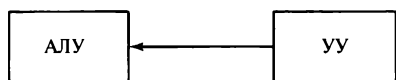
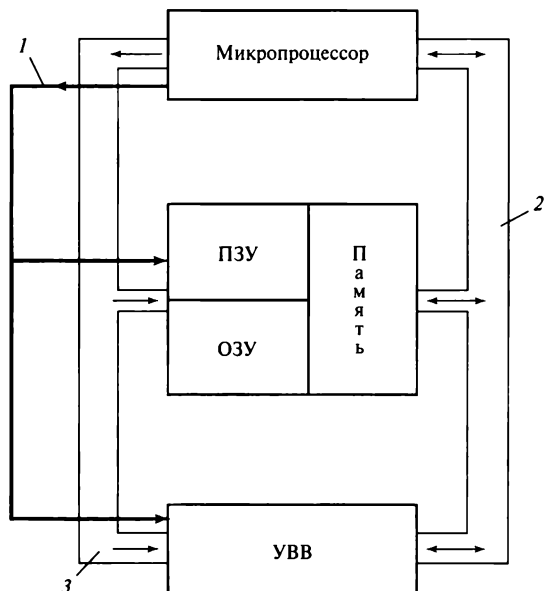


Рис. 2.18. Структурная схема процессора



→

Рис. 2.19. Структурная схема микропроцессорного устройства

1 — шина управления; 2 — шина данных;  
3 — шина адреса



а также значения постоянных и переменных величин, участвующих в вычислениях. Команды программы, воспринимаемые УУ, дают информацию о том, какие операции нужно выполнить, где в памяти хранить данные, куда следует записать результат и где расположена следующая команда.

Устройство ввода-вывода содержит в себе интерфейс (связующее звено), служащий для преобразования сигналов от микропроцессора в сигналы, доступные периферийным (внешним) устройствам, и наоборот. Интерфейс обеспечивает необходимое согласование (сопряжение) устройств по входным и выходным сигналам по форме представления сигналов (аналоговой, цифровой) и последовательности их прохождения. Перечисленные компоненты связаны между собой внутренними магистралями (шинами) —  $n$ -проводными линиями, по которым передаются  $n$ -разрядные двоичные числа.

Устройство управления координирует работу всех устройств системы с помощью шины управления. Передача данных из выбранной ячейки памяти или портов УВВ осуществляется посредством шины данных.

Вся память МПУ пронумерована побайтно. В этой связи единицей памяти является один байт. Для обращения процессора к памяти или к УВВ необходимо запросить адрес нужных данных по адресной шине.

Адрес — это число, которое ставится в соответствии каждой ячейке памяти или каналу УВВ. Адресное пространство — это пространство целых положительных чисел, каждое из которых может быть адресом.

В микропроцессорном устройстве может быть размещен разный объем памяти, но не более чем его адресное пространство.

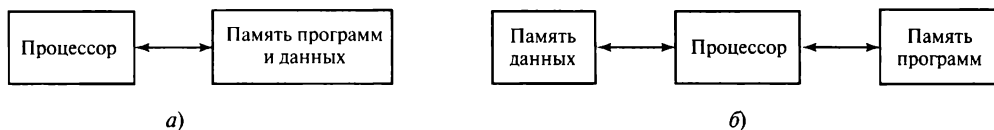
Запоминающие устройства подразделяются на постоянные (ПЗУ) и оперативные (ОЗУ). Постоянное запоминающее устройство применяется для хранения фиксированных программ, постоянных коэффициентов, таблиц и т.п. Оперативное запоминающее устройство предназначено для записи и хранения переменной информации, используемой непосредственно при выполнении арифметических и логических операций в ходе реализации программы.

**Классификация микропроцессоров.** Существует несколько подходов к классификации микропроцессоров.

Анализируя адресное пространство, различают два основных принципа логической организации микропроцессора. Один называется по имени его создателя архитектурой фон Неймана, другой разработан в Гарвардском университете и называется гарвардской архитектурой [23].

Архитектура фон Неймана характеризуется наличием единой памяти, в которой программы и данные находятся в едином адресном пространстве, и отсутствием признаков, указывающих на тип информации в ячейки памяти (рис. 2.20, а). При выполнении каждой операции АЛУ обращается по одной и той же шине к общей памяти для передачи команд и данных, что ведет к снижению скорости работы. Однако благодаря простоте и большой гибкости при управлении вычислительным процессом этот принцип широко используется при построении большого числа современных микропроцессоров.

В гарвардской архитектуре память разделяется на две независимые части, которые имеют собственные адресные пространства и способы доступа к ячейкам



**Рис. 2.20. Архитектура микропроцессоров:**  
 а — фон Неймана; б — гарвардская

памяти. Одна часть используется для записи и хранения программ, другая — для данных (рис. 2.20, б). Эта архитектура имеет две отдельные шины, что позволяет вести передачу программ и данных независимо и одновременно. При этом исчезает необходимость прерывания потока данных для выборки команд. Это в ряде случаев позволяет существенно повысить быстродействие системы, хотя стоимость кристалла микропроцессора увеличивается.

Компромисс между производительностью системы и стоимостью достигается в модифицированной гарвардской архитектуре. Стоимость остается низкой благодаря использованию только одного набора внешних выводов для программ и данных, а высокая производительность системы достигается разделением всех внутренних шин.

По системе команд различают микропроцессоры CISC (complete instruction set computer) с полным набором команд и RISC (reduced instruction set computer) с сокращенной системой команд.

Микропроцессоры CISC выполняют большое количество всевозможных команд, часто производящих несколько простых действий. За счет большого разнообразия команд значительно снижается трудоемкость написания программы. Основным недостатком CISC — это сложность реализации процессора при низком быстродействии.

Микропроцессоры RISC содержат набор только простых, чаще всего встречающихся в программах команд. При необходимости выполнения сложной команды в микропроцессоре производится их сборка из простых. За счет этого удается повысить быстродействие процессора.

Некоторые процессоры построены по принципу использования комбинированной системы команд. Это позволяет придать процессору положительные свойства обеих систем команд.

Дальнейшее развитие концепции сокращения числа используемых команд привело к созданию процессоров с минимальным набором команд MISC (minimum instruction set computer). Компоненты такого процессора просты в изготовлении и работают с высокой скоростью.

В зависимости от того, в каком формате процессор воспринимает и обрабатывает данные, различают микропроцессоры с фиксированной точкой и микропроцессоры с плавающей точкой. При заданной точности вычислений и разрядности диапазон чисел в формате с плавающей точкой значительно превышает диапазон чисел в формате с фиксированной точкой. Поэтому вычисления с плавающей точкой используются для обеспечения повышенной точности результата. Реализация подобных алгоритмов на процессорах с фиксированной точкой влечет за собой значительное увеличение времени вычислений.

**Основные характеристики МПУ.** Важной характеристикой МПУ является его *разрядность*, т.е. максимальная длина двоичного кода, который может передаваться и обрабатываться целиком. Разрядность устройства определяется разрядностью его микропроцессора.

Операции, выполняемые МПУ, синхронизируются с импульсами прямоугольной формы — синхроимпульсами, вырабатываемыми внешним тактовым генератором. Это позволяет обеспечить согласование скоростей работы различных узлов. При этом любая операция не может быть выполнена быстрее, чем за один период синхроимпульсов. *Тактовая частота* синхроимпульсов генератора определяет максимальное время выполнения переключения элементов в МПУ. Произвольное, нерегламентированное увеличение тактовой частоты может вызвать сбой в работе устройства, а в некоторых случаях и выход его из строя.

Быстродействие процессора характеризуется *количеством миллионов выполненных команд в секунду* — MIPS (million instructions per second). Количество тактов внешнего генератора, приходящихся на время выполнения команды, для неотнотипных процессоров различно. Вследствие этого число исполненных команд за единицу времени, а значит, и значение MIPS для процессоров в некоторых случаях невозможно определить точно. Поэтому эта величина чаще всего используется при сравнении процессоров одного семейства.

Одной из основных характеристик МПУ являются тип ЗУ и объем имеющейся памяти. Оперативные запоминающие устройства подразделяются по способу хранения информации на статические и динамические. В статических ОЗУ хранение памяти обычно осуществляют бистабильные устройства — триггеры, способные при наличии источника питания сохранять неизменное состояние, а следовательно, и записанную информацию неограниченное время. В динамических ОЗУ функцию элементов памяти выполняют электрические конденсаторы, которые для сохранения записанной информации нуждаются в периодической перезаписи (регенерации). Оба типа ОЗУ являются энергозависимыми, и при выключении источника питания записанная в них информация исчезает.

Постоянные запоминающие устройства сохраняют информацию при отключении питания. Они подразделяются на программируемые при изготовлении (масочные) ПЗУ, программируемые пользователем (ППЗУ) и перепрограммируемые (репрограммируемые) (РППЗУ). Последние позволяют многократно переписать записанную информацию.

**Микропроцессорные контроллеры.** Широкое использование микропроцессорной техники в системах управления привело к появлению специализированных МПУ — микроконтроллеров (МК).

Микропроцессорный контроллер — это вычислительно-управляющее устройство, предназначенное для выполнения функций контроля и управления различными техническими объектами и сочетающее в себе микропроцессорное ядро и набор встроенных устройств ввода-вывода.

В зависимости от условий применения микроконтроллеры могут иметь различное конструктивное исполнение и быть размещены на одной или нескольких платах.

Наиболее универсальными являются многоплатные микроконтроллеры. В своем составе они имеют платы с микропроцессором и памятью, а также отдельные платы

вспомогательных узлов со слаботочными элементами. Многоплатные контроллеры широко использовались для управления силовыми электронными устройствами.

С развитием микросхемотехники многие микросхемы стали представлять собой законченные функциональные блоки [цифроаналоговые преобразователи (ЦАП), аналого-цифровые преобразователи (АЦП), счетчики и т.п.]. Оказалось возможным разместить на одной плате микропроцессор, память, необходимые преобразователи и их интерфейсы и получить одноплатный микроконтроллер. Одноплатный микроконтроллер по сравнению с многоплатным, с тем же набором функций, обладает рядом преимуществ: меньше по размерам, проще в изготовлении, надежнее и дешевле. Несмотря на это, он менее универсален. Разные микросхемы имеют различные размеры, расположение и назначение выводов. Поэтому на печатную плату микроконтроллера можно установить только ту микросхему, под которую она выполнена. Чтобы добиться большей универсальности при конструировании одноплатных микроконтроллеров, плату разрабатывают с некоторой избыточностью, закладывая возможность увеличения количества микросхем. В настоящее время разрабатывают платы, обеспечивающие управление всеми типичными для данной области техники объектами. Связь между одноплатным контроллером и силовыми платами осуществляется посредством кабеля. Устройство питания выполняется отдельным блоком.

Благодаря развитию интегральной схемотехники преимущественно используются однокристалльные микроконтроллеры в виде одной ИМС, включающей микропроцессор, память, интерфейсы и различные преобразователи. На рис. 2.21 показаны внешний вид типичного микроконтроллера и возможное расположение электронных схем на его кристалле.

Для силовых электронных устройств со встроенными микропроцессорами наиболее перспективно применение однокристалльных микроконтроллеров.

Кроме того производятся однокристалльные микроконтроллеры, различающиеся по объему памяти, быстродействию, разрядности обрабатываемых чисел, нали-

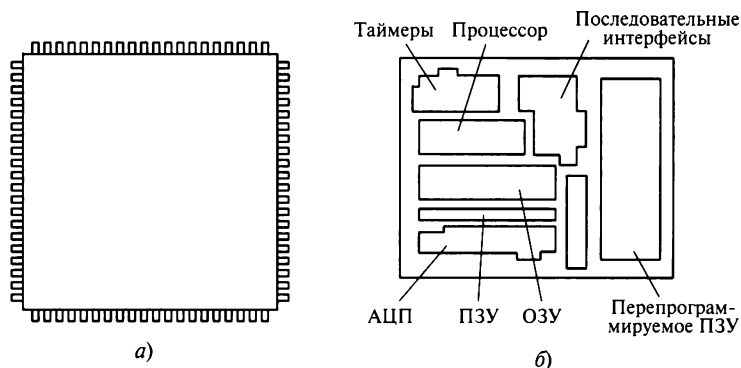


Рис. 2.21. Корпус однокристалльного микроконтроллера (а) и расположение электронных схем в его кристалле (б)

Область применения однокристалльных МК

Тип МК	Устройства силовой электроники
4-разрядные	Статические контакторы и регуляторы постоянного и переменного тока, электронный балласт для ламп
8-разрядные	Электропривод двигателей постоянного тока, управляемые выпрямители, автономные инверторы тока и напряжения, непосредственные преобразователи частоты, источники питания
16-разрядные	Статические компенсаторы коэффициента мощности, активные и гибридные фильтры, электропривод для двигателей переменного тока, АБП
32-разрядные и сигнальные	Электропривод для двигателей переменного тока с векторным управлением, системы с управлением в реальном времени, «интеллектуальные» системы, нейросистемы

чием специализированных устройств интерфейса и т.п. (табл. 2.1). Структура и характеристики однокристалльных МПУ определяют их функции.

Большое значение для функциональных возможностей микроконтроллеров имеет УВВ, осуществляющее обмен информацией между микроконтроллером и управляемыми элементами силового электронного устройства. Устройства ввода-вывода обеспечивают также преобразование информации, например преобразование аналоговых сигналов в цифровые и т.п. Для реализации этих функций УВВ включают в себя генераторы и счетчики импульсов, модули широтно-импульсной модуляции (ШИМ), аналого-цифровых преобразователей и другие устройства преобразования и обработки сигналов, несущих различную информацию как о результатах работы микропроцессора, так и о параметрах силовой части управляемого устройства и ее составных частей.

Микроконтроллеры общего назначения, т.е. предназначенные для решения разнообразных задач, оказываются непригодными для управления некоторыми электронными устройствами из-за низкого быстродействия. Например, для выполнения одной операции умножения или деления им требуется несколько тактов.

Часто цифровая обработка сигналов требует большого количества вычислений вида  $A = BC + D$ . Этим объясняется потребность в специальном устройстве, которое могло бы выполнять умножение и сложение за один такт. Введение подобных устройств в микроконтроллеры, предназначенные для решения задач общего характера, нецелесообразно, поскольку сильно увеличит его стоимость.

Для решения частных задач с большим объемом вычислений созданы специализированные микроконтроллеры, адаптированные к решению задач цифрового управления в реальном времени, в состав которых входят подобные узлы. Такие микроконтроллеры стали называться сигнальными или DSP (digital signal processor).

Следует заметить, что существуют микроконтроллеры общего назначения со встроенным умножителем, что приблизило их к DSP по скорости вычислений.

В настоящее время разработаны микроконтроллеры, которые специализированы на задачах управления полупроводниковыми преобразователями, в том

числе управления двигателями. Их вычислительное ядро построено, как правило, на базе DSP с объектно-ориентированной системой команд, адаптированной к решению задач цифрового управления в реальном времени.

Встроенные периферийные устройства включают в себя многоканальные генераторы ШИМ-сигналов, АЦП, таймеры и др. Особое место занимают блоки векторных преобразований координат, обеспечивающие современные алгоритмы управления, в частности алгоритмы векторной широтно-импульсной модуляции.

Таким образом, в современной силовой электронике микроконтроллеры используются в первую очередь для управления полупроводниковыми устройствами за счет встроенных специализированных устройств. Кроме того, они выполняют функции цифрового регулятора, системы защиты и диагностики, а также системы связи с технологической сетью высшего уровня.

На рис. 2.22 показана структурная схема МПУ для регулирования частоты вращения асинхронного двигателя с защитой от перегрева.

Регулирование частоты вращения двигателя осуществляется путем изменения напряжения и частоты трехфазного инвертора. Сигналы управления ключами инвертора формируются модулем ШИМ микроконтроллера и поступают на драйвер силовых транзисторов инвертора.

Обратная связь по частоте вращения двигателя осуществляется с помощью датчика частоты вращения, дающего на своем выходе последовательность

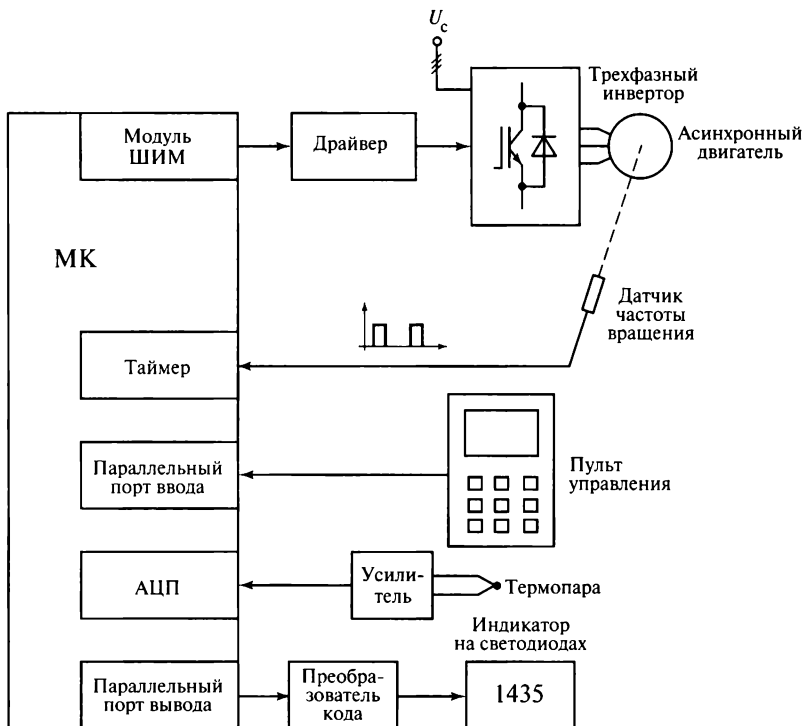


Рис. 2.22. МПУ управления асинхронным двигателем

импульсов, частота которых пропорциональна скорости вращения вала двигателя. Таймер осуществляет счет этих импульсов, что позволяет рассчитывать период вращения двигателя.

Внешнее управление осуществляется с помощью пульта управления.

Для контроля теплового режима работы двигатель снабжен термопарой, сигнал с которой, предварительно усиленный, поступает на АЦП микроконтроллера. После преобразования напряжения в цифровой код информация о температуре становится доступной микропроцессору для дальнейшей обработки.

Для индикации режимов работы (например, частоты) обычно применяется цифровой светодиодный индикатор, отображающий те числа, коды которых передаются через параллельный порт вывода. Для преобразования двоичного кода в изображение соответствующих ему цифр необходим специальный преобразователь кода.

### **Контрольные вопросы**

1. Какие основные блоки содержит микропроцессорное устройство?
2. Чем различаются архитектуры микропроцессоров?
3. Какие характеристики определяют быстродействие МПУ?
4. Чем МПУ отличается от микропроцессорных контроллеров?

# Глава третья

## ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ОХЛАДИТЕЛИ СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

*Пассивными компонентами* в электротехнических цепях являются трансформаторы, реакторы, конденсаторы, резисторы, варисторы и другие элементы, функционирование которых не связано с использованием дополнительных источников питания. В современной технической литературе понятие «пассивные компоненты» используется для того, чтобы подчеркнуть отличие таких элементов от силовых полупроводниковых приборов, которые непосредственно управляют потоком электроэнергии и являются «активными компонентами».

В этой главе кратко рассматриваются особенности применения основных пассивных компонентов в силовых цепях электронных устройств. Эти компоненты присутствуют практически во всех силовых электронных устройствах, выполняя различные функции.

Трансформаторы согласовывают уровни напряжений и обеспечивают гальваническую развязку 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.

Общей характерной особенностью применения пассивных компонентов в силовых электронных устройствах является то, что они работают в условиях воздействия тока и напряжения несинусоидальной формы и повышенных частот. Эти обстоятельства необходимо учитывать при выборе или проектировании электронных приборов.

Кроме пассивных компонентов в этой главе также рассматриваются тепловые режимы работы силовых электронных ключей и их охладители (теплоотводы), которые являются конструктивными элементами, определяющими надежную работу силовых электронных устройств, и могут быть отнесены к пассивным компонентам.

### 3.1. Электромагнитные компоненты

#### 3.1.1. Общие сведения о ферромагнитных материалах

Ферромагнитные материалы характеризуются 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 специфические про-



цессы намагничивания или размагничивания, например динамическая кривая размагничивания (ДКР).

Основная КН является геометрическим местом вершин частных установившихся петель гистерезиса. Кривая намагничивания магнитомягких материалов, применяющихся в трансформаторах и реакторах, практически совпадает с начальной кривой намагничивания, которую получают при первом намагничивании полностью размагниченного материала. На рис. 3.1 приведены КН ферромагнетиков. Кривые намагничивания описываются зависимостью  $B = \mu_a H$ , или

$$B = \mu_0(H + M), \quad (3.1)$$

где  $\mu_a$  — абсолютная магнитная проницаемость;  $H$  — напряженность магнитного поля;  $M$  — намагниченность материала.

Абсолютная магнитная проницаемость определяется по формуле

$$\mu_a = \mu_0 \mu_r. \quad (3.2)$$

Здесь  $\mu_0$  — магнитная постоянная (проницаемость вакуума);  $\mu_r$  — относительная магнитная проницаемость, характеризующая увеличение индукции в ферромагнетике за счет его намагниченности.

При увеличении напряженности  $H$  кривая намагничивания имеет пологий участок, соответствующий режиму насыщения ферромагнетика. Такой режим наступает при достижении намагниченности насыщения  $\mu_s$  (рис. 3.2) и индукции  $B_s$ . При дальнейшем увеличении напряженности индукция изменяется 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. Значения магнитных проницаемостей не совпадают

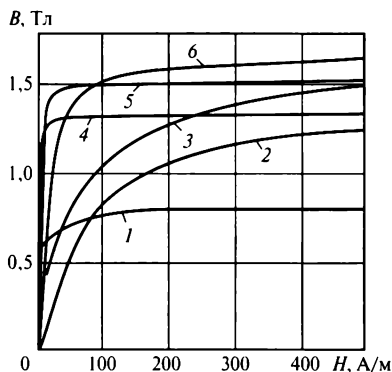


Рис. 3.1. Кривые намагничивания различных ферромагнитных материалов:  
1 — 79НМ; 2 — Э45; 3 — Э310; 4 — 65НП; 5 — 50НП; 6 — Э380

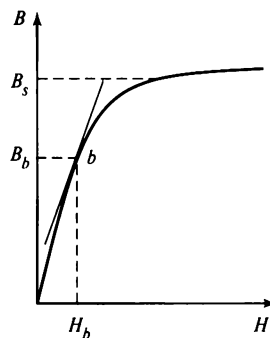


Рис. 3.2. Обобщенный вид кривой намагничивания

из-за влияния на процессы намагничивания в переменных магнитных полях вихревых токов, магнитной вязкости и резонансных явлений.

Понятие «динамической проницаемости» связано также с определением динамической индуктивности  $L_d$ , которая является коэффициентом связи между изменениями потокосцепления  $\Delta\Psi$  и тока  $\Delta i$  в контуре электромагнитного элемента:

$$L_d = \frac{\Delta\Psi}{\Delta i}. \quad (3.3)$$

Зависимость КН является нелинейной, поэтому при изменении  $H$  значение  $\mu_a$  также изменяется. Для того чтобы охарактеризовать зависимость  $B$  от  $H$  в точке  $b$  КН, используется понятие «дифференциальная магнитная проницаемость»  $\mu_{db}$ :

$$\mu_{db} = \left( \frac{dB}{dH} \right)_{H_b, B_b}, \quad (3.4)$$

где  $H_b$  и  $B_b$  — координаты точки  $b$ , в которой определяется значение магнитной проницаемости.

Типичные зависимости  $\mu_a$  и  $\mu_{ad}$  от  $H$  приведены на рис. 3.3.

Наиболее полно 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. 3.4 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 с напряженностью  $H_c$ .

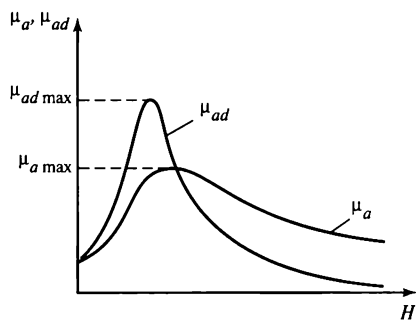


Рис. 3.3. Кривые магнитной проницаемости

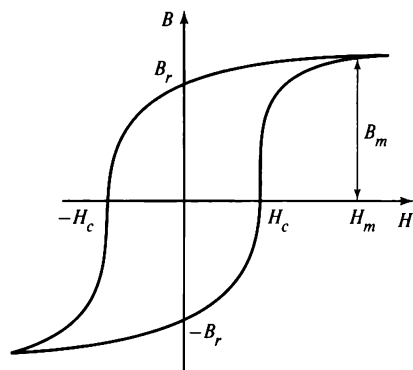


Рис. 3.4. Общий вид петли гистерезиса

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

Форма СПГ характеризуется углами наклона пологих и крутых участков. Для СПГ идеальной прямоугольной формы  $\mu_d = \infty$  на крутых участках при изменении индукции от  $B_m$  до  $-B_m$  и  $\mu_d = 0$  на пологих участках при изменении напряженности от  $H_c$  до  $-H_c$  (рис. 3.5). Для приближенной оценки прямоугольности СПГ используется коэффициент прямоугольности

$$K_{\text{пр}} = \frac{B_r}{B_m}. \quad (3.5)$$

Потери энергии в ферромагнетике при его перемагничивании, т.е. потери на гистерезис, определяются площадью петли гистерезиса.

Электромагнитные компоненты устройств силовой электроники обычно работают в условиях воздействия переменных напряжений и токов повышенной частоты. Поэтому описание свойств ферромагнетиков посредством СПГ приводит к неправильным результатам. Для этих целей используют ДПГ, т.е. 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 увеличивается площадь петли ДПГ, т.е. потери в ферромагнетике возрастают. Кроме того, крутые участки ДПГ становятся более пологими (рис. 3.6) [21]. 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 ферро-

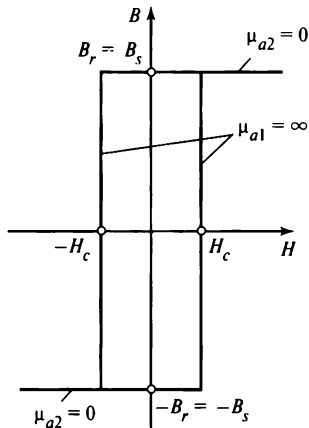


Рис. 3.5. Идеальная петля гистерезиса



Рис. 3.6. Петли гистерезиса, снятые при питании от источника синусоидального напряжения

магнетике, препятствующих процессу перемагничивания. На характер ДПГ оказывают влияние не только свойства ферромагнетиков, но и другие факторы, которые необходимо учитывать. Например, ДПГ, снятые 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 воздействующие токи и напряжения, конструкция магнитопровода и др.

Для оценки динамических свойств ферромагнетиков используют динамические кривые размагничивания. Эти кривые являются геометрическим местом вершин ДПГ ряда циклов перемагничивания. При этом размагничивание проводится в несимметричном магнитном поле, изменяющемся во времени. Размагничивающее магнитное поле можно представить в виде переменной составляющей и постоянной составляющей, которая постепенно убывает до нуля. Аппроксимируя экспериментально снятые ДКР, можно построить упрощенные ДПГ. Динамические петли гистерезиса являются наиболее информативными зависимостями для проектирования реакторов и трансформаторов, работающих в условиях воздействия переменных токов и напряжений повышенной частоты.

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.

При частотах более 5 кГц используют полупроводниковые ферриты или магнитодиэлектрические материалы. Ферриты изготавливаются из порошкообразных соединений оксидов железа с цинком или марганцем. Удельное объемное электрическое сопротивление ферритов, так как они являются полупроводниками, 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 феррита из соединения MnZn созданы магнитные материалы с высокими индукцией насыщения, магнитной проницаемостью и низкими потерями энергии для функционирования в диапазоне частот от 300 кГц до 1 МГц. При частотах свыше 1 МГц рекомендуется использовать ферриты из соединения NiZn. Однако никель-цинковые ферриты применяются ограничено из-за чувствительности к температуре и характеристике насыщения [20].

При разработке магнитопроводов для реакторов с низкой индуктивностью и высокими значениями рабочих токов применяются другие критерии оценки характеристик, отличные от используемых для трансформаторов. В реакторах часто требуется обеспечить небольшое значение индуктивности при больших значениях тока. Кроме того, при использовании в качестве элемента фильтра в цепях импульсного тока реактор подвергается подмагничиванию постоянным током.

При этом необходимо сохранение постоянства индуктивности при изменении тока в широком диапазоне.

Традиционно эта задача решалась изготовлением магнитопровода с одним или несколькими воздушными зазорами. При этом индуктивность реактора и ее зависимость от тока в обмотке снижались. Недостатками этого способа являются возникновение магнитных потоков рассеяния вблизи зазора и ухудшение показателей электромагнитной совместимости.

В настоящее время разрабатываются магнитодиэлектрики с низкой магнитной проницаемостью. Основой таких материалов является соединение композиционных материалов порошкообразной структуры, объединяющих магнитные материалы с диэлектриками посредством специальных связывающих их веществ. В результате получается материал с низкой магнитной проницаемостью за счет «распределенного» зазора по всему замкнутому магнитопроводу. Среди таких материалов получил распространение альсифер — сплав алюминия, кремния и железа. Магнитопроводы из альсифера лишены недостатков, присущих магнитопроводам с явным воздушным зазором. Магнитодиэлектрики имеют высокое удельное электрическое сопротивление, что практически исключает появление вихревых токов. Низкие значения  $\mu_a$  (от нескольких единиц до сотен единиц) позволяют эффективно использовать эти сплавы в реакторах фильтров с практически линейной индуктивностью в широком диапазоне изменения напряженности магнитного поля.

Из новых магнитных материалов следует отметить аморфные магнитомягкие сплавы. Они отличаются от традиционных сплавов отсутствием кристаллической решетки. Аморфное состояние структуры достигается закаливанием расплавленного металла со скоростью 10 град/с. Основой таких металлов являются различные сплавы железа, бора и кремния, легированные для улучшения свойств различными компонентами, например хромом. Аморфные сплавы имеют высокие магнитные, механические и антикоррозионные свойства. Основным же их преимуществом является низкое значение удельных потерь энергии. Это позволяет получить значительный экономический эффект при производстве серийных электромагнитных компонентов за счет снижения их металло- и энергоемкости.

### **3.1.2. Влияние повышенной частоты и несинусоидальности напряжения на работу трансформаторно-реакторного оборудования**

**Потери в магнитопроводе.** Потери в магнитопроводе обусловлены различными физическими процессами и могут быть определены как сумма потерь на гистерезис, от вихревых токов, магнитной вязкости и дополнительных потерь. Точный расчет отдельных составляющих потерь в некоторых случаях оказывается более сложной задачей, чем расчет полных потерь с использованием экспериментальных данных, полученных при воздействии синусоидального поля на магнито-

провод. Удельные потери  $P_{уд}$ , Вт/см<sup>3</sup>, в магнитопроводе в общем виде можно записать следующим образом:

$$P_{уд} = A_0 f^\alpha B_m^\beta, \quad (3.6)$$

где  $f$  — рабочая частота;  $B_m$  — максимальная индукция;  $A_0$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  — экспериментальные коэффициенты.

Для материалов магнитопроводов коэффициент  $\alpha > 1$ , следовательно, при увеличении рабочей частоты потери в магнитопроводе возрастают. В стальных магнитопроводах при повышенных частотах преобладают потери на вихревые токи, а в магнитопроводах из феррита — потери на гистерезис. Это различие в природе потерь может быть учтено разными значениями экспериментальных коэффициентов. Для расчета потерь можно воспользоваться более простым соотношением:

$$P_{уд} = A f^{3/2} B_m^2, \quad (3.7)$$

где  $A$  — экспериментальный коэффициент, учитывающий различные факторы, в том числе потери в зависимости от материала магнитопровода [19].

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.

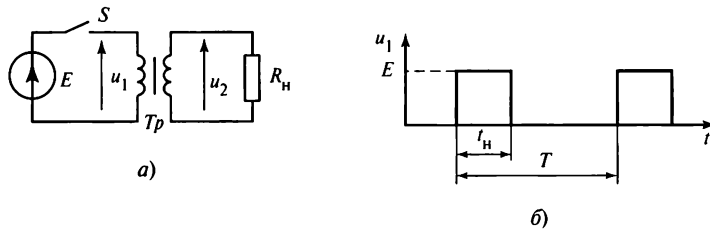
Влияние высших гармоник на потери в магнитопроводе может быть приближенно учтено суммой мощностей потерь гармонических составляющих:

$$P_{уд} = \sum_{n=1}^{\infty} P_n, \quad (3.8)$$

где  $P_n$  — мощность потерь  $n$ -й гармонической составляющей.

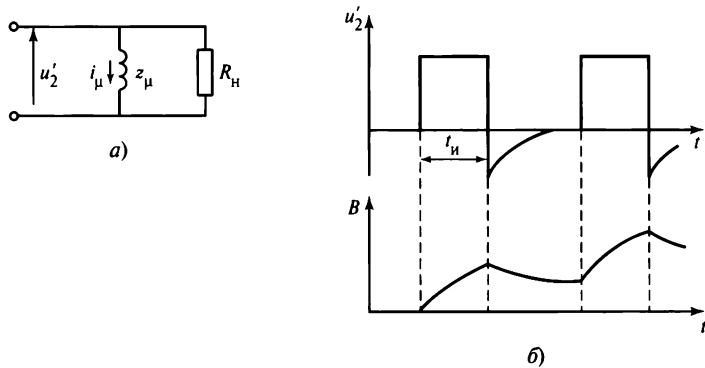
Гармонические составляющие напряжения находятся из разложения несинусоидального напряжения в ряд Фурье. Для практических задач при оценке потерь достаточно ограничиться учетом нескольких, наиболее явно выраженных высших гармоник.

Если воздействующее на трансформатор напряжение содержит постоянную составляющую, то происходит процесс его подмагничивания и смещения рабочих индукций в магнитопроводе. В качестве примера, поясняющего это явление, рассмотрим процессы в магнитопроводе импульсного трансформатора при намагничивании однополярным напряжением. Допустим, что период следования импульсов напряжения больше времени переходных процессов в импульсном трансформаторе, а его индуктивность рассеяния и активные сопротивления обмоток равны нулю. На рис. 3.7 изображен генератор импульсных напряжений, который можно представить идеальным источником постоянного напряжения  $E$  с ключевым элементом  $S$ , обеспечивающим его периодическое подключение к первичной



**Рис. 3.7. Импульсный трансформатор:**

*a* — принципиальная схема; *б* — диаграмма напряжения на первичной обмотке



**Рис. 3.8. Процессы намагничивания в импульсном трансформаторе:**

*a* — схема замещения; *б* — диаграммы напряжения и индукции

обмотке трансформатора  $Tr$  (рис. 3.7, *a*). Очевидно, что выходное сопротивление импульсного генератора изменяется от нуля (ключ  $S$  замкнут) до бесконечности (ключ  $S$  разомкнут). На рис. 3.7, *б* приведена временная диаграмма изменения напряжения  $u_1$  на первичной обмотке. При замыкании ключа  $S$  начинается процесс изменения индукции в магнитопроводе трансформатора. Во время замкнутого состояния ключа  $S$  к первичной обмотке с числом витков  $N_1$  будет приложено напряжение, что эквивалентно воздействию импульса напряжения с амплитудой  $E$  и длительностью  $t_n$ . Принимая допущения об отсутствии потоков рассеяния, «паразитных» емкостных связей и равенстве нулю активных сопротивлений обмоток, эквивалентную схему трансформатора можно представить в упрощенном виде (рис. 3.8, *a*). На рис. 3.8, *б* изображены диаграммы напряжения на вторичной обмотке и индукции в магнитопроводе в переходном процессе при условии, что в начальный момент времени сердечник был полностью размагничен.

В этой схеме трансформатор заменен нелинейным сопротивлением  $z_\mu$  с током намагничивания  $i_\mu$ , а нагрузка — приведенным к первичной обмотке сопротивле-

**Рис. 3.9. Диаграмма намагничивания импульсного трансформатора на кривой намагничивания**

нием  $R_n = R(N_1/N_2)$ . Под воздействием напряжения  $E$  за время  $t = t_n$  среднее значение индукции в магнитопроводе изменится на  $\Delta B_{cp}$ :

$$\Delta B_{cp} = \frac{Et_n}{N_1 S_M}, \quad (3.9)$$

где  $S_M$  — сечение магнитопровода.

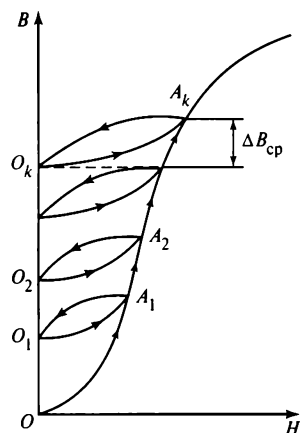
На рис. 3.9 диаграмма процесса изменения индукции под воздействием первого импульса напряжения соответствует перемещению кривой начального намагничивания из точки  $O$  в точку  $A_1$ .

При размыкании ключа  $S$ , вызывающем отключение источника напряжения  $E$  от трансформатора, начинается размагничивание магнитопровода. При этом ток намагничивания с учетом принятых допущений будет спадать до нуля в контуре, образованном сопротивлением  $z_\mu$  и нагрузкой  $R_n$ . Полагая длительность разомкнутого состояния ключа большей, чем время спада тока  $i_\mu$  до нуля, можно считать, что до момента очередного замыкания ключа  $S$  индукция  $B$  изменится по кривой частичного цикла размагничивания  $A_1O_1$ . Затем с момента очередного замыкания ключа  $S$  начнется процесс намагничивания магнитопровода, но уже из точки  $O_1$ . При неизменных  $E$  и  $t_n$  величина  $\Delta B_{cp}$  будет постоянной в соответствии с (3.9). В результате периодического импульсного воздействия происходит смещение начального и конечного значений индукции по кривой  $O_k A_k$ . Последующее воздействие импульсов будет вызывать перемагничивание магнитопровода по частному циклу из точки  $O_k$  в точку  $A_k$  и обратно. В установившемся режиме

$$\Delta B_{cp} = B_{A_k} - B_{O_k}, \quad (3.10)$$

где  $B_{A_k}$ ,  $B_{O_k}$  — индукция в магнитопроводе в конце и начале очередного импульса напряжения.

При постоянных составляющих токов намагничивания (токов подмагничивания), превышающих переменную составляющую, частичный цикл смещается вправо от оси ординат (см. рис. 3.9). 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. Следует отметить, что процесс подмагничивания существенно зависит от параметров и режимов работы схемы, содержащей трансформатор или реактор. В частности, на





первичную обмотку трансформатора можно подавать импульсы от источника импульсного напряжения, имеющего низкое внутреннее сопротивление как при наличии импульса напряжения, так и при его отсутствии. В этом случае переходный процесс намагничивания будет отличен от рассмотренного для схемы на рис. 3.7. Процесс намагничивания также существенно изменится, если источник импульсного напряжения будет иметь высокое внутреннее сопротивление и по своим свойствам приближаться к источнику импульсного тока.

**Потери в обмотках.** Напряжения и токи повышенной частоты, в том числе и обусловленные несинусоидальностью, 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. В результате этих явлений активное сопротивление проводника при переменном токе становится больше сопротивления постоянному току. Увеличение сопротивления переменному току в этих случаях является следствием уменьшения эффективного сечения проводника. При поверхностном эффекте происходит вытеснение тока в радиальном направлении от центра. Явление вытеснения тока также происходит при воздействии 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  $K_{\text{доб}}$ :

$$K_{\text{доб}} = \frac{R_{\sim}}{R_0}, \quad (3.11)$$

где  $R_{\sim}$  — сопротивление переменному току;  $R_0$  — сопротивление постоянному току.

Значение коэффициента рассчитывают с учетом частоты воздействующего тока или напряжения на обмотку трансформатора.

При несинусоидальных формах тока или напряжения вычисляются добавочные потери от каждой гармонической составляющей, определяемой из разложения в ряд Фурье. Эти потери также могут быть приближенно определены с учетом коэффициента

$$K_{\text{доб}} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} (I_n^2 K_{\text{доб } n})}{I^2}, \quad (3.12)$$

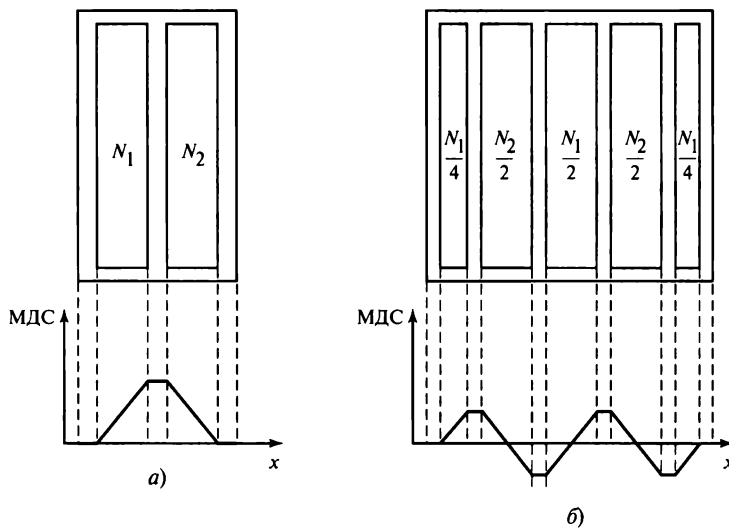
где  $K_{\text{доб } n}$  — коэффициент, учитывающий потери на частоте  $n$ -й гармоники;  $I, I_n$  — действующие значения полного тока и его гармонической составляющей.

Определение коэффициента  $K_{\text{доб } n}$  является сложной задачей, так как он зависит от многих факторов. Среди них наиболее значительными являются частота, площадь сечения и конфигурация проводников обмотки и расположение последних на магнитопроводе. При повышении рабочей частоты для увеличения номинального тока обмотки необходимы специальные меры, позволяющие ограничить

поверхностный эффект. Для этого используют многожильные провода, называемые «литцендрат». Такие провода изготавливают из большого числа проводников малого диаметра, изолированных друг от друга. При этом проводники каждой пары скручивают для исключения образования магнитного потока, создаваемого токами замкнутых пар проводников. Затем все пары объединяют между собой так, чтобы обмотка, изготовленная из этих проводов, имела два внешних вывода.

Другим способом снижения поверхностного эффекта в силовых проводах является использование тонкой медной ленты с изолированной поверхностью. Если диаметр проводника существенно меньше глубины проникновения  $\delta$  тока в проводник, то этот эффект проявляется незначительно. Однако в трансформаторах и реакторах, работающих на повышенных частотах, возникает также эффект взаимного влияния проводников, который приводит к изменению плотности тока в витках обмотки и, следовательно, к увеличению 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. 3.10 приведены распределение магнитодвижущей силы (МДС) по слоям обмотки реактора и диаграмма увеличения мощности потерь, обусловленной эффектом вытеснения тока из проводников. При увеличении МДС возрастают напряженность магнитного поля и в квадратичной зависимости дополнительные потери в слоях обмотки, достигая наибольшего значения в крайнем слое, где напряженность магнитного поля имеет максимальное значение.



**Рис. 3.10. Распределение МДС по слоям обмоток трансформаторов:**

*a* — трансформатор без разделения обмоток на секции; *б* — трансформатор с двухсекционной вторичной обмоткой и трехсекционной первичной обмоткой

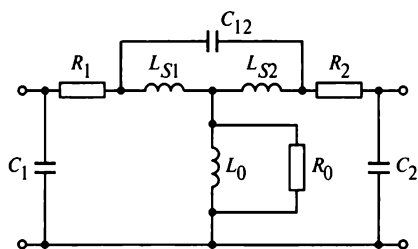


Рис. 3.11. Схема замещения трансформатора с учетом паразитных индуктивностей и емкостей

Для снижения этих потерь в высокочастотных трансформаторах применяют метод секционирования обмоток, позволяющий уменьшить напряженность в крайних слоях обмотки. На рис. 3.10, б приведен пример разбиения вторичной обмотки на две секции, а первичной — на три, что позволяет снизить максимальное значение МДС и напряженности в 4 раза по сравнению с конструкцией, имеющей сосредоточенные обмотки [20].

При увеличении коэффициента трансформации возрастает влияние «паразитных» параметров реакторно-трансформаторного оборудования — индуктивностей рассеяния, межвитковых и межобмоточных емкостей. Для уменьшения влияния этих параметров необходимо усложнять схемы трансформаторов и реакторов. На рис. 3.11 представлена схема замещения трансформатора, учитывающая влияние индуктивностей рассеяния первичной  $L_{S1}$  и вторичной  $L_{S2}$  обмоток, емкостной связи между обмотками  $C_{12}$  и входной и выходной емкостей  $C_1$  и  $C_2$ .

Очевидно, что с увеличением частоты входного напряжения происходит существенное искажение трансформируемого напряжения в зависимости от параметров схемы. Это, в свою очередь, оказывает отрицательное влияние на режимы работы силового электронного устройства и его энергетические показатели — КПД, объем, массу и др. В отдельных случаях «паразитные» параметры могут рационально использоваться и тем самым быть переведены в разряд функционально полезных. Например, индуктивность рассеяния может работать как токоограничивающий элемент на повышенных частотах при коротких замыканиях в цепи нагрузки.

Повышение рабочих частот осложняет электромагнитную совместимость трансформаторов и реакторов с другими элементами электронных устройств. Особенно сложной задачей является обеспечение электромагнитной совместимости реакторов с другими элементами устройства. В силовых электронных устройствах реакторы выполняют функции фильтрации, накопления энергии, формирования тока коммутации для выключения тиристоров, компенсации реактивной мощности и др. Общими признаками большинства таких реакторов являются небольшие значения индуктивности, мало изменяющиеся в широком диапазоне токов намагничивания, т.е. индуктивность должна быть близка к постоянной. Для выполнения этого требования магнитопроводы изготавливают с воздушными зазорами. Наличие немагнитного зазора приводит к существенному возрастанию потоков рассеяния. Электромагнитное поле, создаваемое этими потоками, индуцирует токи и напряжения, вызывающие нарушение нормального функционирования элементов схемы. Влияние электромагнитных полей усиливается при увеличении рабочих частот реакторов. Электромагнитное поле трансформатора при повышенной частоте может вызывать не только сбои в работе элементов схемы, но и превышение допустимой температуры элементов металлических конструкций. Такое

превышение температуры возникает вследствие дополнительных потерь мощности, образующихся от вихревых токов, обусловленных воздействием переменного электромагнитного поля.

Для исключения этих нежелательных явлений следует уменьшать напряженность электромагнитного поля вне устройства, сохраняя индуктивность реактора постоянной. Эта задача может быть решена различными способами, например использованием в качестве материала магнитопровода альсифера — материала с низкой магнитной проницаемостью. При очень низких значениях индуктивности целесообразно применять воздушные реакторы без магнитопроводов. Однако для повышения индуктивности этих реакторов следует использовать конструкции, максимально замыкающие магнитный поток непосредственно в реакторе. В качестве таких устройств применяются тороидальные конструкции с равномерным распределением витков по всей окружности реактора.

В настоящее время для улучшения технико-экономических показателей трансформаторов и реакторов, работающих на повышенных частотах, используются низкопрофильные (плоские) обмотки, впечатанные в магнитопровод [20]. Планарная технология имеет много преимуществ перед традиционной, позволяя легко реализовать секционирование обмоток и уменьшить «паразитные» емкости. Кроме того, такая технология хорошо согласуется с гибридной и модульной технологиями изготовления электронных устройств.

## Контрольные вопросы

1. Какие параметры характеризуют магнитные свойства ферромагнитных материалов?
2. Какие ферромагнитные материалы применяются в современных устройствах силовой электроники?
3. В чем состоит особенность расчета потерь в трансформаторах и реакторах при воздействии несинусоидального напряжения?
4. Чем характерна работа трансформатора в режиме подмагничивания?

## 3.2. Конденсаторы

### 3.2.1. Общие сведения

Конденсатор — устройство, способное накапливать электрические заряды. Электротехнический конденсатор выполняется из 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.

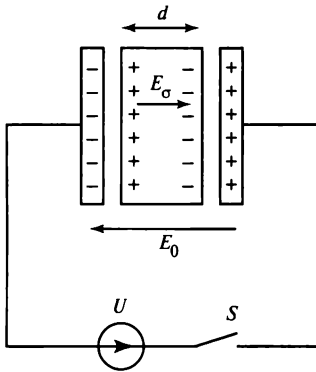


Рис. 3.12. Упрощенная структура распределения зарядов в плоском конденсаторе

На рис. 3.12 приведена упрощенная структура распределения зарядов в плоском конденсаторе. При отсутствии диэлектрика между обкладками конденсатора, т.е. в вакууме, при допущении однородности электрического поля в конденсаторе заряд на пластине можно выразить соотношением

$$q_0 = U \frac{S \epsilon_0}{d}, \quad (3.13)$$

где  $U$  — напряжение внешнего источника;  $S$  — площадь поверхности пластины;  $\epsilon_0$  — электрическая постоянная, характеризующая электрические свойства вакуума;  $d$  — расстояние между пластинами.

При отсутствии диэлектрика емкость конденсатора  $C_0 = q_0/U$ . При введении между пластинами диэлектрика в результате поляризации на его поверхности возникает электрический заряд, зависящий от типа диэлектрика. Этот заряд создает поле, электрическая напряженность которого  $E_\sigma$  направлена встречно электрической напряженности внешнего поля  $E_0$ , что приводит к уменьшению электрической напряженности в диэлектрике:

$$E = E_0 - E_\sigma, \quad (3.14)$$

где  $E_0 = U/d$  — напряженность поля в вакууме.

Вследствие изменения напряженности поля заряд на обкладках конденсатора увеличивается:

$$q = \epsilon_r q_0, \quad (3.15)$$

где  $\epsilon_r$  — относительная электрическая проницаемость, учитывающая наличие диэлектрика (для диэлектрика  $\epsilon_r > 1$ ).

Из (3.13) следует, что емкость конденсатора  $C$  равна

$$C = \epsilon_r C_0 = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{d}. \quad (3.16)$$

Коэффициент  $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$  связывает векторы напряженности  $E$  и электрической индукции  $D$  соотношением

$$D = \epsilon E. \quad (3.17)$$

Энергия, накопленная в конденсаторе, также возрастет в  $\epsilon_r$  раз от  $C_0 U^2/2$  до  $C U^2/2$ . Из рассмотренного следует, что, используя диэлектрики с высокими значениями  $\epsilon_r$ , можно существенно увеличивать емкость конденсатора без изменения его геометрических размеров.

В зависимости от требований к параметрам конденсатора, области его использования, особенностям производства и другим факторам применяют различные диэлектрические материалы. Диэлектрики подразделяют на неполярные, полярные, ионные и сегнетодиэлектрики [18]. Относительная электрическая проницаемость  $\epsilon_r$  может изменяться в зависимости от вида диэлектрика в диапазоне от единиц до  $10^4$ — $10^5$  единиц.

В силовых цепях с постоянным и пульсирующим напряжением применяются электролитические конденсаторы, изготовленные из оксидированной алюминиевой фольги, являющейся диэлектриком, и неоксидированной алюминиевой фольги с волокнистой прокладкой. Электролитический конденсатор имеет выводы для подключения к источнику напряжения. 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 электрических конденсаторов являются емкость, тангенс угла потерь, ток утечки, сопротивление изоляции. Кроме того, в зависимости от типа конденсатора указывают допустимые значения напряжения в разных режимах или реактивную мощность, допустимый уровень накапливаемой энергии.

Тангенс угла потерь при синусоидальном напряжении определяется по формуле

$$\operatorname{tg} \delta = P/Q, \quad (3.18)$$

где  $P$  — активная мощность;  $Q$  — реактивная мощность.

Тангенс угла потерь может быть выражен через параметры простейших эквивалентных схем замещения (рис. 3.13):

$$\operatorname{tg} \delta = \omega C_3 R_3 = \frac{1}{\omega C'_3 R'_3}, \quad (3.19)$$

где  $\omega$  — угловая частота напряжения конденсатора;  $C_3$  и  $R_3$  — емкостная и резистивная составляющие эквивалентного сопротивления согласно схеме замещения на рис. 3.13, а;  $C'_3$  и  $R'_3$  — емкостная и резистивная составляющие эквивалентного сопротивления согласно схеме замещения на рис. 3.13, б.

Следует отметить, что параметры схем замещения в общем случае зависят от частоты. Следовательно, согласно (3.19) величина  $\operatorname{tg} \delta$  является также частотно-

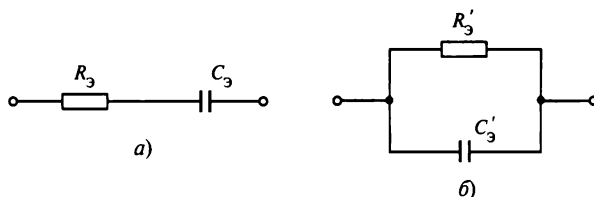


Рис. 3.13. Упрощенные схемы замещения конденсаторов: а — последовательная; б — параллельная

зависимой. Кроме того, более полные схемы замещения включают в себя индуктивности электрических выводов, их активное сопротивление и ряд других параметров [18].

При выборе типа конденсатора необходимо учитывать режим работы, форму и частоту тока и напряжения, конструктивное расположение, условия охлаждения, общий ресурс работы, надежность и многие другие факторы.

Длительность эксплуатации конденсаторов влияет на их характеристики. Например, отдельные типы конденсаторов могут изменять емкость на 30 % первоначального значения. Также со временем могут значительно изменяться  $\text{tg}\delta$  и сопротивление изоляции конденсатора, от которой зависит ток утечки.

По условиям работы конденсаторы подразделяются на 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 относятся униполярные конденсаторы, например электролитические конденсаторы с оксидным диэлектриком. Эти конденсаторы характеризуются высокими значениями емкости и удельными энергетическими показателями на единицу объема. Подача переменного напряжения на обкладки таких конденсаторов недопустима.

### 3.2.2. 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 ЦФТП;
- фильтруют высшие гармоники тока и напряжения в силовых цепях переменного тока.

В компенсаторах и регуляторах реактивной мощности конденсаторы обычно работают при синусоидальных напряжениях промышленной частоты. В этом случае их применяют в соответствии с общепринятыми правилами эксплуатации электротехнического силового оборудования. При расчете и выборе типов конденсаторов для схем компенсаторов реактивной мощности необходимо учитывать влияние высших гармоник тока, возникающих при периодических коммутациях силовых ключей.

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 трапецеидальной (рис. 3.14). Конденсаторы в составе ЦФТП имеют меньшую емкость, чем коммутирующие, но работают в диапазоне более высоких частот, соответствующих спектральному составу напряжений в процессах переключения. При этом основные параметры конденсаторов слабо зависят от частоты. В частности, их конструкция должна обеспечивать минимальное значение индуктивности, которая может оказывать отрицательное влияние на переходные процессы при выключении ключей.

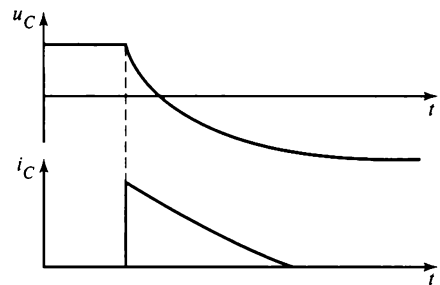


Рис. 3.14. Диаграммы тока и напряжения при коммутации конденсатора

В конденсаторах фильтров высших гармоник протекают несинусоидальные токи, спектральный состав которых необходимо учитывать при выборе типа и параметров конденсаторов.

Несинусоидальные токи и напряжения приводят к увеличению потерь мощности в конденсаторах, 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  $\operatorname{tg} \delta$  неизменным, в то время как оно зависит от условий эксплуатации и в значительной мере от частоты приложенного напряжения. Зависимость  $\operatorname{tg} \delta$  от частоты необходимо учитывать при выборе конденсаторов, работающих под воздействием несинусоидальных напряжений. Приводимые в технических условиях зависимости  $\operatorname{tg} \delta$  от частоты позволяют учесть дополнительные потери мощности при воздействии напряжений повышенной частоты. Типовые зависимости значения  $\operatorname{tg} \delta$  от частоты конденсаторов неполярного типа показывают слабое его изменение от частоты в диапазоне от 50 до 1 000 Гц и возрастание примерно в 10 раз при увеличении частоты от 1 000 до 10 000 Гц. Изменение температуры в меньшей мере влияет на  $\operatorname{tg} \delta$  конденсаторов. Точная оценка потерь в конденсаторах, работающих под воздействием синусоидального напряжения повышенной частоты, является достаточно сложной задачей.

Еще более сложная задача — оценка потерь в конденсаторе при несинусоидальных токах и напряжениях. Среди известных методов следует выделить наиболее общий, но весьма приближенный метод, основанный на частотном анализе напряжения или тока. В таких расчетах потери мощности в конденсаторе от каждой гармоники напряжения суммируются:

$$P_C = C \omega_1 \sum_{n=1}^{\infty} n U_n^2 \operatorname{tg} \delta_n, \quad (3.20)$$

где  $C$  — емкость конденсатора;  $\omega_1$  — угловая частота 1-й гармоники напряжения;  $n$  — номер гармонической составляющей 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 явно выраженные гармоники в несинусоидальном напряжении и оценить по (3.20) потери мощности. Аналогично определяют при заданной форме несинусоидальный ток 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 приводит к необходимости снижения допустимых действующих значений напряжения на конденсаторе при увеличении частоты напряжения. Типичная зависимость допустимого действующего значения синусоидального напряжения на конденсаторе переменного тока приведена на рис. 3.15 [18].

В зависимости от частоты и формы напряжения при выборе требуемого типа конденсатора может преобладать тот или иной ограничивающий фактор. Например, при трапецеидальной форме напряжения на конденсаторе при низких частотах и малой длительности фронтов импульсного напряжения ограничивающим параметром является амплитудное значение импульсного тока, а при частотах синусоидального напряжения выше 1 кГц — дополнительная мощность потерь. При выборе конденсаторов необходимо учитывать кратковременную электрическую прочность, в соответствии с которой нормируются значения номинального напряжения. Допустимое действующее значение напряжения может также выбираться 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. 3.16 приведены зависимости удельной реактивной мощности некоторых типов отечественных 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

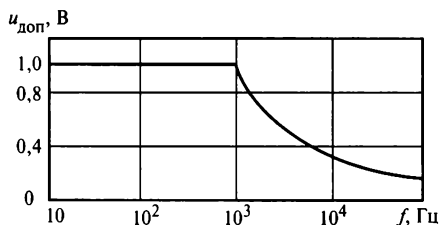


Рис. 3.15. Зависимость амплитуды допустимого напряжения конденсатора от частоты

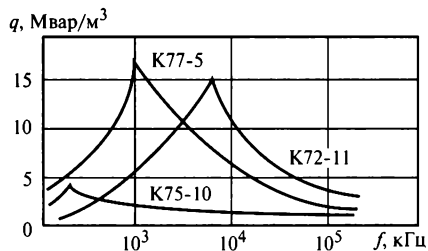
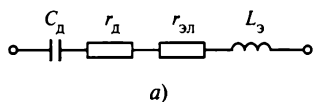
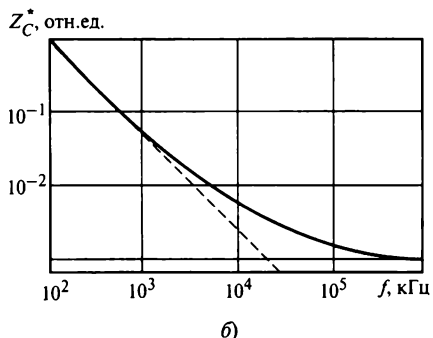


Рис. 3.16. Зависимость удельной реактивной мощности конденсаторов от частоты

Рис. 3.17. Схема замещения электролитического конденсатора (а) и зависимость полного сопротивления от частоты конденсатора К50-20 (б)



воздействием постоянной и переменной составляющих напряжения. Обычно в технических условиях на электролитические конденсаторы в качестве основных параметров кроме значений емкости указываются номинальное значение постоянной составляющей и допустимое значение переменной составляющей 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. 3.17, а, где  $C_d$  — емкость, обусловленная диэлектриком;  $r_d$ ,  $r_{эл}$  — активные сопротивления, соответствующие потерям в диэлектрике и электролите;  $L_э$  — эквивалентная индуктивность секции конденсаторов и выводов. Согласно схеме замещения полное сопротивление конденсатора



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

$$r_s = r_d + r_{эл}; \quad C_3 = \frac{C_d}{1 - (f/f_0)^2}, \quad (3.21)$$

где  $f$  — рабочая частота напряжения на конденсаторе;  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_э C_d}}$ .

В расчетах необходимо учитывать зависимости параметров схемы замещения от различных факторов. Значение  $C_d$  зависит от типа конденсатора, его параметров и частоты. Индуктивность  $L_э$  является стабильной величиной. Тангенс угла потерь, определяющий значение  $r_s$ , имеет частотную 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 эффективному значению емкости

$$C_{эф} = \frac{1}{2\pi f Z_C}. \quad (3.22)$$

На рис. 3.17, б приведена зависимость значения  $Z_C^*$  от частоты для конденсаторов типа К50-20 при температуре окружающей среды 25 °С. Штриховой линией показана частотная характеристика идеального конденсатора ( $L_3 = r_3 = 0$ ).

Из приведенных зависимостей следует, что фильтрующая способность конденсаторов К50-20 снижается при частотах свыше 10 кГц, а при частотах более 20 кГц применение их становится нецелесообразным. При частотах вышеуказанных следует использовать конденсаторы с органическим или керамическим диэлектриком.

Если форма переменной составляющей тока конденсатора отлична от синусоиды, то эффективность фильтрации конденсатора также изменяется. Например, при больших значениях  $di/dt$  составляющие переменного напряжения на выводах конденсатора, обусловленные индуктивностью  $L_3$ , возрастают и могут значительно превышать переменную составляющую напряжения на емкости.

При воздействии на конденсаторы пульсаций напряжения несинусоидальной формы их фильтрующие и нагрузочные способности изменяются в зависимости от спектрального состава этих пульсаций. Поэтому на некоторые типы окисдно-электролитических конденсаторов кроме указанных выше частотных зависимостей в технических условиях иногда приводятся номограммы, позволяющие определить допустимую амплитуду напряжения 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 на создание и развитие новых технологий. В результате в настоящее время достигнуты высокие технико-экономические показатели конденсаторов и в следующее десятилетие прогнозируется дальнейшее их улучшение. В табл. 3.1 приведены удельные показатели энергии и мощности основных видов конденсаторов, отражающие современное состояние [20].

Таблица 3.1

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	$2 \cdot 10^3$	Более 100
Керамический	0,01	5,00	10,0	$10 \cdot 10^3$	Более $100 \cdot 10^3$
Электролитический	0,20	2,00	0,2	$10 \cdot 10^3$	Более 100
Слюдяной	0,01	0,05	5,0	$5 \cdot 10^3$	Более $1 \cdot 10^6$

## Контрольные вопросы

1. Как влияет материал диэлектрика на емкость конденсатора?
2. Определите потери активной мощности в конденсаторе, используя последовательную схему замещения (см. рис. 3.13, а). Исходные данные следующие: переменное напряжение амплитудой  $U_m = 100$  В и частотой основной гармоники  $f_1 = 400$  Гц имеет прямоугольную форму; активная составляющая в схеме замещения  $R_3 = 0,1$  Ом; емкостная составляющая в схеме замещения  $C_3 = 1$  мкФ.
3. Как изменится эквивалентная емкость конденсатора с последовательной схемой замещения при изменении частоты синусоидального напряжения от 1 до 10 кГц при следующих параметрах схемы замещения:  $r_s = 0,1$  Ом;  $L_3 = 5$  мкГн;  $C_d = 1\ 000$  мкФ?
4. Как изменится коэффициент передачи LC-фильтра в цепи постоянного тока на частоте  $f = 1\ 000$  Гц, если под воздействием температуры эквивалентная емкость конденсатора уменьшится в 2 раза?

## 3.3. Теплоотвод в силовых электронных приборах

### 3.3.1. Тепловые режимы работы силовых электронных ключей

При работе в ключевых режимах силовых полупроводниковых приборов: диодов, транзисторов, тиристоров и других, в их внутренних структурах происходит выделение активной мощности (мощности потерь в ключевом элементе). Общие потери в ключевом элементе при работе в периодическом импульсном режиме разделяются на статические и динамические. Эти потери вызывают нагрев полупроводниковой структуры прибора. Превышение температуры нагрева сверх допустимого значения для данного прибора приводит к выходу его из строя. Поэтому надежная работа прибора определяется не только электрическими параметрами, но и температурой внутренней структуры. Для снижения этой температуры уменьшают мощность потерь и используют различные способы отвода тепла от прибора. Обычно для охлаждения применяют металлические теплоотводящие радиаторы.

Рассмотрим тепловые режимы работы прибора, используя аналогию тепловых и электрических процессов на примере упрощенных схем замещения.

В общем случае анализ тепловых процессов является сложной нелинейной задачей, для решения которой пользуются аналитическими и вычислительными методами. В целях упрощения решения допустим, что тепловые процессы в приборе аналогичны электрическим процессам, протекающим в линейной цепи с сосредоточенными параметрами. Тогда в установившемся тепловом режиме, полагая потери мощности в приборе постоянными и равными среднему значению, можно составить схему замещения (рис. 3.18), где мощность потерь  $P_n$  соответствует току, а значения температуры в различных частях прибора  $T_j$  — потенциалам напряжения. По аналогии с законом Ома эти параметры связаны с тепловыми

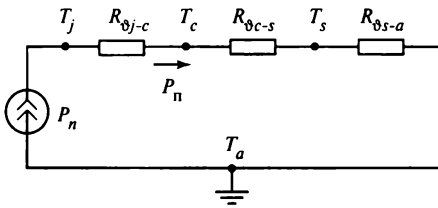


Рис. 3.18. Схема замещения теплопроводящей системы полупроводниковый кристалл — корпус прибора — охладитель

сопротивлениями цепи  $R_{\theta}$ . В схеме замещения выбраны следующие тепловые сопротивления как наиболее значимые:

- $R_{\theta_{j-c}}$  — тепловое сопротивление между полупроводниковым кристаллом и корпусом прибора;
- $R_{\theta_{c-s}}$  — тепловое сопротивление между корпусом прибора и охладителем;
- $R_{\theta_{s-a}}$  — тепловое сопротивление между охладителем и окружающей средой.

Протекание теплового потока через полупроводниковый кристалл прибора в окружающую среду вызывает изменение температуры на тепловых сопротивлениях (см. рис. 3.18) аналогично напряжению в электрической цепи при протекании в ней тока, т.е. на элементах прибора будет разная температура: усредненная температура кристалла —  $T_j$ , корпуса прибора —  $T_c$ , охладителя —  $T_s$  и окружающей среды —  $T_a$ . Следует отметить, что под окружающей средой понимается среда, в которой находится охладитель, а не электрическое устройство. В частности, если устройство конструктивно выполнено в виде металлического шкафа или блока, в котором расположены ключевые элементы с охладителем, то температура внутри шкафа может значительно превышать температуру внешней для аппарата окружающей среды.

Температура кристалла прибора согласно схеме замещения на рис. 3.18 определяется по формуле

$$T_j = P_n(R_{\theta_{j-c}} + R_{\theta_{c-s}} + R_{\theta_{s-a}}) + T_a, \quad (3.23)$$

где  $P_n$  — мощность потерь.

Из (3.23) видны основные пути снижения усредненного значения температуры кристалла. Значения этой температуры будут различаться в структуре кристалла. Обычно наибольшие значения имеют области  $p$ - $n$ -переходов. В зависимости от соотношений тепловых сопротивлений значениями мощности потерь в тех или иных элементах схемы замещения можно пренебречь. Однако более строгий анализ распределения температур связан с решением задачи по определению теплового поля во всех компонентах не только ключевого элемента, но и устройства в целом.

В импульсных режимах работы потери мощности в ключах также имеют импульсный характер. При высоких значениях скважности импульсов мощности на низких частотах температура кристалла приборов тоже начинает колебаться, значительно отличаясь от среднего значения. Эти явления возникают из-за инерционности процессов теплоотдачи.

При определенных параметрах импульсов мгновенное значение температуры в приборе может превышать допустимые значения и привести к выходу его из строя. Для оценки температурного режима в переходных процессах при импульсном выделении мощности потерь можно использовать следующую методику приближен-

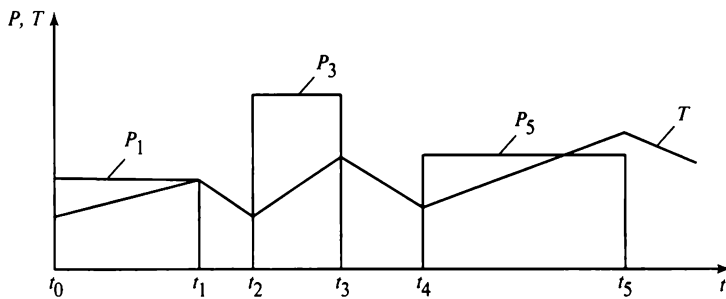


Рис. 3.19. Диаграммы импульсов мощности и изменения температуры

ного анализа [64]. На рис. 3.19 представлены диаграммы импульсов потерь мощности прямоугольной формы и изменения температуры в кристалле прибора. В первом приближении вычисляется переходное тепловое сопротивление

$$Z(t) = R_{\vartheta j-c} (1 - e^{-t/\tau_T}), \quad (3.24)$$

где  $R_{\vartheta j-c}$  — тепловое сопротивление между кристаллом и корпусом прибора в установившемся режиме;  $\tau_T$  — тепловая постоянная времени прибора.

Параметры  $R_{\vartheta j-c}$  и  $\tau_T$  определяются по нормированным переходным характеристикам теплового сопротивления для конкретного типа прибора. Изменение мгновенного значения температуры за время действия импульса мощности в кристалле прибора определяется следующим образом:

$$\Delta T_{jn} = P_{nn} Z(\Delta t_n). \quad (3.25)$$

В выражении (3.25) на  $n$ -м интервале действия импульса  $P_{nn}$  или его отсутствия ( $P_{nn} = 0$ ) сопротивление  $Z(t)$  принимается постоянным и определяется из (3.24) подстановкой  $t = \Delta t_n$ , где  $\Delta t_n = t_n - t_{n-1}$ , т.е. длительности рассматриваемого интервала. В результате получим зависимость изменения температуры в приборе

$$T_k(t) = T_{jn} + P_{n1}(Z_1 - Z_2) + P_{n3}(Z_3 - Z_4) + \dots + P_{nn}(Z_n - Z_{n+1}), \quad (3.26)$$

где знак «минус» соответствует интервалам с нулевым значением выделяемой мощности.

Из (3.26) видно, что при принятых допущениях колебания температуры будут описываться линейными зависимостями изменения температуры при воздействии импульсных мощностей. В (3.26) интервалы с нулевым значением мощности являются четными. На этих интервалах отсутствие мощности потерь рассматривается как действие встречновключенных потоков мощности импульсов на нечетных интервалах, где  $\Delta T_{jn}$  — изменение температуры в кристалле в течение времени  $n$ -го интервала;  $P_{nn}$  — мощность импульса на  $n$ -м интервале;  $Z(\Delta t_n)$  — значение

переходного сопротивления в конце  $n$ -го интервала;  $n$  — номер интервала, на котором выделяется или отсутствует мощность потерь в кристалле прибора.

Обычно форма импульсов выделяемой мощности в полупроводниковых ключах отличается от прямоугольной. В этом случае может быть использована методика аппроксимации этих импульсов прямоугольными импульсами с теми же значениями выделяемой энергии и пиковой мощности соответствующей длительности. Такая замена соответствует наиболее тяжелому температурному режиму.

При частотах намного выше постоянной времени теплового процесса пульсациями температуры в приборе можно пренебречь.

### 3.3.2. Охлаждение силовых электронных ключей

Отвод тепла от силовых электронных ключей осуществляется теплопередачей, конвекцией и излучением. В схеме замещения на рис. 3.18 тепловые сопротивления  $R_{\vartheta j-c}$  и  $R_{\vartheta c-s}$  соответствуют процессам теплопередачи от кристалла к корпусу прибора и от него к охладителю. Сопротивление  $R_{\vartheta j-c}$  постоянно и определяется конструкцией прибора. Сопротивление  $R_{\vartheta r-s}$  представляет тепловой контакт между корпусом прибора и охладителем. Обычно корпус силового прибора (или часть его) и охладитель выполнены из теплопроводящего металла. Поэтому тепловой контакт между ними зависит от плотности соприкосновения, т.е. от шероховатостей контактируемых поверхностей и прижимного усилия. Обработка специальными смазками, например силиконовым вазелином, улучшает тепловой контакт контактирующих поверхностей. Проблема обеспечения низкого теплового сопротивления часто осложняется необходимостью одновременного создания хорошей электроизоляции между корпусом прибора и охладителем. С этой целью используются специальные материалы, характеризующиеся повышенной теплопроводностью и высокими электроизоляционными свойствами, например слюда, оксид алюминия, оксид бериллия и др. В табл. 3.2 приведены значения контактных тепловых сопротивлений корпус—охладитель при наличии смазки и без нее для типовых корпусов полупроводниковых приборов [12].

Конструктивное исполнение охладителей зависит от многих факторов и, в первую очередь, от способа отвода тепла.

Наиболее распространенным способом охлаждения является естественное воздушное охлаждение — конвекция. В этом случае с поверхности охладителя тепло передается в окружающую среду воздушным потоком, который возникает под воздействием разности плотностей холодного и теплого (у поверхности охладителя) воздуха. Одновременно происходит теплопередача тепловым излучением. Для повышения эффективности теплопередачи охладители подвергаются «чернению» и имеют темную поверхность. В качестве простейших охладителей для отвода малых потерь мощности (единицы ватт) могут использоваться обычные

Таблица 3.2

## Значения контактных тепловых сопротивлений корпус—охладитель

Тип корпуса	Тип изолирующей прокладки	Тепловое сопротивление корпус—охладитель $R_{\theta_{c-s}}$ , °C/Вт	
		с силиконовой смазкой	без силиконовой смазки
ТО-3	Без изолирующей прокладки	0,1	0,3
	Тефлон	0,7	1,25
	Слюда (50—100 мкм)	0,5	1,2
ТО-66	Без изолирующей прокладки	0,15—0,2	0,4—0,5
	Слюда (50—100 мкм)	0,6—0,8	1,5—2,0
	Пластик (50—100 мкм)	0,6—0,8	1,2—1,4
ТО-220AB	Без изолирующей прокладки	0,3—0,5	1,5—2,0
	Слюда (50—100 мкм)	2,0—2,5	4,0—6,0
ТО-3P(L)	Без изолирующей прокладки	0,1—0,2	0,4—1,0
	Слюда (50—100 мкм)	0,5—0,7	1,2—1,5

металлические пластины, на которых монтируется прибор. Тепловое сопротивление такого охладителя определяется из следующего соотношения [12]:

$$R_{\theta_{s-a}} = \frac{3,3}{(\lambda d)^{0,5}} C_f^{0,25} + \frac{650}{S} C_f, \quad (3.27)$$

где  $\lambda$  — коэффициент теплопроводности охладителя, Вт/(°C · см);  $d$  — толщина охладителя, см;  $S$  — площадь поверхности, см<sup>2</sup>;  $C_f$  — поправочный коэффициент, учитывающий состояние поверхности и расположение в пространстве охладителя.

Значения  $\lambda$  при  $T$  от 273 до 350 К приведены в табл. 3.3.

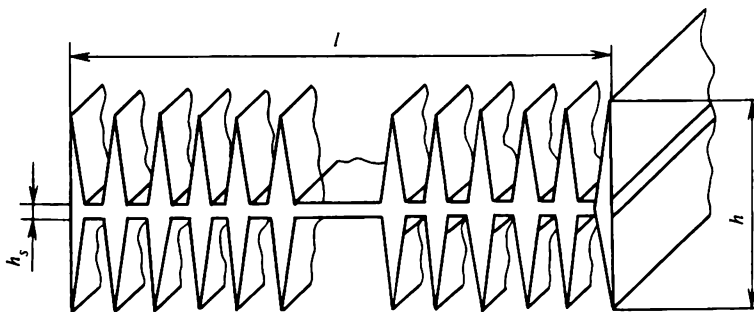
Для увеличения общей площади теплоотдачи используют охладители специальных конструкций, например ребристые (рис. 3.20). В качестве материалов для

Таблица 3.3

К расчету коэффициента  $\lambda$ 

Материал	Значение $\lambda$ , Вт/(°C · см)
Алюминий	2,08
Медь	3,85
Латунь	1,1
Сталь	0,46
Слюда	0,006
Оксид бериллия	2,1





**Рис. 3.20. Ребристая конструкция охладителя:**  
 $l$  — общая длина;  $h$  — толщина;  $h_s$  — толщина основания

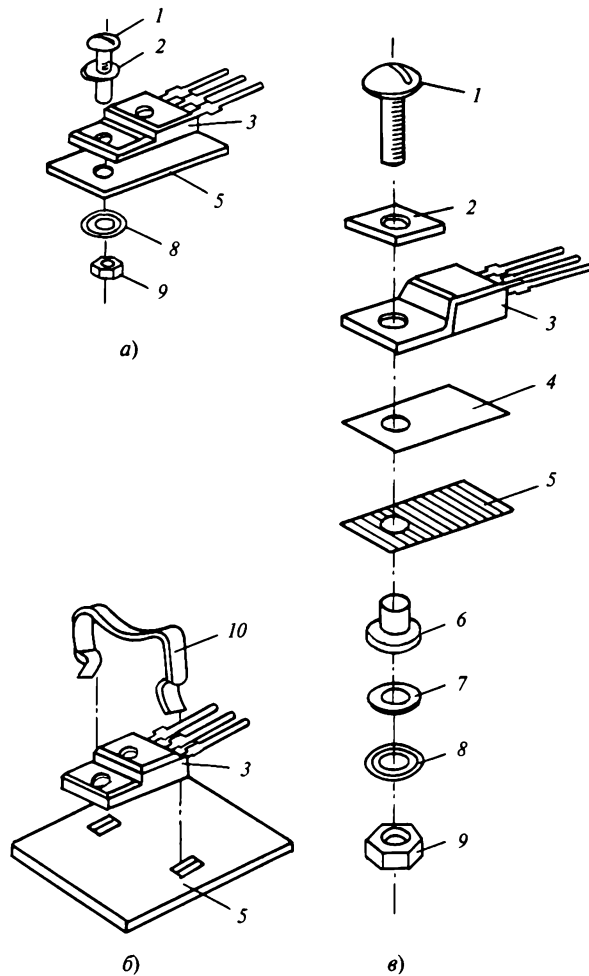
изготовления таких охладителей применяются алюминий и его сплавы высокой теплопроводности.

Охладители в виде металлических пластин в сочетании с теплопроводящей и одновременно электроизолирующей прокладкой широко используются в конструкциях отдельных полупроводниковых элементов и силовых интегральных модулях (рис. 3.21) [13].

Для повышения эффективности теплоотдачи охладители целесообразно конструктивно объединять с корпусом аппарата таким образом, чтобы конвективный обмен осуществлялся непосредственно с воздухом окружающей среды, имеющей более низкую температуру, чем воздушная среда в аппарате. Однако это не всегда возможно. Поэтому для повышения теплоотдачи осуществляют принудительное воздушное охлаждение. Для усиления скорости конвекции применяют вентиляторы, которые обеспечивают вывод нагретых слоев воздуха из конструкции аппарата в окружающую среду. Принудительное охлаждение существенно повышает эффективность охлаждения силовых электронных ключей, трансформаторов, конденсаторов, резисторов и других силовых компонентов устройства.

В силовых электронных устройствах с большими потерями мощности в полупроводниковых приборах, например в диодах или тиристорах, при прямых токах свыше 1 000 А принудительного воздушного отвода тепла может оказаться недостаточно. В таких случаях используют жидкостное охлаждение. Этот вид охлаждения более эффективен по сравнению с воздушным, так как жидкости имеют большую теплоемкость и лучшую теплопроводность. В качестве жидкостей используется вода или масло. Водяное охлаждение осуществляется проточным образом: вода поступает из водопровода, затем подвергается деионизации и, протекая через охладитель, направляется в сточную систему. Для снижения расхода воды используется рециркуляция [15].

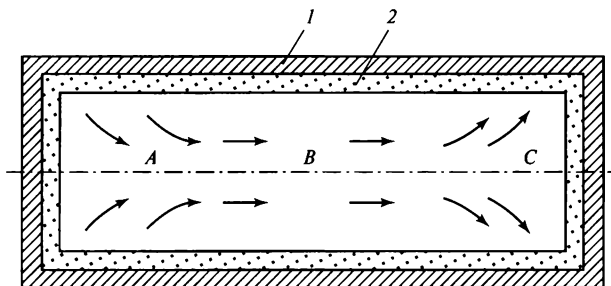
Наиболее эффективным охлаждением является использование теплоты испарения жидкости. На рис. 3.22 показана упрощенная конструкция закрытой металлической тепловой испарительной трубки, внутренняя стенка которой покрыта



**Рис. 3.21. Конструкции соединений полупроводникового прибора с охладителем:**

*а* — винтовое соединение; *б* — пружинное соединение; *в* — сборка с электрической изоляцией; *1* — винт; *2* — металлическая шайба; *3* — полупроводниковый прибор; *4* — электроизоляционная прокладка; *5* — охладитель; *6* — изоляционная втулка; *7* — цилиндрическая шайба; *8* — прижимная шайба; *9* — гайка; *10* — прижимная скоба

пористым материалом, пропитанным жидкостью. Пониженное давление, способствует испарению жидкости. От полупроводникового прибора к части *A* трубки передается теплота низкого давления, под воздействием которой происходит испарение жидкости. Образовавшийся пар (если используется вода) поступает вначале в часть *B*, охлаждается, а затем в часть *C*. Теплота, выделяемая при конденсации, отводится в окружающую среду через стенки трубки и охладитель. Сконденсировавшаяся жидкость осажается на пористом покрытии трубки и затем перемещается в испарительную часть *A* трубки.



**Рис. 3.22. Конструкция тепловой испарительной трубки:**  
 1 — внешняя жесткая оболочка; 2 — пористое покрытие

Испарительное охлаждение протекает непрерывно при небольшой разнице температур между частями *A* и *C*. Тепловая трубка передает примерно в  $10^3$  раз больше теплоты, чем твердый проводник того же сечения.

Существуют и другие высокоэффективные системы испарительного охлаждения с использованием жидкостей, например фреонов, характеризующихся низкой температурой кипения и хорошими электроизоляционными свойствами.

### Контрольные вопросы

1. Измените схему на рис. 3.18 с учетом теплового сопротивления между корпусом прибора и окружающей средой.
2. Как изменится температура в электронном ключе, если изменить материал охладителя с алюминия на сталь при равных остальных условиях эксплуатации?
3. Как и почему влияет на процесс охлаждения цвет наружной поверхности охладителя?
4. Изобразите схему замещения для расчета температурного режима прибора по аналогии со схемой на рис. 3.18, если охладитель и прибор будут размещены на внешней стороне металлического корпуса аппарата.
5. Определите среднее значение температуры в тиристорах однофазной мостовой схемы, работающей на активную нагрузку с углом управления  $\alpha = \pi/6$ . Действующее значение синусоидального напряжения на входе  $U = 220$  В, сопротивление активной нагрузки  $R_n = 1$  Ом, падение напряжения на тиристоре во включенном состоянии  $\Delta U_F = 2$  В, тепловые сопротивления в соответствии со схемой на рис. 3.21 имеют следующие значения:  $R_{\theta_{j-c}} = 0,01$  °C/Вт,  $R_{\theta_{c-s}} = 0,02$  °C/Вт,  $R_{\theta_{s-a}} = 0,005$  °C/Вт, температура окружающей среды для охладителя  $T_a = 30$  °C.
6. В каких случаях целесообразно использовать принудительное воздушное охлаждение?

# Часть вторая

## ОСНОВНЫЕ ВИДЫ СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

### Глава четвертая

#### АНАЛИЗ ПРОЦЕССОВ И МЕТОДЫ УПРАВЛЕНИЯ

##### 4.1. Основные методы анализа

###### 4.1.1. Общие сведения

Силовые электронные устройства (СЭУ) включают в себя силовые преобразователи электрической энергии и различные виды регуляторов параметров электроэнергии. Общим признаком СЭУ является наличие в них силовых электронных ключей для коммутации электрических цепей при поступлении сигналов от системы управления или под воздействием протекающих в этих устройствах электромагнитных процессов. На рис. 4.1 представлена обобщенная условная схема СЭУ, состоящая из силовых ключей  $\{S_1^i, S_2^i, \dots, S_Q^i\}$ , реактивных и резистивных элементов  $\{L_1^i, L_2^i, \dots, L_K^i; C_1^i, C_2^i, \dots, C_N^i; R_1^i, R_2^i, \dots, R_M^i\}$ , отображающих элементы входных и выходных фильтров, накопителей электроэнергии, а также нагрузки. В состав нагрузки в общем случае входят источники напряжения и (или)

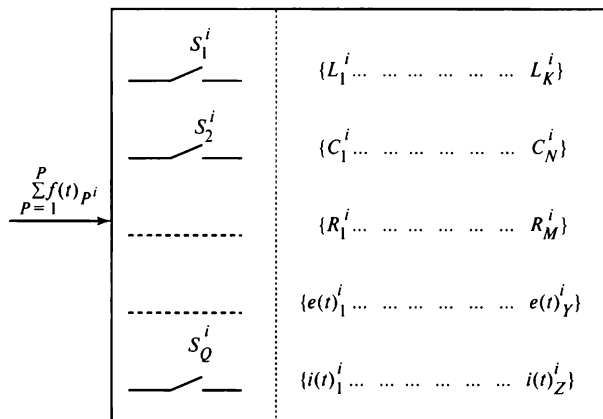


Рис. 4.1. Основные элементы обобщенной силовой части СЭУ

тока  $\{e(t)_1^i, e(t)_2^i, \dots, e(t)_Y^i; i(t)_1^i, i(t)_2^i, \dots, i(t)_Z^i\}$ . Ко входу СЭУ подключаются источники напряжения и (или) тока  $\{f(t)_1^i, f(t)_2^i, \dots, f(t)_P^i\}$ , представляющие собой в математической модели кусочно-непрерывные функции синусоидального переменного или постоянного тока на определенных временных интервалах.

Коммутация ключей  $S_Q^i$ , имеющая периодический характер, вызывает соединение схем элементов СЭУ в различных комбинациях, соответствующих виду СЭУ и режиму его работы. На межкоммутационных интервалах имеют место схемы, различающиеся топологией и элементами отдельных их ветвей. Кроме того, в пределах межкоммутационных интервалов могут появляться отдельные подынтервалы, обусловленные спаданием тока до нуля в реактивных элементах, а также значительные по длительности интервалы коммутации при переходе тока с одного ключа на другой. Всем интервалам, отмеченным индексом  $i$ , соответствуют схемы замещения с постоянными параметрами элементов и имеющие определенную топологию. В большинстве случаев элементы этих схем являются линейными и с учетом допущения идеальности ключей для каждого  $i$ -го интервала может быть составлена эквивалентная линейная схема электрических цепей. Поэтому для ее анализа возможно применение всех методов, в основе которых лежит принцип суперпозиции.

Обычно задача анализа сводится к нахождению токов или напряжений в электрических цепях схемы. Для этого в линейных схемах на основе законов Кирхгофа составляется система интегродифференциальных уравнений, которая на  $i$ -м интервале может быть преобразована в линейное неоднородное дифференциальное уравнение  $n$ -го порядка

$$a_n^i \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1}^i \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_0^i y = f^i(t), \quad (4.1)$$

где коэффициенты  $\{a_n^i, \dots, a_0^i\}$  определяются комбинацией параметров элементов на  $i$ -м интервале, а функция воздействия  $f^i$  включает в себя в общем случае все внешние и внутренние источники напряжения и тока.

Очевидно, что при отсутствии реактивных элементов  $L$  и  $C$  система вырождается в систему нулевого порядка, соответствующую постоянному току.

Решение уравнения (4.1) состоит из общего интеграла  $y'(t)$  однородного уравнения (4.1) при  $f^i(t) = 0$  и частного интеграла  $y''(t)$ , определяемого в виде вынужденной реакции системы на функцию воздействия  $f^i(t)$ . Нахождение этих интегралов, т.е. решение уравнения (4.1), может быть осуществлено известными классическими и операторными методами при условии, что начальные значения переменных в реактивных элементах известны. Учет нелинейностей элементов схемы, например, связанных с насыщением магнитопроводов, существенно усложняет получение решения в аналитической замкнутой форме, удобной для анализа. Поэтому при необходимости учета нелинейных зависимостей обычно используются специальные численные методы решения задач.

### 4.1.2. Анализ СЭУ методом «припасовывания» по интервалам постоянства структур

Метод «припасовывания» по интервалам постоянства структур, применяемый для анализа процессов в вентильных преобразователях, является наиболее точным и универсальным [28]. Метод основан на представлении преобразователя структурами, параметры элементов которых остаются неизменными на определенных интервалах его работы. Рассмотрим применение этого метода на примере простейшей схемы, представленной на рис. 4.2, а и содержащей ключевые элементы  $S1$  и  $S2$ , работающие синхронно от системы управления. Алгоритм управления  $SU$  обеспечивает одновременное включение ключа  $S1$  и выключение ключа  $S2$  и наоборот с периодом  $T_k$ , задаваемым генератором сигналов. Параллельно ключу  $S2$  подключена нагрузка сопротивлением  $R$  и индуктивностью  $L$ . Предположим, что длительность включенного состояния ключа  $S1$  (выключенного  $S2$ ) равна  $\gamma = t_{\text{вкл}}/T_k$ .

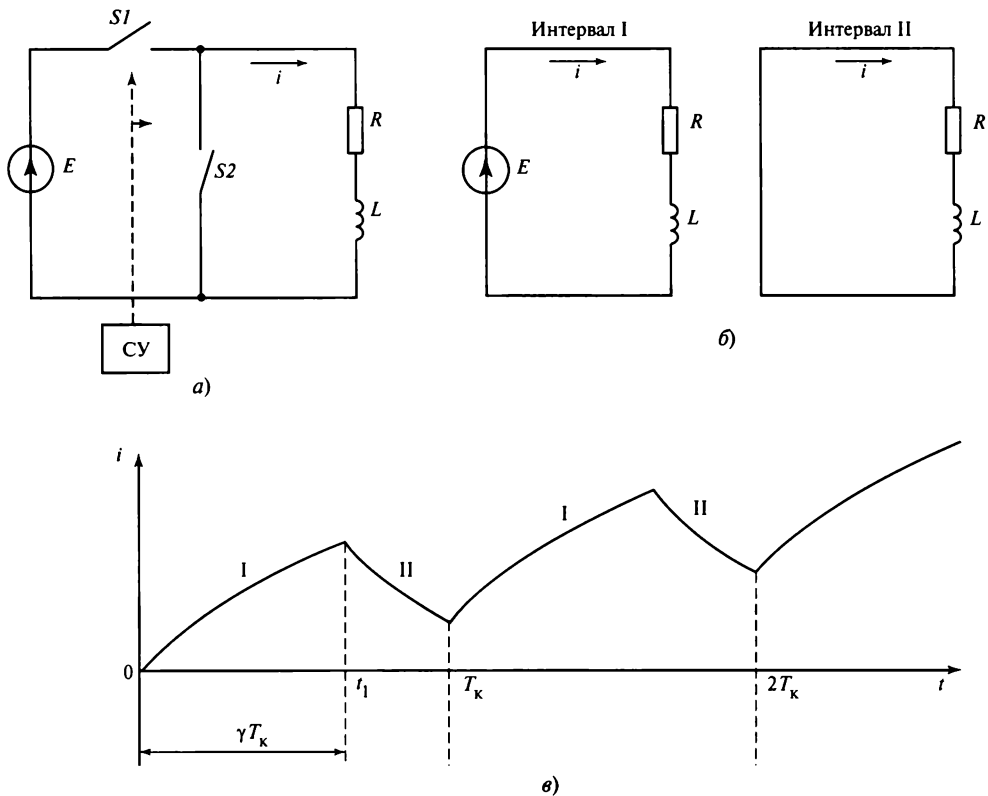


Рис. 4.2. Принцип метода «припасовывания»:

а — схема СЭУ; б — схемы замещения на интервалах проводимости ключей; в — диаграмма тока в  $RL$ -цепи

Соответственно длительность в относительных единицах выключенного состояния ключа  $S1$  (включенного  $S2$ ) будет равна  $(1 - \gamma)$ . На входе в схему включен источник идеального напряжения  $E$ .

При работе СЭУ можно выделить два интервала, которым соответствуют эквивалентные электрические схемы, приведенные на рис. 4.2, б. На этих интервалах параметры элементов неизменны. Определим ток  $i$ , протекающий в  $RL$ -цепи.

На интервале I при  $0 \leq t \leq t_{\text{вкл}}$  ключ  $S1$  включен, ключ  $S2$  выключен.

На интервале II при  $t_{\text{вкл}} \leq t \leq T_{\text{к}}$  ключ  $S1$  выключен, ключ  $S2$  включен.

Дифференциальные уравнения для этих интервалов имеют вид

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di}{dt} + Ri &= E; \\ L \frac{di}{dt} + Ri &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

Процесс включения ключа начался в момент времени  $t = 0$ , когда начальное значение тока в индуктивности  $L$  было нулевым, т.е.  $i(0) = 0$ . В этом случае решение (4.2) для интервала I следующее:

$$i^I(t) = \frac{E}{R} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (4.3)$$

где  $\tau = L/R$  — постоянная времени.

В момент времени  $t = t_1 = \gamma T_{\text{к}}$ , где  $\gamma$  — относительная длительность включенного состояния ключа, изменяется структура преобразователя и начинается второй интервал работы СЭУ (см. рис. 4.2, б). Так как ток в индуктивности при одновременном переключении ключей  $S1$  и  $S2$  не изменяется, то его значение в конце интервала I будет начальным значением на интервале II, т.е.  $i^I(t_1) = i^{II}(t_1)$ .

Следовательно, ток в индуктивности на втором интервале можно определить

$$i^{II}(t) = i^I(t_1) e^{-\frac{t - \gamma T_{\text{к}}}{\tau}} \quad (4.4)$$

В момент времени  $t = T_{\text{к}}$  начальное значение тока первого интервала второго периода равно значению тока второго интервала первого периода в момент времени  $t = T_{\text{к}}$ , т.е. значение тока не равно нулю. Для упрощения расчетов допустим, что ток  $i$  не стал равным нулю до наступления момента  $t = T_{\text{к}}$ , в противном случае спадание тока до нуля ранее момента  $t = T_{\text{к}}$  может привести к появлению дополнительного интервала с новой топологией схемы, отличной от схем интервалов I и II.

При работе с непрерывным током  $i$  переход к очередному периоду работы СЭУ приводит к возрастанию тока. В этом случае ток увеличивается от периода к периоду со скоростью, определяемой постоянной времени цепи  $\tau$ . Признаком устано-

вившегося режима является равенство значений тока на границах интервалов работы схемы:

$$\left. \begin{aligned} i^I[nT_k] &= i^I[(n+1)T_k]; \\ i^{II}[nT_k + \gamma T_k] &= i^{II}[(n+1)T_k + \gamma T_k], \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

где первое уравнение соответствует минимальным значениям тока, а второе — максимальным.

Используя первое уравнение в системе уравнений (4.5) и принимая за начало отсчета  $t = 0$ , момент времени  $t = nT_k$ , можно записать следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} i^I(0) &= i^I(T_k) = I_{\min}; \\ i^I(\gamma T_k) &= \frac{E}{R} + \left( I_{\min} - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{\gamma T_k}{\tau}}; \\ i^{II}(T_k) &= I_{\min} = \left[ \frac{E}{R} + \left( I_{\min} - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{\gamma T_k}{\tau}} \right] e^{-\frac{T_k(1-\gamma)}{\tau}}. \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

Из третьего уравнения системы (4.6) определяется минимальное значение пульсирующего тока  $i = (t)$  в установившемся режиме:

$$I_{\min} = \frac{E}{R} \frac{\left( 1 - e^{-\frac{\gamma T_k}{\tau}} \right) e^{-\frac{T_k(1-\gamma)}{\tau}}}{\left( 1 - e^{-\frac{T_k}{\tau}} \right)}. \quad (4.7)$$

Используя второе уравнение в (4.5), можно определить максимальное значение тока в установившемся режиме.

### 4.1.3. Методы анализа на основе дискретных преобразований

Коммутация силовых ключей в СЭУ определяет дискретный характер протекающих в нем процессов. В этой связи появляется возможность использования решетчатых функций и методов дискретного преобразования. Они позволяют получить решение в замкнутой аналитической форме для параметров схемы на границах интервалов работы СЭУ [32].



Значения решетчатой функции пересчитываются только в дискретные значения времени, определяемые периодом  $T_k$ . Между этими значениями они равны нулю. Решетчатая функция может быть получена из непрерывной функции  $f(t)$  при замене  $t$  на  $nT_k$ . При введении нормированной переменной  $\bar{t} = t/n$  получим с учетом замены  $\bar{t} = n$  решетчатую функцию  $f[n]$ , значения которой определены только в моменты времени  $nT_k$  или с учетом нормирования  $n$ . В последнем случае интервал между дискретными значениями функции равен единице. Очевидно, что дискретной функции  $f[n]$  может соответствовать множество непрерывных функций, имеющих одинаковые значения в момент времени  $\bar{t} = 1, 2, 3$ .

Скорость изменения решетчатой функции характеризуется разностью различных порядков аналогично производной непрерывной функции. Например, разности различных порядков могут быть записаны в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \text{1-го порядка} \quad \Delta f[n] &= f[n+1] - f[n]; \\ \text{2-го порядка} \quad \Delta^2 f[n] &= \Delta^2 f[n+1] - \Delta^2 f[n]; \\ \text{k-го порядка} \quad \Delta^k f[n] &= \Delta^k f[n+1] - \Delta^k f[n]. \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

Последнее рекуррентное соотношение позволяет записать разность любого порядка.

Разности решетчатых функций (4.8) являются аналогами производных соответствующих порядков, и при  $T_k = 0$  разностные уравнения преобразуются в дифференциальные. Это позволяет использовать многие общие методы анализа динамических процессов в системах также и для импульсных систем в пределах каждого  $n$ -го цикла.

Рассмотрим составление разностного уравнения для определения тока  $i$  (рис. 4.2, в), который формируется в  $RL$ -цепи при работе ключей  $S1$  и  $S2$  в СЭУ (см. рис. 4.2, а). В качестве аргумента решетчатой функции примем относительную переменную  $\bar{t} = t/T_k = n$ .

На основе уравнений (4.2)—(4.4) для эквивалентных схем на интервалах I и II (см. рис. 4.2, б) можно составить разностное уравнение первого порядка, связывающее ток  $i[n]$  в начале  $n$ -го периода с током  $i[n+1]$  в начале  $[n+1]$ -го периода:

$$i[n+1] = \frac{E}{R} e^{-\frac{T_k(1-\gamma)}{\tau}} \left( 1 - e^{-\frac{\gamma T_k}{\tau}} \right) + i[n] e^{-\frac{T_k}{\tau}}. \quad (4.9)$$

Выделив переменные  $i[n]$  и  $i[n + 1]$  и введя дополнительные обозначения  $q$  и  $B$ , получим рекуррентное соотношение

$$i[n + 1] = B + qi[n], \quad (4.10)$$

где  $B = \frac{E}{R} e^{-\frac{T_k(1-\gamma)}{\tau}} \left( 1 - e^{-\frac{\gamma T_k}{\tau}} \right)$ ;  $q = e^{-\frac{T_k}{\tau}}$ .

Уравнения (4.8) связывают значения токов в начале  $[n]$ -го и  $[n + 1]$ -го периодов. Решение этих уравнений позволяет получить аналогичное выражение для токов исследуемых схем для каждого  $n$ -го периода.

Очевидно, что для определения значений исследуемой функции на границах ее дискретных изменений в установившихся режимах применение разностных уравнений не дает никаких преимуществ по сравнению с методом «припасовывания». Однако, если необходимо определить эти значения для любого  $n$ -го интервала в переходном процессе, например вызванным пуском СЭУ, решение разностных уравнений существенно упрощает определение значений исследуемой функции.

Для решения разностных уравнений используются различные дискретные преобразования. Среди них наиболее распространенными являются дискретное преобразование Лапласа или  $D$ -преобразование, преобразование Лорана или  $Z$ -преобразование. Применение  $Z$ -преобразования для решения разностных уравнений является более простым и наглядным благодаря замене в прямом  $D$ -преобразовании экспоненты на переменную  $z$  [29, 30]. С учетом такой замены  $Z$ -преобразование определяется соотношением

$$\Phi(z) = \sum_{n=0}^{n=\infty} z^{-n} f[n], \quad (4.11)$$

где  $f[n]$  — оригинал;  $\Phi(z)$  — изображение решетчатой функции;  $n$  — номер интервала.

Существование функции  $\Phi(z)$  зависит от условия сходимости ряда  $\sum_{n=0}^{n=\infty} z^{-n} f[n]$ .

Существуют критерии сходимости этого ряда, однако в рассматриваемом примере заранее известно, что этот ряд сходится, а  $\Phi(z)$  существует.

Изображение первой разности  $\Delta f z[n]$  после применения преобразования Лорана (4.11) имеет следующий вид:

$$z\{\Phi(z) - f[0] - \Phi(z)\} = (z - 1)\Phi(z) - zf[0]. \quad (4.12)$$

С учетом (4.12) уравнение (4.10) после применения к нему преобразования Лорана принимает следующий вид:

$$z\{I(z) - i(0)\} - qI(z) = \frac{Bz}{z - 1}, \quad (4.13)$$

где  $I(z)$  — изображение тока  $i[n]$ .

Учитывая, что  $i[0] = 0$ , получаем

$$I(z) = \frac{Bz}{(z-1)(z-q)}. \quad (4.14)$$

Оригинал функции  $f[n]$  может быть получен посредством обратного преобразования Лорана

$$z^{-1}\{\Phi(z)\} = f[n]. \quad (4.15)$$

Для определения (4.15) используются таблицы соответствия либо формулы, в которых сумма вычетов подынтегральной функции определяется согласно теореме Коши [29]:

$$f[n] = \sum \text{res} \frac{Bz^n}{(z-1)(z-q)} = \frac{B(1-q^n)}{1-q}, \quad (4.16)$$

где  $\text{res}$  — вычет подынтегральной функции согласно теореме Коши.

Полагая, что переходный процесс начался при  $i[0] = 0$ , из (4.16) с учетом принятых в (4.9) значений  $B$  и  $q$  получаем следующее значение тока  $i[n]$  в начале  $n$ -го периода:

$$i[n] = \frac{\frac{E}{R} e^{-\frac{T_k(1-\gamma)}{\tau}} \left(1 - e^{-\frac{\gamma T_k}{\tau}}\right) \left(1 - e^{-\frac{n T_k}{\tau}}\right)}{1 - e^{-\frac{T_k}{\tau}}}. \quad (4.17)$$

При  $n \rightarrow \infty$ , т.е. в установившемся режиме, минимальные значения тока совпадают со значением, полученным методом «припасовывания».

Из (4.17) можно получить значения тока  $i$  в виде решетчатой функции для заданного числа  $n$ , т.е. практически для любого момента времени, без проведения расчетов по всем предыдущим интервалам, начиная от  $n = 0$ .

#### 4.1.4. Метод переключающих функций

Для анализа схем СЭУ с известными моментами переключения (коммутации) силовых ключей достаточно эффективным является метод переключающих функций [27, 28]. Этот метод позволяет связывать входные и выходные параметры СЭУ, например напряжения или тока, посредством введения переключающих (коммутационных) функций. Последние представляются набором разрывных единичных функций, соответствующих включенному и выключенному состояниям ключей, периодически переключаемых по заданному алгоритму. При этом ключи представляются идеальными, а пассивные элементы СЭУ — линейными с неизменными параметрами. В этом случае структурная схема замещения СЭУ (рис. 4.3) может быть представлена в виде блока переключения функций  $\Psi_n(t)$  напряжения (тока), преобразующих входную функцию в выходную  $f_{\text{вых}}(t)$ . Фор-

мально это преобразование может быть записано в виде

$$f_{\text{ВЫХ}}(t) = \Psi_n(t)f_{\text{ВХ}}(t). \quad (4.18)$$

На рис. 4.4, а, б приведены две двухключевые схемы СЭУ с переключающими функциями  $\Psi_{n1}(t)$ ,  $\Psi_{n2}(t)$ . Согласно алгоритмам переключения ключей  $S1$ ,  $S2$  (рис. 4.4, в, г) можно записать

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{n1} &= \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{интервал } 0 - \gamma T_k; \\ 0 & \text{интервал } \gamma T_k - T_k; \end{array} \right. \\ \Psi_{n2} &= \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{интервал } 0 - T_k/2; \\ -1 & \text{интервал } T_k/2 - T_k. \end{array} \right. \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

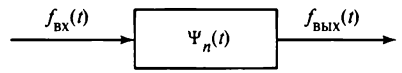


Рис. 4.3. Обобщенная структурная схема СЭУ с блоком переключения функций  $\Psi_n(t)$

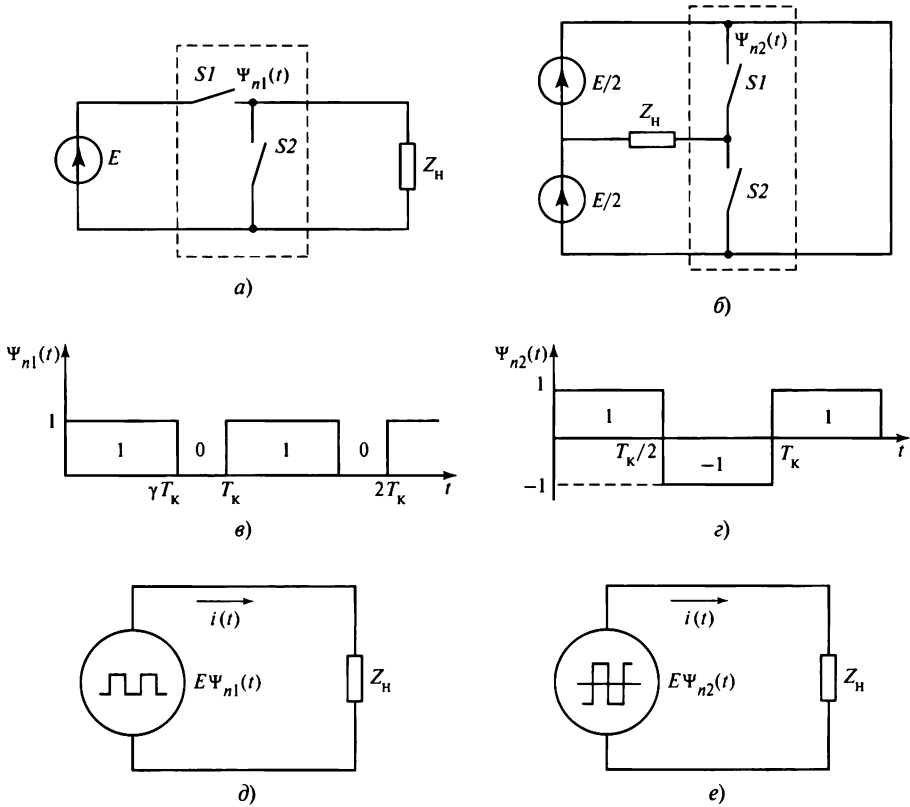


Рис. 4.4. Переключающая функция двухключевых схем: а, б — примеры двухтактных схем; в, г — переключающие функции; д, е — эквивалентные схемы

Таким образом, ключи реальных схем трансформируются в функциональные блоки, формирующие эквивалентные источники напряжения или тока. В рассматриваемом случае получены источники напряжения импульсной формы с напряжением  $\Psi_{n1}(t)E$  и формы меандра  $\Psi_{n2}(t)E$ , подаваемые непосредственно на нагрузку  $Z_n$  соответственно эквивалентным схемам рис. 4.4, *д*, *е*. В этом случае задача анализа может решаться известными методами для линейных цепей, на вход которых поступают кусочно-непрерывные функции. Наиболее распространенными и эффективными являются спектральные и операторные методы.

Рассмотрим применение спектрального метода для определения тока  $i$  в активно-индуктивной нагрузке, подключенной к простейшему СЭУ (см. рис. 4.2, *а*). Целесообразность такого выбора может быть обоснована не только простотой и наглядностью получаемых результатов, но и тем, что предыдущие методы рассматривались на примере этой схемы.

Эквивалентная схема для анализа тока  $i$  спектральным методом представлена на рис. 4.4, *д*. Для упрощения аналитического представления импульса напряжения  $e(t)$  примем значение относительной длительности переключающей функции  $\gamma$  (см. рис. 4.4, *в*) равным 0,5. В результате разложение в ряд Фурье напряжения  $\Psi_{n1}(t)E$  принимает вид

$$e(t) = E \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left( \sin \omega_k t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_k t + \dots + \frac{1}{n} \sin n\omega_k t \right) \right], \quad (4.20)$$

где  $\omega_k = \frac{2\pi}{T_k}$ .

В квадратных скобках (4.20) представлено разложение в ряд Фурье функции  $\Psi_{n1}(t)$ , умножение которой на величину  $E$  дает полный спектр напряжения, включающий в себя постоянную и все гармонические составляющие. Каждая составляющая этого спектра может рассматриваться как отдельный эквивалентный источник напряжения, воздействующий на нагрузку. При линейном характере нагрузки применяется принцип суперпозиции. В зависимости от количества  $p$  учтенных составляющих спектра ток в  $RL$ -нагрузке (см. рис. 4.2, *а*) может быть определен с требуемой точностью

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^p I_{nm} \sin(n\omega_k t + \varphi_n),$$

где

$$I_0 = \frac{E}{2R} \text{ — постоянная составляющая тока;}$$

$$I_{nm} = \frac{2}{\pi} \frac{E}{\sqrt{R^2 + (n\omega_k L)^2}} \text{ — амплитуда } n\text{-й гармоники тока;}$$

$$\varphi_n = \arctg \frac{n\omega_k L}{R} \text{ — фаза } n\text{-й гармоники тока.}$$

Достоинством метода является использование распространенных способов расчета линейных цепей при небольшом объеме вычислительных работ для проведения предварительного анализа процессов. Этот метод позволяет обеспечить высокую точность расчетов за счет увеличения числа учитываемых составляющих спектра. Возможности метода резко ограничиваются при необходимости учета нелинейностей эквивалентных схем и изменениях моментов коммутации при управлении.

#### 4.1.5. Метод основной составляющей

Метод основной составляющей можно рассматривать как частный случай применения спектрального анализа для учета только одной составляющей спектрального состава напряжения или тока, поступающего в нагрузку от СЭУ. Эта составляющая является основной, определяющей входные характеристики нагрузки с учетом ее функций. В технической литературе эту составляющую называют гладкой или полезной составляющей. При этом все остальные составляющие рассматриваются как помехи, негативно влияющие на работу потребителей, их энергетические, механические и другие характеристики.

В качестве основных составляющих на практике принято считать постоянную составляющую в преобразователях постоянного тока и первую гармонику напряжения в преобразователях переменного тока [25, 26].

Выделение в качестве основной постоянной или гладкой составляющей постоянного тока следует из того, что она, например, при питании двигателя постоянного тока, при усредненных переходных процессах определяет зависимость момента двигателя от его скорости. Переменные же составляющие, обусловленные дискретным характером работы ключей, создают пульсации скорости двигателя. Однако эти пульсации незначительны благодаря фильтрующему действию момента инерции и наличию индуктивности в цепи постоянного тока. Учет только одной постоянной составляющей упрощает анализ системы электропривода постоянного тока, позволяя использовать методы, разработанные для управления постоянным током. При питании радиоэлектронной аппаратуры постоянная составляющая напряжения также является определяющей, а уровень пульсаций ограничивается выходными фильтрами. Системный анализ с учетом только постоянной составляющей также позволяет упростить и ускорить расчеты основных энергетических показателей комплекса источники — потребители на первых этапах проектирования.

Использование только первой гармоники напряжения (тока) в преобразователях переменного тока обосновывается прежде всего требованиями к синусоидальности напряжения (тока) с ограничением содержания высших гармоник. В настоящее время эти требования реализуются использованием методов импульсной модуляции по синусоидальному закону и применением пассивных фильтров на выходе устройства, поэтому влияние высших гармоник на потребителей СЭУ,

как правило, не рассматривается. Для предварительных оценочных расчетов токов и напряжений в элементах преобразователя, а также его основных энергетических показателей используется метод основной гармоники [29].

Рассмотренные методы наиболее распространены, так как в их основе много допущений, позволяющих получить основные аналитические соотношения, поясняющие принцип действия схем силовой электроники и характер протекающих в них электромагнитных процессов. Поэтому они могут эффективно использоваться как при изучении принципов работы различных видов СЭУ, так и на начальных этапах проектирования для получения предварительных оценок принимаемых решений.

В то же время более точный анализ процессов в СЭУ, зависящих от режима работы и моментов коммутации реальных ключей, описывается сложными нелинейными дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами. Универсального метода для решения таких задач не существует, поэтому разработано много различных методов, эффективность применения которых определяется типом задачи и целями анализа. Сведения о таких методах приведены в [28].

### Контрольные вопросы

1. Опишите методом «припасовывания» процессы изменения тока и напряжения на конденсаторе в цепи, состоящей из последовательно включенных резистора  $R$  и конденсатора  $C$ , подключенных к выходу схемы (см. рис. 4.4, *a*). Решения привести в общем виде для первых двух периодов работы ключей  $S1$  и  $S2$ .

2. Для условия задачи 1, полагая процесс изменения напряжения на конденсаторе  $C$  установившимся, определите минимальное значение напряжения на конденсаторе.

3. Какое преимущество имеет метод дискретных преобразований по сравнению с методом «припасовывания»?

4. Определите в общем виде ток 3-й гармоники в цепи нагрузки в схеме на рис. 4.2, *б*.

5. Определите в общем виде действующее значение напряжения на резисторе  $R$  методом основной гармоники в схеме на рис. 4.4, *б* при нагрузке, состоящей из последовательно соединенных резистора  $R$  и конденсатора  $C$ .

## 4.2. Основные принципы управления

### 4.2.1. Общие сведения

Системы управления разделяют на системы с регулированием по отклонению контролируемого параметра от заданного значения и по возмущению, вызывающему это отклонение. В СЭУ регулируемые параметрами являются выходное напряжение и ток, возмущающими параметрами — входное напряжение источника питания и нагрузка.

На рис. 4.5, *a* приведены структурные СУ с регулированием по отклонению, реализованные на основе классического принципа отрицательной обратной связи ОС. Информация о значении выходной функции  $f_{\text{вых}}(t)$  силовой части СЧ фиксируется датчиком  $D$  и поступает в устройство для сравнения с заданным значением

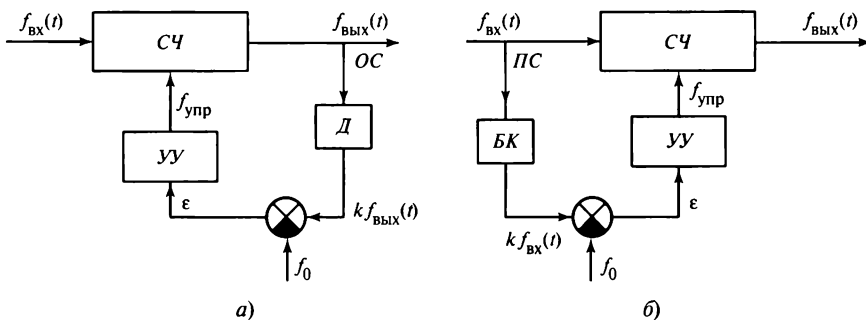


Рис. 4.5. Структуры схем систем управления:  
 а — по отклонению; б — по возмущению

$f_0$ . Сигнал рассогласования этих значений  $\epsilon$  поступает в устройство управления УУ, которое восстанавливает заданное значение выходной функции с определенной точностью. Основным преимуществом этого принципа регулирования является то, что он обеспечивает работу устройства в статических режимах практически при всех видах возмущений, возникающих в устройстве, включая влияние изменений различных коэффициентов усиления, температуры и др.

На рис. 4.5, б представлена структурная схема, соответствующая принципу регулирования по возмущению. Если значение выходной функции  $f_{\text{вых}}(t)$  непосредственно зависит от входной  $f_{\text{вх}}(t)$ , то эта зависимость может быть устранена введением контура прямой связи ПС, содержащей блок компенсации БК. Выходной сигнал блока компенсации  $k f_{\text{вх}}(t)$  и эталонный сигнал задания  $f_0$  поступают в управляющее устройство УУ, которое вырабатывает сигнал управления, обеспечивающий стабильность выходной функции. В результате исключается зависимость изменения  $f_{\text{вых}}(t)$  от  $f_{\text{вх}}(t)$ . Такая система регулирования называется **инвариантной**, т.е. «безразличной» к воздействию возмущения. Очевидно, в рассматриваемой схеме инвариантность обеспечивается к одному виду возмущения.

Для расширения области инвариантности необходимо вводить контуры прямых связей с блоками коррекции также по другим видам возмущения. На практике такие связи вводят по основным явным возмущениям. Однако воздействие неучтенных возмущений нарушает стабильность контролируемого параметра. Контуры прямых связей повышают быстродействие и устойчивость системы. Поэтому при необходимости используют комбинированную систему, сочетающую принципы регулирования по отклонению и возмущению. В таких случаях контур обратной связи, обеспечивающий регулирование по отклонению, является более инерционным и имеет небольшой коэффициент усиления, так как выполняет функцию коррекции регулируемого параметра в установившихся режимах работы СЭУ.

Особенностью СЭУ как объектов управления является то, что процессы в них протекают под воздействием коммутации силовых ключей и имеют дискретный характер. Для сглаживания токов и напряжений в СЭУ используют фильтры, состоящие из реактивных элементов (индуктивных или емкостных). В общем слу-



чае силовую часть СЭУ можно представить в виде нелинейных ключевых элементов и линейных цепей из  $RLC$ -элементов (см. рис. 4.1). Методы управления СЭУ выбираются для каждого вида СЭУ с учетом его схематехнического исполнения, режимов работы и требований к характеристикам основных параметров. По принципу управления системы управления СЭУ условно можно разделить на системы с фазовым и импульсным управлением.

Фазовое управление применяется в СЭУ, подключенных к сети переменного тока. В этом случае в качестве ключей используются тиристоры с естественной коммутацией. К таким СЭУ относятся выпрямители, зависимые инверторы, прямые преобразователи частоты и т.п. (см. гл. 5).

Системы с импульсным регулированием используются во всех видах преобразователей и регуляторов, выполненных на основе ключей с полной управляемостью — транзисторах, запираемых тиристорах и т.п. Общим для этих систем является применение силовых ключей в качестве исполнительных органов регуляторов.

#### 4.2.2. Фазовое управление

Системы с фазовым управлением подразделяются на синхронные и асинхронные.

**Синхронные системы.** В синхронных системах моменты формирования импульсов управления всегда синхронизированы с напряжением сети, к которой подключается ключ. В процессе регулирования фаза формирования импульса управления изменяется так, чтобы регулируемый параметр СЭУ оставался на заданном уровне. Простейшим способом сдвига фазы при регулировании является вертикально-фазовое управление (ВФУ).

На рис. 4.6, *а* представлена структурная схема одного канала управления тиристором на основе ВФУ. Через разделительный трансформатор  $Tr$  на вход фазосдвигающего устройства  $\PhiСУ$  поступает переменное напряжение сети  $u_c$ . Основным элементом  $\PhiСУ$  является генератор пилообразного напряжения  $ГПН$ . Напряжение начинает формироваться в начальный момент прохождения синусоиды сетевого напряжения через нуль ( $\vartheta = 0$ ) и заканчивается в момент  $\vartheta = \pi$  (рис. 4.6, *б*). Такая длительность напряжения  $ГПН$  обеспечивает диапазон изменения фазы импульса управления равный половине периода напряжения сети. При небольших изменениях угла фазы  $\alpha$  можно исключить  $ГПН$ , используя для формирования импульса управления входное напряжение синусоидальной формы  $k_T u_c$ . Напряжение  $u_r$  сравнивается с сигналом рассогласования  $\varepsilon$ , поступающим, например, по цепи обратной связи в СЭУ (см. рис. 4.5, *а*) на компаратор  $K$ . В момент равенства напряжения  $u_r$  и сигнала рассогласования  $\varepsilon$  на выходе  $\PhiСУ$  формируется импульс  $u_{и}$ , который затем преобразуется формирователем  $\PhiИУ$  в импульс управления  $u_y$  тиристора  $VS$ . Из рис. 4.6, *б* видно, что величина сигнала  $\varepsilon$  определяет величину угла  $\alpha$ , т.е. фазу формирования импульса  $u_y$ . Например, при  $\varepsilon = \varepsilon_1$  угол  $\alpha = \alpha_1$ , а при  $\varepsilon = \varepsilon_2$  угол  $\alpha = \alpha_2$ . Обычно количество тиристоров в СЭУ больше одного, например в мостовой схеме выпрямителя их шесть (см. гл. 5). В этом слу-

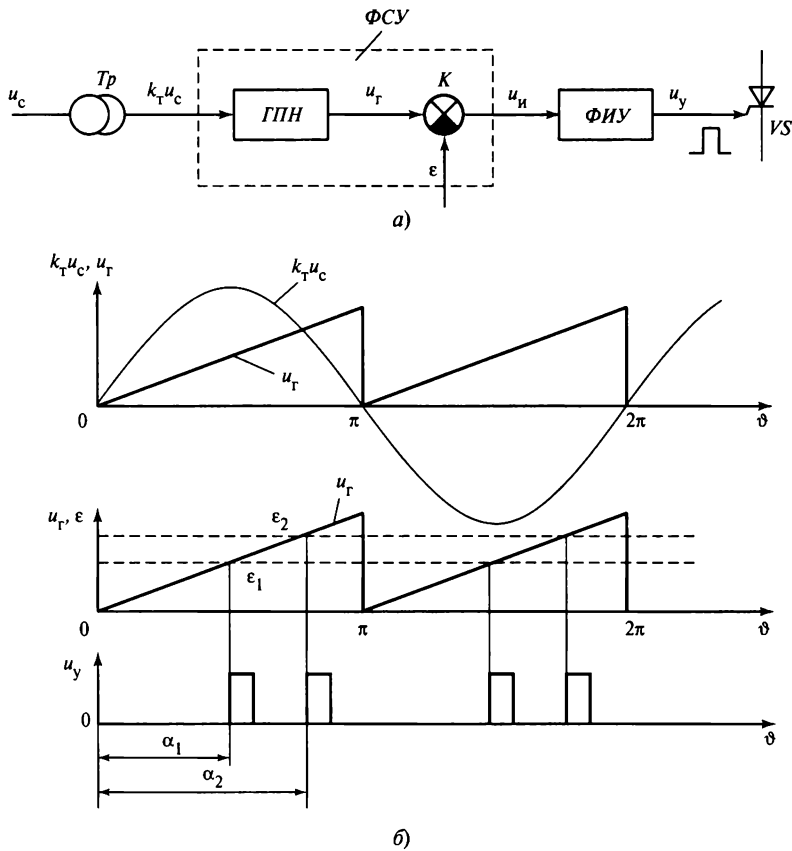
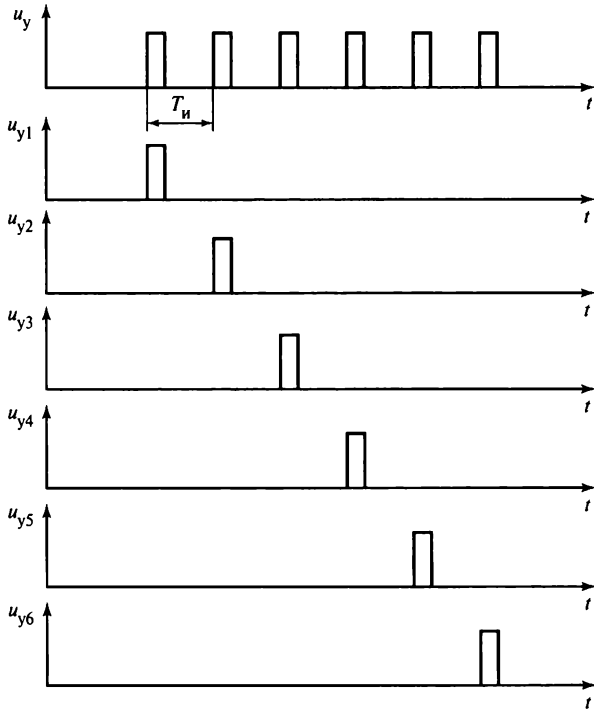
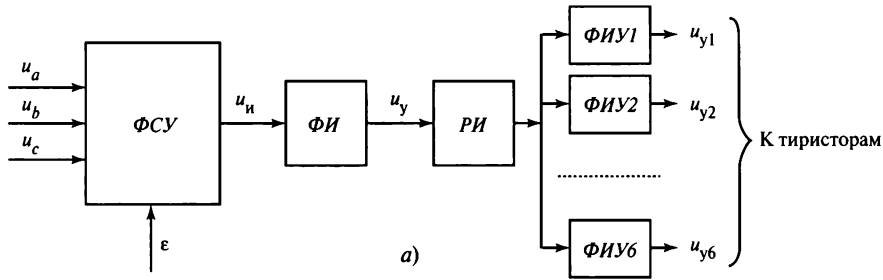


Рис. 4.6. Канал СУ с вертикально-фазовым управлением:

а — структурная схема; б — диаграммы формирования импульсов управления;  $\vartheta = \omega t$

чае в синхронной СУ количество каналов может быть равным количеству тиристор-ов или может быть использован один общий канал управления фазой импуль-сов управления. Недостатки такой системы очевидны. Технологический разброс параметров отдельных функциональных узлов по каналам приводит к несиммет-рии интервалов коммутации и, следовательно, к появлению нежелательных гармо-ник тока или напряжения в выходном напряжении или токе. Кроме того, многока-нальная система является более сложной при настройке СУ. Синхронная система может быть создана в одноканальном исполнении (рис. 4.7, а). Общим каналом будет являться канал, на вход фазосдвигающего устройства ФСУ которого посту-пает напряжение многофазной системы напряжений, от которой возможна син-хронизация ГПН, входящего в ФСУ (см. рис. 4.6), с моментами времени, соответ-ствующими коммутации всех тиристор-ов с углом  $\alpha = 0$ . В этом случае ГПН работает с шестикратной частотой по отношению к частоте сети. Соответственно с такой же частотой формирователем импульсов ФИ формируются импульсы  $u_y$ , которые затем через распределитель импульсов РИ поступают на ФИУ тиристо-



б)

**Рис. 4.7. Одноканальная СУ трехфазного сетевого преобразователя:**

*а* — структурная схема; *б* — диаграммы импульсов на выходе РИ и импульсов управления тиристорами; ФИ — формирователь импульсов

ров (рис. 4.7, б). Фаза импульсов изменяется в зависимости от сигнала  $\epsilon$ , который сравнивается с напряжениями  $u_r$  (см. рис. 4.6). При такой организации СУ диапазон регулирования угла управления в каждом канале ограничен значением  $\pi/3$ . Различные схемотехнические решения позволяют расширить этот диапазон до  $\alpha = \pi$ .

**Асинхронные системы.** В асинхронных системах частота генерации импульсов управления становится синхронной по отношению к частоте напряжения сети только в установившемся режиме при замкнутом контуре регулирования фазой

импульса управления. Это отличает системы асинхронного типа от синхронных. В последних синхронизация импульсов управления может производиться при разомкнутом контуре регулирования посредством синхронизации генератора пилообразного напряжения с напряжением сети.

Существуют различные типы асинхронных систем, среди которых основными являются асинхронные системы следящего типа и с фазовой автоподстройкой частоты. Принцип действия системы следящего типа основан на сравнении среднего значения регулируемого напряжения (тока) со средним значением задающего напряжения, определяемым на межкоммутационном интервале. На рис. 4.8, а представлена структурная схема следящего регулятора управляемого выпрямителя [36]. Мгновенное значение выходного напряжения (до фильтра) через датчик  $D$  в цепи обратной отрицательной связи поступает на сумматор, на другой вход которого с обратным знаком поступает задающее напряжение  $u_0$ . Разность этих напряжений интегрируется интегратором  $I$ . В момент равенства интеграла разности напряжений нулю формирователь  $ФИ$  формирует импульс, который поступает на распределитель импульсов  $РИ$  и далее через формирователи импульсов управления  $ФИУ$  на соответствующие силовые ключи, функцию которых в такого рода схемах обычно выполняют тиристоры.

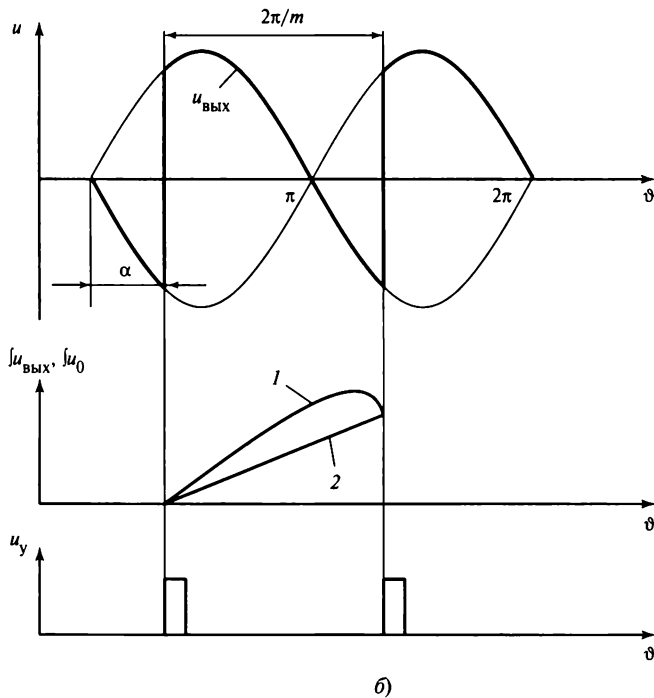
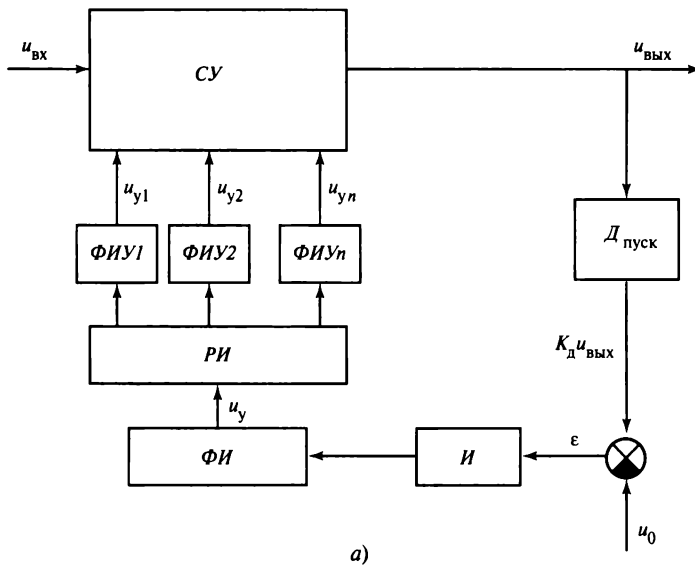
Временные диаграммы на рис. 4.8, б иллюстрируют формирование импульсов управления тиристорами. Диаграммы напряжения приведены для стороны постоянного тока выпрямителя (до фильтра). В установившемся режиме работы устройства межкоммутационный интервал  $\vartheta_{\text{МК}}$  равен  $2\pi/m$ , где  $m$  — число пульсаций входного напряжения за период.

Интегралам функций соответствует уравнение, равенство нулю которого определяет моменты формирования импульсов на выходе формирователя  $ФИ$  (см. рис. 4.8, а):

$$\frac{1}{\vartheta_{\text{МК}}} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} [K_d u_{\text{вых}}(\vartheta) - u_0] d\vartheta = 0. \quad (4.21)$$

Основными достоинствами рассмотренного принципа управления являются инвариантность системы к изменению частоты питающей сети и высокое быстродействие при изменении входного напряжения.

Структурная схема асинхронной одноканальной системы с фазовой автоподстройкой частоты генератора импульсов  $ГИ$  для управляемого выпрямителя представлена на рис. 4.9. На вход  $ГИ$  поступает разность напряжений датчика: среднего значения выходного напряжения  $K_d u_{\text{ср}}$  и задающего  $u_0$ . Значение разности  $\epsilon$  изменяет частоту  $ГИ$   $f_r$ , которая в установившемся режиме кратна частоте сети  $f_c$ , т.е.  $f_r = m f_c$ , где  $m$  — число пульсаций выходного напряжения за период. Отклонение  $\epsilon_{\text{min}}$  (порогового значения чувствительности канала управления  $ГИ$ ) приводит



**Рис. 4.8.** Система управления «слеящего» типа среднего значения напряжения:  
 а — структурная схема; б — диаграммы, поясняющие принцип формирования импульсов управления; 1 —  $\int u_{\text{ВЫХ}}$ ; 2 —  $\int u_0$

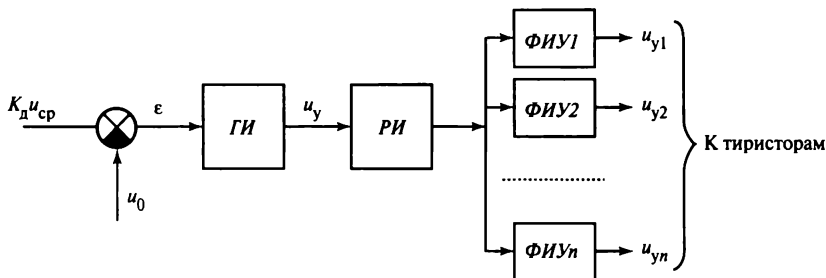


Рис. 4.9. Структурная система СУ с фазовой автоподстройкой частоты генератора импульсов

к отклонению частоты ГИ на величину  $\Delta f_r$  и, следовательно, к изменению угла фазового управления на величину  $\Delta\alpha$ :

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_r &= K_r \epsilon; \\ \Delta\alpha &= \int (\Delta f_r) dt. \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

Так как регулирование в этой системе организовано по принципу отклонения выходного параметра, то изменение угла управления на  $\Delta\alpha$  с учетом воздействия отрицательной обратной связи приведет к восстановлению среднего значения выходного напряжения до заданного. При этом из-за интегральной зависимости  $\Delta\alpha$  от  $\Delta f_r$  система является астатической, т.е. статическая ошибка в обработке отклонения близка к нулю. Несмотря на кажущуюся простоту управления, системе присущ ряд недостатков, среди которых следует отметить сложность обеспечения устойчивой работы устройства при значительных отклонениях частоты питающего напряжения, особенно в динамических режимах.

### 4.2.3. Импульсное управление

В начале § 4.2 отмечалось, что основными исполнительными органами СЭУ являются силовые электронные ключи, работающие в режимах переключения. В преобразователях с импульсным управлением частота переключения значительно превышает частоты основных гармоник формируемых токов и напряжений. В импульсных преобразователях постоянного тока рабочую частоту ключей также стремятся повысить до значений, ограниченных технико-экономическими критериями.

Повышение рабочей частоты ключей позволяет увеличить управляемость выходных параметров по требуемым законам с минимальной задержкой их реализации, а управление дискретными значениями малых порций энергии — технико-экономическую эффективность преобразователя электроэнергии за счет улучшения массогабаритных показателей преобразователя на единицу мощности. Импульсное преобразование широко применяется при создании многих видов СЭУ, особенно преобразователей постоянного тока в постоянный. Импульсная модуляция переменным током, в частности в трехфазных системах, рассматривается в гл. 7.

В преобразователях постоянного тока в постоянный регулирование выходного напряжения или тока осуществляется методами изменения длительности включенного и выключенного состояний ключей. В импульсной технике изменение по определенному закону длительности или амплитуды импульсов, формируемых с определенной частотой, принято называть импульсной модуляцией. При этом различают:

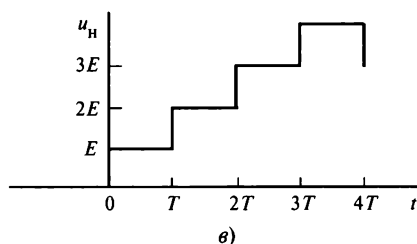
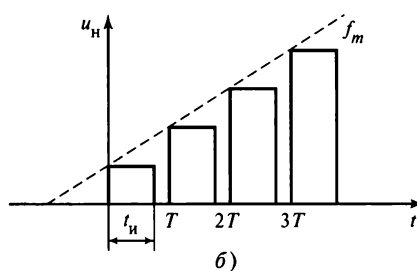
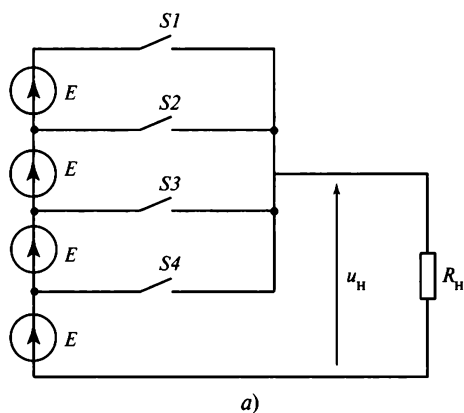
- амплитудно-импульсную (АИМ);
- широтно-импульсную (ШИМ);
- частотно-импульсную (ЧИМ).

Существуют и другие способы модуляции. Следует отметить широко применяемые релейные системы с квантованием по уровню. Этот вид импульсных систем может быть отнесен к импульсным системам, в которых сочетаются ШИМ и ЧИМ.

Модуляция в энергетических импульсных системах, в отличие от информационных, обычно реализуется в соответствии с изменением во времени простых функций. Например, значение выходного параметра часто изменяется в соответствии с синусоидальной или линейной функцией.

Рассмотрим виды модуляции более подробно, полагая закон модуляции линейным. При этом будем считать, что в соответствии с терминологией, принятой в информационной импульсной технике, имеет место модуляция 1-го рода, когда модулируемые параметры определяются значениями модулирующего сигнала в фиксированные моменты времени, в частности, совпадающие с моментами переключения ключей из непроводящего состояния в проводящее. При модуляции 2-го рода модулируемый параметр может зависеть от разных значений модулирующей функции на интервале переключения.

На рис. 4.10, *а, б* приведены схема и диаграммы, поясняющие управление с АИМ. Модуляция в соответствии с функцией  $f_m$  осуществляется переключением ключей  $S1—S4$  из одного состояния в другое с постоянной частотой  $f = 1/T$



**Рис. 4.10. Система управления с АИМ:**  
*а* — принципиальная схема; *б* — диаграмма напряжения устройства при  $t_n < T$ ; *в* — диаграмма напряжения ключа при  $t_n < T$

в моменты времени  $T, 2T, 3T$ . При этом предполагается, что во включенном состоянии может находиться только один ключ. Длительность включенного состояния постоянна и равна  $t_{\text{н}}$  (рис. 4.10, б). В результате переключений на выходе устройства формируется напряжение с различными амплитудами. Если длительность импульсов  $t_{\text{н}} < T$ , то на выходе формируется последовательность импульсов с амплитудами  $E, 2E, 3E$  и  $4E$ . При  $t_{\text{н}} = T$  напряжение на выходе будет соответствовать ступенчатой функции с пороговым значением  $E$  (рис. 4.10, в).

Системы управления с АИМ относятся к линейным системам, для анализа которых справедливы принципы наложения или суперпозиции. Однако построение систем, реализующих изменение амплитуды импульсов, является непростой задачей, для решения которой, например, необходимо использовать первичный источник питания с четырьмя выводами от отдельных секций напряжением  $E$  (см. рис. 4.10, а). Кроме того, возможности управления в этом случае ограничены количеством коммутируемых секций. В настоящее время существуют конструкции, изготовленные по принципу последовательно соединенных модулей, позволяющих ступенчато изменять входное напряжение, т.е. реализовать АИМ, в частности в многоуровневых преобразователях.

На рис. 4.11, а показана система управления с ШИМ и ЧИМ. При ШИМ ключ  $S$  переключается с постоянной частотой  $f = 1/T$ , а длительность импульса  $t_{\text{н}}$ , определяемая включенным состоянием ключа, изменяется в соответствии со значением модулирующей функции  $f_m$  (рис. 4.11, б). В системах с ЧИМ изменяется частота

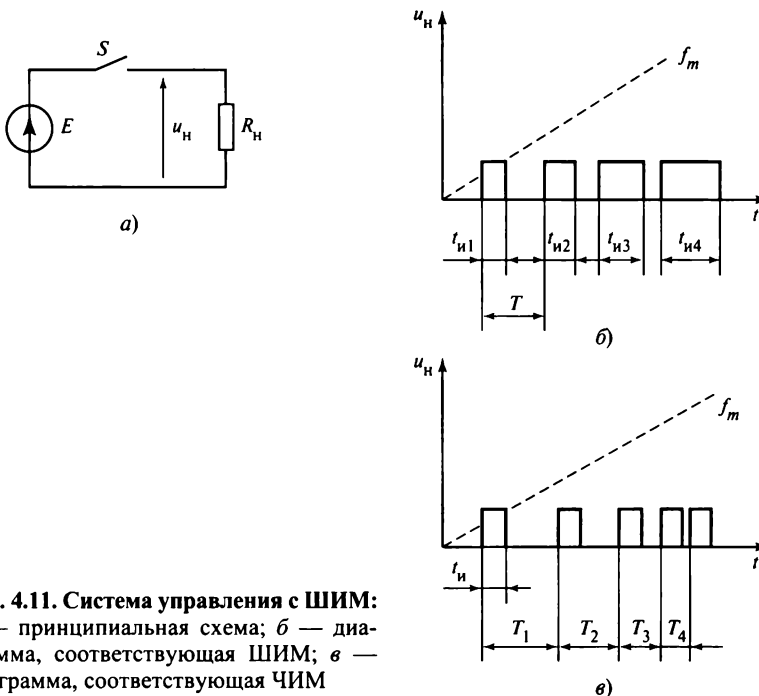


Рис. 4.11. Система управления с ШИМ: а — принципиальная схема; б — диаграмма, соответствующая ШИМ; в — диаграмма, соответствующая ЧИМ



переключения ключа  $S$ , что соответствует изменению периода переключения ключа согласно значениям функции  $f_m$  (рис. 4.11, в). Длительность импульса  $t_n$  остается в этом случае постоянной. Так как изменение частоты связано с изменением фазы, то аналогичным образом может быть реализована фазоимпульсная модуляция (ФИМ). Системы управления с ШИМ получили наибольшее распространение в силовых электронных устройствах.

В качестве примера использования ШИМ для управления рассмотрим схему простейшего понижающего преобразователя постоянного тока, аналогичную представленной на рис. 4.11, а, добавив в нее выходной  $LC$ -фильтр (рис. 4.12). Кроме того, для создания пути протекания тока  $i_L$  на интервале выключенного состояния ключа  $S1$  добавлен дополнительный ключ  $S2$  (подробно работа этого преобразователя и его характеристики см. в гл. 6). Система управления в этом случае предназначена для поддержания среднего значения выходного напряжения на заданном уровне при изменении входного напряжения, нагрузки  $R$  и других менее значительных параметров. Регулирование выходного напряжения осуществляется изменением относительной длительности  $\gamma$  включенного состояния ключа  $S1$  (см. § 4.1). При этом ключ  $S2$  всегда находится в противоположном состоянии:  $S1$  — включен,  $S2$  — выключен, и наоборот. Будем считать, что управление  $S1$  и  $S2$  осуществляется от одного импульса управления основным ключом  $S1$ , формируемого СУ. При снижении выходного напряжения, например за счет уменьшения значения входного напряжения  $E$ , длительность включенного состояния в относительных единицах  $\gamma = t_{\text{вкл}}/T$ , где  $T$  — период следования импульсов управления, увеличивается, а при увеличении напряжения уменьшается. Изменением значения  $\gamma$  можно стабилизировать выходное напряжение (напряжение нагрузки), среднее значение которого  $u_H$  в режиме непрерывного тока  $i_L$  в реакторе фильтра  $L$  определяется соотношением

$$u_H = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} E dt = E\gamma. \quad (4.23)$$

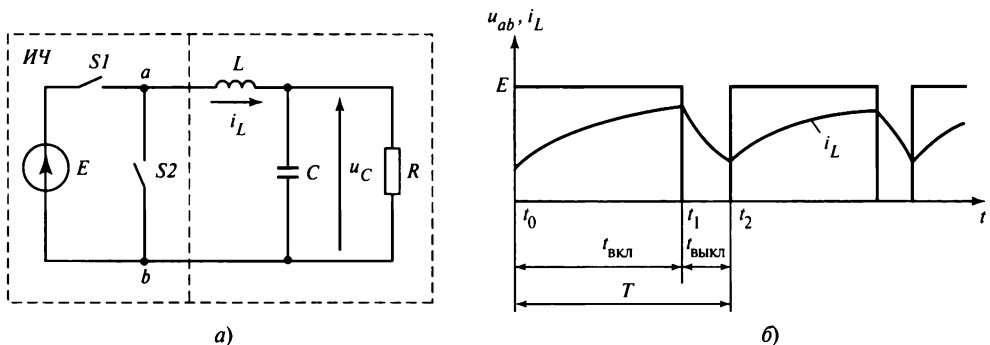
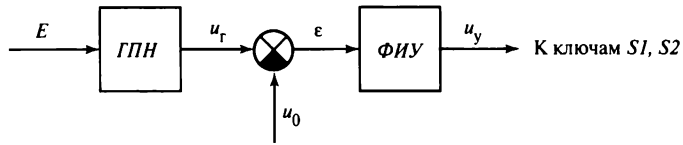


Рис. 4.12. Простейший импульсный регулятор напряжения:

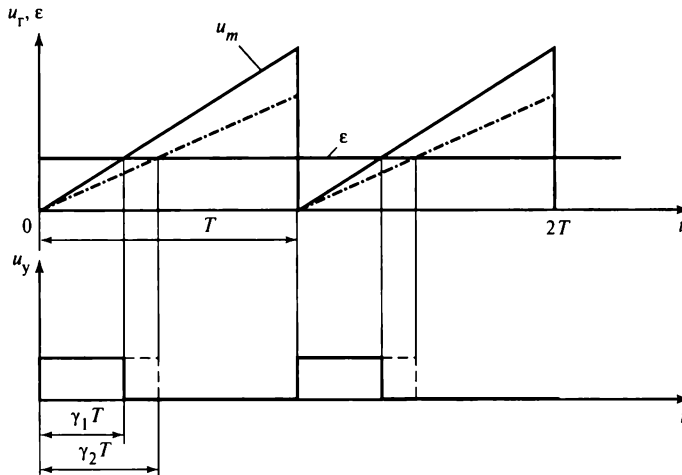
а — принципиальная схема; б — диаграммы тока и напряжения; ИЧ — импульсная часть

В этом случае задача управления сводится к задаче управления длительностью импульса  $\gamma T$ , поступающего на вход  $LC$ -фильтра. Это соответствует принципу ШИМ, которая может быть организована различными способами. В качестве параметра, определяющего длительность импульса, может быть выбрано, как выходное  $u_n$  или входное напряжение  $E$ , так и ток в реакторе фильтра  $i_L$ , среднее значение которого пропорционально среднему значению  $u_n$ . Соответственно следует различать управление по напряжению и управление по току.

Наиболее распространенный способ управления по напряжению основан на вертикально-фазовом управлении. При этом может быть реализовано управление по возмущению и по отклонению регулируемого параметра. На рис. 4.13, а представлена структурная схема системы управления по возмущению со стороны входного напряжения  $E$ . Напряжение генератора пилообразного напряжения формируется с частотой  $f = 1/T$ , и его амплитуда  $u_m$  определяется значением входного напряжения  $E$ , поступающего на ГПН. Импульсы для включения ключа формируются блоком ФИУ в начальные моменты формирования напряжения  $u_r$  ( $0, T, 2T, \dots$ ) (рис. 4.13, б). Действие импульса прекращается в моменты



а)

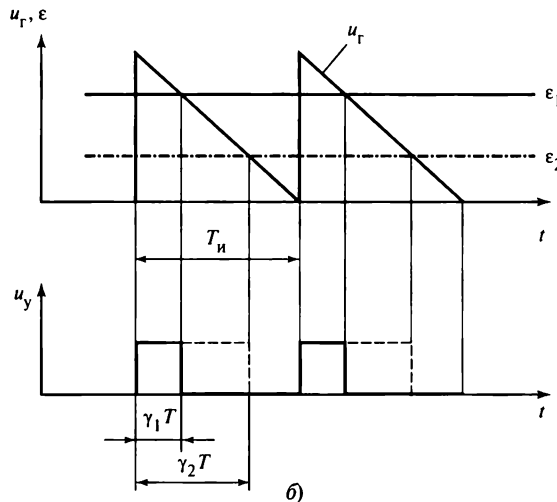
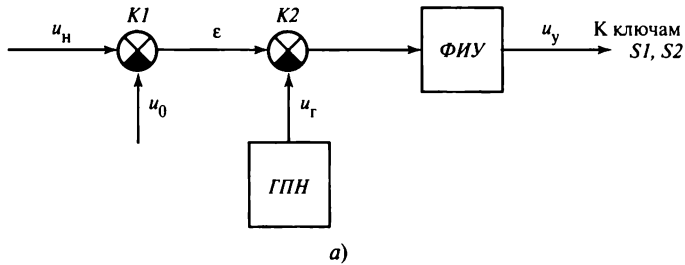


б)

Рис. 4.13. Система управления импульсного преобразователя с регулированием по возмущению: а — структурная схема; б — диаграммы формирования импульсов управления

равенства напряжений  $u_r$  и напряжения задания  $\epsilon$ , что и определяет длительность импульса  $\gamma T$ . В свою очередь, длительность импульса соответствует длительности включенного состояния ключа  $S1$  (и выключенного  $S2$ ). В результате происходит изменение значения напряжения на нагрузке  $u_n$ . Повышение напряжения  $E$  или его уменьшение приводит к соответствующему уменьшению или увеличению длительности импульса управления  $\gamma T$ . Таким образом, реализуется стабильность выходного напряжения при изменениях входного  $E$ , т.е. инвариантность регулируемого параметра от возмущения со стороны входного напряжения. Если это возмущение является определяющим, то такая организация управления позволяет наиболее эффективно обеспечивать стабилизацию выходного напряжения.

Структурная схема СУ, реализующая классический способ управления по отклонению на основе вертикально-фазового принципа организации ШИМ, представлена на рис. 4.14. В отличие от структуры на рис. 4.13, а, выходное напряжение  $u_n$  поступает на датчик и затем сравнивается с напряжением задания. Разность



**Рис. 4.14. Система управления с регулированием по отклонению:**

а — структурная схема; б — диаграммы формирования импульсов управления;  $K1, K2$  — компараторы

этих напряжений  $\epsilon$  сравнивается с напряжением ГПН  $u_r$  (рис. 4.14, б). Момент равенства этих напряжений определяет длительность импульса  $\gamma T$  в соответствии с принципом действия отрицательной обратной связи: при увеличении  $u_n$  увеличивается  $\epsilon$  и, следовательно, длительность  $\gamma T$  уменьшается. При снижении  $u_n$  длительность  $\gamma T$  возрастает, что приводит к стабилизации напряжения на нагрузке.

Рассмотренные примеры показывают, что принцип вертикально-фазового управления позволяет достаточно просто организовать ШИМ.

Хорошие динамические характеристики могут быть получены в системах с управлением по току. Примеры структурных схем с управлением по току для преобразователя постоянного тока приведены на рис. 4.15 и 4.16 [17]. В схеме на рис. 4.15, а реализуется принцип «слежения» за током реактора в заданной полосе. Схема имеет два канала управления, по одному из которых осуществляется контроль за изменением величины выходного напряжения преобразователя на уровне, заданном напряжением задания  $u_0$ . Разность среднего значения напряжения на

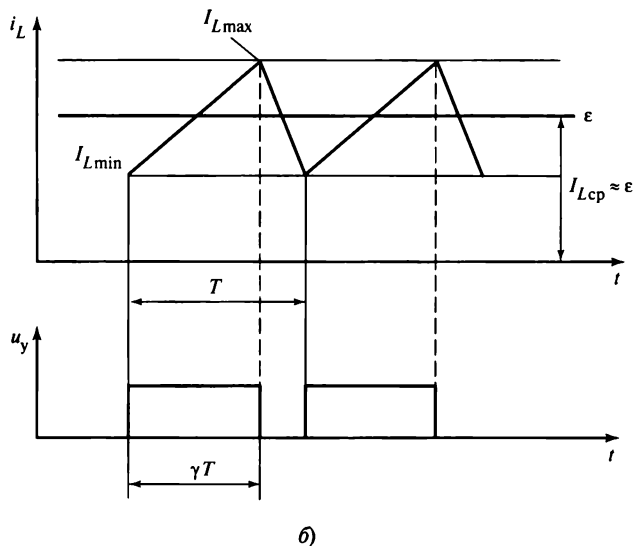
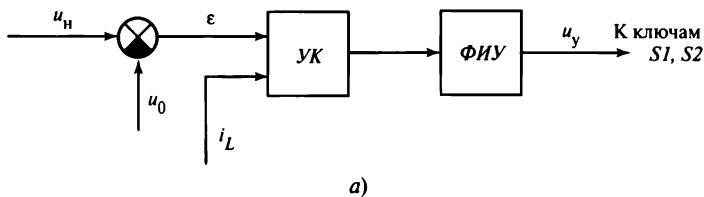


Рис. 4.15. Система управления со «слежением» по току в заданной полосе: а — структурная схема; б — диаграммы формирования импульсов управления

нагрузке  $u_H$  с опорным напряжением  $u_0$ , равная  $\epsilon$ , определяет также установившееся среднее значение тока в реакторе  $i_L$ . Поэтому фактическое управление преобразователем осуществляется сравнением мгновенного значения тока  $i_L$  с величиной  $\epsilon$ , соответствующей среднему току реактора  $i_{L\text{ ср}}$ . Разность напряжений  $\epsilon$  сравнивается с током реактора  $i_L$  в усилителе компаратора УК релейного типа, выходной сигнал которого поступает на усилитель формирования импульсов управления ФИУ ключей. Момент включения ключа  $S1$  соответствует достижению током  $i_L$  верхней границы допустимой полосы  $I_{L\text{ max}}$ , а выключения — нижней границы  $I_{L\text{ min}}$  (рис. 4.15, б). Очевидно, что середина полосы  $\frac{I_{L\text{ max}} - I_{L\text{ min}}}{2}$  соответ-

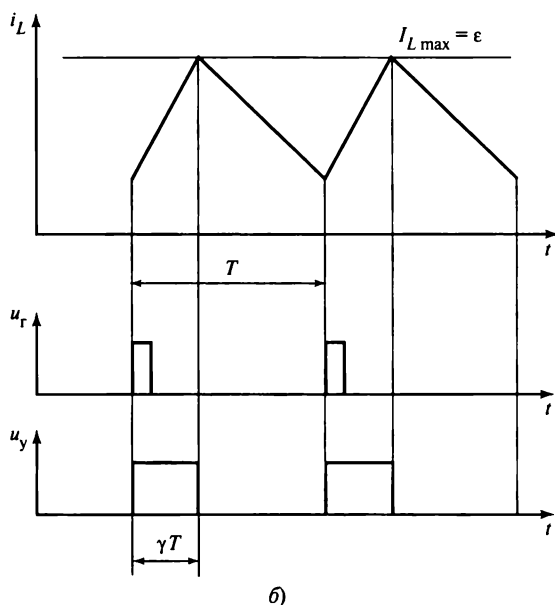
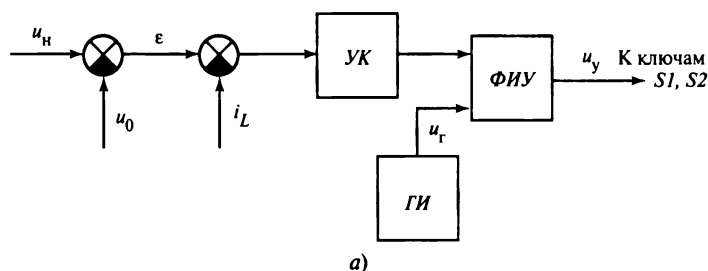


Рис. 4.16. Система управления со «слежением» по току с постоянной частотой коммутации: а — структурная схема; б — диаграммы формирования импульсов управления

ствует среднему значению тока нагрузки  $I_H$ , протекающему через резистор  $R$  и равному в установившемся режиме среднему значению тока реактора:

$$I_L = \frac{U_H}{R} \approx \frac{U_0}{R}, \quad (4.24)$$

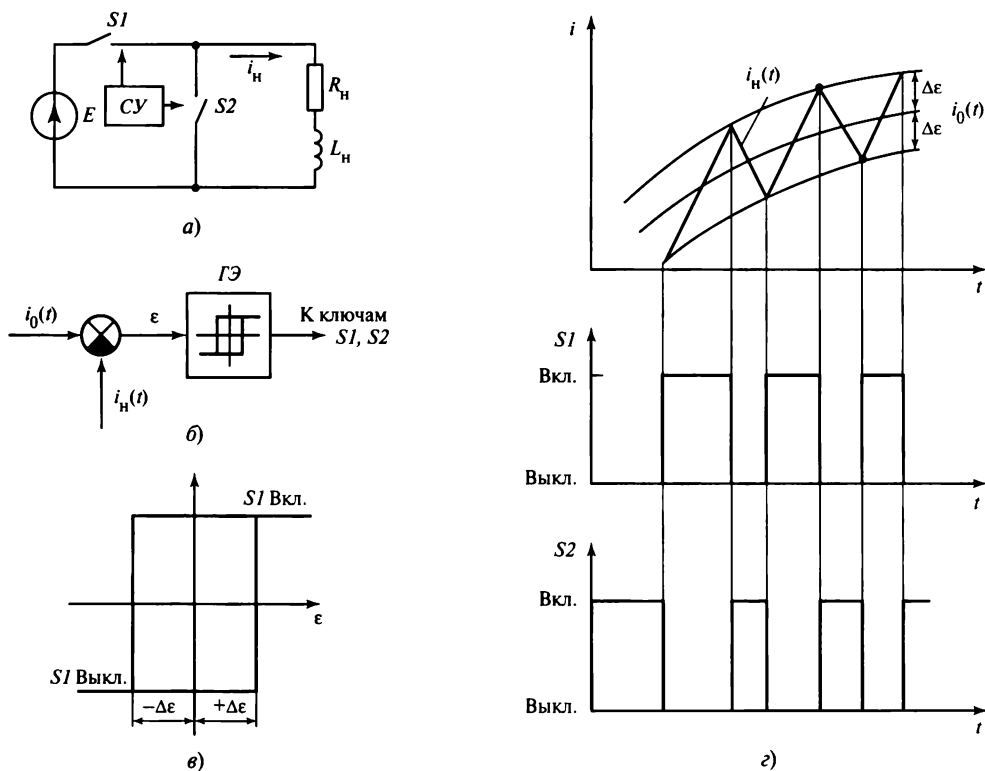
где  $U_H$  — среднее значение напряжения на нагрузке.

Частота коммутации  $f = 1/T$  ключа  $SI$  в этой схеме является переменной и зависит от параметров схемы. Преимущества управления по току состоят в повышении скорости реакции регулятора на изменение нагрузки. Это обусловлено непосредственным влиянием тока на моменты переключения ключа, а также на ограничение максимального значения тока реактора и, следовательно, тока ключа в режимах перегрузки преобразователя. Недостатком рассматриваемого способа управления по току является нарушение работы регулятора в режимах прерывистого тока  $i_L$ . Кроме того, частота пульсаций тока изменяется в зависимости от нагрузки.

Другой возможный вариант управления по току с постоянной частотой приведен на рис. 4.16, а. При таком способе управления момент формирования импульса управления на включение ключа  $SI$  задается генератором импульсов  $ГИ$  с постоянной частотой  $f = 1/T$ , а импульс на выключение формируется в момент времени достижения током  $i_L$  максимального значения  $I_{L \max}$ , определяемого сигналом рассогласования  $\varepsilon$  (рис. 4.16, б). При этом способе управления работоспособность схемы преобразователя сохраняется как при непрерывном, так и при прерывистом токе.

В системах управления с модуляцией выходного тока по заданному закону широко используется принцип «слежения» реального тока за значениями, заданными законом модуляции. Наиболее часто этот способ применяется в системах переменного тока для обеспечения синусоидальной формы входного или выходного тока преобразователя. Этот способ называется «следящим» или дельта-модуляцией. Он близок к способу управления по току в заданной полосе. Без принятия специальных схемотехнических мер частота модуляции в этом случае также является переменной. На рис. 4.17 приведены упрощенная структурная схема его реализации и диаграммы формирования импульсов управления. Принцип «слежения» может быть применен и в системах с отслеживанием заданного напряжения. В этом случае в структуру регулятора обычно включается пропорционально-интегральное звено (ПИ-регулятор). На вход его подается разность задаваемого и реального напряжения, поступающего по цепи обратной связи. С выхода ПИ-звена сигнал поступает на релейно-импульсный переключатель с гистерезисной характеристикой. В этих системах частота импульсов управления является переменной, если не применять специальных мер. Более подробно принципы модуляции тока или напряжения по синусоидальному закону рассматриваются в гл. 7.

Из рассмотренных примеров следует, что при некоторых способах импульсного управления частота их следования является переменной величиной. В большинстве случаев изменение частоты коммутации ключей при работе преобразователя нежелательно. Основным ограничением является необходимость использования в таких сис-



**Рис. 4.17. Система управления с дельта-модуляцией:**

*a* — принципиальная схема; *б* — структурная схема модулятора; *в* — характеристика гистерезисного элемента; *г* — диаграмма работы ключей *S1* и *S2*; *ГЭ* — гистерезисный элемент

темах более «тяжелых» входных и выходных фильтров, имеющих худшие удельные массогабаритные показатели. Поэтому обычно применяются специальные меры, стабилизирующие частоту, в частности и в «следящих» системах (см. гл. 7).

Следует также отметить, что в отдельных случаях специально принимают меры к «размыванию» частотного спектра. При стабильной частоте частотный спектр имеет явно выраженный дискретный характер высших гармоник в сочетании с сопутствующими боковыми частотами. Такой спектр может быть нежелательным из-за следующих явлений:

- повышения акустических шумов в звуковом диапазоне;
- повышения потерь мощности в магнитопроводах на отдельных частотах в зависимости от марки магнитного материала;
- возникновения нежелательных резонансных явлений в системе источник питания — потребитель;
- снижения информационной безопасности при использовании преобразователя в системах связи и др.

## Контрольные вопросы

1. Дайте краткую сравнительную характеристику принципов регулирования по отклонению и по возмущению.
2. В синхронной системе с вертикально-фазовым управлением (см. рис. 4.6) угол управления равен  $\pi/6$ . Как изменится величина этого угла, если амплитуда напряжения  $U_{mг}$  увеличится в 1,2 раза при неизменной частоте генератора?
3. В вопросе № 2 изменились исходные данные: амплитуда напряжения ГПН не меняется, а величина сигнала рассогласования  $\epsilon$  (см. рис. 4.6, б) увеличилась в 1,3 раза. Как изменился угол управления  $\alpha$ ?
4. Начертите структурную схему трехканальной СУ с вертикально-фазовым способом управления (на основе рис. 4.6), формирующую импульсы управления тиристорами, сдвинутые на  $2\pi/3$ . Напряжения ГПН синхронизированы с моментами прохождения через нуль линейного синусоидального напряжения трехфазной системы (при переходе с отрицательных значений к положительным). Длительность напряжения ГПН равна  $2\pi/3$ . Сигнал рассогласования и амплитуда ГПН обеспечивают формирование импульсов управления тиристорами с учетом  $\alpha = \pi/3$ . Изобразите диаграммы напряжения синхронизации, ГПН и импульсов в каждом канале.
5. Начертите структурную схему одноканальной системы управления тиристорами, используя исходные данные вопроса № 4.
6. Начертите структурную схему и диаграммы, поясняющие ее работу, для асинхронной системы управления, обеспечивающей формирование импульсов управления согласно условиям задачи № 4.
7. Какие преимущества имеют СУ импульсных преобразователей с управлением по току?

## 4.3. Аналитическое описание СЭУ. Повышение качества управления импульсными СЭУ

### 4.3.1. Модель СЭУ на основе осреднения переменных состояния

Дискретные системы, за исключением систем с АИМ, являются нелинейными. Поэтому точные методы анализа протекающих в них процессов достаточно сложны и малопригодны в инженерной практике. При проектировании обычно используют приближенные модели, позволяющие оценить те или иные аспекты функционирования устройства. Например, при синтезе звеньев каналов регулирования необходимо моделировать силовую часть объекта регулирования. Такая модель должна отражать процессы, связанные с качеством регулирования конкретных параметров проектируемого устройства. Степень адекватности модели или ее точности зависит от решаемой задачи. Обычно на этапах разработки используют модели различной точности. На ранних этапах проектирования достаточно иметь модель, приближенно отражающую основные свойства объекта. Затем по мере детализации проекта используют более точные модели. Рассмотрим некоторые используемые на практике принципы приближенного моделирования силовой части импульсных преобразователей постоянного тока, выполняющих функции регуляторов напряжения.

Наиболее распространенными методами моделирования импульсных преобразователей постоянного тока являются модификации метода осреднения перемен-



ных состояния. Эти модели, основанные на анализе процессов при малых значениях сигналов управления и возмущения [33, 34], позволяют не только оценить объект регулирования, но и в ряде случаев достаточно точно представить протекающие в них процессы.

Приближенные модели используются на этапах проектирования, когда синтезируются отдельные звенья регулятора и корректируются его характеристики.

Описание объекта регулирования в векторно-матричной форме, связывающей входные и выходные переменные с переменными, характеризующими внутреннее его состояние, широко используется в современной теории управления. Известно, что динамические процессы любого объекта могут быть описаны системой дифференциальных уравнений различных видов. В рассматриваемых случаях состояния схемы устройства могут быть описаны системой обыкновенных дифференциальных уравнений в нормальной форме, в которой каждое уравнение содержит только первую производную соответствующей переменной. Таким образом уравнение  $n$ -го порядка сводится к системе из  $n$  уравнений, включающих такое же число переменных и их производных. Число переменных  $n$  полностью характеризует динамическое состояние объекта. На рис. 4.18 представлены в обобщенной форме объект управления и соответствующие ему переменные, которые записываются в векторно-матричной форме:

$$U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix}; \quad Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix}; \quad X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, \quad (4.25)$$

где  $U$  — входные,  $Y$  — выходные,  $X$  — переменные состояния.

Для стационарной линейной системы связь между этими переменными может быть представлена в общем виде

$$\left. \begin{aligned} \frac{dX}{dt} &= AX + BU; \\ Y &= CX + DU, \end{aligned} \right\} \quad (4.26)$$

где  $A$  — матрица коэффициентов состояния;  $B$  — матрица управления;  $C$  — матрица выхода;  $D$  — матрица обхода системы.

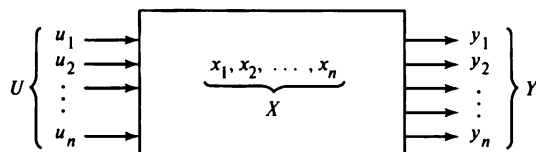


Рис. 4.18. Обобщенная модель объекта управления

Особенностью большинства типов силовых электронных импульсных регуляторов напряжения является то, что они изменяют свою структуру при коммутации ключевых элементов. Поэтому они не могут быть описаны одной системой дифференциальных уравнений в нормальной форме. Более того, структура регулятора напряжения может изменяться в зависимости от режима работы устройства. Каждой структуре регулятора напряжения соответствует свое уравнение переменных состояния. По этой причине был разработан метод осреднения переменных состояния и его модификации, который позволяет приближенно учесть изменение структуры регулятора напряжения в процессе работы устройства. Рассмотрим использование этого метода на примере схемы простейшего импульсного преобразователя (см. рис. 4.12).

**Модель импульсного преобразователя постоянного тока.** В силовой части преобразователя выделим импульсную часть *ИЧ* с ключевыми элементами *S1* и *S2* и непрерывную часть, включающую *LC*-фильтр и сопротивление нагрузки *R*. Управление регулятором осуществляется по способу ШИМ периодическим одновременным переключением элементов *S1* и *S2*. При этом проводящее состояние *S1* соответствует выключенному состоянию *S2* и наоборот. На рис. 4.12, б представлены диаграммы напряжения на входе фильтра  $u_{ab}$ , на которых  $t_{\text{вкл}} = t_1 - t_0$  соответствует включенному состоянию ключа *S1*, а интервал  $t_{\text{выкл}} = t_2 - t_1$  выключенному состоянию на интервале периода *T*. Допустим, что схема работает в режиме непрерывного тока  $i_L$  в реакторе фильтра индуктивностью *L* (см. рис. 4.12, б). В этом режиме на интервале периода работы ключа *S1* (см. рис. 4.12, а) имеют место две структуры, которым соответствуют схемы замещения на рис. 4.19 в зависимости от состояний ключей *S1* и *S2*.

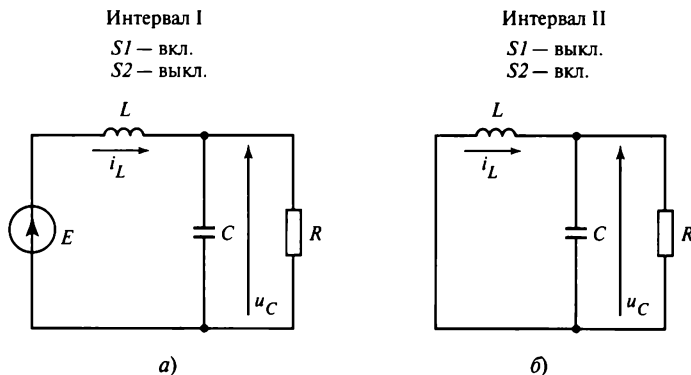


Рис. 4.19. Схемы замещения регулятора напряжения:  
 а — ключ *S1* включен; б — ключ *S1* выключен

Каждая из эквивалентных схем является линейной и может быть описана системой уравнений состояния. Для электрических схем в качестве переменных состояния обычно принимают токи индуктивных элементов и напряжения на емкостных элементах. Поэтому выбираем для эквивалентных схем следующие переменные состояния:

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix}. \quad (4.27)$$

Для схемы на рис. 4.19, *a* уравнения состояния, записанные в (4.26), имеют вид

$$\frac{dX}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix}. \quad (4.28)$$

Согласно (4.27), (4.28)

$$A = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix}; \quad B = [0 \quad -1/L]^T; \quad U = [0 \quad E]^T.$$

В качестве переменной на выходе регулятора принимаем напряжение на резисторе сопротивлением  $R$ , совпадающим с напряжением  $u_C$ . Поэтому второе уравнение в (4.26) преобразовано в  $Y = u_C$ .

Для схемы на рис. 4.19, *б* при тех же переменных состояния  $u_C$  и  $i_L$  имеем то же значение матрицы  $A$ . Сигнал управления  $U$  становится равным нулю, так как во включенном состоянии ключа  $S1$  и выключенном состоянии ключа  $S2$  источник напряжения  $E$  в схему не входит.

Процессы в регуляторе напряжения соответствуют схеме замещения на рис. 4.19, *a* в течение  $t_{\text{вкл}}$  и схеме замещения на рис. 4.19, *б* в течение  $t_{\text{выкл}} = T - t_{\text{вкл}}$ . Для анализа динамических процессов по методу усреднения вводится коэффициент длительности (коэффициент заполнения) этих интервалов времени

$$\gamma = t_{\text{вкл}}/T. \quad (4.29)$$

Принцип усреднения заключается в том, что для описания системы регулирования с разными структурами создается одна осредненная система уравнений состояния. В этой осредненной системе уравнений учитываются уравнения всех структур с весовыми коэффициентами, соответствующими относительной длительности существования этих структур в течение одного периода. Для рассматриваемого

случая осредненная система уравнений состояния записывается в следующем виде:

$$X = A_{\text{ср}}X + B_{\text{ср}}U = [A_1\gamma + A_2(1 - \gamma)]X + [B_1\gamma + B_2(1 - \gamma)]U, \quad (4.30)$$

где  $A_{\text{ср}}$  и  $B_{\text{ср}}$  — матрицы осредненной системы переменных состояния;  $A_1$ ,  $B_1$  и  $A_2$ ,  $B_2$  — матрицы систем уравнений состояния на интервалах  $t_{\text{вкл}}$  и  $t_{\text{выкл}}$ , соответствующие эквивалентным схемам на рис. 4.19.

Учитывая (4.27)—(4.29), посредством несложных преобразований (4.30) можно представить в следующей форме:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \gamma E \end{bmatrix}. \quad (4.31)$$

Уравнения (4.28) и (4.31) различаются только наличием коэффициента  $\gamma$  в матрице входных параметров. Однако он учитывает переменную структуру регулятора напряжения, обусловленную коммутацией ключей  $S1$  и  $S2$ . Точность этой модели определяется уровнем пульсаций выходного напряжения (напряжения на конденсаторе  $u_C$ ). Чем меньше будет уровень пульсаций, тем более адекватно модель будет отражать процессы в реальной схеме. Физический смысл этой закономерности заключается в том, что при пренебрежении пульсациями напряжения и тока можно анализировать схемы методом основных (средних) составляющих напряжений и токов. В этом случае импульсная часть источника может быть заменена эквивалентным управляемым источником среднего напряжения  $E_{\text{ср}} = \gamma E$ . Изменение этого напряжения происходит либо при изменении значения  $E$  или коэффициента  $\gamma$ , который определяется законом регулирования.

Система (4.31) является нелинейной, так как в нее входит произведение двух переменных  $E\gamma$ . Однако, линеаризуя ее для малых отклонений параметров, можно получить передаточные функции силовой части регулятора, используя классические методы анализа линейных систем регулирования. Для этого представим основные параметры схемы в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} u_C &= U_C + \Delta u_C; \\ e &= E + \Delta e; \\ i_L &= I_L + \Delta i_L; \\ \gamma &= \gamma_0 + \Delta \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (4.32)$$

В (4.32) каждый параметр представлен установившимся значением (постоянной составляющей) временных функций  $\Phi$  в исследуемом режиме и малосигнальными отклонениями от них  $\Delta\Phi$ , т.е.  $\Delta\Phi/\Phi \ll 1$ .

После подстановки (4.32) в (4.31), пренебрегая величинами более высоких порядков малости, например  $\Delta e$  и  $\Delta \gamma$ , получим уравнения, позволяющие моделировать связь параметров схемы в установившемся режиме (для постоянного тока), а также малосигнальную модель для переменного тока, которая описывается уравнением

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_C \\ \Delta i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ E\Delta\gamma & \Delta E\gamma_0 \end{bmatrix}. \quad (4.33)$$

Следует отметить, что если какие-либо элементы схемы имеют нелинейность, например характерную для реакторов с магнитопроводом нелинейную зависимость  $L = f(i)$ , то можно ее учитывать классическим методом линеаризации посредством разложения нелинейной функции в ряд Тейлора.

Используя преобразование Лапласа, из (4.33) можно получить передаточные функции, связывающие изображения сигналов возмущения и управления выходного напряжения регулятора. На основе этих функций были разработаны методы анализа систем регулирования и их коррекции для повышения качества контролируемых параметров.

Допустим, что регулятор напряжения работает с постоянной нагрузкой. Тогда основным возмущающим фактором является изменение входного напряжения  $\Delta E$ . В этом случае определяются следующие передаточные функции для рассматриваемой схемы:

$$\text{по возмущению } W_E(s) = \frac{\Delta u_C(s)}{\Delta E(s)} = \frac{\gamma_0}{LCs^2 + \frac{Ls}{R} + 1}; \quad (4.34)$$

$$\text{по управлению } W_\gamma(s) = \frac{\Delta u_C(s)}{\Delta \gamma(s)} = \frac{E}{LCs^2 + \frac{Ls}{R} + 1}. \quad (4.35)$$

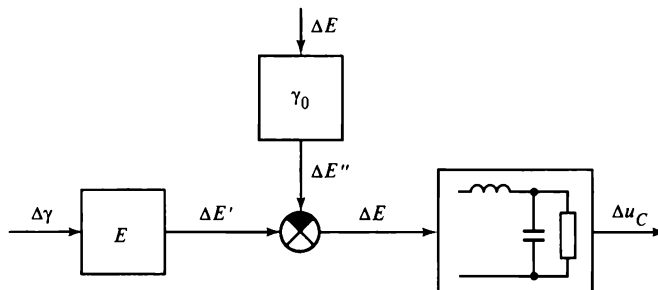


Рис. 4.20. Структурная схема регулятора напряжения относительно сигналов управления и возмущения

Передаточным функциям (4.34), (4.35) соответствует структурная схема, представленная на рис. 4.20. В этой схеме передаточная функция звена, включающего  $LC$ -фильтр и нагрузку  $R$ , соответствует типовому звену 2-го порядка. Звенья, связывающие линеаризованные сигналы управления  $\Delta u$  и возмущения  $\Delta E$  с выходными сигналами  $\Delta E'$  и  $\Delta E''$ , являются безынерционными. Поэтому их передаточные функции представлены согласно рис. 4.19 статическими коэффициентами  $E$  и  $\gamma_0$ .

Таким образом, получена приближенная модель импульсного регулятора напряжения для режима работы с непрерывным током  $i_L$ . При работе схемы в режиме прерывистых токов (см. гл. 6) за один период коммутации ключей  $S1$  и  $S2$  схема трижды изменяет свою структуру. Для этого режима усредненная система уравнений состояния будет значительно отличаться от (4.31). Более точный метод анализа линеаризованных систем с ШИМ рассмотрен в [33, 34].

### 4.3.2. Метод управления импульсным преобразователем в «скользящем» режиме

Большинство импульсных преобразователей в процессе работы периодически изменяют свою структуру. Например, преобразователь постоянного тока в постоянный имеет в режиме непрерывного тока (см. рис. 4.12) две подструктуры, которым соответствуют интервалы работы ключей  $S1$  и  $S2$  (см. рис. 4.19). В режиме прерывистого тока количество таких подструктур возрастает до трех за один период работы ключей. Импульсный характер работы преобразователя с изменением его структуры затрудняет анализ процессов управления. Использование методов осредненных переменных состояния и малосигнальных моделей позволяет линеаризовать систему математического описания режимов работы преобразователя. Это, в свою очередь, дает возможность использовать классический математический аппарат анализа и соответствующие методы оценки и коррекции качества регулирования. Однако при значительных динамических возмущениях и изменениях режима работы эти методы не всегда достаточно эффективны.

В настоящем разделе рассматривается метод управления в «скользящем» режиме, теоретические основы которого были разработаны в конце 60-х годов прошлого столетия [37] для систем с релейным управлением. Однако использование электромеханических реле в качестве исполнительных органов в системах с периодическими переключениями ограничило в то время практическое применение этого метода. Создание силовых электронных ключей и развитие электроники возродили интерес разработчиков СЭУ к этому методу. Появились публикации, в которых отмечается высокая эффективность применения этого метода для управления в импульсных преобразователях электроэнергии [38, 39].

Следует отметить, что анализ линеаризованных систем с переменной структурой может дать результаты, существенно отличающиеся от определенных в реальной системе. Например, система может оказаться в одном из «неожиданных»

состояний в зависимости от величины возмущений, типов нелинейности ее элементов и т.п. Поэтому необходимо проведение исследований в широкой области параметров системы.

Метод управления в «скользящем» режиме позволяет повысить быстродействие и устойчивость системы регулирования при широком спектре динамических возмущений и не создает значительных трудностей в его практической реализации.

Согласно теории переменных состояния, состоянию динамической системы в каждый момент времени соответствует точка, характеризующая ее положение в  $n$ -мерном пространстве с координатами переменных состояния. Состояние системы, в которой динамические процессы соответствуют дифференциальным уравнениям 2-го порядка, может быть представлено изображающей точкой на плоскости. В этом случае система описывается фазовыми и связанными уравнениями, т.е. совокупностью траекторий изображающей точки в системе прямоугольных координат  $x$  и  $y$ :

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= f_1(x, y); \\ \frac{dy}{dt} &= f_2(x, y). \end{aligned} \right\} \quad (4.36)$$

Обозначая  $\frac{dx}{dt} = \dot{x} = \dot{y}$  и  $\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{dy}{dt} = \dot{y}$ , можно определить совокупность траек-

торий на фазовой плоскости для динамических систем, описываемых дифференциальными уравнениями 2-го порядка. Такая совокупность фазовых траекторий называется фазовым портретом системы. Характер траекторий зависит от вида дифференциального уравнения, его коэффициентов и начальных условий в момент возникновения переходного процесса. В зависимости от устойчивости системы фазовые траектории могут быть сходящимися и расходящимися или периодически повторяться. Последнее зависит от расположения корней характеристического уравнения, определяющего свободную составляющую переходного процесса.

В системах с переменной структурой происходит ее периодическое изменение при переключении силовых электронных ключей. В результате возникают подструктуры, каждой из которых соответствует своя область фазовых траекторий. Моментами переключения из одной подструктуры в другую можно изменять траектории движения изображающей точки системы и тем самым влиять на динамику системы в целом. Существуют различные способы формирования оптимальных траекторий в фазовых областях, соответствующих подструктурам системы.

Одним из способов изменения траектории является применение законов переключения, обеспечивающих обязательное попадание в подпространство устойчивых движений.

В общем случае решение характеристического уравнения имеет вид

$$x = \sum_{i=1}^m C_i e^{S_i t} + \sum_{j=m+1}^n B_j e^{S_j t}, \quad (4.37)$$

где  $m$  и  $n$  — число корней в левой и правой комплексных полуплоскостях соответственно;  $S_i, S_j$  — корни характеристического уравнения (индекс  $i$  — для корней в левой комплексной полуплоскости, а индекс  $j$  — в правой);  $C_i, B_j$  — постоянные интегрирования уравнения системы, определяемые из начальных условий.

Известно, что наличие корней в правой мнимой полуплоскости соответствует неустойчивому состоянию системы.

При выборе в качестве фазовых координат переменной  $x$  и ее производных до  $n - 1$  включительно можно подобрать начальные условия, когда любой из коэффициентов  $B_j$  обращается в нуль. Тогда оставшиеся члены в (4.37) образуют совокупность устойчивых движений. В результате уравнение (4.37) принимает вид

$$x = \sum_{i=1}^m C_i e^{S_i t}. \quad (4.38)$$

Дальнейший подбор начальных условий посредством переключений дает возможность снизить порядок системы, которая в соответствии с (4.38) уже находится в движении к устойчивому состоянию.

В качестве примера приведем релейную систему 2-го порядка, которая описывается уравнением

$$\ddot{x} \pm kx = 0. \quad (4.39)$$

В результате переключения реле в системе возникают две подструктуры, которым соответствуют дифференциальные уравнения 1-го порядка:

подструктура I

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= -kx_1, \end{aligned} \right\} \quad (4.40)$$

подструктура II

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= +kx_1. \end{aligned} \right\} \quad (4.41)$$

Уравнения (4.40), (4.41) могут быть представлены на фазовой плоскости в системе координат  $x_1$  (абсцисса) и  $x_2$  (ордината). Подструктуре I соответствуют фазовые траектории в форме эллипсов с центром в начале координат. Расстояния от начала координат до траекторий определяются начальными условиями движения. Такие движения соответствуют незатухающим колебаниям в системе 2-го порядка. Движение изображающей точки по траекториям происходит с постоян-



ной угловой скоростью  $\omega_0 = \sqrt{k}$ , где  $k$  — коэффициент. Динамическая система, соответствующая подструктуре I, является устойчивой, так как движение изображающей точки по эллиптической траектории носит незатухающий характер. Такую систему называют консервативной с точкой безразличного равновесия.

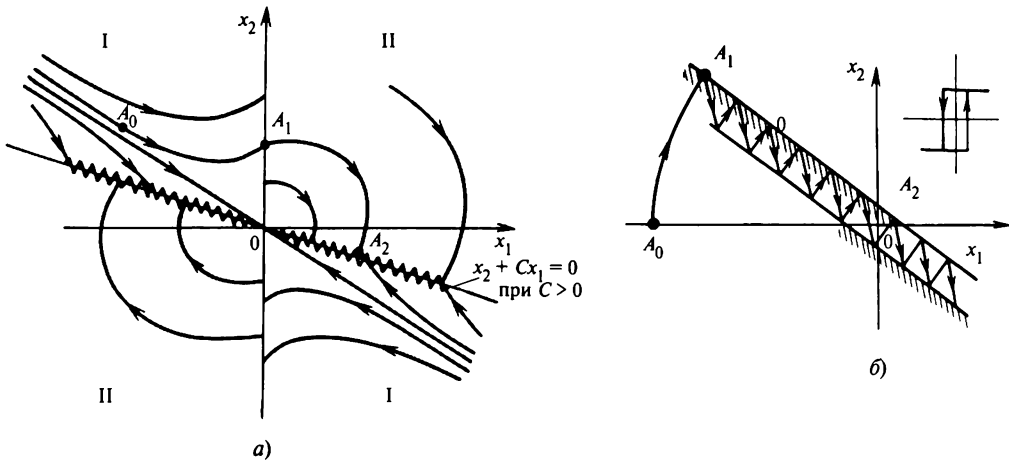
Подструктуре II соответствуют, согласно (4.41), фазовые траектории в форме гипербол. Начало координат в этом случае принято называть особой точкой типа «седла». Эта подструктура имеет состояния неустойчивого равновесия. Задача обеспечения устойчивости в данном случае состоит в переходе из любой точки неустойчивой траектории в область устойчивых движений. Более того, следует достичь точки устойчивого равновесия, которой в подструктуре I соответствует начало координат. Предпочтительным в этом случае является переход в вырожденное подпространство, в котором, согласно (4.38), исключены все коэффициенты, кроме одного, что соответствует прямой линии (рис. 4.21, а). В качестве такой линии следует выбрать прямую, уравнение которой имеет вид

$$x_2 + Cx_1 = 0, \quad (4.42)$$

где  $0 < C \leq \omega_0$ ;  $C$  — коэффициент типа «скольжения», выбираемый разработчиком.

Прямая линия (4.42) проходит через начало координат и при  $C = \omega_0$  соответствует устойчивой асимптоте. С учетом неидеальности характеристик переключения ключей  $S1$  и  $S2$  и необходимости определенного запаса устойчивости следует выбирать  $C < \omega_0$ , что поворачивает прямую (4.42) в сторону приближения к оси  $x_1$ . Исходя из характера траекторий в соответствии с (4.40) и (4.41), в качестве линий переключения выбираем ось  $x_2$  для переключения с эллиптической траектории на гиперболическую и линию, описываемую уравнением (4.42), по которой происходят устойчивые движения в сторону точки равновесия. На рис. 4.21 показаны переходы изображающей точки в системе в результате переключений идеальным безгистерезисным ключом. Предположим, что начальное состояние соответствовало точке  $A_0$  и происходило по неустойчивой фазовой траектории подструктуры II (рис. 4.21, а). При достижении ординаты  $x_2$  в точке  $A_1$  происходит переключение системы на эллиптическую траекторию подструктуры I, а затем изображающая точка в результате нового переключения в точке  $A_2$  попадает на прямую линию устойчивых движений изображающей точки в направлении точки равновесия. Прямая линия, построенная по уравнению (4.42), является граничной между фазовыми областями подструктур I и II, а движение — «скользящим» режимом. При идеальном ключевом элементе, не имеющем гистерезиса и обеспечивающем мгновенное переключение, движение по линии переключения происходит с высокой частотой и амплитудой близкой к нулю. При этом параметры схемы динамической системы не оказывают влияния на движение изображающей точки по линии переключения, т.е. в «скользящем» режиме.

Если ключ (реле) имеет гистерезис, то движение изображающей точки происходит вдоль линии «скольжения» в полосе, ширина которой определяется шириной петли гистерезиса. Последняя также будет определять частоту переключения



**Рис. 4.21.** Движение изображающей точки в устойчивое состояние: *а* — траектория переключения с элементом без гистерезиса; *б* — траектория переключения с элементом с гистерезисом

в «скользящем» режиме. На рис. 4.21, *б* приведен фрагмент перемещения точки по линии переключения при наличии гистерезиса.

Траектория движения начинается в точке  $A_0$ . Затем при пересечении линии переключения в точке  $A_1$  происходит изменение траектории и начинается перемещение изображающей точки до момента переключения, определяемого петлей гистерезиса ключа (реле). Далее в зависимости от ширины петли гистерезиса происходит периодическое переключение реле с повышенной частотой в пределах прямых линий, указанных на рис. 4.21, *б*.

Основными условиями возникновения «скользящего» режима являются обеспечение условий попадания на линию переключений и движения по ней в направлении точки устойчивого равновесия. Для системы с подструктурами второго порядка такими условиями являются организация линии переключения в соответствии с уравнением (4.42) и определение допустимой области изменения коэффициента  $C_i$ . В системах с более высоким порядком дифференциальных уравнений закон управления  $\sigma(x)$  соответствует уравнению

$$\sigma = f(x_1, x_2, \dots, x_m) = \sum_{i=1}^m C_i x_i = 0, \quad (4.43)$$

где  $m$  — порядок уравнения, описывающего систему;  $x_i$  — переменные состояния.

Уравнение (4.43) отражает поверхность траекторий переключения в многомерном пространстве. В общем случае реализация (4.43), обеспечивающая устойчивую работу в режиме «скользящего», является сложной задачей и требует применения специальных математических методов.

Наиболее простым примером управления посредством организации «скользящего» режима может служить схема понижающего преобразователя постоянного тока (рис. 4.22) в качестве объекта применения метода осреднения переменных состояния. В [39] преобразователь с такой же схемой рассматривается в качестве объекта управления в «скользящем» режиме. Подструктуры преобразователя в режиме непрерывного тока  $i_L$  представлены на рис. 4.19. Учитывая, что  $u_C = u_H$ , в качестве координат фазовой плоскости выбирают следующие переменные:

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \dot{i}_H - U_0; \\ x_2 &= \dot{x}_1 = \dot{i}_H = \frac{i_C}{C}, \end{aligned} \right\} \quad (4.44)$$

где  $U_0$  — напряжение задания (уставка) выходного напряжения  $u_H$  в установившемся режиме.

Эквивалентные схемы и уравнения в форме переменных состояния для каждой подструктуры на интервалах I и II приведены на рис. 4.19. При одинаковых значениях матриц коэффициентов состояния  $A$  динамические процессы в подструктурах различаются. Это обусловлено наличием источника напряжения  $E$  в подструктуре I и отсутствием его в подструктуре II. В результате изменяются параметры управления, т.е. можно считать, что входной сигнал управления  $u$  принимает дискретные значения 1 и 0 в первой и второй подструктурах. Такое представление управления адекватно релейному принципу реализации рассматриваемого метода. Согласно (4.41) фазовые траектории в подструктуре I (при  $U = 1$ ) будут направлены к точке состояния равновесия с координатами  $x_1 = E - U_0$ ;  $x_2 = 0$ . При этом движение изображающей точки происходит по фазовым траекто-

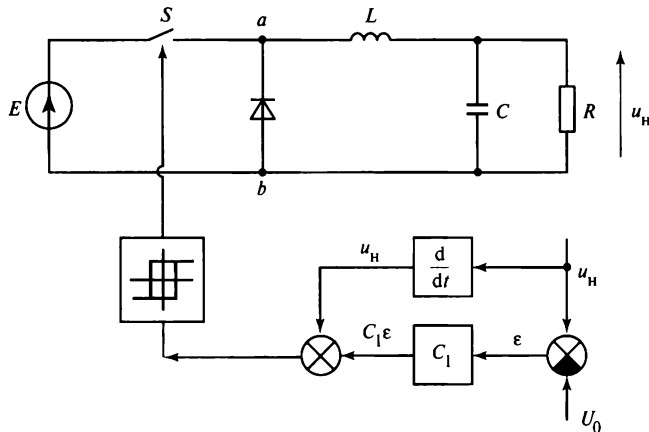


Рис. 4.22. Структурная схема СУ в «скользящем» режиме

риям в направлении часовой стрелки, начиная от положения, определяемого начальными условиями. В подструктуре II, когда  $U = 0$ , движение изображающей точки направлено в противоположную сторону до значения, соответствующего равенству нулю тока  $i_L$ . Ограничение тока  $i_L$  на нулевом уровне следует из использования диода в практически реализуемых схемах в качестве ключа  $S_2$ . В этом случае в схеме на рис. 4.12,  $a$  узлы  $a$  и  $b$  соединены ключом  $S_2$ , включенным встречно по отношению к полярности выходного напряжения  $u_H$ . Односторонняя проводимость этого диода не позволяет протекать току от узла  $a$  к узлу  $b$ . Поэтому при достижении током  $i_L$  нуля он прерывается (см. гл. 7) и наступает режим работы с прерывистым током  $i_L$ , которому соответствует новая подструктура III (в этой главе не рассматривается в соответствии с принятым ранее допущением о непрерывности тока  $i_L$ ). При этом принимается, что ток  $i_L$ , достигнув нулевого значения, остается равным нулю до момента включения ключа  $S$  (т.е.  $U = 1$ ), что соответствует реальным режимам работы преобразователя. Достижение током нулевого значения определяется условием  $i_L = i_R - i_C$ , т.е. при  $i_L = 0$

$$i_R = i_C, \quad (4.45)$$

что, согласно (4.44), может быть записано в виде

$$x_2 = \frac{1}{RC} x_1 - \frac{U_0}{RC}. \quad (4.46)$$

Из (4.46) следует, что фазовые траектории могут проходить в области оптимальных значений тока  $i_L$  (рис. 4.23,  $a$ ). Поскольку это не соответствует реальному процессу, при котором ток  $i_L$  не может изменять свой знак, то траектории движения в области  $i_L < 0$  на рис. 4.23,  $a$  показаны пунктирными линиями. Движение по траектории в этой области может иметь место, если обратный диод заменить на ключ с двусторонней проводимостью, что практически в рассматриваемой схеме не реализуемо (см. рис. 4.21). Поэтому предположим, что ток  $i_L$  достиг нуля до очередного включения ключа  $S$ .

В качестве линии переключения для перехода в «скользящий» режим выбираем для уравнений второго порядка, согласно (4.43), прямую линию, уравнение которой имеет вид

$$\sigma(x) = C_1 x_1 + x_2 = 0,$$

или

$$\frac{k_1}{RC} x_1 + x_2 = 0. \quad (4.47)$$

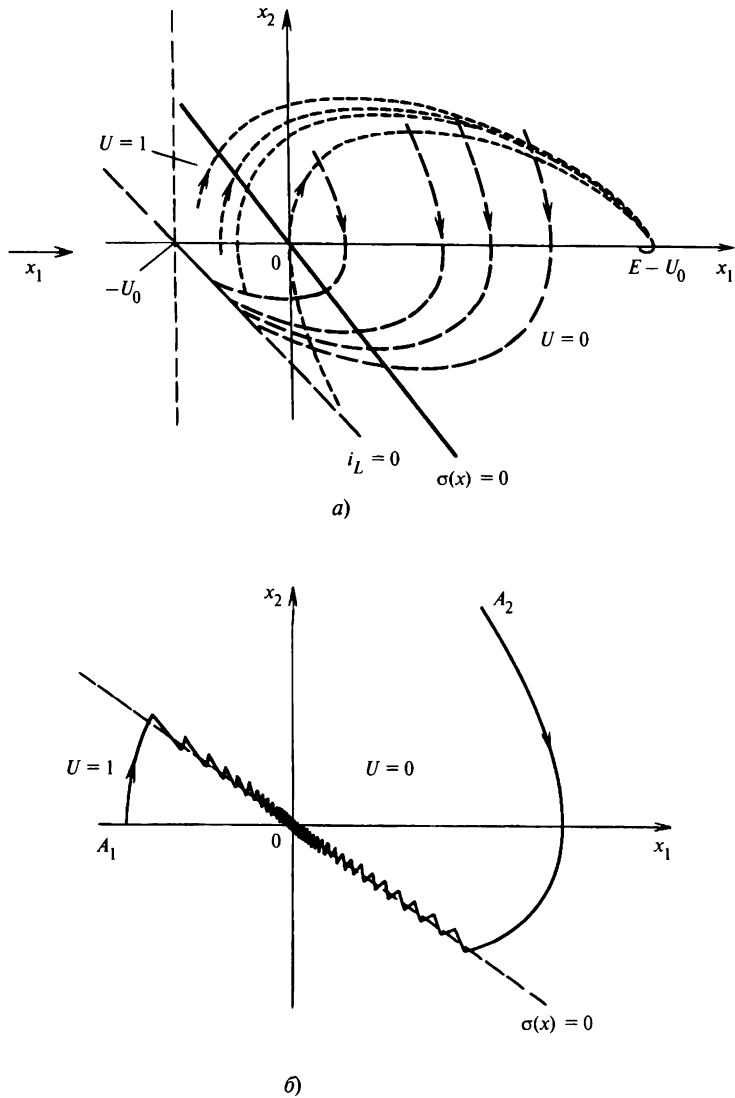


Рис. 4.23. Фазовые траектории в разных подструктурах преобразователя

«Скользящий» режим в данном случае может быть реализован при положительном значении коэффициента  $C_1$  в (4.47) переключением ключа  $S1$  (см. рис. 4.12) во включенное состояние ( $U = 1$ ) при  $\sigma(x) < 0$  и выключенное состояние ( $U = 0$ ) при  $\sigma(x) > 0$ . Такое управление может быть реализовано в соответствии со структурной схемой на рис. 4.22. На рис. 4.23 представлены фазовые траектории в общем виде (а) и полученные экспериментально (б) для разных начальных условий при значении коэффициента  $C_1 = 0,8/(RC)$  [39].

Из приведенного примера видно, что управление в «скользящем» режиме обеспечивает хорошие динамические характеристики и устойчивую работу при больших возмущениях. В заключение следует отметить, что развитие силовой электроники и создание высокоэффективных электронных ключей дали новый импульс к реализации этого метода. В настоящее время появилось много работ в области силовой электроники, посвященных использованию этого метода не только в преобразователях постоянного тока, но и в выпрямителях, инверторах, активных фильтрах и др.

### Контрольные вопросы

1. Поясните принцип моделирования импульсных систем на основе осреднения переменных состояния.
2. Составьте модель импульсного преобразователя в осредненных переменных состоянии регулятора напряжения (см. рис. 4.12) с учетом резистора  $R$ , последовательно включенного с индуктивностью  $L$  выходного  $LC$ -фильтра.
3. Как будет изменяться модель регулятора при учете активного сопротивления  $R$  реактора  $L$ ?
4. Какие параметры преобразователя определяют фазовые координаты регулятора на различных интервалах состояния ключей  $S1$  и  $S2$  (см. рис. 4.12) в режиме непрерывного тока?
5. Будет ли влиять на фазовые траектории прерывистый режим тока в реакторе  $L$  и почему?

## 4.4. Применение нечеткой логики и нейросетей для управления СЭУ

### 4.4.1. Нечеткая логика в управлении СЭУ

Анализ научно-технических задач и методы их решения основаны на использовании математических моделей, которые с учетом принятых допущений достаточно точно отражают реальные объекты и процессы. Методологической базой этих процедур является формальная логика, многие законы которой соответствуют двузначной булевой алгебре. При этом исследуемые переменные образуют четкие множества, в которых каждая переменная строго определяется значениями: 1, 0 или да, нет. Неполная информация, сложность объектов и многие другие факторы ограничивают применение четкой логики. В 1965 г. Л.А. Заде предложил теорию нечетких множеств, которая стала основой нечеткой логики (fuzzy logic) [40]. Эта теория интенсивно развивается и применяется в различных областях науки и техники, в частности в области управления силовыми электронными устройствами.

Нечеткая логика является дополнением четкой логики. В отличие от последней, нечеткая логика отражает нечеткость суждений и оценок, выражаемых словами. Характеристическая функция  $\chi_A$  четкого множества определяет множество  $A$  в полном пространстве значений  $X$ . Согласно бинарному характеру четкой

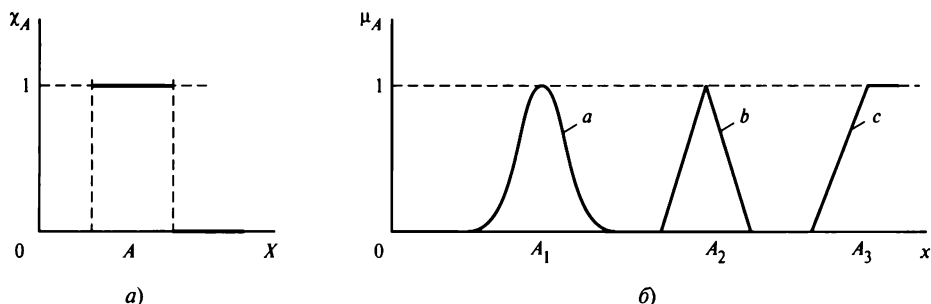


Рис. 4.24. Характерные функции нечетких множеств

логики  $\chi_A = 1$ , если  $x$  удовлетворяет свойствам множества  $A$ , и  $\chi_A = 0$ , если не удовлетворяет им (рис. 4.24, а). Нечеткое множество  $A$  в полном пространстве  $X$  определяется через функцию принадлежности  $\mu_A$ . Эта функция обозначает субъективную нечеткую оценку степени принадлежности  $x$  к множеству  $A$ , которая может выражаться словами «в значительной мере», «можно считать», «скорее да, чем нет», «на 30 % принадлежит» и т.п. Графически функция принадлежности может представляться в различных формах (рис. 4.24, б): колоколообразной (а), треугольной (б), трапециoidalной (с). С нечеткими множествами можно выполнять операции, аналогичные основным операциям в булевой алгебре:

- сложение ( ИЛИ )  $\mu_{A \vee B} = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)];$
- умножение ( И )  $\mu_{A \wedge B} = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)];$
- отрицание ( НЕ )  $\neg \mu_A = 1 - \mu_A(x).$

$$(4.48)$$

Графическая интерпретация указанных операций над функциями принадлежности  $A$  и  $B$  приведена на рис. 4.25. В качестве примера применения нечеткой логики для определения величины напряжения на рис. 4.26 представлены функции принадлежности значений напряжения в субъективных оценках: «нормальное» (Н), «малое» (М) и «высокое» (В). Очевидно, что такие функции могут значительно различаться в зависимости от того, на основе каких критериев даются эти оценки.

Основной систем управления с нечеткой логикой является получение нечетких выводов на основе продукционных правил, широко используемых в экспертных системах. Такое правило состоит из предпосылки и заключения и формулируется в нечеткой логике в виде «если..., то...» на основе нечетких множеств. Входная часть правила находится после слова «если» и называется предпосылкой, а выходная часть правила находится после слова «то» и называется заключением, которое по существу является в рассматриваемых системах нечетким выводом. Например, «если температура высокая, то следует уменьшить выходное напряжение электронагревателя». Правила нечеткой логики составляются на основе базы знаний, полученных в общем случае различными средствами и методами: применением экспертных оценок, использованием экспериментальных данных, анализом мате-

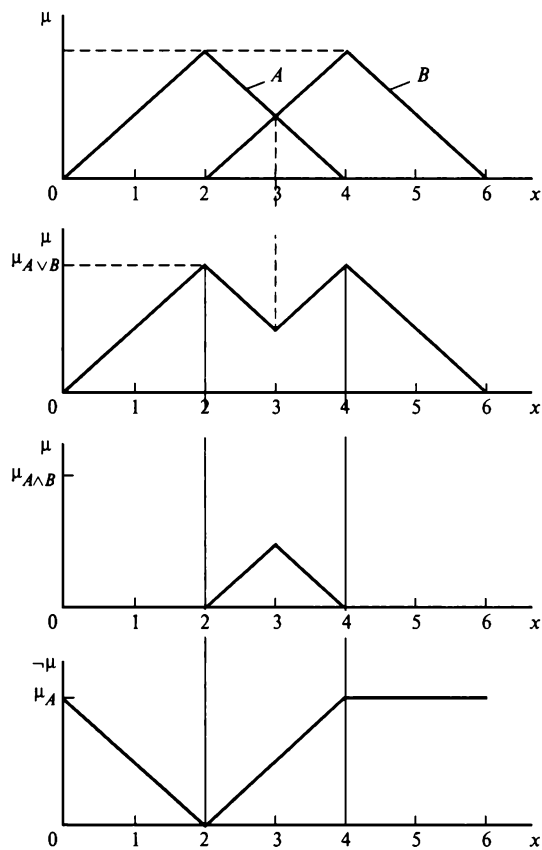


Рис. 4.25. Основные операции с нечеткими множествами

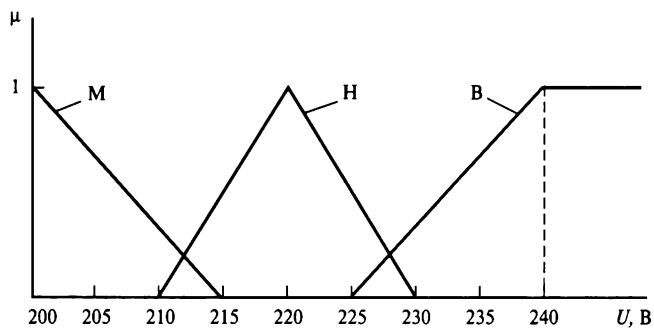


Рис. 4.26. Оценка значения напряжения на основе нечетких множеств



матических моделей и т.п. В нечеткой логике правило  $R$  «если  $A$ , то  $B$ » отображается в виде нечеткой импликации  $R = A \rightarrow B$ .

Обычно в системах управления с нечеткой логикой контролируется (наблюдается) ряд переменных, имеющих четкие значения и являющихся входными данными. Эти данные подвергаются процессу фазификации (fuzzyfication — определение соответствия четкому значению функции принадлежности нечеткому множеству), в результате которого получается набор нечетких множеств в виде соответствующих функций принадлежности. Полученные нечеткие множества подвергаются логическим операциям, например умножения или сложения, а затем используются в соответствии с определенными правилами для получения нечетких выводов в целях их дальнейшего применения для реализации управляющих воздействий.

Рассмотрим эти процедуры на простом примере нечеткого управления по двум переменным: отклонение (ошибка) контролируемой переменной  $\varepsilon$  и скорость его изменения  $\dot{\varepsilon} = \frac{d\varepsilon}{dt}$ . Каждому из этих параметров можно сопоставить ряд функций принадлежности нечеткой логики — от трех до семи и более [40]. Эти функции составляются разработчиками обычно на основе экспериментальных данных различных видов моделей. Результаты данных могут быть представлены в виде матриц размером  $k \times l$ , где  $k$  и  $l$  — числа функций принадлежности по контролируемым параметрам; в рассматриваемом случае — это  $\varepsilon$  и  $\dot{\varepsilon}$ . Предположим, что  $k = l = 5$ , а функции принадлежности определяются в виде: «нулевое решение» (Н), отрицательные и положительные «малые» и «большие» значения, или ОМ, ПМ, ОБ, ПБ. В этом случае количество возможных оценок будет равно  $5 \times 5$  и может быть сопоставлено с функцией принадлежности в тех же обозначениях для нечетких выводов. С учетом принятых переменных и функций принадлежности, определяющих нечеткие множества, можно в данном случае записать следующее базовое правило определения нечеткого вывода:

$$\text{если } x \text{ есть } A_1 \text{ и } y \text{ есть } A_2, \text{ то } Z \text{ есть } B, \quad (4.49)$$

где  $A_1$  и  $A_2$  — нечеткие подмножества, определяющие предпосылки (условия);  $B$  — нечеткое подмножество, соответствующее выводу;  $x = \varepsilon, y = \dot{\varepsilon}$ .

В символах логики правило  $R$  имеет вид

$$R = (A_1 \wedge A_2) \rightarrow B. \quad (4.50)$$

Число правил, используемых на практике, обычно невелико. Обобщающее правило  $R$  является результатом применения операции сложения («или») некоторых правил

$$R = R_1 \vee R_2 \vee R_3 \vee \dots \vee R_n. \quad (4.51)$$

Из (4.50) следует, что вывод каждого правила имеет вид нечеткого подмножества, и результирующий вывод (4.51) также является нечетким. Однако для реализаций функции конкретного управления необходимо иметь четкие значения сигналов

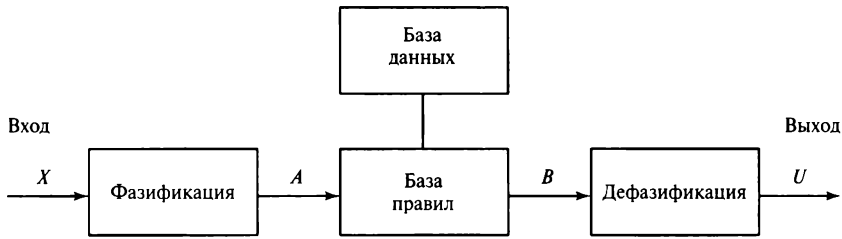


Рис. 4.27. Структура системы управления с нечеткой логикой

управления. Переход от выходных нечетких подмножеств вывода к четким значениям параметров управления называется процессом дефазификации (defuzzification — преобразование нечеткого множества в четкое представление). На рис. 4.27 представлена упрощенная структура системы управления с нечеткой логикой.

Существуют различные методы получения нечетких выводов. Например, по методу Мамдани нечеткие выводы получают после проведения логических операций в виде лингвистических заключений (мало, велико, положительное, отрицательное и т.п.). По методу Сугэно выводы получают на основе численных методов. Впервые нечеткую логику в системах управления применил Мамдани [40], метод которого интерпретируется графически. Рассмотрим более подробно пример с переменными  $x = \varepsilon$  и  $y = \dot{\varepsilon}$ . Обычно для получения нечетких выводов используется несколько правил. Число правил определяется числом учитываемых входных данных и плотностью взаимного расположения подмножеств функций принадлежности условий вывода для каждого контролируемого входного сигнала. Например, при двух контролируемых переменных  $x$  и  $y$  (рис. 4.28), при значениях  $x = x_1$  и  $y = y_1$  каждой из них будут соответствовать четыре по две функции принад-

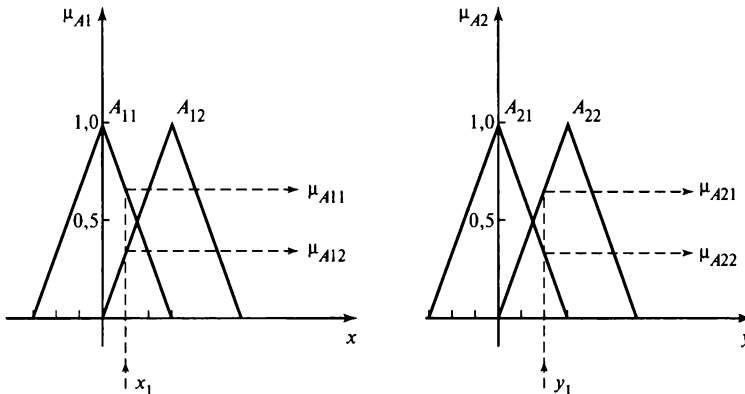


Рис. 4.28. Определение соответствия функций принадлежности

лежности:  $\mu_{A12}$ ,  $\mu_{A11}$ ,  $\mu_{A22}$  и  $\mu_{A21}$ . В этом случае согласно (4.49) для получения нечетких выводов можно применить четыре правила:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= (\mu_{A11} \wedge \mu_{A12}) \rightarrow B_1; \\ R_2 &= (\mu_{A11} \wedge \mu_{A22}) \rightarrow B_2; \\ R_3 &= (\mu_{A12} \wedge \mu_{A21}) \rightarrow B_3; \\ R_4 &= (\mu_{A12} \wedge \mu_{A22}) \rightarrow B_4. \end{aligned} \right\} \quad (4.52)$$

Если, например, функция  $\mu_{A12}$  будет сдвинута вправо так, что значение  $x_1$  не будет с ней совпадать, то число правил уменьшится до двух. Напомним, что функции принадлежности составляются экспертами и в определенной мере являются субъективными. Это обусловлено разной степенью адекватности используемых моделей, допущений и другими факторами. Для упрощения рассмотрим процедуру выводов на примере двух правил, которым соответствуют графики на рис. 4.29. По методу Мамдани, выводы делаются на основе операций, определяющих итоговую композицию нечеткого вывода. В каждом правиле условия  $A_1$  и  $A_2$  объединены союзом И, т.е. с учетом (4.49) предпосылкой вывода  $B$  является  $\min(\mu_{A1}, \mu_{A2})$ , что соответствует усечению функции принадлежности вывода  $B$  на минимальном значении функций принадлежности предпосылок. Согласно правилу  $R_1$  значения отклонения  $\epsilon$  и производной  $\dot{\epsilon}$  соответствуют нулевым (Н). При этом усечение нечеткого множества  $B$  проводится по минимальному значению условий, т.е. на уровне  $\mu_{A11}$ , так как  $\mu_{A11} < \mu_{A21}$ . При использовании правила  $R_2$  значение отклонения  $\epsilon$  соответствует условию «положительное малое» (ПМ), пересекая функцию на уровне  $\mu_{A12}$ , а скорость  $\dot{\epsilon}$  остается в соответствии с нулевым (Н) значением, пересекая функцию на уровне  $\mu_{A22} < \mu_{A12}$ . Поэтому треугольник функции «обрезают» на уровне минимального значения  $\mu_{A22}$ , т.е. получают два частных нечетких вывода в виде трапеций с высотами  $\mu_{B1} = \mu_{A11}$  и  $\mu_{B2} = \mu_{A22}$ . Результаты выводов объединяются операцией ИЛИ, что соответствует в нечеткой логике выбору максимальных значений из частных нечетких выводов. Результат такой композиции представлен функцией принадлежности  $\mu_{B3}$ . Очевидно, что для формирования сигнала управления должен иметься четкий алгоритм. В этом же случае была получена функция принадлежности в виде нечеткого множества  $\mu_{B3}$ . Процедура перехода от нечеткого вывода к четкому, как это отмечалось выше, называется дефазификацией. Существует много различных методов проведения этой процедуры, среди которых практическое применение получили два: определение центра тяжести нечеткого множества итогового вывода и вычисление среднего значения с использованием центров тяжести нечетких подмножеств  $\mu_{B1}$ ,  $\mu_{B2}$  вывода весовых коэффициентов в виде значений функций принадлежности предпосылок  $\mu_{A1}$ ,  $\mu_{A2}$ , использованных при определении общей композиции. Последний метод при

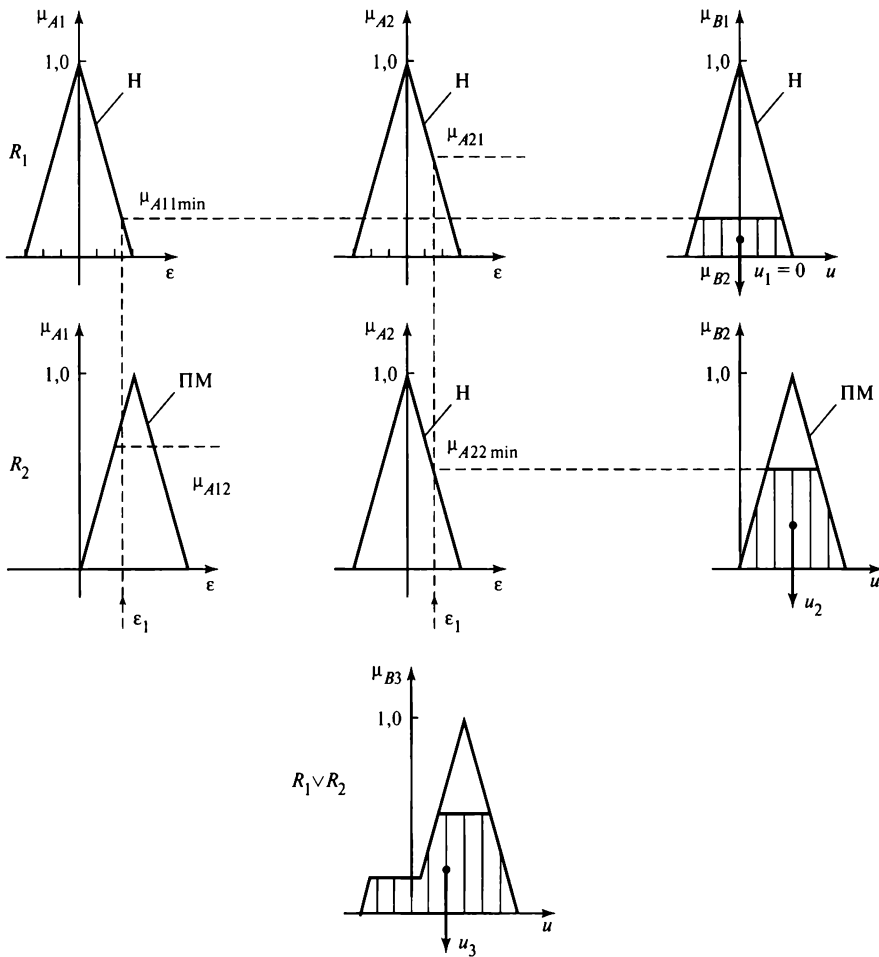


Рис. 4.29. Нечеткий вывод по двум правилам

использовании функций принадлежности в форме треугольников предпочтителен, так как требует меньше вычислений. В рассматриваемом примере сигнал управления имеет итоговое значение  $U_{\Sigma} = U_3$ , которое получено из выражения

$$U_{\Sigma} = \frac{\sum_{i=1}^n (\mu_{Ai} \times U_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{Ai}} = \frac{\mu_{A11} \cdot 0 + \mu_{A22} \cdot U}{\mu_{A11} + \mu_{A22}}. \quad (4.53)$$

Определение переменных в (4.53) соответствует графическим зависимостям, приведенным на рис. 4.29, которые иллюстрируют работу систем управления с нечеткой логикой.

Практическое применение систем управления с нечеткой логикой потребовало разработки программных и аппаратных средств их реализации. С этой целью в одной из наиболее мощных и развитых систем компьютерной математики — программном пакете Matlab — предусмотрено расширение Fuzzy Logic Toolbox, в котором реализовано много функций для нечеткого моделирования, включающих в себя редакторы нечетких выводов, функций принадлежности системы правил и т.п. Использование этого пакета программ существенно ускоряет и упрощает решение задачи моделирования нечеткой логики на первых этапах проектирования.

Рассмотрим пример его применения в качестве учебно-методической задачи моделирования на основе нечеткой логики понижающего регулятора постоянного тока. Для того используем схему на рис. 4.12, которая является базовой при рассмотрении других принципов моделирования в этой главе.

В качестве входных переменных выбраны сигнал рассогласования (ошибки), равный разности выходного и эталонного напряжения  $\varepsilon = kU_H - U_0$ , где  $k$  — коэффициент передачи датчика выходного напряжения;  $U_H$  — среднее значение выходного напряжения;  $U_0$  — эталонное напряжение, и скорости его изменения  $\dot{\varepsilon} = \frac{d\varepsilon}{dt}$ .

Для этих переменных принимаются следующие функции принадлежности входных нечетких множеств:

- ошибка больше нуля ( $\varepsilon > 0$ );
- ошибка меньше нуля ( $\varepsilon < 0$ );
- ошибка около нуля ( $\varepsilon \approx 0$ );
- скорость изменения ошибки положительная ( $\dot{\varepsilon} > 0$ );
- скорость изменения ошибки отрицательная ( $\dot{\varepsilon} < 0$ ).

Выходной переменной является напряжение  $U$ , которое поступает дополнительно с сигналом рассогласования на вход преобразователя сигналов, определяющих длительность импульсов управления ключом  $SI$  (см. рис. 4.12). Функции принадлежности выходных нечетких подмножеств  $\Delta U$  представим в следующих лингвистических выражениях:

- большая положительная;
- маленькая положительная;
- маленькая отрицательная;
- большая отрицательная.

Для графического представления этих функций используется редактор функций принадлежности, входящий в состав пакета Fuzzy Logic Toolbox, для получения нечеткого вывода — редактор систем нечеткого вывода, также входящего в рассматриваемый пакет программ. Нечеткий вывод проводился по методу Мамдани.

Моделирование системы управления регулятором проводилось в среде Simulink одним из пакетов Matlab. Одним из пакетов расширения для моделирования электрических систем и устройств является пакет программ Power System Blockset. Для получения приближенных оценок системы управления с нечеткой логикой предвари-

тельно была создана модель регулятора (см. рис. 4.12) с традиционной системой по отклонению выходного напряжения с пропорционально-интегрально-дифференцирующим (ПИД) звеном в цепи обратной связи. Процесс регулирования осуществлялся по принципу ШИМ относительной длительности включенного состояния ключа  $S1$  согласно (4.24). Параметры модели были следующими:

входное и выходное напряжение  $U_{вх} = 24$  и  $U_{вых} = 12$  В;

мощность нагрузки  $P_n = 50$  Вт;

коэффициент пульсаций  $K_n = 0,001$ ;

частота переключений ключа  $f = 1\,000$  Гц.

Индуктивность  $L$  выходного фильтра выбиралась из условия обеспечения гранично-непрерывного тока  $i_L$  при номинальной мощности 50 Вт. Емкость конденсатора фильтра определялась из условия обеспечения заданного коэффициента  $K_n$ .

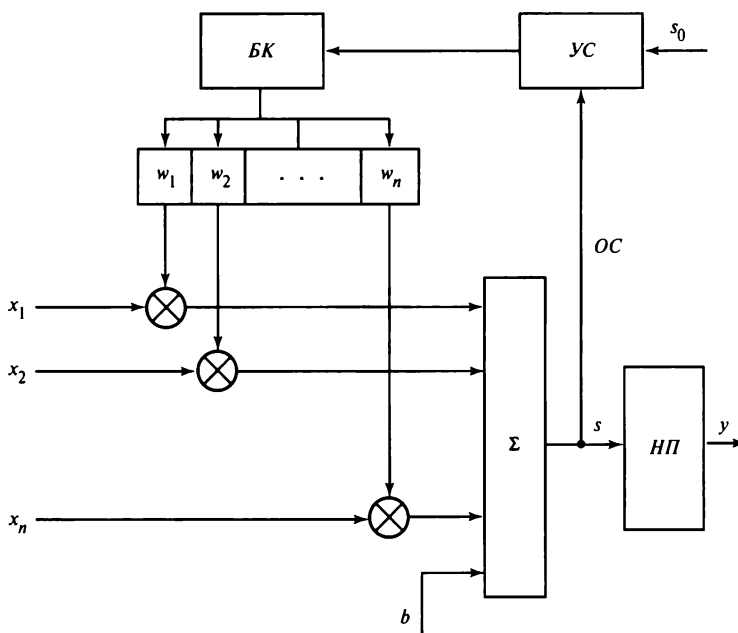
Коэффициенты ПИД-звена выбирались из условий обеспечения высоких значений точности, быстродействия и устойчивости традиционными расчетными методами и коррекцией при экспериментальном моделировании. Динамические процессы моделировались при сбросах и набросах мощности нагрузки, составлявшей  $\Delta P_n = 50\% P_{ном}$ . Полученные результаты моделирования с ПИД звеном использовались как ориентиры при моделировании регулятора на основе нечеткой логики. После создания модели нечеткого регулятора в приложении Fuzzy Logic Toolbox ПИД-звено в системе Power System было заменено с помощью Simulink нечетким регулятором.

Результаты моделирования показали, что в системе с нечетким регулятором по сравнению с традиционным статическая ошибка при сбросе 50 % нагрузки была уменьшена примерно в 3 раза (от 0,04 до 0,015 В), а время переходных процессов сократилось при набросе 50 % нагрузки более чем на порядок (от 80 до 3 мс).

Практическая реализация систем управления на основе нечеткой логики требует применения мини-контроллеров, быстродействие и вычислительные возможности которых зависят от сложности управляемых объектов и задач управления. Для быстродействующего управления силовыми электронными устройствами в режиме реального времени необходимо применение быстродействующих процессоров.

#### 4.4.2. Нейронные сети в системах управления

Трудности представления задач в явной аналитической форме и тем более их решения определили необходимость развития методов и систем, связанных с различными аспектами реализации искусственного интеллекта, к которым относятся системы нечеткой логики, экспертных оценок, искусственных нейронных сетей или их интеграция на теоретическом уровне. Такие задачи обусловлены нелинейностью объектов, неполнотой знаний о происходящих процессах, трудностью прогнозирования и ситуационного управления, неопределенностью внешних воздействий и т.п. В последние годы наблюдается значительный интерес к использованию нейронных сетей в разных областях науки и техники, в том числе и силовой электронике.



**Рис. 4.30. Структура искусственного нейрона:**

*БК* — блок коррекции; *УС* — устройство сравнения; *НП* — нелинейный преобразователь; *ОС* — обратная связь

Нейросети являются простейшими биологическими моделями нервных систем человека. В основе нейросетей лежит искусственный нейрон со структурой, представленной на рис. 4.30. Нейрон имеет  $n$  входов  $x_1, \dots, x_n$  и состоит из умножителей (синапсов), сумматора и нелинейного преобразователя на выходе. Синапсы умножают входные сигналы на постоянные числа  $w_i$ . Каждое такое число называется весом синапса и характеризует силу связи конкретного нейрона с другими нейросетями. Все сигналы синапсов суммируются, и их сумма  $S$  поступает на нелинейный преобразователь, на выходе которого формируется сигнал, определяемый так называемой функцией активации (передаточной функцией) нейрона. Примеры основных видов функций активации и структура объединения нейронов в сеть приведены в [24]. Математическое описание структуры нейрона представлено на рис. 4.31 и имеет вид

$$y = f(S), \tag{4.54}$$

где  $S = \sum_{i=1}^n w_i x + b$ ;  $b$  — постоянная величина.

Знак при числе  $w_i$  определяет направленность его действия в нейроне: «плюс» — возбуждающее, «минус» — тормозящее. В качестве передаточной функции нелиней-

ного преобразователя обычно выбирают сигмоидальную функцию, реализующую следующую нелинейную связь:

$$y = \frac{1}{1 + e^{-\alpha x}}, \quad (4.55)$$

где  $\alpha$  — коэффициент, определяющий порог изменения функции между значениями 0 и 1 в зависимости от величины сигнала на входе *НП*.

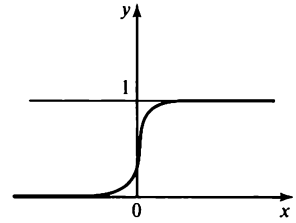


Рис. 4.31. Вид сигмоидальной функции

Вид сигмоидальной функции показан на рис. 4.31. Очевидно, что при разных значениях веса нейрона в зависимости от величины входного сигнала  $x$  уровень выходного сигнала  $y$  будет изменяться в диапазоне  $(0, 1)$ . Нейронная сеть составляет совокупность взаимосвязанных нейронов. Структура, или топология, сети обычно выполняется в многоуровневом виде, число уровней связей между нейронами различно. Существенным свойством нейрона и нейросетей является их «обучаемость». Для реализации этого свойства разработаны специальные алгоритмизированные процедуры выставления веса и порога активации нейронов. Эти процедуры позволяют получить желаемую реакцию нейросети на определенные воздействия. Процесс «обучения» осуществляется по цепям обратных связей. В упрощенном виде пример такой связи показан на рис. 4.30, где блок коррекции веса нейронов *БК* получает сигналы с устройства сравнения *УС*, на вход которого поступают выходные сигналы  $s$  и сигналы задания, соответствующие желаемой реакции. Представление знаний в специализированном виде при использовании нейросетей затрудняет их применение в системах управления. Поэтому активно разрабатываются системы, объединяющие возможности нейросетей и наглядность формулирования задач в нечеткой логике. Такие сети называются гибридными. Гибридные сети являются многослойными нейронными сетями без обратных связей, в которых используются нечеткие сигналы, веса и функции активации. Для нахождения параметров функций принадлежности нечеткой логики используются нейронные сети. В пакете программ Fuzzy Logic Toolbox системы Matlab гибридные сети реализованы в форме адаптивной системы нейронечеткого вывода ANFIS. В этой системе для нечеткого вывода используется метод Сугэно и каждое из правил нечетких продукций имеет постоянный вес, равный единице.

При реализации нечетких систем управления с нечеткой логикой в ряде случаев параметры правил и функций принадлежности трудно определить, а соответствие входных и выходных данных известно. «Обучение» нейронной нечеткой системы позволяет в качестве предварительных знаний воспользоваться лишь общей структурой правил и начальными стартовыми значениями параметров, а в дальнейшем провести их точную автоматическую настройку. По такому принципу была построена система, выполняющая прогнозирующую диагностику асинхронного двигателя. В качестве входных величин использовались значения токов статора и угловая скорость двигателя. По значениям этих параметров на нейросети производился нечеткий вывод, позволявший судить о состоянии подшипников и наличии короткозамкнутых витков в обмотке статора. Эта система состоит из двух



последовательно соединенных модуля функций принадлежности и модуля правил. В первом модуле из каждого входного сигнала выводятся три значения его принадлежности к «малому», «среднему» и «высокому» уровням. Сигналы значений принадлежности поступают в модуль правил, где на их основании выводятся сигналы принадлежности состояния двигателя к «хорошему», «удовлетворительному» и «плохому».

По мере развития микропроцессорной техники и создания эффективных сигнальных процессоров появилось большое число работ, посвященных применению искусственных нейросетей в силовой электронике. Так, в обзоре, посвященном применению подсистем искусственного интеллекта (экспертных систем, нечеткой логики и нейросетей) в системах управления устройствами силовой электроники [54], приведены следующие примеры.

**Формирование алгоритмов широтно-импульсной модуляции сигналов управления ключами инвертора, питающего асинхронный двигатель.** Выходные токи инвертора сравниваются с заданными значениями. Как правило, достаточно токов двух фаз, так как ток в третьей фазе является их суммой. Разности сигналов сравниваемых токов усиливаются усилителем и поступают на вход нейросетевого контроллера, нейроны которого активизируются в соответствии с их весами согласно (4.54), а затем поступают на преобразователи сигмоидального типа, на выходе которых формируются логические сигналы для управления драйверами ключей инвертора. В зависимости от величины входных сигналов, а также веса каждого из нейронов сети логический выходной сигнал может принимать значение 0 или 1. Эти сигналы определяют состояние ключей (включен или выключен). Комбинация состояний ключей в рассматриваемом случае определяет восемь состояний схемы инвертора. Эти состояния определяются соответствующим «обучением» нейросети, обеспечивающим алгоритм формирования импульсов управления. В модифицированном варианте рассматриваемой системы управления «обучение» нейросети осуществляется посредством специального компьютера, генерирующего эталонные сигналы для управления инвертором, которые сравниваются с реальными выходными сигналами нейроконтроллера. Результаты сравнения, получаемые в виде разностей указанных сигналов, используются для коррекции нейроконтроллера.

В [54] также рассматривается пример использования нейросети в системе управления двигателем постоянного тока. Применение нейросети было вызвано необходимостью повышения управляемости двигателя с нелинейной нагрузкой и изменяющимися во времени параметрами. При этом скорость двигателя должна соответствовать произвольно изменяющимся командам. Нейросеть позволила реализовать команды управления посредством адаптации параметров управления с учетом эталонной модели, что обеспечило соответствие реальных и задаваемых скоростей двигателя в разных режимах работы.

В последнее время появились данные по использованию нейросетей для управления активными фильтрами (АФ), предназначенными для устранения высших гармоник тока (напряжения) в электросистемах. Традиционно для управления АФ использовались методы управления по току фаз с «гистерезисной» модуляцией. Система управления на основе нейросети состоит из блоков адаптации и нейро-

контроллера с прямым управлением. Первый блок вырабатывает эталонный сигнал на основе информации о токах и напряжении и нелинейной нагрузке. Второй блок после «обучения» работает в качестве компаратора тока эталонной формы и реального тока. Сигналы ошибки поступают на нейроконтроллер. Выходные сигналы последнего, поступая на драйверы ключей АФ, обеспечивают их переключение в соответствии с алгоритмом коррекции коэффициента мощности. Применение системы управления на основе нейросети позволило существенно повысить быстроту действия и устойчивость работы АФ.

Можно привести много примеров применения средств и методов искусственного интеллекта в силовой электронике, свидетельствующих о возрастающем интересе разработчиков к этим вопросам. Тенденции развития систем управления позволяют сделать вывод о том, что в недалеком будущем они практически полностью заменят существующие методы и средства управления не только в силовой электронике, но и в других областях техники. Однако в настоящее время существующий уровень технико-экономических показателей традиционных и модернизированных средств управления в большинстве случаев вполне способен удовлетворить требованиям как разработчиков, так и потребителей силовой электронной техники.

### Контрольные вопросы

1. Назовите характерные функции нечетких множеств.
2. В чем заключаются достоинства и недостатки управления на основе нечеткой логики?
3. В каких случаях целесообразно применять нечеткую логику?
4. Поясните принцип функционирования нейронных сетей.
5. В чем преимущества систем управления на основе нейронных сетей?

## 4.5. Компьютерное моделирование СЭУ

В настоящее время компьютеры применяются для решения различных задач практически на всех этапах создания и применения силовых электронных устройств. Наиболее широко и эффективно они используются на этапе разработки, выбора схмотехнических решений, моделирования вариантов проектируемых схем, оптимизации их параметров и разработки конструкторской документации. Основной технико-экономический эффект компьютерное моделирование дает на начальных этапах разработки за счет резкого сокращения времени на анализ и сравнение технических решений, принимаемых для устройства в целом и его подсистем с учетом их иерархических связей. Возможность оперировать с огромным числом вариантов схмотехнических решений и способов их реализации, исключая необходимость изготовления конструктивных компонентов для физического моделирования, позволяет принципиально сократить сроки и затраты на проектирование нового изделия. Существует большое разнообразие вычислительных средств и программных продуктов, которые могут быть успешно использованы для решения конкретных задач проектирования силовых электронных устройств.

Среди них в мировой практике наибольшее распространение получили программа Pspice и ее модификации, а также система Matlab. При этом существует немало объектно-ориентированных программ, имеющих преимущества при решении задач, но не получивших широкого применения. Среди них следует отметить отечественные системы ELTRAN [41] и PARUS [6], а также программу CASPOC [116], ориентированную на моделирование устройств, сочетающих электромеханическую и силовую электронные части. Кроме того, существует много различных упрощенных программ для решения частных задач силовой электроники. Кроме того, следует отметить, что применение силовых электронных устройств в системах более высокого уровня также требует специальных программ для системного моделирования. Среди них можно выделить программу EMPT для моделирования электроэнергетических систем, включающих различное электротехническое оборудование, в том числе и силовые электронные устройства [17]. Рассмотрим характерные свойства и возможности программ Pspice и Matlab.

**Pspice** (Simulation program with integrated circuit emphasis). Программа разработана в 70-х годах прошлого века для моделирования аналоговых устройств. В процессе развития вычислительной техники было создано несколько ее модификаций. Позже она стала основой системы сквозного проектирования электронных устройств Designlab [43]. В процессе модификации система обеспечивает разработку печатных плат в системах типа P-CAD и интегрируется с автотрассировщиком SPECCTRA. Кроме того, система дополнена другими функциями. В состав Designlab входят следующие основные программы:

- графический редактор принципиальных схем Schematics;
- моделирование аналоговых устройств Pspice;
- моделирование смешанных аналого-цифровых устройств Pspice A/D;
- редактор входных сигналов StmEd;
- синтез цифровых устройств на базе интегральных схем PLSyn;
- графическое отображение Probe;
- идентификация параметров математических моделей полупроводниковых приборов Parts;
- графический редактор многослойных печатных плат PCBoards и Autorouter;
- интерфейс с перепрограммируемыми логическими элементами MicroSim FPGA.

К пакету прилагается библиотека, состоящая примерно из 40 тыс. графических символов и около 10 тыс. математических моделей приборов и компонентов.

Кроме того, в систему входит большое количество вспомогательных программ, облегчающих пользователю процесс моделирования.

Функциональные возможности указанных программ позволяют моделировать процессы в электронном устройстве с большой степенью адекватности результатов моделирования реальным характеристикам. Это обусловлено учетом большого числа переменных, описывающих состояние приборов и элементов, входящих в моделируемый объект. Поэтому становится возможным оценить работу схемы на интервалах малой длительности, например при коммутации полупроводниковых ключей, влияние различных возмущающих внешних факторов, аварийных процессов и т.п. Однако увеличение числа обрабатываемых параметров и воз-

растание при этом объема контролируемой информации существенно замедляют скорость исследования процессов относительно реального масштаба времени. В результате возможности моделирования ограничиваются в части оптимизации схемотехнических решений и способов их реализации. С другой стороны, эта система максимально ориентирована на конечный результат проектирования — разработку конструкторской документации макетных и опытных образцов.

В настоящее время после слияние фирм — разработчиков программных продуктов — составные части Designlab встроены в систему OrCAD.

**Matlab** является наиболее универсальной и постоянно развивающейся системой для автоматизации научно-технических расчетов, анализа и моделирования объектов в различных областях науки и техники, в том числе и в силовой электронике [44]. Первые разработки этой системы появились в конце 70-х годов прошлого века для проведения расчетов на основе теории матриц, что и определило название системы. Система Matlab является универсальным языком объектно-ориентированного программирования с интерактивными средствами отладки программ и визуализацией информации в виде графиков. Современные версии этой программы содержат большое количество программных приложений в виде разделов Toolbox (инструменты) для решения специфических задач. Среди этих приложений особое место занимают пакеты расширения Simulink и Power Sytem Blockset. Библиотека пакета Simulink содержит набор математических моделей, позволяющих исследовать практически любую электрическую сеть [44, 127].

Ниже приведены некоторые библиотечные подгруппы Simulink.

Simulink — источники сигналов различной формы, сумматоры, умножители, передаточные функции, интеграторы.

DSP Blockset — цифровые фильтры, буферы, счетчики, блоки определения спектра сигнала.

SimPowerSystems — пассивные элементы, полупроводниковые силовые элементы, источники напряжения и тока, измерительные приборы, типовые блоки систем управления.

SimMechanics — элементы механических систем.

Fuzzy Logic Blockset — функции и элементы систем нечеткой логики.

В современные версии Toolboxes входят пакеты программ по моделированию систем управления на основе нечеткой логики, использования нейросетей и др.

Пакет Simulink позволяет эффективно изучать работу разнообразных систем. Этап подготовки к моделированию заключается в сборке модели из готовых, заложенных в Simulink элементов и настройке параметров системы. Элементы переносятся из библиотеки в рабочее окно Simulink и соединяются друг с другом. Чтобы упростить подготовку модели, применяются блочные диаграммы. Пакет Simulink позволяет производить моделирование силовых и цифровых устройств. В библиотеке элементы рассортированы по подгруппам.

В настоящее время система Matlab с соответствующими приложениями является наиболее эффективным средством моделирования силовых электронных устройств. Особенно наглядно ее возможности проявляются на ранних этапах проектирования, связанных с анализом основных процессов и повышением качества управления исследуемого устройства в статических и динамических режимах работы. Огромные вычислительные возможности Matlab позволяют успешно про-

изводить отладку программ цифрового управления микроконтроллеров силовых электронных устройств. Отдельно следует отметить эффективность использования Matlab для разработки виртуальных лабораторных работ по курсам силовой электроники [47].

В этом разделе рассматриваются два примера моделирования простейших транзисторных схем. В приводимых примерах в зависимости от целей моделирования используется система Designlab или Matlab.

**Пример моделирования транзисторного ключа в системе Designlab.** Моделирование начинается с создания чертежа принципиальной схемы. Для этой цели используется графический редактор Schematics. Кроме этого он позволяет осуществлять запуск других программ, входящих в систему Designlab. Моделируемая схема может содержать всевозможные аналоговые и цифровые компоненты: резисторы, конденсаторы, индуктивности, трансформаторы, диоды, различные транзисторы, ключи, управляемые током и напряжением, операционные усилители, триггеры, микросхемы управления и т.п. Все они располагаются в соответствующих библиотеках. Многие фирмы-изготовители электронных приборов разрабатывают и распространяют модели выпускаемых электронных компонентов, специально созданных для использования в Designlab [43].

На рис. 4.32 приведен вид окна редактора Schematics с двумя схемами транзисторного ключа. В верхней части экрана располагаются основное меню и панель инструментов. Символы компонентов соединяются электрическими проводниками или линиями групповой связи. В процессе создания схемы необходимо провести редактирование параметров компонентов.

В данном примере один транзисторный ключ отличается от другого только наличием снаббера, который при правильном расчете параметров элементов должен корректировать траекторию переключения транзистора и снижать динамические потери. Схемы имеют только одну общую точку, которая является «землей», и не влияют на работу друг друга. Конечно, можно моделировать каждую схему отдельно, но это затруднит анализ результатов.

Нагрузка в схеме транзисторного ключа подключается к источнику постоянного напряжения  $V1$  100 В с помощью транзистора. Она носит активно-индуктивный характер и представляет собой последовательно включенные резистор  $R1$  10 Ом и индуктивность  $L1$  2,5 мкГн. Здесь используется модель МОП-транзистора  $M1$ , которая называется  $MbreaknD228$ . Транзистор управляется от источника импульсного напряжения  $V2$  через резистор  $R2$  сопротивлением 1 Ом. Значения параметров источника подобраны так, что сигнал управления имеет прямоугольную форму, амплитуда напряжения составляет 25 В, частота — 20 кГц и скважность — 2.

Схема, расположенная справа, дополнена снаббером. Он состоит из конденсатора  $C1$  емкостью 50 нФ, резистора  $R5$  сопротивлением 50 Ом и диода  $D1$ , модель которого называется  $Dbreak$ .

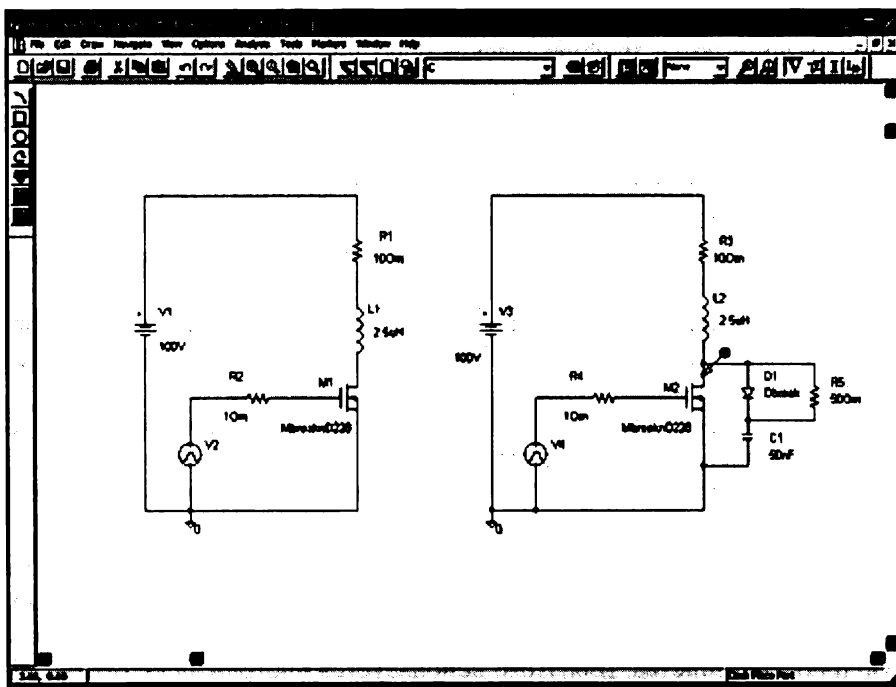


Рис. 4.32. Окно редактора Schematics с моделями транзисторных ключей

На следующем этапе необходимо задать директивы моделирования, которые, по сути, определяют тип выполняемого анализа. Программа Pspice позволяет рассчитать:

- частотные характеристики;
- режимы по постоянному току (параметры «рабочей точки»);
- параметры спектрального анализа;
- переходные процессы;
- уровень внутреннего шума.

В данном случае проводится анализ переходных процессов в интервале времени от 0 до 350 мс.

Для подготовки схемы к моделированию необходимо выполнить проверку наличия неподключенных выводов и в заключение создать файл задания на моделирование и ряд вспомогательных файлов. Эти действия могут выполняться автоматически.

После этого необходимо запустить программу моделирования Pspice, которая осуществляет расчет электромагнитных процессов, происходящих в схеме. На экран этой программы выводится информация о файле задания и о ходе выполнения моделирования. Также могут появляться сообщения об ошибках. По окончании работы программы формируется файл результатов моделирования, который содержит информацию о токах во всех элементах и о потенциалах всех узлов схемы.

Для анализа полученных результатов можно воспользоваться графической программой Probe. Она позволяет выводить на экран графики электромагнитных про-

цессов, происходящих в схеме, производить их математическую обработку, под которой подразумеваются арифметические операции, вычисление различных функций, интегрирование, расчет спектров, гистограмм, построение зависимостей любой характеристики графика от любого варьируемого параметра схемы.

На рис. 4.33 приведены графики напряжений сток—исток транзисторов, токов стоков, а также их произведения, т.е. мгновенные мощности, построенные с помощью программы Probe. Снаббер в данном случае существенно снижает перенапряжения на транзисторе, связанные с коммутацией активно-индуктивной нагрузки, и уменьшает динамические потери в ключах.

Из остальных программ, входящих в пакет, следует выделить редактор входных сигналов StmEd, редактор моделей компонентов Parts и программу-редактор печатных плат PCBoards.

Редактор входных сигналов StmEd позволяет просмотреть форму сигналов аналоговых и цифровых источников, отредактировать их и создать новые. В программе очень удобно задавать форму аналоговых сигналов кусочно-линейных источников и временные сигналы логических источников.

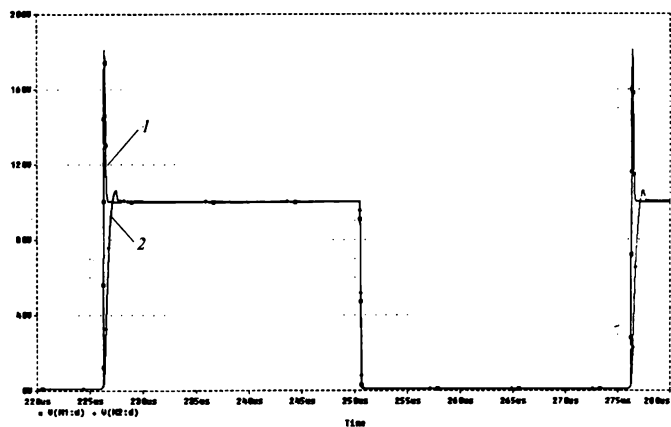
Программа Parts позволяет по справочным данным рассчитать параметры моделей полупроводниковых приборов (силовых и слаботочных) и магнитных сердечников.

После завершения всех процедур по моделированию схемы можно разработать печатную плату устройства. Для этого используется программа PCBoards. На поле печатной платы из библиотек компонентов переносятся изображения их корпусов и выполняется ручная или автоматическая трассировка проводников.

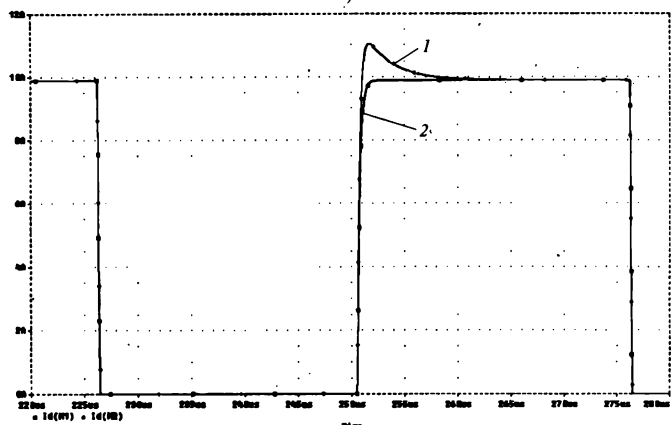
**Пример моделирования импульсного регулятора последовательного типа в системе Matlab.** На рис. 4.34 показана модель регулятора в программе Simulink. Модель регулятора состоит из следующих элементов:

- DC Voltage Source — источника постоянного напряжения;
- Ideal Switch — идеального ключа;
- Diode — диода;
- Series RLC Branch — *RLC*-нагрузки;
- Current Measurement — датчика тока;
- Scope — осциллографа;
- Constant — источника постоянного сигнала;
- PID Controller — пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) контроллера;
- Relational Operator — блока сравнения двух сигналов (компаратора);
- Repeating Sequence — источника периодического сигнала произвольной формы.

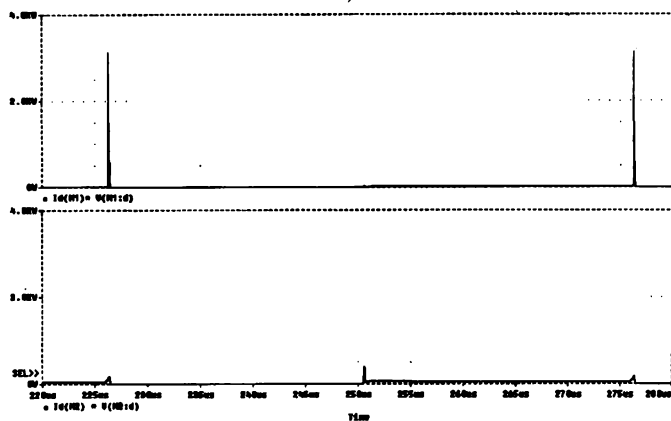
Функция системы управления состоит в поддержании заданного среднего значения тока в нагрузке. Посредством коммутации ключа Ideal Switch источник постоянного напряжения DC Voltage Source подключается к нагрузке Series RLC Branch. При замкнутом ключе ток нагрузки протекает в источнике напряжения, при разомкнутом ключе ток нагрузки протекает в диоде Diode. Датчик тока Current Measurement измеряет ток нагрузки, сигнал с датчика вычитается из сигнала тока задания Constant и посредством ПИД-регулятора (PID Controller) преобразуется в опорный



a)



b)



в)

Рис. 4.33. Результаты моделирования:

1 — без снаббера; 2 — со снаббером; а — напряжение сток-исток транзисторов  $U(M1 : d)$ ,  $U(M2 : d)$ ; б — токи стоков  $I_d(M1)$ ,  $I_d(M2)$ ; в — мгновенные мощности  $I_d(M1) \times U(M1 : d)$ ,  $I_d(M2) \times U(M2 : d)$



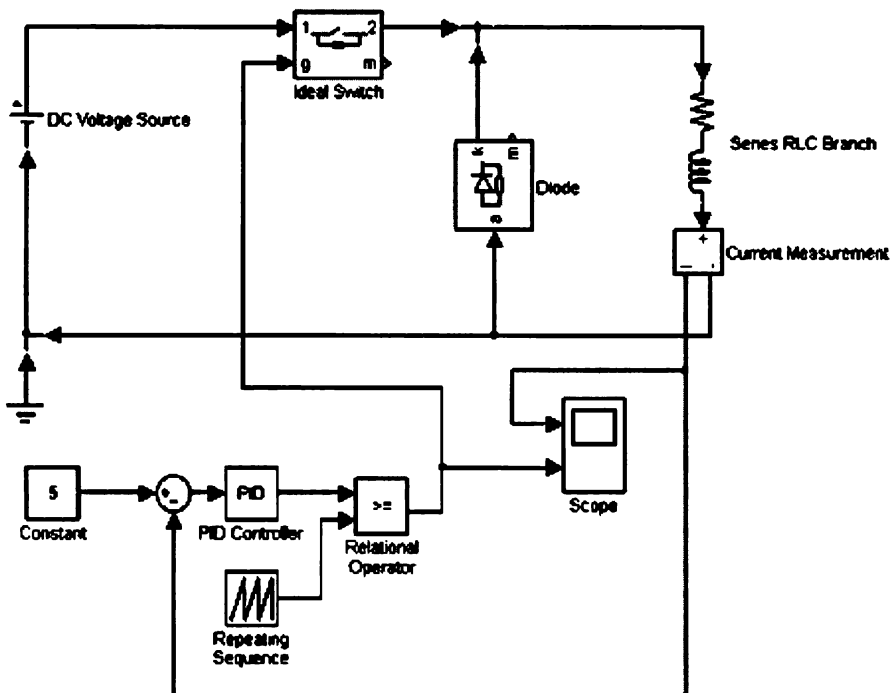


Рис. 4.34. Окно в среде Simulink пакета программы Matlab с моделью регулятора напряжения

сигнал ШИМ регулятора. Широтно-импульсный регулятор с помощью блока Relational Operator осуществляет операцию сравнения опорного сигнала с сигналом пилообразной формы, который генерирует блок Repeating Sequence. На выходе блока Relational Operator образуются импульсы управления ключом Ideal Switch. Импульсы управления поступают на управляющий вход g ключа. Можно задать сопротивление ключа Ideal Switch в открытом состоянии, значения сопротивления резистора и емкости конденсатора снабберной цепочки ключа.

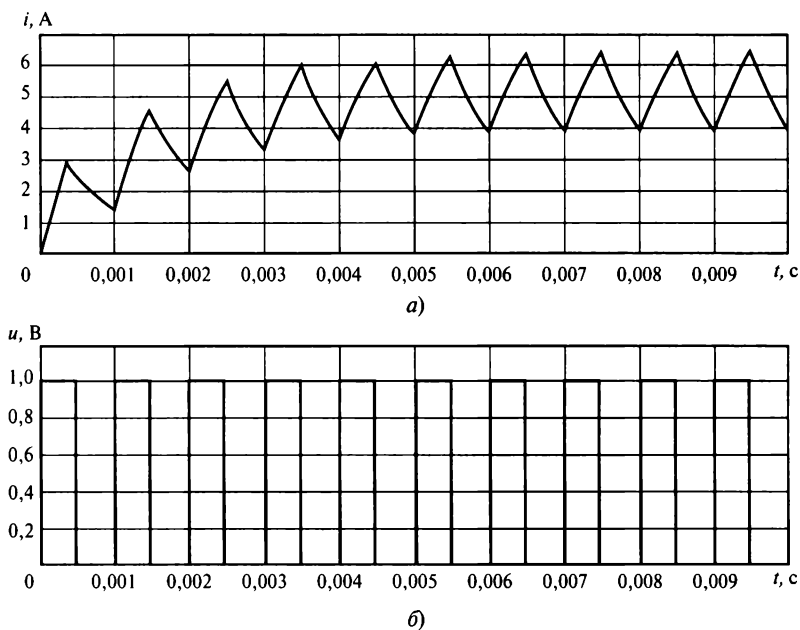
Ток задания регулятора равен 5 А, частота коммутации ключа регулятора — 1 кГц, коэффициент усиления пропорционального канала ПИД-контроллера равен 0,1, а коэффициент усиления интегрального канала — 100.

Значения параметров элементов регулятора следующие:

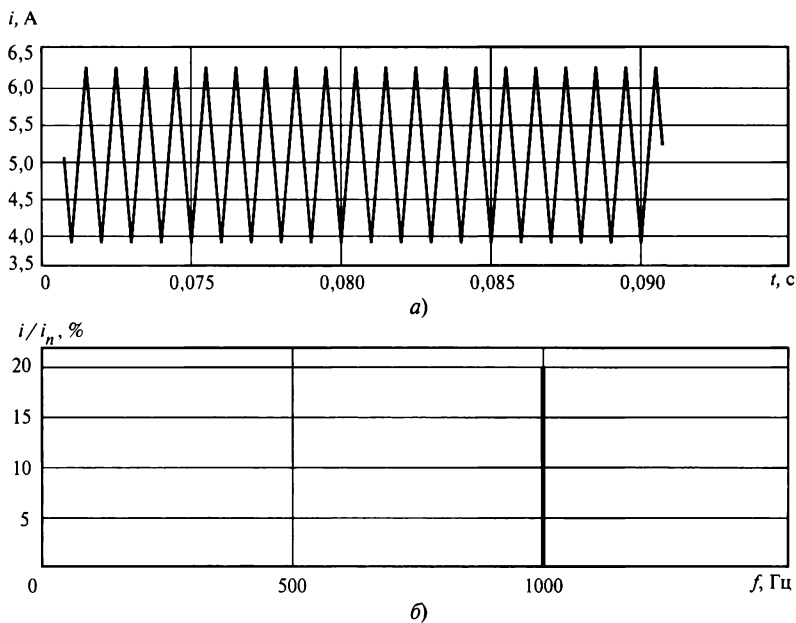
- напряжение источника напряжения — 10 В;
- индуктивность дросселя — 10 мГн;
- сопротивление резистора — 10 Ом.

На рис. 4.35 показаны ток нагрузки и сигнал управления ключом.

Пакет Simulink имеет разнообразные средства анализа полученных результатов моделирования. На рис. 4.36 показан спектр тока нагрузки, полученный с помощью библиотечной функции Matlab — PSBFFT\_SCOPE.



**Рис. 4.35. Результаты моделирования:**  
 $a$  — ток регулятора;  $b$  — сигнал управления ключом



**Рис. 4.36. Результаты моделирования:**  
 $a$  — ток регулятора;  $b$  — спектральный состав

### Контрольные вопросы

1. Какие основные программы входят в Pspice?
2. Перечислите основные функциональные возможности системы Designlab.
3. Какие задачи силовой электроники целесообразно моделировать на программе Pspice?
4. Для каких целей используется программа Matlab?
5. Назовите основные библиотечные подгруппы пакета Simulink.
6. Какие задачи силовой электроники целесообразно моделировать в системе Matlab?
7. Создайте модель примера определения потерь мощности в диоде, соединяющем источник переменного напряжения с резистором.
8. Создайте модель регулятора переменного тока в электрической цепи с напряжением  $U_m \sin \omega t$  на основе встречноключенных тиристорov и резистора. Тиристоры считать идеальными, регулирование тока производится изменением фазы включенного тиристора по сигналу управления, синхронизированного с напряжением питания.

# Глава пятая

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С СЕТЕВОЙ КОММУТАЦИЕЙ

### 5.1. Общие сведения

**Классификация преобразователей.** Основными силовыми электронными устройствами являются преобразователи, осуществляющие преобразование электроэнергии, т.е. изменение одного или нескольких ее параметров посредством электронных силовых приборов, без существенных потерь мощности (МЭК 551-11-02). Такими параметрами обычно являются напряжение, частота, число фаз и т.п. Силовые преобразователи подразделяются на следующие типы [45]:

- преобразователи переменного/постоянного тока [преобразующие переменный ток в постоянный (и) или наоборот];
- преобразователи переменного тока (преобразующие переменный ток в переменный);
- преобразователи постоянного тока (преобразующие постоянный ток в постоянный).

Среди преобразователей первого типа [45] различают:

- преобразователи с преобладанием свойств источника напряжения (с низким полным внутренним сопротивлением для гармоник тока на стороне постоянного тока, которое обеспечивается, например, подключением конденсатора параллельно шинам постоянного тока);
- преобразователи с преобладанием свойств источника тока (имеющие высокое полное сопротивление для гармоник тока и сглаженный ток на стороне постоянного тока, который обеспечивается, например, последовательно включенным с главной цепью постоянного тока реактором).

Ранее подобная терминология относилась в основном к инверторам тока и инверторам напряжения.

К преобразователям переменного/постоянного тока относятся выпрямители — преобразователи переменного тока в постоянный и инверторы — преобразователи постоянного тока в переменный, а также обратимые преобразователи, сочетающие те и другие преобразователи.

В связи с расширением использования многозвенных преобразователей в нормативных документах [45] приведены термины «прямой и непрямой преобразователи», которые относятся ко всем видам преобразователей (рис. 5.1). *Прямые* преобразователи осуществляют непосредственное (без промежуточных звеньев) преобразование электроэнергии внешнего источника в электроэнергию с требуемыми параметрами. *Непрямые* преобразователи содержат промежуточные звенья

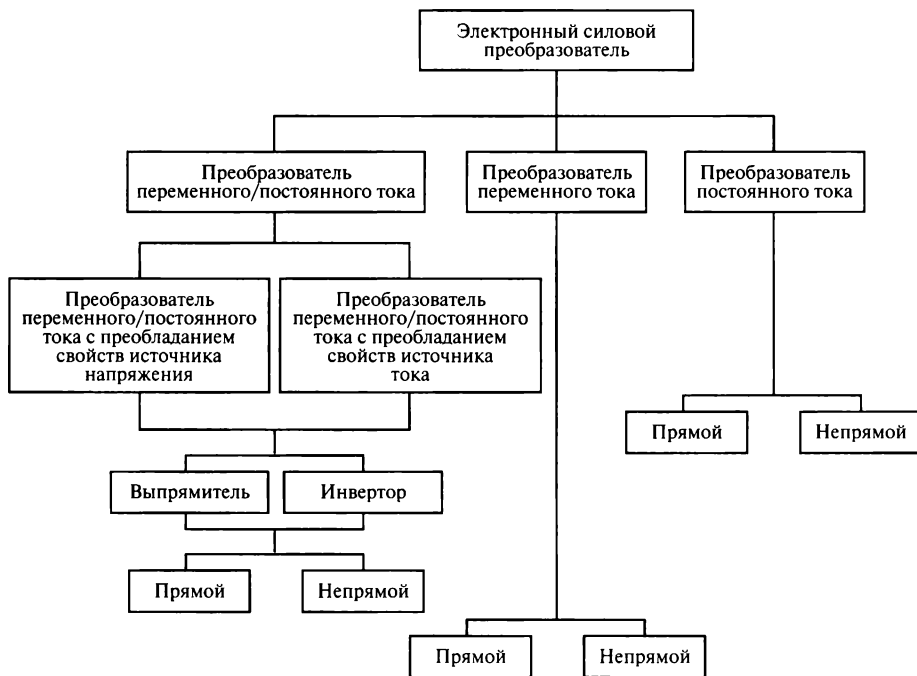


Рис. 5.1. Классификация основных схем электронных силовых преобразователей

преобразователей переменного или постоянного тока. Классическим примером непрямого преобразователя, получившего широкое распространение в системах электропитания различных аппаратов, является преобразователь, состоящий из трех основных звеньев: выпрямителя с бестрансформаторным входом, инвертора повышенной частоты с трансформаторным выходом и выходным выпрямителем, преобразующим напряжение повышенной частоты в напряжение постоянного тока. Непрямые преобразователи имеют меньшие удельные массогабаритные показатели по сравнению с традиционными выпрямителями напряжения сети с трансформатором на входе.

По основным выполняемым функциям некоторые виды силовых электронных преобразователей обычно относят к электронным силовым регуляторам и (или) силовым электронным прерывателям. В МЭК 551-13 дано определение регулятора переменного тока как прямого преобразователя переменного напряжения, а также определения прерывателей переменного и постоянного тока, осуществляющих включение и выключение электрической цепи. По существу к регуляторам следует отнести прямые преобразователи, основной функцией которых является регулирование параметров сети: напряжения, тока и пр. — при различных возмущениях.

Важными классификационными признаками, отражающими принцип действия преобразователя, а следовательно, и его функциональные возможности являются вид

используемых силовых ключей и способы их коммутации. Все силовые электронные ключи можно подразделить на *не полностью управляемые* и *полностью управляемые*.

К первой группе ключей относятся диоды, управляемость которых ограничивается включением под воздействием прямого напряжения, и обычные, традиционные тиристоры. Ко второй группе ключей относятся все электронные ключи, включение и выключение которых осуществляется подачей на их управляющий вход токов или напряжений.

Электронные ключи различаются способами коммутации. Коммутацией в электронном преобразователе принято называть переход тока с одного или нескольких одновременно проводящих ключей на другой ключ в течение конечного интервала времени, когда выключаемый и включаемый ключи одновременно находятся в проводящем состоянии. Коммутация диодов возможна под воздействием переменного напряжения, например электрической сети. Для тиристоров такая коммутация также обеспечивается в результате изменения полярности напряжения внешнего источника. Поэтому преобразователи с силовыми ключами первой группы называются *преобразователями с сетевой коммутацией* (МЭК 551-16-12). Этот термин достаточно полно отражает основные принципы действия отдельных видов преобразователей. К таким преобразователям может быть отнесено большое количество типов устройств, приведенных на рис. 5.1.

Иногда преобразователи классифицируются по следующим признакам:

- номинальной мощности (малой, средней, большой);
- рабочим напряжению и токам (низкого или высокого напряжения, малых и больших токов);
- значениям частоты входного или выходного напряжения (низкочастотные, высокочастотные);
- числу фаз (однофазные, трехфазные, многофазные);
- модульному принципу исполнения (многоячейковое, многоуровневое и др.);
- способам коммутации тиристоров (с конденсаторной коммутацией, коммутацией  $LC$ -контуром, коммутацией под воздействием резонансных процессов в нагрузке и др.);
- наличию резонансных цепей для снижения коммутационных потерь (квази-резонансные преобразователи постоянного тока и др.);
- способам регулирования (по входу, изменением алгоритма управления силовыми ключами, по выходу и др.).

**Основные параметры и характеристики преобразователей.** Электрическими параметрами входных и выходных силовых цепей преобразователей электротехнических устройств (источников и потребителей электроэнергии) являются:

- ток (число фаз и частота для переменного тока);
- номинальные действующие значения тока и напряжения (для переменного тока) и средние значения (для постоянного тока);
- диапазон регулирования выходного напряжения (тока);

- номинальные значения полной или активной мощности для переменного тока, а также коэффициент мощности  $\cos\varphi$  для основных гармоник тока и напряжения в номинальном режиме;
- номинальное значение активной мощности для постоянного тока, определяемое как произведение номинальных средних значений тока и напряжения;
- коэффициент полезного действия  $\eta_{\text{ном}}$  в номинальном режиме работы;
- отклонения основных параметров в динамических режимах при изменениях напряжения внешнего источника электропитания или нагрузки, а также установившиеся значения этих отклонений после завершения переходных процессов.

Механические и другие неэлектрические характеристики приводятся отдельно в соответствии с утвержденными стандартами конкретных типов преобразователей.

Силовые электронные преобразователи в отличие от других электротехнических устройств, например электромашинных преобразователей, выполняются на основе нелинейных электронных ключей, работающих в импульсных режимах. Это приводит к искажению токов и напряжения в силовых цепях преобразователя. Например, во входных цепях преобразователей переменного тока форма тока существенно отличается от синусоидальной, а выходное напряжение выпрямителя кроме постоянной составляющей содержит переменное напряжение несинусоидальной формы, называемое *пульсацией*. Для учета этих факторов используют дополнительные характеристики преобразователей электроэнергии, к которым относятся, прежде всего, показатели несинусоидальности переменного тока, а следовательно, мощности на стороне сетевого входа преобразователя и пульсаций на стороне постоянного тока.

**Несинусоидальность переменного тока.** Предположим, что напряжение сети  $u_{\phi}(\vartheta)$  имеет синусоидальную форму, а ток  $i_{\phi}(\vartheta)$  однофазного преобразователя переменного тока, подключенного к этой сети, является несинусоидальным, не содержит постоянной составляющей и основная гармоника отстает от напряжения  $u_{\phi}(\vartheta)$  на угол  $\varphi_1$ . Разложение этого тока в гармонический ряд может быть представлено суммой гармонических составляющих:

$$i_{\phi}(\vartheta) = I_{1m} \sin(\vartheta_1 - \varphi_1) + I_{2m} \sin(\vartheta_2 - \varphi_2) + \dots + I_{nm} \sin(\vartheta_n - \varphi_n), \quad (5.1)$$

где  $I_{mn}$  — амплитуда  $n$ -й гармонической составляющей тока;  $\varphi_n$  — угол фазового сдвига между гармоническими составляющими тока и напряжения.

Несинусоидальность тока характеризует коэффициент гармоник (коэффициент искажения) тока

$$K_{rI} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}, \quad (5.2)$$

где  $I_n$  — действующее значение  $n$ -й гармонической составляющей тока.

Коэффициент гармоник напряжения применяется аналогично — заменой в (5.2) гармонических составляющих тока на гармонические составляющие напряжения. Количество учитываемых высших гармоник тока (напряжения) определяется стандартами.

**Мощность искажения.** Теоретическому анализу мощности искажения посвящено большое количество научных работ [6]. Результаты большинства из них не получили широкого практического применения. Рассмотрим основные определения мощности.

**Мощности в линейных цепях переменного тока.** Предположим, что в линейной цепи, состоящей из активного сопротивления  $R$  и индуктивности  $L$ , напряжение  $u$  и ток  $i$  изменяются с частотой  $f$  по синусоидальному закону. В этом случае мгновенная тепловая мощность  $p = ui$  изменяется с двойной частотой  $2f$  и характеризует скорость преобразования электрической энергии в другие виды энергии. При этом часть энергии переходит в тепловую энергию (например, если в электрической цепи содержится резистор). Другая составляющая энергии периодически накапливается в индуктивной составляющей нагрузки, затем возвращается во внешний источник электроэнергии за вычетом потерь в активном сопротивлении всей замкнутой цепи, включая источник. Эту составляющую мощности называют *реактивной* или *обменной*, а сопротивление накопительного элемента энергии — *реактивным*. Конденсаторы могут создавать реактивное сопротивление и другие накопительные элементы.

Средняя мощность за период, называемая также *активной*, характеризует среднюю скорость преобразования электрической энергии в другой вид энергии (в рассматриваемом случае в тепловую) и определяется по формуле

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t) dt, \quad (5.3)$$

где  $T = 1/f$ .

Активная  $P$  и реактивная  $Q$  мощности в цепи синусоидального тока соответственно равны

$$\left. \begin{aligned} P &= UI \cos \varphi; \\ Q &= UI \sin \varphi, \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

где  $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R}$ ;  $\omega = 2\pi f$ ;  $U$  и  $I$  — действующие значения напряжения и тока  $RL$ -цепи.

Согласно (5.4) полная (кажущаяся) мощность  $S$  может быть определена соотношением

$$S = UI = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (5.5)$$

или с учетом (5.4) представлена в векторной форме в виде треугольника мощностей.

Возникновение несинусоидальности тока или напряжения существенно изменяет связь полной мощности с другими ее составляющими. Рассмотрим наиболее распространенный случай, когда входной ток преобразователя имеет несинусо-



идальную форму, а напряжение сети синусоидально. Среднюю мощность за период, согласно (5.3), можно определить

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T (U_m \sin \omega t) [I_{1m} \sin (\omega t - \varphi_1) + I_{2m} \sin (2\omega t - \varphi_2) + \dots + I_{nm} \sin (n\omega t - \varphi_{1n})] dt, \quad (5.6)$$

где  $U_m$  — амплитуда напряжения сети.

В (5.6) все произведения  $u(t)i_n(t) = 0$  при  $n \neq 1$ . В результате выражение (5.6) имеет вид

$$P = UI_1 \cos \varphi_1, \quad (5.7)$$

где  $U$  и  $I_1$  — действующие значения напряжения и первой гармоники тока с частотой  $\omega$ ;  $\varphi_1$  — угол сдвига напряжения и первой гармоники тока;  $\cos \varphi_1$  — коэффициент мощности, определяемый первой гармоникой тока.

Так как напряжение считается синусоидальным, то реактивная мощность, определяемая высшими гармониками, также будет равна нулю, а реактивная мощность основной гармоники  $Q$ , согласно (5.4), равна  $Q = UI_1 \sin \varphi_1$ . Баланс мощностей в этом случае можно записать в виде неравенства

$$S = UI > \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (5.8)$$

Из (5.8) видно, что полная мощность  $S$  превышает мощность суммы активной и реактивной мощностей первой гармоники, как это имеет место согласно (5.5) в цепи с синусоидальным, неискаженным током. Баланс мощностей может быть восстановлен введением мощности искажения  $D$ , определяемой в следующем виде:

$$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)} = U \sqrt{\sum_{n \neq 1}^n I_n^2} = S_1 K_{r1}, \quad (5.9)$$

где  $S_1$  — полная мощность синусоидального напряжения и первой гармоники тока. Следует отметить, что мощность искажения  $D$  имеет неактивный характер, так же как и реактивная мощность  $Q$ , т.е. интеграл мощности искажения за период повторяемости равен нулю, так же как и реактивной. В этом случае ее можно рассмотреть как обменную мощность между нелинейной нагрузкой и источником питания.

С учетом (5.8) при несинусоидальном токе и синусоидальном напряжении для оценки мощности используют следующие соотношения:

$$\chi = \frac{P}{S} = v \cos \varphi_1, \quad (5.10)$$

где  $\chi$  — коэффициент мощности;  $P$  — активная мощность;  $S$  — полная мощность;  $v$  — коэффициент искажения тока,  $v = \frac{1}{\sqrt{1 + K_{r1}}}$ .

В качестве одного из показателей несинусоидальности используется коэффициент амплитуды  $K_a$ , или крест-фактор, определяемый отношением максимального значения напряжения или тока  $U_m(I_m)$  к их действующему значению  $U(I)$ .

**Пульсации напряжения и тока в электросистемах на постоянном токе.** В силовой электронике основными источниками напряжения постоянного тока являются выпрямители. Периодическое переключение силовых электронных ключей в выпрямителях приводит к формированию на стороне постоянного тока выпрямителя напряжения  $u_d(\vartheta)$ , которое можно определить по формуле

$$u_d(\vartheta) = U_d + u_n(\vartheta), \quad (5.11)$$

где  $U_d$  — постоянная составляющая выпрямленного напряжения, определяемая как среднее значение выпрямленного напряжения за период повторяемости  $T$ , т.е.

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(\vartheta) d\vartheta; \quad (5.12)$$

$u_n(\vartheta)$  — переменная составляющая напряжения на стороне постоянного тока.

Если допустить, что процессы выпрямления идеальны, то переменная составляющая  $u_n(\vartheta)$  может быть представлена каноническим рядом гармоник переменного тока:

$$u_n(\vartheta) = \sum_{n=1}^{\infty} U_{nm} \sin(n\vartheta + \varphi_n), \quad (5.13)$$

где параметры ряда зависят от схемы и условий работы выпрямителя.

На практике величину переменной составляющей стараются минимизировать различными способами, например электрическими фильтрами. В то же время среднее значение  $U_d$  является одной из основных электрических характеристик выпрямителя. Для оценки уровня переменной составляющей в выпрямленном напряжении используют значения коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения (или коэффициент пульсаций напряжения в цепи постоянного тока). Существуют различные методы определения коэффициента пульсаций  $K_n$ , использование которых зависит от требований к качеству выпрямленного напряжения. Наиболее распространенными из них являются следующие:

$$\left. \begin{aligned} K_n &= \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{2U_d}; \\ K_n &= \frac{U_{n1m}}{U_d}; \\ K_n &= \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2}}{U_d}, \end{aligned} \right\} \quad (5.14)$$

где  $U_{d\max}, U_{d\min}$  — максимальное и минимальное значения выпрямленного напряжения;  $U_{n1m}$  — амплитуда первой гармоники выпрямленного напряжения;

$\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2}$  — действующее значение переменной составляющей.

Кроме того, в технической документации могут быть указаны уровни подавления отдельных гармонических составляющих.

В большинстве нормативных документов, включая [45], рекомендуют использовать первое уравнение в (5.14), которое реализуется наиболее просто.

Аналогично можно определить коэффициент пульсации в цепи постоянного тока.

## Контрольные вопросы

1. Какие общие признаки объединяют силовые электронные преобразователи электроэнергии?

2. Приведите примеры структурных схем прямого и непрямого выпрямителей.

3. Перечислите основные электрические параметры следующих преобразователей электроэнергии: выпрямителя, преобразователя постоянного тока в постоянный, инвертора и преобразователя частоты.

4. Во сколько раз изменится входная полная мощность  $S$  преобразователя, который работает с  $\cos\varphi_1 = 0,7$ , если коэффициент искажения тока  $\nu$  увеличится в 3 раза при неизменной активной мощности  $P$ ?

5. Во сколько раз изменится мощность потерь в кабелях, питающих однофазную активно-индуктивную нагрузку с активной мощностью  $P$  и  $\cos\varphi_1 = 0,8$ , если последний станет равным 0,6. Сопротивление кабеля считать активным и неизменным. Изменением напряжения на шинах нагрузки пренебречь.

6. В каком случае согласно второму и третьему уравнениям в (5.14)  $K_{\pi}$  будет иметь большее значение при одинаковых значениях выпрямленного напряжения?

7. В нагрузку выпрямителя включили последовательно реактор  $L$ . Как изменится коэффициент пульсаций тока  $K_{\pi 1}$  в нагрузке?

8. В активно-индуктивной цепи с полной мощностью  $S$  и  $\cos\varphi_1 = 0,7$  при синусоидальном токе и напряжении произошло искажение формы тока с возникновением третьей гармоники с амплитудой, составляющей 30 % величины первой гармоники. Поясните, как в этом случае будет определяться мощность искажения  $D$ .

## 5.2. Выпрямители

### 5.2.1. Принципы выпрямления

Выпрямитель — это преобразователь переменного напряжения в постоянное. Неуправляемые выпрямители выполняются на базе диодов, управляемые — на базе тиристоров или других управляемых вентильных приборов.

Принцип электронного силового выпрямления основан на использовании свойств силовых электронных вентильных приборов проводить однонаправлен-

ный 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 принципа выпрямления принимаются следующие основные допущения:

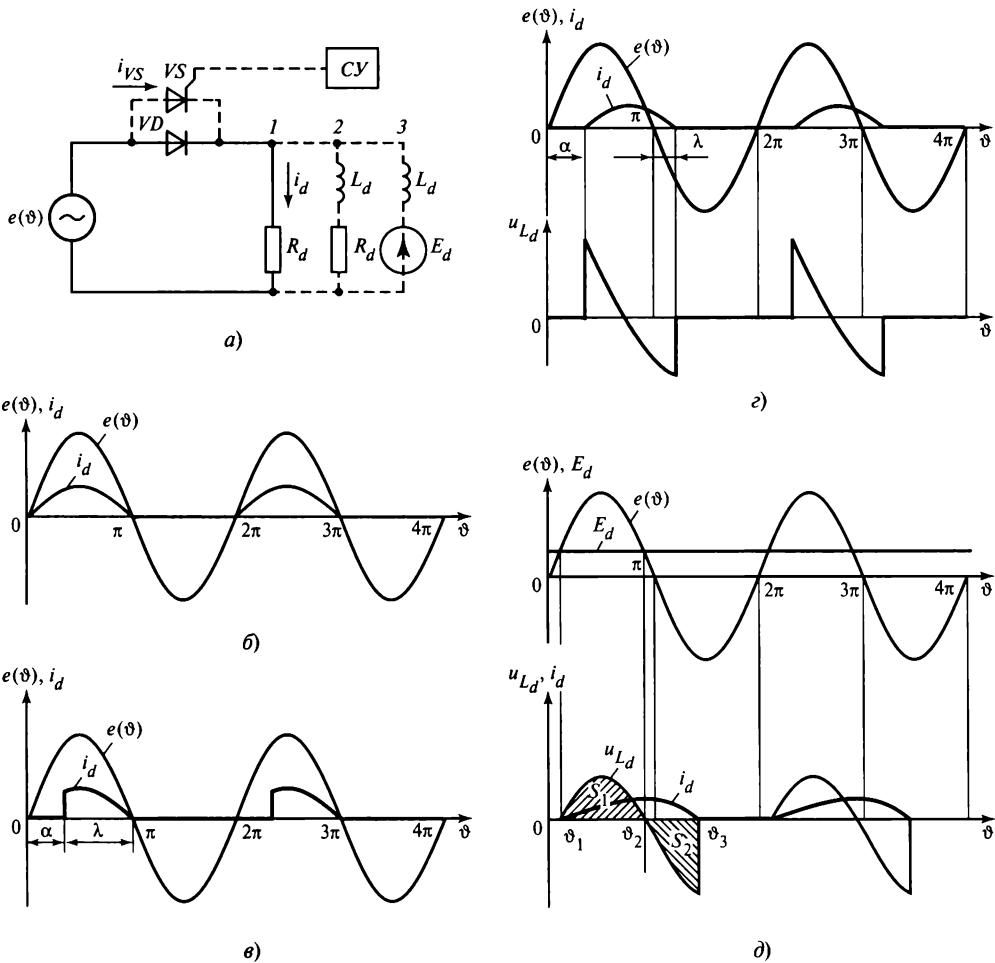
- на стороне переменного тока включен источник напряжения синусоидальной формы со стабильной частотой;
- в качестве вентильных приборов используется диод или тиристор с «идеальными» характеристиками;
- нагрузка представляется сосредоточенными элементами;
- дополнительные потери в схеме выпрямления отсутствуют.

Для более детального представления зависимости процессов выпрямления от различных факторов рассмотрим простейшую однополупериодную схему выпрямления (рис. 5.2, *а*) с одним вентильным элементом. В качестве вентильного элемента в схему включается диод  $VD$  или тиристор  $VS$ , управляемый системой управления  $SU$ . Процессы в схеме при включении тиристора в моменты времени при угле управления  $\alpha = 0$  ( $\vartheta = 0$  на рис. 5.2, *а*) соответствуют процессам при включении в схему диода. Нагрузка может быть активной, активно-индуктивной или встречноключенной источником постоянного напряжения.

**Схема с активной нагрузкой** (ветвь  $I$  на рис. 5.2, *а*). На временных диаграммах в качестве временного параметра используется угол  $\vartheta = \omega t$ , где  $\omega$  — угловая частота источника переменного напряжения. Входное напряжение  $e(\vartheta) = E_m \sin \vartheta$ . В момент времени  $\vartheta = 0$  к диоду  $VD$  приложено прямое напряжение и в нем протекает ток  $i_d$ . В момент времени  $\vartheta = \pi$  напряжение становится равным нулю и диод выключается. В следующий полупериод на диод  $VD$  подается отрицательное напряжение и он будет находиться в непроводящем состоянии. Ток в нагрузке  $R_d$  повторяет форму входного напряжения в интервале от 0 до  $\pi$ . Далее, при  $\vartheta = 2\pi$  процессы повторяются (рис. 5.2, *б*).

При замене диода  $VD$  тиристором  $VS$  момент начала протекания тока определяется подачей на управляющий электрод тиристора импульса управления от  $SU$ , т.е. углом управления  $\alpha$  относительно  $\vartheta = 0$  (рис. 5.2, *в*). Выключение тиристора происходит при спаде напряжения  $e(\vartheta)$  (а следовательно, и тока  $i_d$ ) до нуля, т.е. в момент  $\vartheta = \pi$ . В результате длительность тока  $i_d$  будет равна  $\lambda = \pi - \alpha$ .

Форма тока на этом интервале также будет совпадать с формой напряжения  $e(\vartheta)$ . В нагрузке  $R_d$  появляются периодические однонаправленные 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  $e(\vartheta)$ .



**Рис. 5.2. Однофазный однополупериодный выпрямитель:**

*a* — 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

**Схема с активно-индуктивной нагрузкой** (ветвь 2 на рис. 5.2, *a*). Процессы выпрямления в такой схеме существенно зависят от характера нагрузки на стороне постоянного тока. При включении тиристора  $VS$  в момент времени, определяемый углом  $\vartheta = \alpha$ , ток  $i_d$  определяется по уравнению

$$E_m \sin \vartheta = i_d R_d + \omega L_d \frac{di_d}{dt}.$$

Решение уравнения при нулевых значениях тока в реакторе индуктивностью  $L_d$  в момент включения имеет следующий вид:

$$i_d(\vartheta) = \frac{E_m}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left\{ \sin(\vartheta - \varphi) - [\sin(\alpha - \varphi)] e^{\frac{-\vartheta + \alpha}{\tau \omega}} \right\}, \quad (5.15)$$

где  $\varphi = \arctg \frac{\omega L_d}{R_d}$ ;  $\tau = \frac{L_d}{R_d}$ .

На рис. 5.2, *з* приведены диаграммы входного напряжения  $e(\vartheta)$  и тока  $i_d$  для значения  $\alpha = \pi/6$ . Из диаграмм видно, что ток  $i_d$  продолжает протекать в тиристоре после прохождения напряжения  $e(\vartheta)$  через нуль. Это обусловлено тем, что в реакторе накапливается в первом полупериоде энергия, которая поддерживает протекание тока  $i_d$  после изменения полярности напряжения до момента  $\vartheta = \pi + \lambda$ , когда ток  $i_d$  становится равным нулю.

**Нагрузка в виде противоЭДС** (ветвь 3 на рис. 5.2, *а*). В этой схеме нагрузка в виде ЭДС постоянного тока включена с обратной для вентильного ключа полярностью. Такие схемы выпрямления применяются в устройствах для заряда аккумуляторных батарей, в системах рекуперации электроэнергии из источника постоянного тока в сеть переменного тока и т.п.

В качестве источника противоЭДС может быть использован конденсатор фильтра большой емкости на выходе выпрямителя.

На рис. 5.2, *а* представлена схема однополупериодного выпрямителя с диодом  $VD$  и противоЭДС  $E_d$ . В момент времени  $\vartheta = \vartheta_1$  (рис. 5.2, *д*) напряжение источника  $e(\vartheta)$  больше противоЭДС, следовательно, напряжение на диоде  $VD$  изменяет полярность с обратной на прямую. Диод начинает проводить ток  $i_d$ , направленный встречно источнику противоЭДС. При принятых допущениях подключение источника напряжением  $e(\vartheta)$  к источнику противоЭДС приводит к неограниченному увеличению тока. Во избежание этого в цепь постоянного тока включен реактор индуктивностью  $L_d$ . Величина тока  $i_d$  в этом случае определяется соотношением

$$i_d(\vartheta) = \frac{1}{\omega L_d} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} [e(\vartheta) - E_d] d\vartheta. \quad (5.16)$$

На интервале протекания тока  $i_d$  можно выделить два характерных подынтервала: увеличение тока  $i_d$  на подынтервале  $\vartheta_1 - \vartheta_2$ , уменьшение тока  $i_d$  до нуля на подынтервале  $\vartheta_2 - \vartheta_3$ . Угол  $\vartheta_2$  соответствует моменту наступления равенства мгновенного значения напряжения источника  $e(\vartheta)$  и источника противоЭДС  $E_d$ . Этим подынтервалам соответствуют разнополярные участки напряжения на реакторе индуктивностью  $L_d$ , интегральные значения площадей которых  $S_1$  и  $S_2$

(заштрихованные на рис. 5.3, *д*) равны, что соответствует балансу накапливаемой и расходуемой энергий в реакторе, т.е.

$$\int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} u_L(\vartheta) d\vartheta + \int_{\vartheta_2}^{\vartheta_3} u_L(\vartheta) d\vartheta = 0. \quad (5.17)$$

Момент времени  $\vartheta = \vartheta_2$  соответствует максимальному значению тока  $i_d$ . При заданных значениях напряжения  $e(\vartheta)$  и  $E_d$  замена диода  $VD$  управляемым тиристором позволяет регулировать ток  $i_d$  изменением угла управления  $\alpha$ . Этот угол соответствует интервалу задержки включения тиристора относительно момента времени  $\vartheta_1$ , когда к тиристорам будет приложено прямое напряжение.

### 5.2.2. Основные схемы выпрямления

Для большей ясности изложения принципов действия различных схем выпрямления и расчетных соотношений, характеризующих работу их элементов, 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 ток намагничивания также равны нулю.

Электромагнитные процессы, протекающие при выпрямлении, рассматриваются для активной и активно-индуктивной статической нагрузки при углах управления тиристоров  $\alpha > 0$ , которые характерны для большей части выпрямителей средней и большой мощности. Особенности работы выпрямителей на емкостную нагрузку подробно освещены в [75].

Очевидно, что процессы в схемах при углах управления  $\alpha = 0$  соответствуют процессам в неуправляемых выпрямителях, выполненных на диодах. Учитывая, что трехфазная мостовая схема является наиболее распространенной, рассмотрим также и процессы при угле  $\alpha = 0$ .

**Однофазная двухполупериодная схема со средней точкой (нулевым выводом)** представлена на рис. 5.3, *а*. Однофазную двухполупериодную схему также называют двухтактной, поскольку она выпрямляет оба полупериода напряжения. Особенностью схемы является то, что 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 5.3, *а* замкнут). Предположим, что в момент времени  $\vartheta = 0$  тиристоры выключены и ток

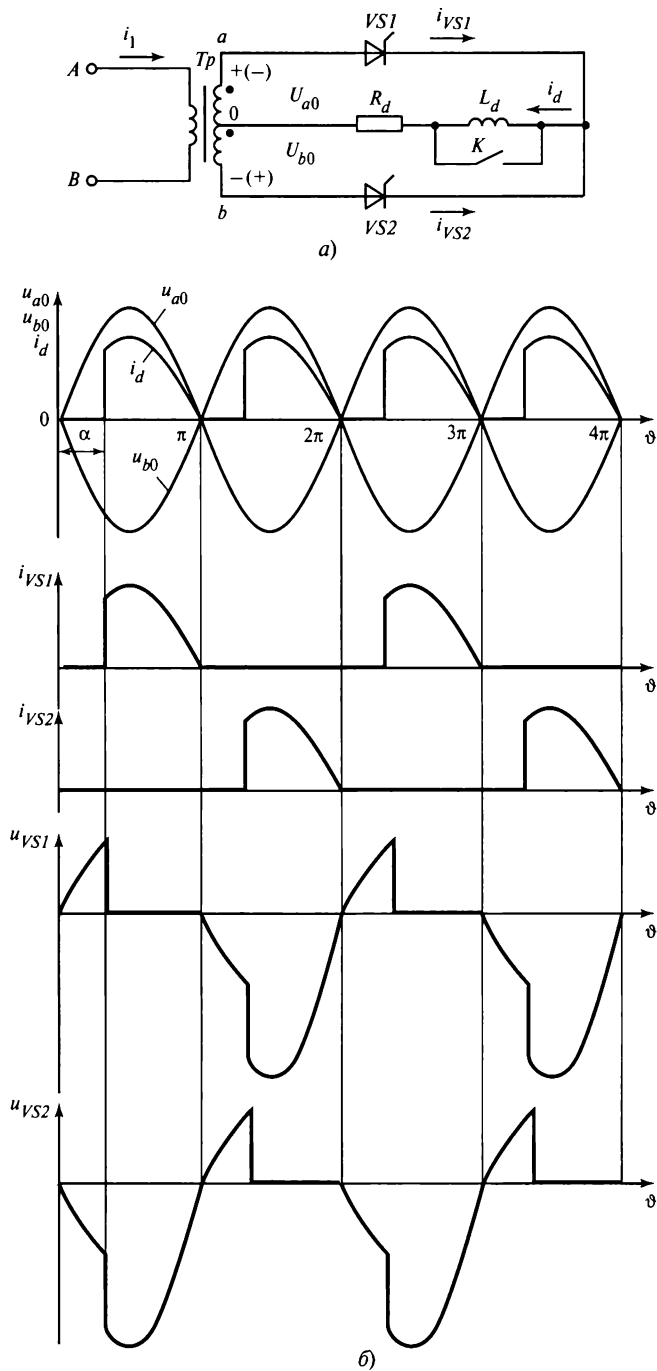


Рис. 5.3. Однофазный двухполупериодный выпрямитель со средней точкой:  
 а — схема; б — диаграммы напряжения и тока



не проводят. При этом будем считать, что потенциал точки  $a$  вторичной обмотки положителен относительно средней точки  $0$ , а точки  $b$  — отрицателен (на рис. 5.3,  $a$  эта полярность указана без скобок). Очевидно, что при такой полярности напряжения вторичной обмотки к тиристор  $VS1$  будет приложено прямое напряжение  $u_{vs1} = u_{a0}$ , а к тиристор  $VS2$  — обратное напряжение  $u_{b0}$ . Пусть в момент времени  $\vartheta = \alpha$  (т.е. с задержкой на угол  $\alpha$  относительно момента перехода напряжения  $u_{a0}$  через нуль) на управляющий электрод  $VS1$  подается импульс управления. Тиристор  $VS1$  включается и в нагрузку  $R_d$  протекает ток  $i_d = i_{vs1}$  под воздействием напряжения  $u_{a0}$ . В этот момент к тиристор  $VS2$  будет 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 в нем не спадет до нуля. Так как нагрузка активная и форма тока в нагрузке (а следовательно, и в тиристоре  $VS1$ ) повторяет форму напряжения  $u_{a0}$ , то тиристор  $VS1$  выключится в момент времени  $\vartheta = \pi$ . Поскольку через половину периода полярность напряжения на вторичной обмотке изменяется на противоположную, то при подаче импульса управления на тиристор  $VS2$  в момент времени  $\vartheta = \pi = \alpha$  он включается. Затем указанные процессы повторяются в каждом периоде.

Возможность осуществлять задержку по фазе моментов включения тиристоров на угол  $\alpha$  позволяет изменять выходное напряжение. Угол  $\alpha$  отсчитывают относительно моментов естественного включения тиристоров ( $\vartheta = 0, \pi, 2\pi \dots$ ), соответствующих моментам включения диодов в неуправляемой схеме выпрямителя. Из рис. 5.3,  $b$  видно, что с увеличением угла  $\alpha$  среднее значение выходного напряжения  $U_d$  будет уменьшаться. Аналитически эта зависимость выражается следующей формулой:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 + \cos \alpha), \quad (5.18)$$

где  $U_2$  — действующее значение напряжения на полуобмотке трансформатора.

Обозначив через  $U_{d0}$  найденное по выражению (5.18) среднее значение выпрямленного напряжения для неуправляемого выпрямителя ( $\alpha = 0$ ), получим

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (5.19)$$

Изменение угла  $\alpha$  от  $0$  до  $\pi$  приводит к изменению среднего значения выходного напряжения до нуля. Зависимость среднего значения выходного напряжения от угла управления называется *регулирующей характеристикой*.

Наличие реактора индуктивностью  $L_d$  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 реакторе. Например,

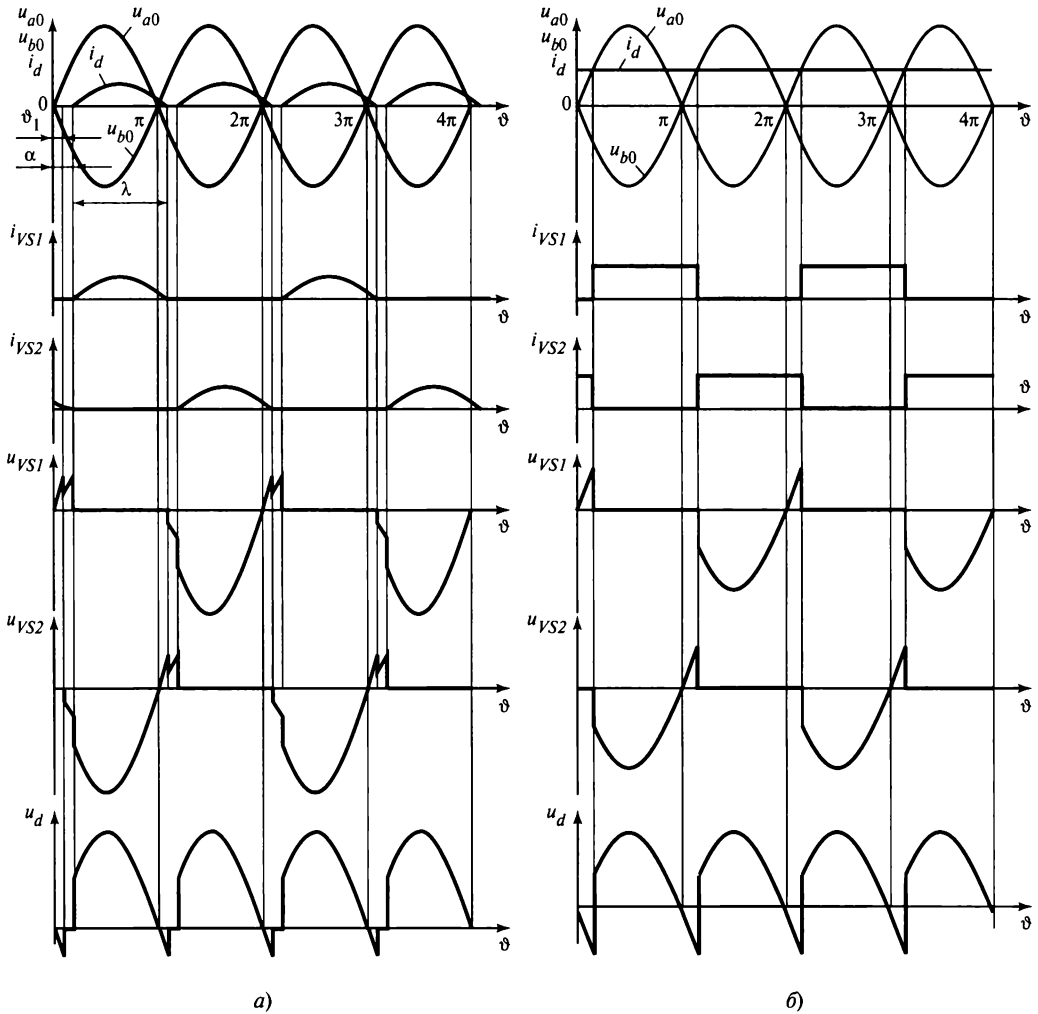


Рис. 5.4. Диаграммы напряжения и тока на элементах однофазного двухполупериодного выпрямителя со средней точкой при активно-индуктивной нагрузке и угле  $\alpha = \frac{\pi}{6}$ :

*a* — при прерывистом токе нагрузки; *б* — при сглаженном непрерывном токе нагрузки ( $\omega L_d = \infty$ )

тиристор *VS1* продолжает проводить ток и после того, как напряжение  $u_{a0}$  станет отрицательным (рис. 5.4, *a*). В результате длительность протекания токов через тиристоры увеличивается, а в кривой выпрямленного напряжения появляется участок отрицательного напряжения от 0 до момента спада тока в тиристорах до  $\vartheta_1$ . С ростом индуктивности  $L_d$  время проводимости тиристоров  $\lambda$  станет рав-

ным  $\pi$ , а угол  $\vartheta_1$  будет равным  $\alpha$ . Такой режим называется режимом *гранично-непрерывного выпрямленного тока*  $i_d$ , при котором каждый из тиристоров проводит ток половину периода  $\pi$ , достигая нулевых значений в начале и конце каждого полупериода. Индуктивность  $L_d$ , при которой возникает гранично-непрерывный режим, называется *граничной* или *критической*. При увеличении индуктивности или нагрузки выпрямителя выпрямленный ток остается непрерывным, а его пульсации сглаживаются. При больших значениях  $\frac{\omega L_d}{R_d} > 5$  ток  $i_d$  становится практически

полностью сглаженным, а в тиристорах протекают токи прямоугольной формы (рис. 5.4, б). Очевидно, что при увеличении угла  $\alpha$  площадь отрицательных участков на кривой выпрямленного напряжения увеличивается, а следовательно, среднее значение выпрямленного напряжения уменьшается. Среднее значение выпрямленного напряжения является его постоянной составляющей и при  $\omega L_d = \infty$ , приложенной к сопротивлению  $R_d$ , а переменная составляющая — индуктивности  $L_d$ . Учитывая, что форма выпрямленного напряжения повторяется на интервале углов от  $\alpha$  до  $\pi + \alpha$ , среднее значение выпрямленного напряжения можно найти по формуле

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha. \quad (5.20)$$

Согласно (5.20) среднее значение выпрямленного напряжения становится равным нулю при  $\alpha = \pi/2$ . В этом случае площади положительного и отрицательного участков кривых выпрямленного напряжения равны и постоянная составляющая отсутствует (рис. 5.5). Регулировочная характеристика активно-индуктивной нагрузки приведена на рис. 5.6 (кривая 2).

Если значение  $\frac{\omega L_d}{R_d}$  таково, что энергии, запасенной в реакторе  $L_d$  на интервале, когда  $u_d > 0$ , оказывается недостаточно для обеспечения 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. 5.4, а и 5.4, б, увидим, что при одинаковых значениях угла  $\alpha$  среднее значение выпрямленного напряжения в режиме с прерывистым током будет больше, чем в режиме с непрерывным током, благодаря уменьшению площади отрицательного участка в кривой выпрямленного напряжения, но меньше, чем при работе выпрямителя на активную нагрузку (отрицательных участков нет). Поэтому в режимах с прерывистым током регулировочные характеристики будут находиться между кривыми 1 и 2 в заштрихованной области (см. рис. 5.6).

При прерывистом токе трансформатор и тиристоры схемы работают в более тяжелом режиме, так как при одном и том же среднем значении выпрямленного

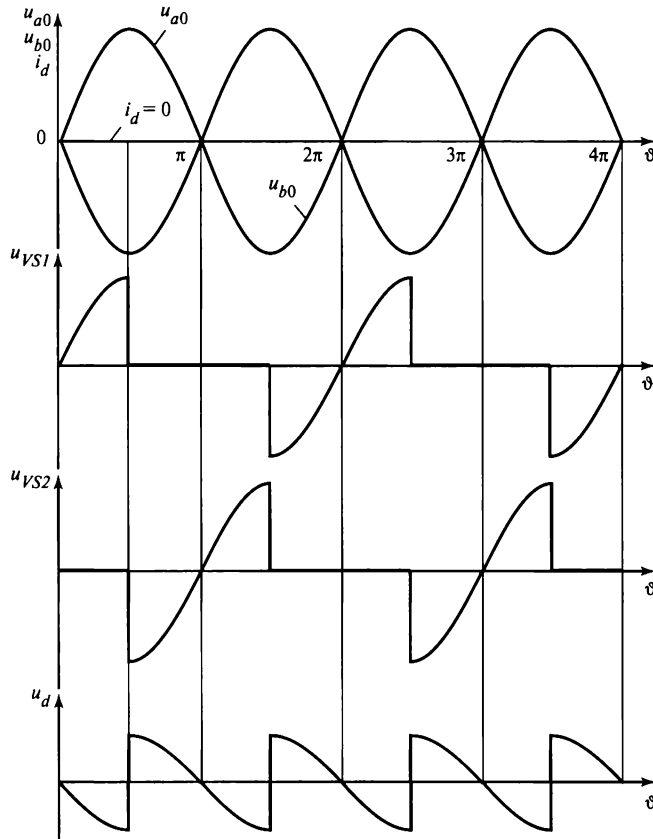


Рис. 5.5. Диаграммы напряжения на элементах однофазного двухполупериодного выпрямителя со средней точкой при активно-индуктивной нагрузке и угле  $\alpha = \pi/2$

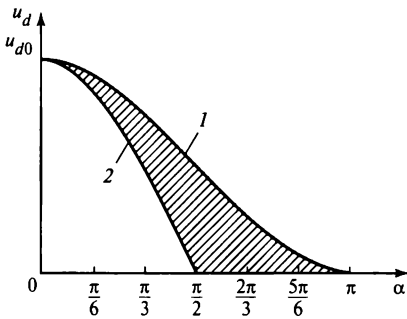
тока действующее значение тока в элементах схемы увеличивается. Поэтому в мощных выпрямителях при широком диапазоне изменения угла  $\alpha$  индуктивность  $L_d$  обычно выбирают из условия обеспечения непрерывности выпрямленного тока в режимах работы с нагрузками близкими к номинальным.

Расчетные параметры элементов схемы определяются классическими методами. Например, средние значения токов тиристоры равны

$$I_{\text{ср}VS1} = I_{\text{ср}VS2} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{VS}(\vartheta) d\vartheta. \quad (5.21)$$

При  $\omega L_d = \infty$  идеально сглаженный постоянный ток нагрузки  $I_d$  поочередно проводится тиристорами, следовательно:

$$I_{\text{ср}VS1} = I_{\text{ср}VS2} = \frac{1}{2} I_d.$$



**Рис. 5.6.** Регулировочные характеристики однофазного двухполупериодного выпрямителя:  
*a* — при активной нагрузке; *b* — при активно-индуктивной нагрузке

Если ток  $i_d$  идеально сглажен, то легко могут быть определены действующие и максимальные значения тока и напряжения 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 и применять методы, изложенные в § 6.1.

**Однофазная мостовая схема.** В однофазной мостовой схеме (рис. 5.7), работающей при угле управления  $\alpha > 0$ , формы токов и напряжений на элементах такие же, как и в однофазном двухполупериодном выпрямителе со средней точкой (см. рис. 5.3—5.6). Основное отличие заключается в том, что на нагрузку подается однофазное напряжение  $u_{ab}$ , тогда как на схемы полуобмоток — напряжения с нулем  $u_{a0}$ ,  $u_{b0}$ . 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 будет равно

$$U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2, \tag{5.22}$$

где  $U_2$  — действующее значение напряжения во вторичной обмотке трансформатора.

Выражение (5.22) полностью соответствует (5.18) при значении  $\alpha = 0$  с учетом разницы значений напряжений, подаваемых на вентильную часть схемы  $U_2$ . В (5.18) напряжение  $U_2$  соответствует действующему значению напряжения на полуобмотках, а в (5.22) действующему значению напряжения вторичной обмотки. С учетом этих различий процессы в схемах со средней точкой и мостовой сходны.

В зависимости от характера нагрузки — активной или активно-индуктивной — схема характеризуется следующими соотношениями для определения среднего значения выпрямленного напряжения  $u_d$ :

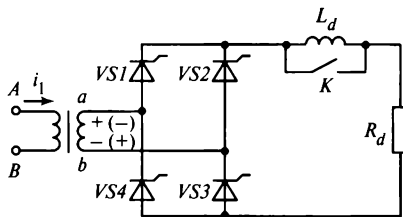
при активной нагрузке

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \tag{5.23}$$

где  $U_{d0}$  — среднее значение выпрямленного напряжения на выходе схемы при угле управления  $\alpha = 0$ ;

при активно-индуктивной нагрузке (когда  $\omega L_d$  имеет такое значение, при котором выпрямленный ток непрерывен)

$$u_d = U_{d0} \cos \alpha. \tag{5.24}$$



**Рис. 5.7.** Однофазный мостовой выпрямитель

Регулировочные характеристики схемы зависят от отношения  $\omega L_d/R_d$  (см. рис. 5.6).

В рассматриваемой схеме расчетная мощность элементов, так же как и в схеме со средней точкой, увеличивается при увеличении угла  $\alpha$  при активной нагрузке и активно-индуктивной в режиме прерывистых токов. Это необходимо учитывать в расчетах силовых элементов схемы.

**Трехфазная схема со средней точкой. Работа схемы с углом управления  $\alpha = 0$ .** Трехфазную схему со средней точкой (рис. 5.8) называют трехфазной однотактной схемой, так как выпрямлению подвергается только одна из полувольт переменного напряжения каждой фазы. Рассмотрим принцип действия схемы, когда первичные обмотки трансформатора соединены в треугольник, а вторичные в звезду. Допустим, что ключ  $K$  замкнут, т.е. нагрузка схемы активная.

В интервале  $0 < \vartheta < \vartheta_1$  (рис. 5.9) тиристор  $VS1$ , соединенный с фазой  $a$ , находится в проводящем состоянии. В момент времени  $\vartheta_1$  потенциал фазы  $b$  становится выше потенциала фазы  $a$  и анод тиристора  $VS2$  оказывается под воздействием положительного напряжения относительно его катода. Если в момент времени  $\vartheta_1$  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 времени  $2\pi/3$  до момента времени  $\vartheta_2$ , когда потенциал фазы  $a$  станет выше потенциала фазы  $b$  и на тиристор  $VS3$  поступит импульс управления. В момент времени  $\vartheta_2$  тиристор  $VS3$  находится в проводящем состоянии, а тиристор  $VS2$  выключается. В момент времени  $\vartheta_3$  тиристор  $VS1$  включен и т.д.

Очевидно, что каждый тиристор будет проводить ток в течение одной трети каждого периода ( $2\pi/3$ ) напряжения питающей сети. Остальную часть периода тиристор выключен и к нему приложено обратное напряжение. Когда тиристор  $VS1$  выключен, к нему на интервале проводимости тиристора  $VS2$  приложено линейное напряжение  $u_{ba}$ , а на интервале проводимости тиристора  $VS3$  — напряжение  $u_{ca}$ . В результате к тиристорам  $VS1$  приложено обратное напряжение (см. кривую  $u_{VS1}$  на рис. 5.9).

Среднее значение выпрямленного напряжения определяется интегрированием напряжения на вторичной обмотке трансформатора в интервале повторяемости выпрямленного напряжения:

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \\
 &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17 U_2, \quad (5.25)
 \end{aligned}$$

где  $U_2$  — действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

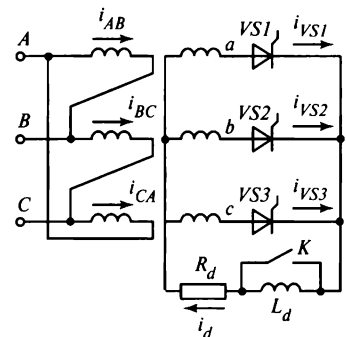


Рис. 5.8. Трехфазный выпрямитель со средней точкой

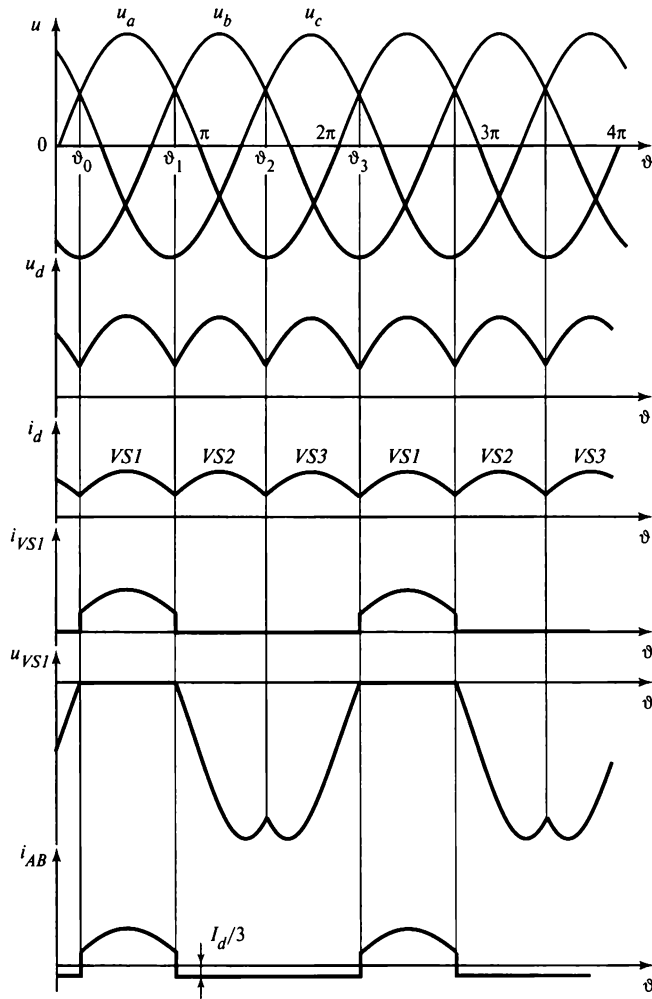


Рис. 5.9. Диаграммы тока и напряжения трехфазного выпрямителя со средней точкой при угле  $\alpha = 0$

Основные параметры, характеризующие работу тиристорov в схеме, следующие: коэффициент схемы

$$k_{cx} = 3\sqrt{6}/2\pi; \quad (5.26)$$

максимальное значение обратного напряжения на тиристоре равно амплитуде линейного напряжения на вторичных обмотках

$$U_{R \max} = \sqrt{3}U_{2m} = \sqrt{6}U_2 = \frac{\pi}{3} U_d, \quad (5.27)$$

где  $U_{2m}$  — амплитуда напряжения фазы;

максимальное значение тока тиристора

$$I_{\max} = \frac{U_{2m}}{R_d} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} U_d; \quad (5.28)$$

среднее значение тока тиристора, если учитывать, что каждый тиристор проводит ток одну треть периода:

$$I_{TAV} = I_d/3. \quad (5.29)$$

Поскольку в данной схеме токи вторичных обмоток пульсирующие и содержат постоянные составляющие, то в магнитной системе трансформатора возникает поток вынужденного подмагничивания, который может вызвать насыщение магнитопровода трансформатора. Это обстоятельство вынуждает завышать расчетную мощность трансформатора. Токи первичных обмоток содержат только переменные составляющие, так как постоянные составляющие токов не трансформируются. Токи первичных обмоток будут равны

$$\left. \begin{aligned} i_{AB} &= i_{VS1} - \frac{1}{3} I_d; \\ i_{BC} &= i_{VS2} - \frac{1}{3} I_d; \\ i_{CA} &= i_{VS3} - \frac{1}{3} I_d. \end{aligned} \right\} \quad (5.30)$$

Соотношения токов в тиристорах и обмотках трансформатора, а также его расчетную мощность определим 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 будут равны

$$\left. \begin{aligned} I_{\max} &= I_d/3; \\ I_2 &= I_{TRMS} = I_d/\sqrt{3}; \\ I_1 &= \frac{1}{k_T} \frac{\sqrt{2}}{3} I_d. \end{aligned} \right\} \quad (5.31)$$



Расчетные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора составляют

$$\left. \begin{aligned} S_1 &= 3U_1 I_{1н} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_{дн}; \\ S_2 &= 3U_2 I_{2н} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} P_{дн}, \end{aligned} \right\} \quad (5.32)$$

где  $U_1$  и  $U_2$  — действующие значения фазных напряжений первичной и вторичной обмоток.

**Работа схемы с углом управления  $\alpha > 0$ .** В отличие от схемы неуправляемого выпрямителя или управляемого, но работающего с углом  $\alpha = 0$ , в данном случае импульсы управления поступают на тиристоры поочередно с задержкой на угол управления  $\alpha$  относительно моментов прохождения через нуль синусоид линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора. Моменты прохождения через нуль синусоид линейного напряжения соответствуют точкам пересечения фазных синусоид напряжений  $u_a, u_b, u_c$  (рис. 5.10). При угле  $\alpha > 0$  в зависимости от характера нагрузки и значения угла  $\alpha$  данная схема может работать в различных режимах.

Если угол  $\alpha$  изменяется в диапазоне от 0 до  $\pi/6$  (рис. 5.10), то как при активно-индуктивной, так и при активной нагрузке выпрямленный ток является непрерывным. Среднее значение выпрямленного напряжения в этой области углов  $\alpha$  при различном характере нагрузки описывается выражением

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha. \quad (5.33)$$

При угле  $\alpha = \pi/6$  кривая мгновенных значений выпрямленного напряжения в моменты переключения тиристоров приближается к нулю (рис. 5.11, слева). Такой режим работы называется *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. 5.11, справа). Интервал проводимости тока тиристоров становится меньше  $2\pi/3$ . Среднее значение напряжения в этом случае выражается следующим образом:

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] = \\ &= U_{d0} \left[ \frac{1 + \cos \left( \frac{\pi}{6} + \alpha \right)}{\sqrt{3}} \right]. \end{aligned} \quad (5.34)$$

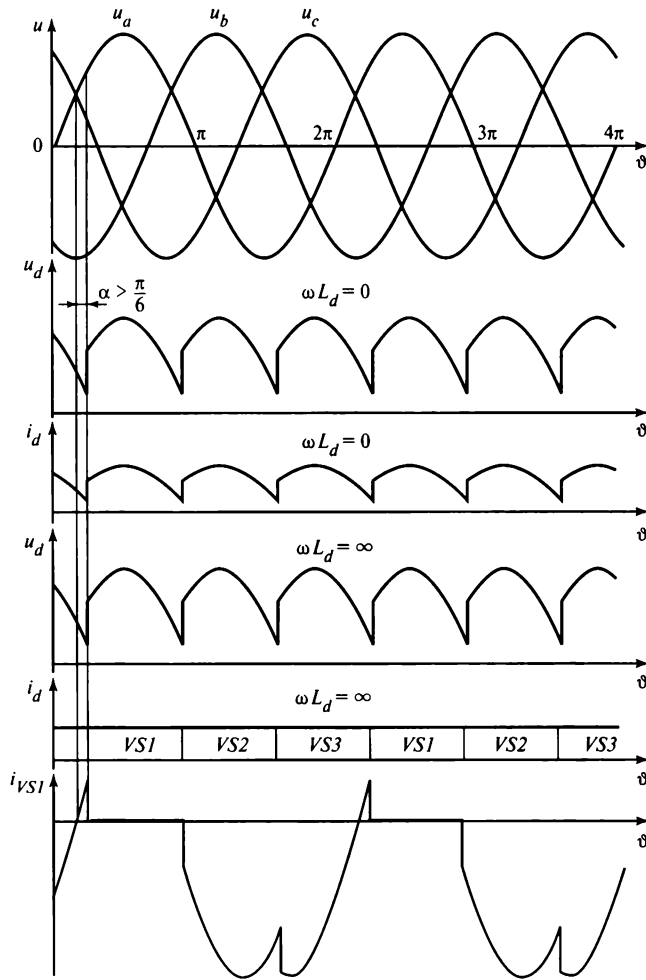


Рис. 5.10. Диаграммы тока и напряжения трехфазного выпрямителя со средней точкой при угле  $\alpha < \frac{\pi}{6}$

При активно-индуктивной нагрузке за счет энергии, запасаемой в индуктивности  $L_d$ , выпрямленный ток  $i_d$  протекает в нагрузке и при переходе кривой выпрямленного напряжения в зону отрицательных значений. Если накопленной в реакторе  $L_d$  энергии окажется достаточно, чтобы обеспечить протекание тока до очередной коммутации тиристоров, наступит режим работы с непрерывным током  $i_d$ . При  $\omega L_d = \infty$  режим непрерывного тока будет иметь место при любых углах  $\alpha$  в диапазоне от 0 до  $\pi/2$ . В этом случае среднее значение выходного напряжения  $U_d$  можно определить по (5.33). Когда угол  $\alpha$  становится равным  $\pi/2$ , площади положительного и отрицательного участков кривой выпрямленного напря-

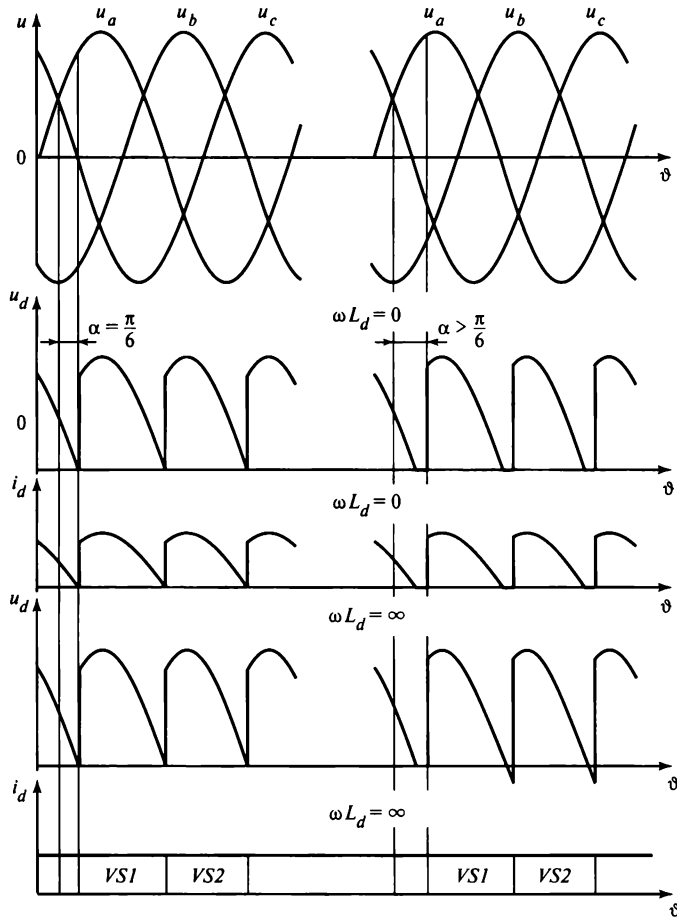
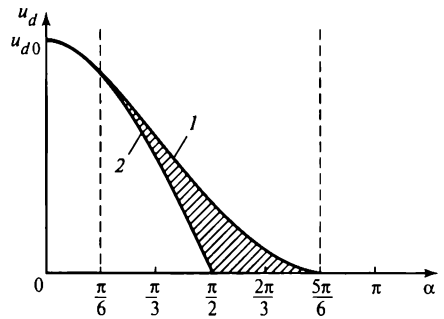


Рис. 5.11. Диаграммы тока и напряжения трехфазного выпрямителя со средней точкой при углах  $\alpha = \frac{\pi}{6}$  и  $\alpha > \frac{\pi}{6}$

жения становятся равными, что свидетельствует об отсутствии постоянной составляющей в выпрямленном напряжении, или, иначе говоря, среднее значение  $U_d$  становится равным нулю.

В соответствии с изложенным в регулировочных характеристиках схемы (рис. 5.12) можно выделить две характерные зоны изменения угла  $\alpha$ . В первой зоне ( $0 < \alpha < \pi/6$ ) как при активной, так и при активно-индуктивной нагрузке регулировочная характеристика соответствует (5.33). Во второй зоне  $\pi/6 < \alpha < 5\pi/6$  при активной нагрузке характеристика аналитически описывается формулой (5.34), согласно которой среднее значение  $U_d$  становится равным нулю при угле  $\alpha = 5\pi/6$ . В режимах работы с непрерывным током  $i_d$  при углах  $\pi/6 < \alpha < 5\pi/6$  и активно-индуктивной нагрузке для регулировочной характеристики становится справедли-

Рис. 5.12. Регулировочные характеристики трехфазного выпрямителя со средней точкой:  
 1 — при активной нагрузке; 2 — при активно-индуктивной нагрузке



вой формула (5.33). Заштрихованная область соответствует семейству регулировочных характеристик в режимах прерывистого тока  $i_d$  при различных значениях отношения  $\omega L_d/R_d$ .

Токи в тиристорах и обмотках трансформатора при активно-индуктивной нагрузке ( $L_d = \infty$ ) определяются по соотношениям, приведенным для  $\alpha = 0$ . При активной нагрузке зависимости, связывающие среднее и действующее значения токов, существенно усложняются. При увеличении угла управления  $\alpha$  интервалы проводимостей тиристоров уменьшаются, а действующие значения токов при одних и тех же средних значениях увеличиваются. Максимальные значения напряжения на тиристорах определяются по следующим формулам:

при активной нагрузке

$$\left. \begin{aligned} U_{F \max} &= \sqrt{6} U_2 \sin \alpha && \text{при } \alpha < \pi/6; \\ U_{F \max} &= \sqrt{2} U_2 \sin (\alpha + \pi/6) && \text{при } \alpha > \pi/6; \\ U_{R \max} &= \sqrt{6} U_2; \end{aligned} \right\} \quad (5.35)$$

при активно-индуктивной нагрузке в режиме непрерывного тока  $i_d$  при  $\omega L_d \rightarrow \infty$

$$\left. \begin{aligned} U_{F \max} &= \sqrt{6} U_2 \sin \alpha; \\ U_{R \max} &= \sqrt{6} U_2. \end{aligned} \right\} \quad (5.36)$$

**Трехфазная мостовая схема.** Схема и диаграммы, поясняющие ее работу при угле управления  $\alpha = 0$ , приведены на рис. 5.13 и 5.14. Рассмотрим принцип действия схемы при активной нагрузке (ключ  $K$  замкнут). Начиная с момента времени  $\vartheta_1$  ток проводят тиристоры  $VS1$  и  $VS6$ , а остальные тиристоры выключены. В этом случае к нагрузке  $R_d$  приложено линейное напряжение  $u_{ab}$  и выпрямленный ток  $i_d$  протекает по контуру: обмотка фазы  $a$  — тиристор  $VS1$  — нагрузка  $R_d$  — тиристор  $VS2$  — обмотка фазы  $b$ . Этот процесс в схеме продолжается до момента времени  $\vartheta_2$ , т.е. в течение времени, соответствующего  $\pi/3$ , когда потенциал фазы  $b$  станет выше потенциала фазы  $c$ . Начиная с этого момента напряжение  $u_{bc}$  становится положительным, т.е. прямым для тиристора  $VS2$ . При подаче в этот момент вре-

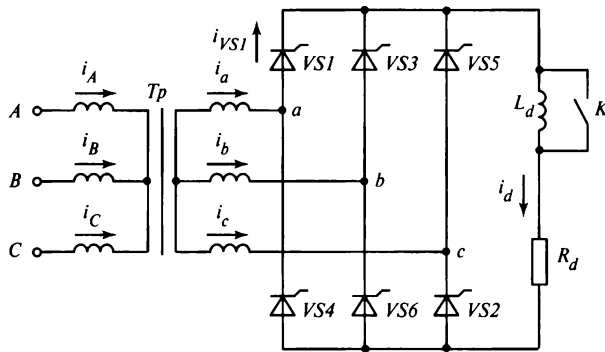


Рис. 5.13. Трехфазный мостовой выпрямитель

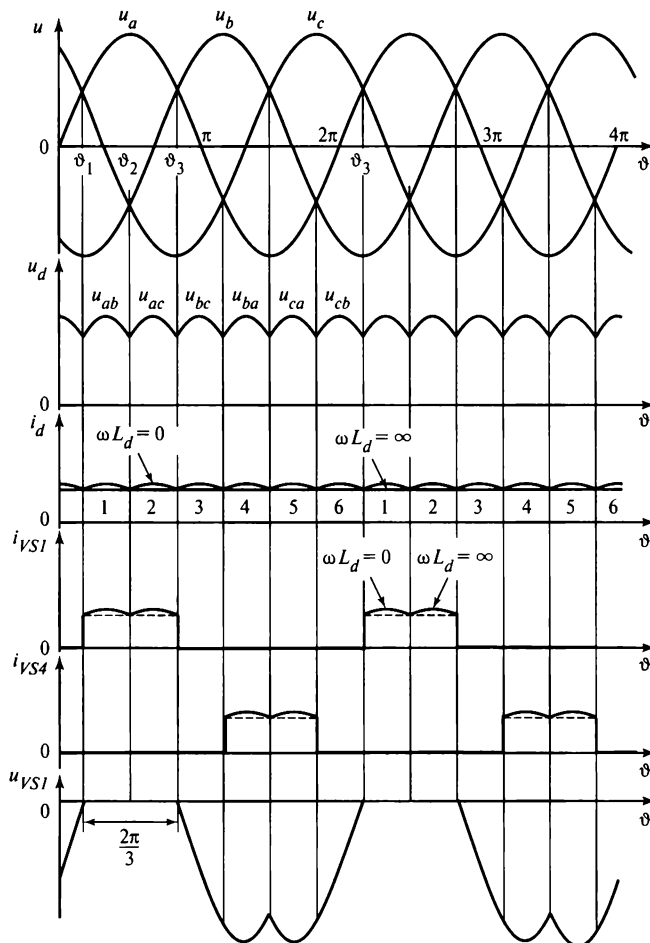


Рис. 5.14. Диаграммы тока и напряжения трехфазного мостового выпрямителя при угле  $\alpha = 0$

мени импульса управления на тиристор  $VS2$  он проводит ток, а тиристор  $VS6$  выключается (происходит коммутация между тиристорами  $VS6$  и  $VS2$ ). Для выключенного тиристора  $VS6$  напряжение  $u_{bc}$  является обратным, т.е. в проводящем состоянии окажутся тиристоры  $VS1$  и  $VS2$ , а остальные будут выключены.

В момент  $\vartheta_3$  подается импульс на тиристор  $VS3$  и он включается, а тиристор  $VS1$  выключается, так как потенциал фазы  $b$  становится выше потенциала фазы  $a$ . Далее через интервалы времени, равные  $\pi/3$ , происходят коммутации следующих тиристорных пар:  $VS2—VS4$ ,  $VS3—VS5$ ,  $VS4—VS6$ ,  $VS5—VS1$ . 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). Следует отметить, что нумерация тиристоров в данной схеме носит не случайный характер, а соответствует порядку их вступления в работу при условии соблюдения фазировки трансформатора, указанной на рис. 5.13.

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. 5.14). Видно, что 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 составляет  $2\pi/3$ , остальное время к нему приложено обратное напряжение, состоящее из частей соответствующих линейных напряжений.

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения (среднее значение) вычисляется для интервала повторяемости выпрямленного напряжения, равного  $\pi/3$ :

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{6} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2, \quad (5.37)$$

где  $U_2$  — действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Выражение (5.37) 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

$$U_{R \max} = \sqrt{2} U_{2л}; \quad (5.38)$$

- максимальным значением тока тиристора

$$I_{\max} = I_d; \quad (5.39)$$

- средним значением тока тиристора

$$I_{TAV} = \frac{I_d}{3}. \quad (5.40)$$

Работа схемы с углом управления  $\alpha > 0$ . В трехфазной мостовой схеме импульсы управления поступают на тиристоры с задержкой на угол  $\alpha$  относительно нулевых значений линейных напряжений или моментов пересечения синусоид напряжений фаз (рис. 5.15).

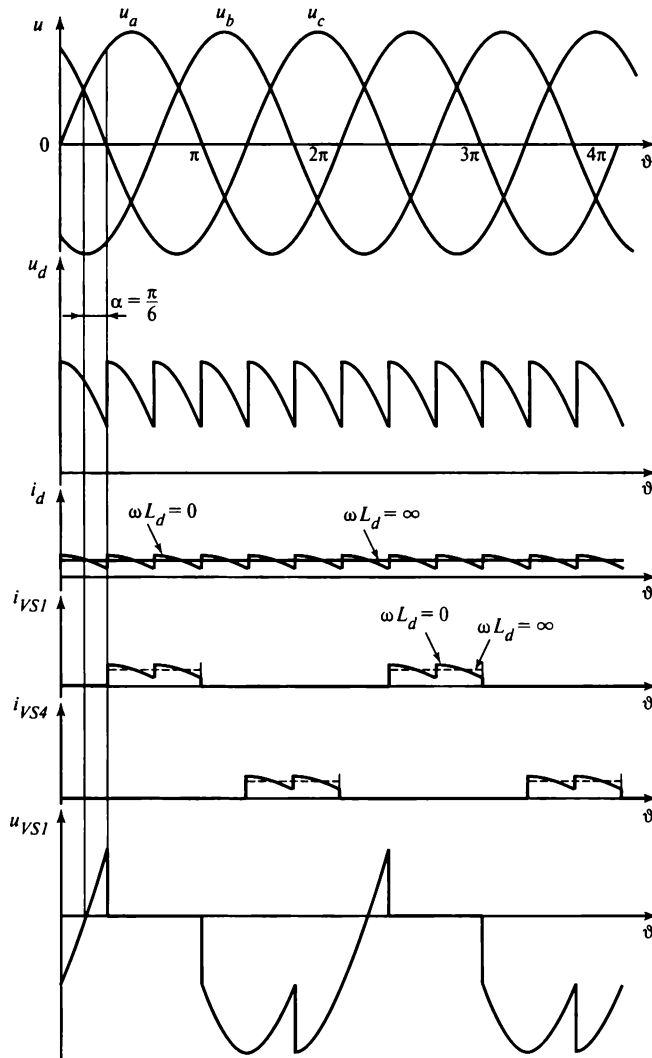


Рис. 5.15. Диаграммы тока и напряжения трехфазного мостового выпрямителя при угле  $\alpha = \frac{\pi}{6}$

В результате задержки моментов коммутации тиристоров на угол  $\alpha$  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  $0 < \alpha < \pi/3$ ), выпрямленный ток  $i_d$  будет непрерывным вне зависимости от характера нагрузки. Поэтому при таких значениях угла  $\alpha$  среднее значение выпрямленного напряжения для активной и активно-индуктивной нагрузки будет равно

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \sqrt{3} U_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha. \quad (5.41)$$

Угол  $\alpha = \pi/3$  соответствует при активной нагрузке гранично-непрерывному режиму (рис. 5.16, слева). При углах  $\alpha > \pi/3$  и активной нагрузке в кривых напря-

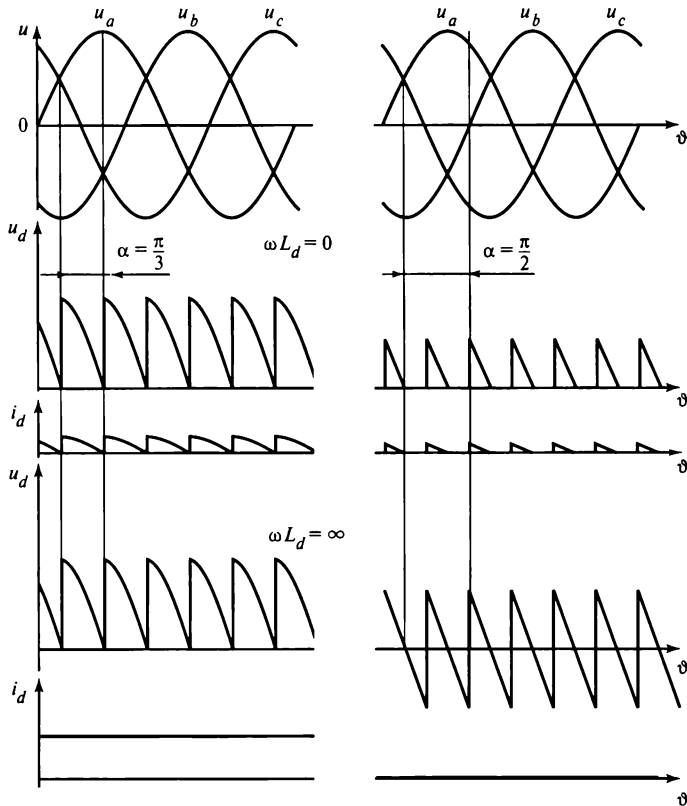
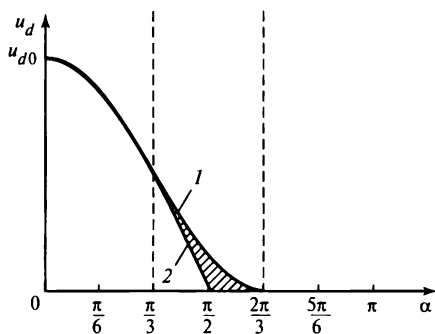


Рис. 5.16. Диаграммы тока и напряжения трехфазного мостового выпрямителя при углах  $\alpha = \frac{\pi}{3}$  и  $\alpha > \frac{\pi}{3}$





**Рис. 5.17. Регулировочные характеристики трехфазного мостового выпрямителя:**

1 — при активной нагрузке; 2 — при активно-индуктивной нагрузке

жения  $u_d$  и тока  $i_d$  появляются интервалы с нулевым значением, т.е. наступает режим работы с прерывистым выпрямленным током. Среднее значение выпрямленного напряжения в этом случае уменьшается.

Когда угол  $\alpha$  становится равным  $\pi/2$ , площади положительного и отрицательного участков кривой выпрямленного напряжения становятся равными, т.е. среднее значение  $U_d$  равно нулю (рис. 5.16, справа).

Следует отметить, что 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  $\pi/3$ . 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. 5.17. При изменении угла  $\alpha$  от 0 до  $\pi/3$  регулировочные характеристики для активной и активно-индуктивной нагрузки описываются формулой (5.41). При углах  $\alpha > \pi/3$  и активно-индуктивной нагрузке, обеспечивающей режим работы с непрерывным током  $i_d$ , регулировочная характеристика аналитически также описывается выражением (5.41). Заштрихованная область на рис. 5.17 соответствует семейству регулировочных характеристик в режиме с прерывистым током  $i_d$  при различных значениях угла  $\alpha$ .

Для выпрямителей мощностью свыше 1 000 кВт с высокими значениями напряжения и тока используют многофазные схемы, состоящие из последовательно или параллельно соединенных вентильных мостов.

**Многостовые схемы.** Рассмотрим многостовые схемы с одним трансформатором и многостовые с двумя и более трансформаторами, имеющими разные группы соединения обмоток. Основное назначение многостовых схем — это уменьшение пульсаций выпрямленного напряжения и улучшение формы тока, потребляемого из питающей сети (приближение ее к синусоидальной).

На рис. 5.18 представлены два варианта двухмостовых схем. Первая схема (рис. 5.18, а) состоит из трехобмоточного трансформатора, соединенного по схеме звезда/звезда — треугольник, и двух трехфазных мостов. Вторая схема (рис. 5.18, б) имеет два двухобмоточных трансформатора, один из которых соединен по схеме звезда/звезда, а другой — по схеме треугольник — звезда, и два трехфазных

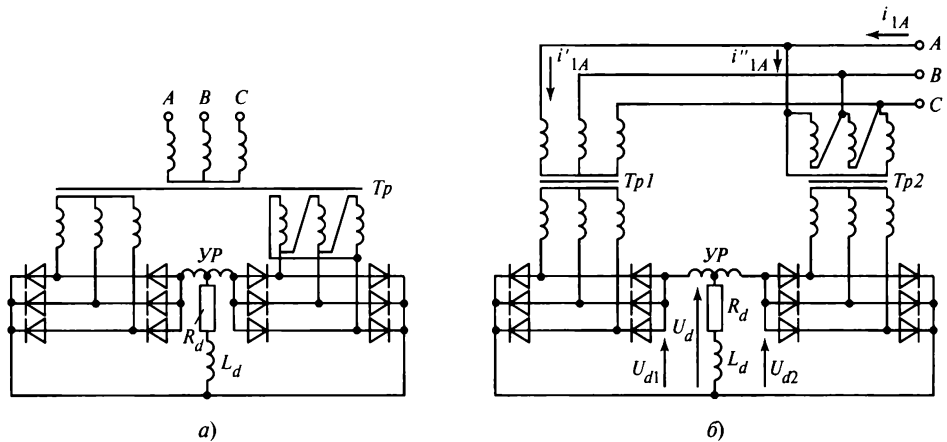


Рис. 5.18. Трехфазные двухмостовые выпрямители с параллельным соединением мостов

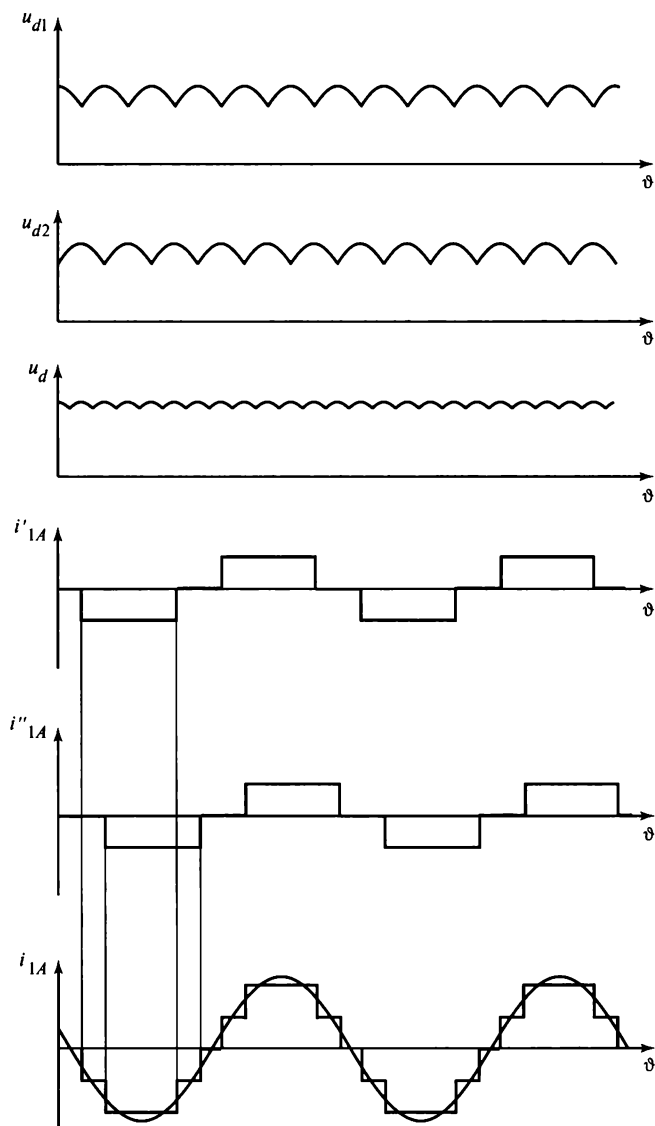
моста. В обеих схемах вторичные напряжения трансформаторов сдвинуты по фазе на угол  $\pi/6$ .

Поскольку обе схемы работают аналогично, рассмотрим более подробно схему с двумя трансформаторами. В связи с тем что первичные обмотки трансформаторов  $Tp1$  и  $Tp2$  имеют разные схемы соединений, пульсации выпрямленного напряжения одной схемы  $u_{d1}$  будут сдвинуты по фазе на угол  $\pi/6$  относительно пульсаций выпрямленного напряжения  $u_{d2}$  другой схемы (рис. 5.19). Для уравнивания мгновенных значений выпрямленных напряжений параллельное соединение мостов производят через уравнивательный реактор  $УР$  (см. рис. 5.18). Суммарное напряжение на нагрузке будет иметь пульсации, частота которых в 2 раза выше частоты пульсаций напряжения каждой схемы. В данном случае каждая мостовая схема имеет шесть пульсаций за период, а суммарное напряжение будет иметь 12 пульсаций за период, поэтому схему иногда называют 12-фазной. Разность мгновенных значений напряжения воспринимается уравнивательным реактором, две обмотки которого расположены на одном магнитопроводе. Мгновенные значения выпрямленного напряжения можно записать в виде

$$u_d = u_{d1} - \frac{u_p}{2} = u_{d2} + \frac{u_p}{2}, \quad (5.42)$$

где  $u_p$  — мгновенное значение напряжения на уравнительном реакторе.

На рис. 5.19 представлены диаграммы тока (при  $\omega L_d = \infty$ ) для 12-фазных схем, из которых видно, что ток, потребляемый из питающей сети, имеет форму, которая ближе к синусоиде, чем у однотрансформаторной схемы. Следует отметить, что для нормального функционирования схемы необходимо выбирать коэффициенты трансформации трансформаторов  $Tp1$  и  $Tp2$  такими, чтобы средние значения напряжений  $U_{d1}$  и  $U_{d2}$  были равны между собой.



**Рис. 5.19.** Диаграммы тока и напряжения двухмостового выпрямителя с параллельным соединением мостов

На рис. 5.20 представлена двухмостовая схема с последовательным соединением двух мостов. Среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке в данном случае будет равно

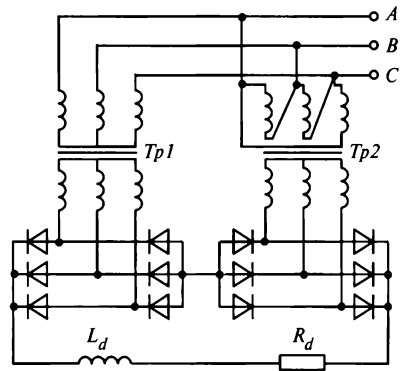
$$U_d = U_{d1} + U_{d2}, \quad (5.43)$$

Рис. 5.20. Трехфазный двухмостовой выпрямитель с последовательным соединением мостов

где  $U_{d1}$ ,  $U_{d2}$  — средние значения напряжения на выходе каждого моста.

Принцип образования 12-фазной схемы выпрямления в этом случае также основан на использовании трансформаторов с разными схемами соединения обмоток.

Схемы 18- и 24-фазные получают путем параллельного соединения трех и четырех мостов.



### 5.2.3. Характеристики выпрямителей

**Пульсации выпрямленного напряжения.** Выпрямленное напряжение можно представить в виде суммы переменной и постоянной составляющих.

Переменная составляющая является суммой гармонических (синусоидальных) напряжений:

$$u_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} U_{nm} \sin(nm\omega t + \varphi_n), \quad (5.44)$$

где  $n$  — номер высшей гармоники;  $m$  — число пульсаций в выпрямленном напряжении за один период переменного напряжения сети;  $\omega$  — угловая частота напряжения сети;  $U_{nm}$  — амплитуда  $n$ -й гармоники напряжения;  $\varphi_n$  — начальная фаза  $n$ -й гармоники напряжения.

Из (5.45) видно, что частоту составляющих выпрямленного напряжения можно записать в виде

$$f_n = nf_1 = mnf, \quad (5.45)$$

где  $f_1 = mf$  — частота первой гармоники пульсации;  $f$  — частота напряжения сети.

Например, 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 по формуле [48]:

$$U_{nm} = \frac{2U_d}{m^2n^2 - 1}, \quad (5.46)$$

где  $U_d$  — постоянная составляющая (среднее значение выпрямленного напряжения).

Согласно (5.46) наибольшее значение имеет амплитуда первой гармоники ( $n = 1$ ), а остальные убывают обратно пропорционально квадрату порядкового номера гармонической составляющей.

Действующее значение переменной составляющей выпрямленного напряжения можно выразить формулой

$$U_{\text{п}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2}, \quad (5.47)$$

где  $U_n$  — действующее значение  $n$ -й гармонической составляющей.

На практике пульсация или содержание переменной составляющей в выпрямленном напряжении оценивается значением коэффициента пульсаций  $K_{\text{п}}$ . Задержка подачи на тиристоры импульсов управления относительно моментов естественной коммутации на угол  $\alpha$  приводит к изменению гармонических составляющих в выпрямленном напряжении. Из диаграмм выпрямленного напряжения, приведенных для рассмотренных схем, видно, что при увеличении угла  $\alpha$  увеличивается переменная составляющая напряжения, т.е. пульсация возрастает. Период повторяемости пульсаций не зависит от угла  $\alpha$ .

**Искажение входных токов выпрямителей.** Из рассмотренных принципов действия схем выпрямления следует, что они в большинстве случаев потребляют из сети несинусоидальный ток. Так, 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 (см. рис. 5.4, б) и может быть представлен в виде суммы гармонических составляющих

$$i_1(\vartheta) = \frac{4I_d}{\pi k_{\text{т}}} \left[ \sin \vartheta + \frac{1}{3} \sin n\vartheta + \dots + \frac{1}{n} \sin n\vartheta \right], \quad (5.48)$$

где  $k_{\text{т}}$  — коэффициент трансформации.

Из формулы видно, что в первичный ток двухполупериодной схемы ( $m = 2$ ) входят только нечетные гармоники тока. Искажение входного тока выпрямителя приводит к искажению напряжения сети из-за падения напряжения, вызываемого этим током на внутреннем сопротивлении источника, питающего выпрямитель. Особенно заметно влияние высших гармоник на напряжение сети 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  $\alpha$  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 на выходе выпрямителя устанавливают сглаживающие фильтры. Эффективность сглаживающего фильтра оценивают по его способности уменьшать пульсацию, т.е. по значению коэффициента сглаживания  $S_c$ .

Коэффициентом сглаживания называют отношение коэффициентов пульсации входного (до фильтра)  $k'_п$  и выходного (после фильтра)  $k''_п$  напряжений:

$$S_c = k'_п / k''_п. \quad (5.49)$$

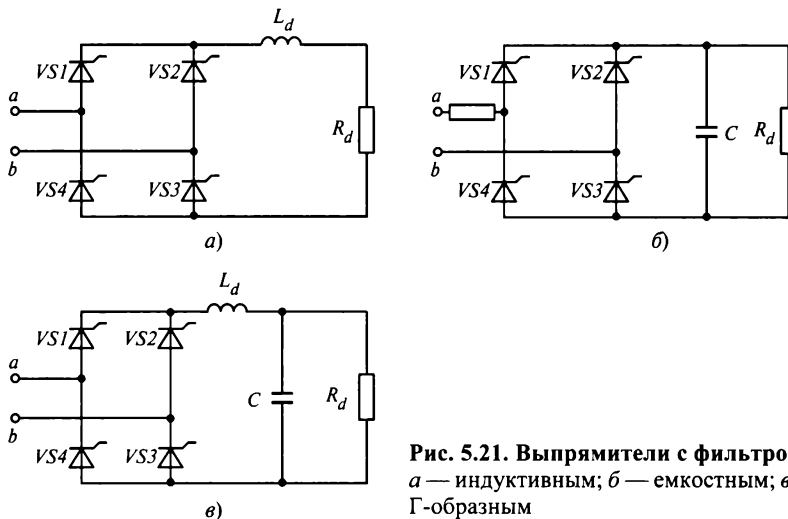
Требование к значению коэффициента  $S_c$  фильтра является основным при проектировании. Помимо этого, к фильтрам предъявляют требования по массе, габаритам, влиянию на переходные процессы в динамических режимах (например, сбросах или набросах нагрузки) и т.п.

Сглаживающие фильтры подразделяются на пассивные и электронные (активные). Пассивные фильтры обычно состоят из реакторов и конденсаторов. Электронные фильтры содержат электронные элементы, например транзисторы.

Пассивные фильтры являются наиболее распространенными. В зависимости от числа элементов и способа их соединения различают следующие основные типы пассивных фильтров:

- однозвенные (индуктивные или емкостные фильтры), Г-образные (LC-фильтры);
- многозвенные.

Рассмотрим некоторые наиболее распространенные типы пассивных сглаживающих фильтров (рис. 5.21). Следует отметить, что индуктивные фильтры приме-



**Рис. 5.21. Выпрямители с фильтром:**  
 а — индуктивным; б — емкостным; в — Г-образным

няются в выпрямителях средней и большой мощности, а емкостные — в выпрямителях малой мощности при высоком сопротивлении нагрузки.

Индуктивный фильтр (рис. 5.21, а) представляет собой реактор, включенный между схемой выпрямления и нагрузкой. Напряжение на выходе выпрямителя содержит постоянную составляющую  $U_d$  и переменную  $u_{п}$ . Пренебрегая изменением этих составляющих от нагрузки, можно заменить ими полупроводниковую часть схемы выпрямителя, т.е. считать, что на входе фильтра включены два последовательно соединенных источника напряжения: с постоянной ЭДС  $U_d$  и переменной ЭДС  $u_{п}$ . Постоянная ЭДС не оказывает влияния на пульсацию, а в качестве переменной ЭДС можно рассматривать только ЭДС основной гармоники пульсации  $u_{п1}$  (первой гармоники переменной составляющей), так как они определяют коэффициент пульсации. Тогда согласно определению коэффициента сглаживания можно записать

$$S_c = \frac{U'_{1m}}{U''_{1m}}, \quad (5.50)$$

где  $U'_{1m}$  — амплитуда первой гармоники переменной составляющей напряжения пульсации входного (до фильтра) напряжения;  $U''_{1m}$  — амплитуда первой гармоники переменной составляющей напряжения пульсации выходного (после фильтра) напряжения.

Амплитуду переменной составляющей выходного напряжения для  $L$ -фильтра можно выразить в виде соотношения

$$U''_{1m} = I_{1m}R_d = \frac{U'_{1m}R_d}{\sqrt{R_d^2 + (\omega_1 L_d)^2}}, \quad (5.51)$$

где  $I_{1m}$  — амплитуда переменной составляющей тока нагрузки;  $\omega_1$  — частота основной гармоники пульсации.

Подставляя (5.51) в (5.50), получаем

$$S_c = \frac{\sqrt{R_d^2 + (\omega_1 L_d)^2}}{R_d}. \quad (5.52)$$

Из (5.52) следует, что с приближением к режиму холостого хода (при увеличении  $R_d$ ) коэффициент сглаживания  $S_c$  стремится к единице. Поэтому расчет индуктивности фильтра  $L_d$  производят для режима минимальной нагрузки:

$$L_d = \frac{R_{d \max}}{\omega_1} \sqrt{S_c^2 - 1}. \quad (5.53)$$

Схема однозвенного емкостного фильтра представлена на рис. 5.21, б. В схему условно введено внутреннее сопротивление выпрямителя  $Z_{вн}$  (вентильных элемен-

тов, согласующего трансформатора и др.). На практике величина этого сопротивления ограничивает максимальные значения токов, потребляемых из сети, при заряде конденсатора фильтра  $C$ . Поскольку конденсатор является одновременно и накопителем энергии, то эффект фильтрации определяется процессами заряда и разряда конденсатора, для анализа которых требуется информация о значении  $Z_{вн}$ . Кроме того, прерывистый ток затрудняет определение его спектрального состава. Поэтому для оценки емкости конденсатора, обеспечивающего заданный уровень пульсаций, используют различные приближенные методы. Обычно емкость определяется из условия значительного превышения постоянной цепи разряда  $\tau = CR_d$  над длительностью периода пульсаций выпрямленного напряжения

$$C \geq K_{пр} \frac{1}{mfR_d}, \quad (5.54)$$

где  $K_{пр}$  — коэффициент превышения,  $K_{пр} = 5 \div 15$ .

На рис. 5.22 приведены диаграммы напряжения сети, входного тока и выходного напряжения для однофазного мостового выпрямителя на диодах с емкостным фильтром. Диаграммы получены моделированием на Pspice выпрямителя, выходная мощность которого  $P_d = 100$  Вт и напряжение 300 В. При моделировании изменялось активное сопротивление.

На рис. 5.23 показаны спектральные составы входного тока выпрямителя, из которых видно, что емкостной фильтр существенно искажает входной ток выпрямителя и создает большие значения коэффициента амплитуды (крест-фактора). В этой связи емкостные фильтры применяются в выпрямителях малой мощности (обычно не более 100 Вт).

Однозвенный Г-образный LC-фильтр (рис. 5.21, в) является наиболее распространенным типом фильтра благодаря своей простоте и эффективности. Для этого фильтра можно записать

$$U_{1m}'' = \frac{Z''}{Z'} U_{1m}', \quad (5.55)$$

где  $Z'$  и  $Z''$  — модули комплексных сопротивлений:

$$Z' = j\omega_1 L_d + \frac{R_d}{1 + j\omega_1 CR_d} \quad \text{и} \quad Z'' = \frac{R_d}{1 + j\omega_1 CR_d}.$$

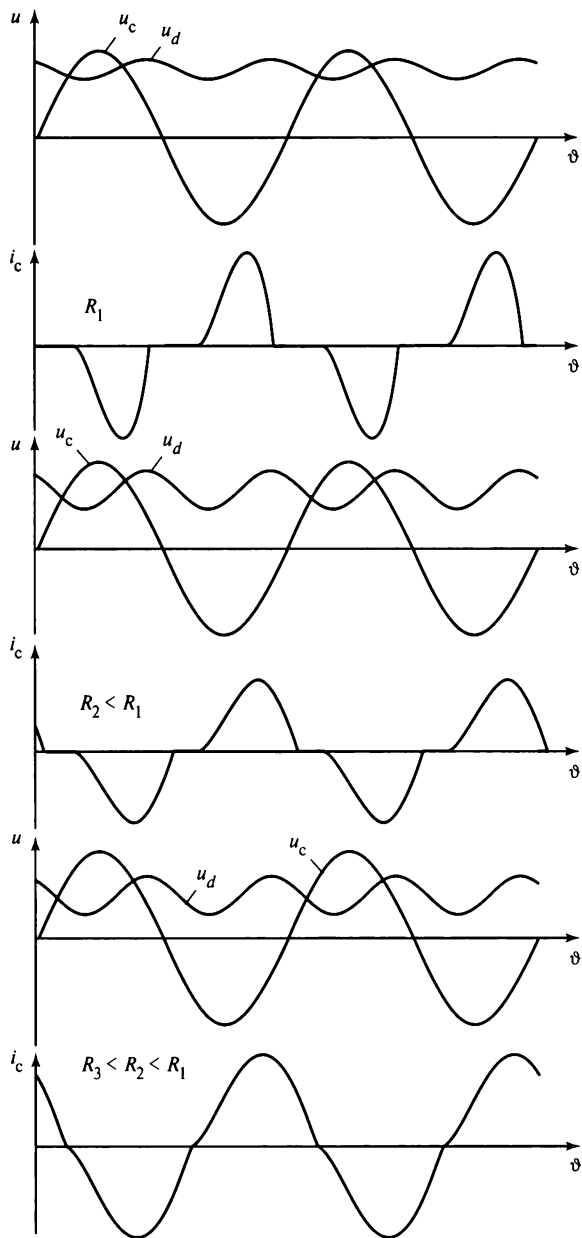
Подставляя (5.55) в (5.50), получаем

$$S_c = \frac{Z''}{Z'}. \quad (5.56)$$

Обычно выбирают емкость конденсатора так, чтобы  $\omega_1 C \gg 1/R_d$ . В этом случае (5.56) принимает вид

$$S_c \approx \omega_1 R_d C - 1. \quad (5.57)$$





**Рис. 5.22.** Диаграммы тока и напряжения однофазного мостового выпрямителя на диодах с емкостным фильтром

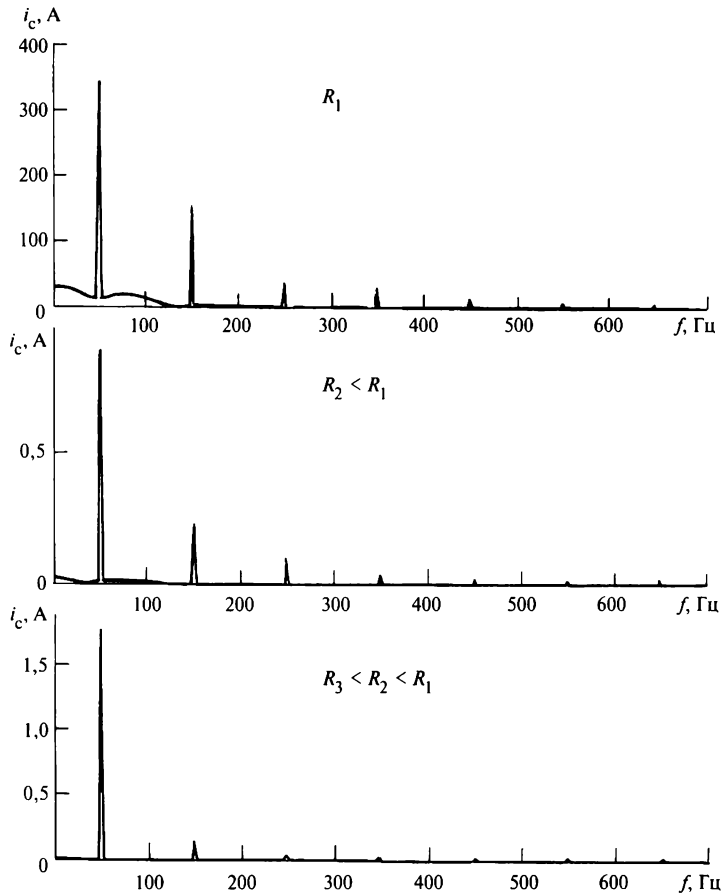


Рис. 5.23. Спектральный состав выходного тока однофазного мостового выпрямителя на диодах с емкостным фильтром

При заданных  $S_c$  и  $\omega_1$  находят произведение  $L_d C$ . Выбор значений  $L_d$  и  $C$  производится из требований обеспечения непрерывности тока  $i_d$ , минимальных массогабаритных параметров и стоимости устройства. В ряде случаев принимают во внимание факторы, учитывающие влияние параметров фильтра на динамические и регулировочные характеристики преобразователя, например амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики. Кроме того, следует исключить возможность возникновения резонансных явлений на частотах, близких к частоте пульсации. Для этого рекомендуется обеспечить соотношение  $\omega_1 \gg \omega_\phi$ , где  $\omega_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_d C}}$  — собственная угловая частота фильтра.

Из изложенного следует, что в общем случае выбор параметров  $L_d$  и  $C$  при рассчитанном значении их произведения  $L_d C$  является сложной многофакторной

задачей, решение которой требует применения специальных методов оптимизации указанных параметров и может быть реализовано с помощью ЭВМ.

При проектировании для расчета  $L_d$  и  $C$  наиболее простым является требование по обеспечению непрерывности тока  $i_d$ , которое характерно для фильтров выпрямителей большой мощности. В этом случае выбирается критическое значение индуктивности  $L_{d\text{кр}}$ , обеспечивающее граничный режим непрерывного тока  $i_d$ .

Для того чтобы выпрямленный ток  $i_d$  не прерывался, необходимо в первом приближении выполнить условие

$$I_{1m} \leq I_d, \quad (5.58)$$

где  $I_d$  — постоянная составляющая выпрямленного тока.

С учетом того, что  $\omega_1 L_d \gg \frac{1}{\omega_1 C}$ , индуктивность  $L_{d\text{кр}}$  может быть определена из следующей приближенной формулы:

$$L_{d\text{кр}} \geq \frac{U'_{1m} R_{d\text{max}}}{\omega_1 U_d}. \quad (5.59)$$

Далее из рассчитанного по (5.58) произведения  $L_d C$  определяется емкость  $C$ -фильтра. Полученные значения параметров фильтра проверяются при выполнении условия отсутствия резонансных явлений. При невыполнении этого условия следует увеличить емкость  $C$ .

Общий коэффициент сглаживания многозвенного фильтра можно представить как произведение коэффициентов сглаживания его звеньев.

Отрицательное влияние выпрямителя на качество напряжения сети проявляется в искажении его входных токов. Особенно заметно это наблюдается при соизмеримости мощностей выпрямителя и источника переменного тока. Если мощность сети значительно (более чем на порядок) превышает мощность полностью загруженного выпрямителя, то несинусоидальность потребляемого им тока практически не сказывается на напряжении сети. При соизмеримой мощности напряжения сети и выпрямителя высшие гармоники тока вызывают искажения напряжения и тем больше, чем ближе значения мощности нагрузки к значению мощности источника. Искаженные токи вызывают искажения напряжения сети из-за возникновения несинусоидальных напряжений на внутреннем сопротивлении источника и линии, к которой подключен выпрямитель. Степень искажения напряжения (его несинусоидальность) оценивается коэффициентом гармоник по напряжению

$$K_{rU} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1} 100\%. \quad (5.60)$$

Значение этого коэффициента регламентируется в нормативных документах. Для сетей низкого напряжения коэффициент гармоник по напряжению не превышает 5 %.

Выпрямитель в электрической системе обычно рассматривают как генератор гармоник тока. В этом случае он может быть представлен эквивалентной схемой замещения в виде источника тока различных гармоник. На рис. 5.24 выпрямитель замещен источником тока  $I_{n\Sigma}$  (суммарный ток всех гармоник) и внутренним активным сопротивлением  $r_{вн}$ . Нагрузкой является эквивалентное входное сопротивление сети  $z_c = r_c + jnx_c$ , реактивная составляющая которого зависит от частоты. Согласно схеме замещения ток  $n$ -й гармоники в сети может быть определен в виде

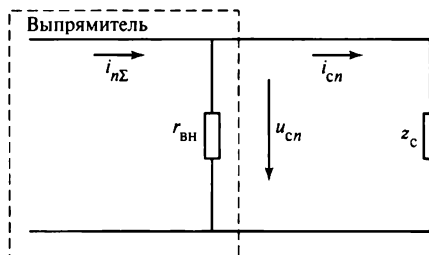


Рис. 5.24. Схема замещения выпрямителя для определения коэффициента гармоник по напряжению

$$I_{cn} = I_{n\Sigma} \frac{r_{вн}}{r_{вн} + r_c + jnx_c}. \quad (5.61)$$

Соответственно напряжение на сопротивлении линии сети от каждой  $n$ -й гармоники тока выпрямителя будет равно

$$u_{cn} = i_{cn} z_{cn} = i_{n\Sigma} \frac{r_{вн}(r_c + jnx_c)}{r_{вн} + r_c + jnx_c}. \quad (5.62)$$

Суммарное напряжение от высших гармоник в сети можно определить, используя принцип наложения, предварительно рассчитав по (5.62) напряжение каждой гармоники тока. Зная содержание высших гармоник в напряжении питающей сети, можно рассчитать коэффициент гармоник по напряжению. В большинстве случаев расчет ведется для гармоник не выше  $n = 13$ , так как амплитуды токов и напряжений более высоких порядков относительно невелики, а эквивалентное сопротивление сети существенно уменьшается за счет влияния емкостей кабеля и другого оборудования.

Одним из основных средств снижения влияния высших гармонических на сеть является подключение выпрямителей большой мощности к отдельным секциям шин, питающихся через понижающий трансформатор. Тогда влияние выпрямителей на других потребителей будет сказываться только на стороне высокого напряжения, где уровень высших гармонических существенно снижен.

Большое значение для снижения уровня высших гармонических имеет применение схем выпрямления с пониженным потреблением мощности искажения. При выполнении выпрямителя по многофазной схеме значительно уменьшаются высшие гармоники первичного тока.

Снижение гармонических составляющих токов и напряжения может быть обеспечено с помощью резонансных  $LC$ -фильтров, настроенных на основной ряд гармоник, присутствующих в токах выпрямителя (рис. 5.25). Приблизительно параметры каждой резонансной ветви фильтра рассчитываются по формуле

$$n\omega_1 L_n = \frac{1}{n\omega_1 C_n}, \quad (5.63)$$

где  $n$  — номер гармоники, на которую настраивается резонансная ветвь.

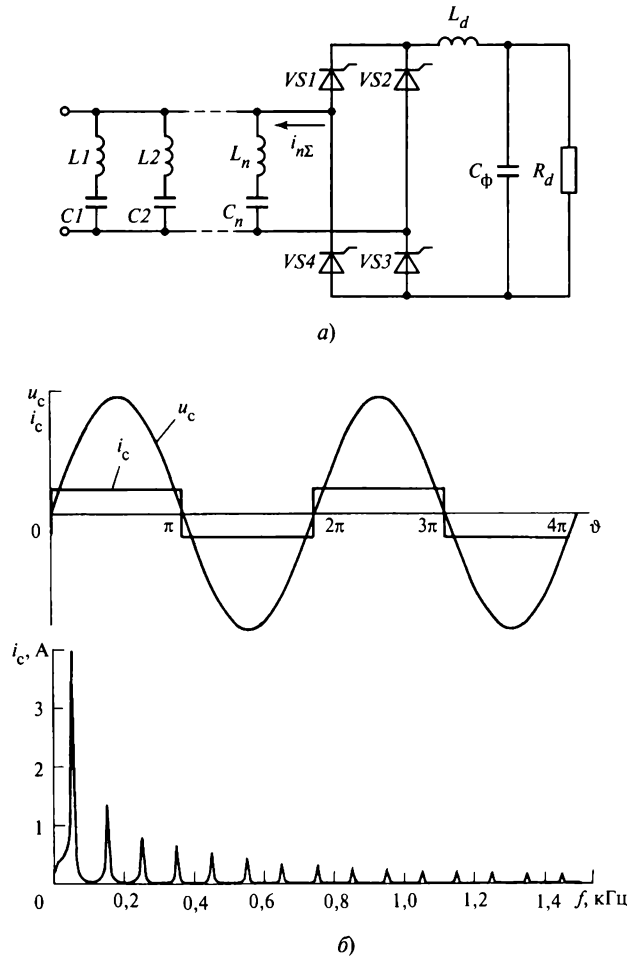


Рис. 5.25. Однофазный мостовой выпрямитель с резонансным фильтром ( $\omega L_d = \infty$ ):  
 а — схема; б — форма тока  $I_{n\Sigma}$  и его спектральный состав

Каждая резонансная ветвь фильтра шунтирует соответствующую гармонику тока, не пропуская ее в сеть.

**Коммутация токов в выпрямителях.** В п. 5.2.2 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 в основном потоками рассеяния в магнитной системе трансформатора, процесс коммутации имеет определенную длительность. Значения этих сопротивлений вычисляются 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 индуктив-

ность вторичной обмотки и приведенную по числу витков индуктивность первичной обмотки. Помимо индуктивного сопротивления на процессы коммутации влияет активное сопротивление обмоток, но его влияние в нормальных режимах работы значительно меньше. Поэтому процессы коммутации рассматриваются с учетом индуктивных сопротивлений обмоток при допущении, что выпрямленный ток идеально сглажен ( $\omega L_d = \infty$ ). Учитывая одинаковый характер процессов коммутации в различных схемах, рассмотрим наиболее простую схему выпрямления — однофазную двухполупериодную.

На рис. 5.26 представлены эквивалентная схема однофазного двухполупериодного выпрямителя на тиристорах и диаграммы напряжения и тока, поясняющие

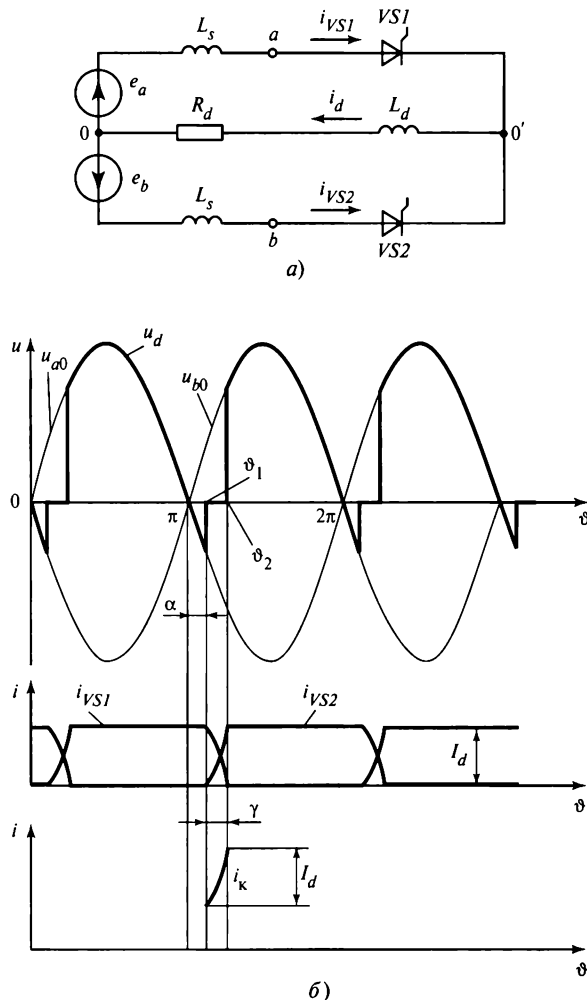


Рис. 5.26. Двухполупериодный тиристорный выпрямитель:  $a$  — эквивалентная схема;  $b$  — диаграммы напряжения и тока

процесс коммутации токов. Индуктивные сопротивления обмоток учтены введением в схему индуктивностей  $L_s$ . Предположим, что тиристор  $VS1$  находится в проводящем состоянии. В момент времени  $\vartheta_1$  на тиристор  $VS2$  поступает импульс управления. Потенциал анода тиристора в этот момент положителен относительно катода и тиристор включается.

Начиная с момента времени  $\vartheta_1$  оба тиристора будут включены, и вторичные полуобмотки трансформатора замыкаются 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 в любой момент времени, начиная с  $\vartheta_1$ , можно определить как сумму двух составляющих — установившейся  $i'_k$  и свободной  $i''_k$ :

$$i'_k = \frac{2\sqrt{2}}{2x_s} U_2 \cos(\vartheta + \alpha); \quad (5.64)$$

$$i''_k = \frac{\sqrt{2} U_2}{2x_s} \cos \alpha, \quad (5.65)$$

где  $U_2$  — действующее значение напряжения вторичной полуобмотки;  $x_s = \omega L_s$ .

Результирующий ток короткого замыкания с учетом (5.64) и (5.65) можно записать в виде

$$i_k = i'_k + i''_k = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_s} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \vartheta)]. \quad (5.66)$$

Этот ток направлен от полуобмотки  $b$  большего потенциала к полуобмотке  $a$  меньшего потенциала (на рис. 5.26,  $a$  показано направление тока  $i_k$  при включении тиристора  $VS2$  и выключении тиристора  $VS1$ ). Учитывая, что выпрямленный ток при  $\omega L_d = \infty$  в период коммутации остается неизменным, для узла 0 можно записать следующее уравнение токов:

$$i_{VS1} + i_{VS2} = I_d = \text{const}, \quad (5.67)$$

где  $I_d$  — среднее значение выпрямленного тока.

Уравнение (5.67) справедливо для любого момента времени. Пока ток проводит только тиристор  $VS1$ ,  $i_{VS1} = I_d$  и  $i_{VS2} = 0$ . На интервале одновременной проводимости тиристор  $VS1$  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  $VS2$ ,  $i_{VS2} = I_d$  и  $i_{VS1} = 0$ .

Длительность интервала коммутации характеризуется углом коммутации  $\gamma$ , который может быть определен из следующего уравнения [48]:

$$I_d = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_s} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)]. \quad (5.68)$$

Обозначив угол коммутации  $\gamma$  при угле управления  $\alpha = 0$  через  $\gamma_0$  можно записать

$$1 - \cos \gamma_0 = \frac{I_d x_s}{\sqrt{2} U_2}. \quad (5.69)$$

Подставляя в исходное уравнение значение  $\gamma_0$ , получаем

$$\gamma = \arccos(\cos \alpha + \cos \gamma_0 - 1) - \alpha. \quad (5.70)$$

При увеличении угла  $\alpha$  уменьшается угол коммутации  $\gamma$ . Физическая сущность этого явления состоит в том, что при увеличении угла  $\alpha$  возрастает напряжение, под действием которого развивается ток  $i_k$  в контуре коммутации и, следовательно, до значения  $I_d$  он нарастает быстрее.

Следует отметить, что длительность протекания тока в тиристорах схемы с учетом коммутации по сравнению с идеализированной схемой увеличивается на угол  $\gamma$  и становится равной  $\pi + \gamma$ .

Процесс коммутации влияет на выпрямленное напряжения  $U_d$ , так как на интервалах коммутации мгновенное значение выпрямленного напряжения снижается до нуля (см. рис. 5.26, б). В результате этого происходит уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения на значение  $\Delta U_x$ , определяющее длительность коммутации

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int \sqrt{2} U_2 \cos \vartheta d\vartheta. \quad (5.71)$$

Из (5.68)—(5.71) после преобразований можно получить

$$\Delta U_x = \frac{I_d x_s}{\pi}. \quad (5.72)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения равно

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{I_d x_s}{\pi}. \quad (5.73)$$

**Внешние характеристики выпрямителей.** Внешней характеристикой выпрямителя называется зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения тока нагрузки, т.е.  $U_d = f(I_d)$ . Внешняя характеристика определяется внутренним сопротивлением выпрямителя, которое приводит к снижению выпрямленного напряжения при увеличении нагрузки. Снижение напряжения обусловлено падением напряжения на активных сопротивлениях элементов схемы



$\Delta U_R$ , падением напряжения в тиристорах  $\Delta U_{VS}$  и внутренним сопротивлением сети, имеющим индуктивный характер  $\Delta U_x$ , которое проявляется при процессах коммутации.

Уравнение внешней характеристики выпрямителя (при  $\omega L_d = \infty$ ) можно записать в виде следующего уравнения:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_R - \Delta U_{VS} - \Delta U_x. \quad (5.74)$$

Согласно (5.74) выходное напряжение выпрямителя снижается по мере увеличения тока нагрузки  $I_d$  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.

Следует отметить, что при значениях тока нагрузки, не превышающих номинального, внутреннее падение напряжения выпрямителей, как правило, составляет не более 15—20 % выходного напряжения. Однако при перегрузках и режимах близких к короткому замыканию, становится существенным влияние внутреннего сопротивления схемы. Кроме того, в трехфазных и многофазных схемах при перегрузках изменяется характер электромагнитных процессов, влияющих на внешнюю характеристику выпрямителя. На рис. 5.27, а приведены внешние характеристики однофазного и трехфазного выпрямителей. Если для однофазных выпрямителей внешняя характеристика описывается одним линейным уравнением, то в трехфазном мостовом выпрямителе выделяют три различных режима работы (на рис. 5.27, б режимы I, II и III). В режиме I характеристики линейные.

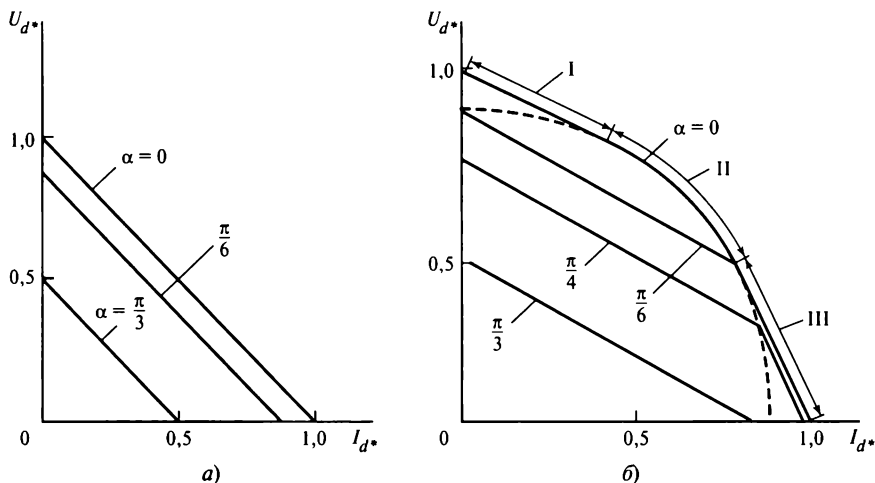


Рис. 5.27. Внешние характеристики выпрямителей:

а — однофазного двухполупериодного или мостового; б — трехфазного мостового; I, II, III — области режимов работы

При достижении углом коммутации  $\gamma$  величины  $\pi/3$  начинается режим II. В этом режиме начало коммутации тиристоров в одной группе совпадает по времени с ее окончанием в другой группе. Уравнение внешней характеристики в этом режиме соответствует дуге эллипса. Режим III возникает с ростом нагрузки при наступлении поочередно одновременной проводимости трех и четырех тиристоров. В этом режиме угол  $\gamma$  увеличивается, становясь больше  $\pi/3$ , а угол  $\alpha$  остается постоянным и равным  $\pi/6$ ; характеристики при этом становятся линейными. Существование этих режимов зависит от значения угла управления  $\alpha$ .

**Энергетические характеристики выпрямителя.** Следует различать значения коэффициента мощности и КПД, определяемые с учетом пульсации выпрямленного напряжения и без учета пульсаций, используя значение мощности, вычисляемой по средним значениям выходного напряжения  $U_d$  и тока нагрузки  $I_d$ . Последняя обычно рассматривается как «полезная» и поэтому используется при расчете. При малых пульсациях выходного напряжения разница между ними незначительна и ею можно пренебречь.

Основные потери активной мощности имеют место в трансформаторе ( $\Delta P_T$ ), тиристорах выпрямителя ( $\Delta P_{VS}$ ) и во вспомогательных устройствах — системах управления, защиты, охлаждения, сигнализации и т.п. ( $\Delta P_{всп}$ ). С учетом этих составляющих для выпрямителя с малой пульсацией тока КПД определяется из следующего соотношения:

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + \Delta P_T + \Delta P_{VS} + \Delta P_{всп}}. \quad (5.75)$$

Изготавливаемые в настоящее время выпрямители средней и большой мощности на тиристорах имеют КПД 0,7—0,9.

Коэффициент мощности определяется отношением активной мощности к полной. Коэффициент мощности позволяет вычислить полную мощность, потребляемую преобразователем электрической энергии, если известны активная мощность нагрузки преобразователя и его КПД. При определении коэффициента мощности выпрямителя необходимо учитывать несинусоидальность потребляемого тока сети. На рис. 5.28 представлены диаграммы напряжения сети  $u_c$  и тока  $i_c$ , потребляемого однофазным управляемым выпрямителем из сети при допущении идеальной сглаженности выпрямленного тока и отсутствия угла коммутации. Первая гармоника несинусоидального тока  $i_{c1}$  отстает от напряжения  $u_c$  на угол  $\varphi_1$ . Активную мощность  $P$ , потребляемую выпрямителем, можно найти по формуле

$$P = U_c I_{c1} \cos \varphi_1, \quad (5.76)$$

где  $U_c$  — действующее значение напряжения сети;  $I_{c1}$  — действующее значение первой гармоники тока сети;  $\varphi_1$  — угол сдвига первой гармоники тока по отношению к напряжению сети.

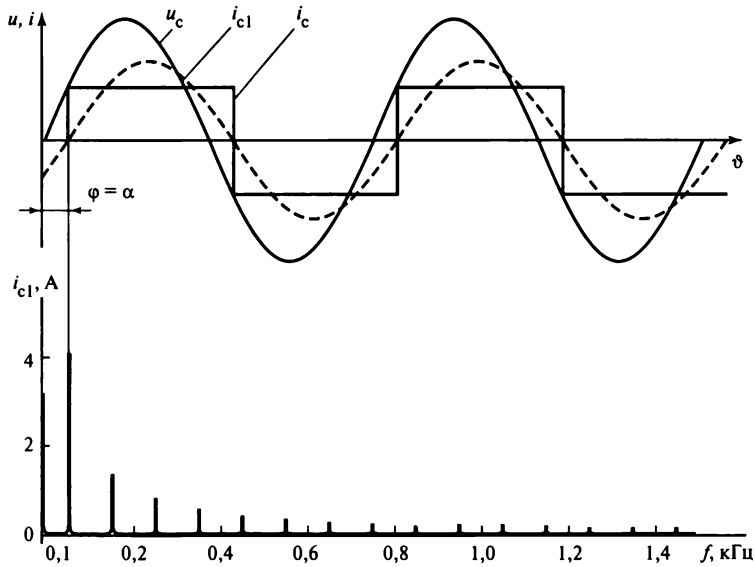


Рис. 5.28. Формы тока однофазного мостового выпрямителя (при  $L_d = \infty$ ) и его спектральный состав

Формула для определения полной мощности, потребляемой выпрямителем, может быть записана в виде

$$S = U_c I_c = U_c \sqrt{I_{c1}^2 + \sum_{n=3}^{\infty} I_{cn}^2}, \quad (5.77)$$

где  $I_c$  — действующее значение несинусоидального тока сети;  $I_{cn}$  — действующее значение  $n$ -й гармоники тока сети.

Коэффициент мощности выпрямителя в соответствии с (5.76) и (5.77) определяется из соотношения

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{I_{c1} \cos \varphi_1}{\sqrt{I_{c1}^2 + \sum_{n=3}^{\infty} I_{cn}^2}}. \quad (5.78)$$

В схемах управляемых выпрямителей значения углов управления и сдвига первой гармоники тока относительно напряжения, как правило, совпадают, следовательно, для схем с идеально сглаженным током коэффициент мощности можно определить:

$$\lambda = \vartheta \cos \alpha. \quad (5.79)$$

Из этой формулы следует, что коэффициент мощности тиристорных выпрямителей носит индуктивный характер, так как угол  $\alpha$  соответствует отставанию тока от напряжения.

Для режима работы с несинусоидальным входным током помимо активной и реактивной мощности вводится понятие «мощности искажения». Для рассматриваемого случая форма кривой напряжения сети синусоидальная, а тока прямоугольная, поэтому мощность искажения отлична от нуля.

**Традиционные способы улучшения коэффициента мощности.** При увеличении угла управления увеличивается реактивная мощность, потребляемая выпрямителем из сети, а его коэффициент мощности становится меньше, т.е. ухудшается. Это явление снижает технико-экономические характеристики электрической сети, к которой подключены управляемые выпрямители. Поэтому на практике часто принимают меры по повышению коэффициента мощности управляемых выпрямителей [49, 50].

Простейшим способом повышения коэффициента мощности является установка источников реактивной мощности, например конденсаторов, на входе выпрямителя. Этот способ не экономичен, так как связан с введением дополнительного дорогостоящего оборудования. Другим, сравнительно простым способом является использование в выпрямителе трансформатора с отпайками на различные напряжения. В этом случае вместо увеличения угла управления при регулировании выходного напряжения переключают тиристорную схему на отпайку обмотки трансформатора с более низким напряжением. Такое переключение вызывает изменение выпрямленного напряжения, эквивалентное увеличению угла управления. Поскольку переключение с одного отвода на другой может осуществляться только дискретно, а не плавно, то данный способ обеспечивает грубое регулирование выпрямленного напряжения. Кроме того, наличие переключающих устройств, обычно механического типа, снижает надежность и долговечность самого устройства.

Для повышения коэффициента мощности однофазных выпрямителей может быть успешно использована схема с нулевым диодом (рис. 5.29, а). Принцип действия такой схемы во многом подобен принципу действия однофазной двухполупериодной схемы. Однако наличие нулевого диода изменяет характер электромагнитных процессов, протекающих в схеме. Так, если в схеме без нулевого диода ток нагрузки  $i_d$  после прохождения напряжения  $u_c$  через нуль в момент времени  $\vartheta = \pi$  продолжает протекать через тиристор  $VS1$ , то в схеме с нулевым диодом  $VD0$  он в этот момент включается (потенциал анода становится положительным по отношению к потенциалу катода), а тиристор  $VS1$  выключается. Ток  $i_d$  будет протекать через нулевой диод до тех пор, пока не будет подан (с задержкой на угол  $\alpha$ ) импульс управления на тиристор  $VS2$ , после чего  $VS2$  включается, а  $VD0$  выключается. На интервале проводимости диода  $VD0$  цепь постоянного тока отключена от трансформатора и ток  $i_d$  в цепи нагрузки поддерживается за счет энергии, накопленной в сглаживающем реакторе  $L_d$ . Отключение цепи постоянного тока от вторичной обмотки трансформатора предотвращает возврат энергии, запасенной в

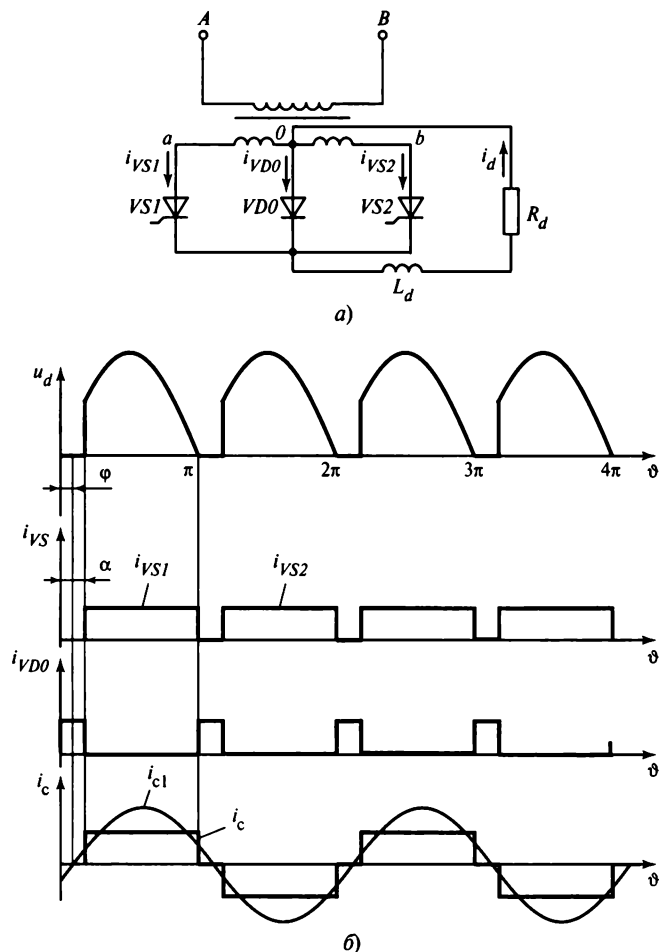


Рис. 5.29. Однофазный выпрямитель с нулевым диодом: а — схема; б — диаграммы напряжения и тока

реакторе  $L_d$ , в сеть, уменьшая тем самым значение реактивной мощности, потребляемой выпрямителем.

На рис. 5.29, б представлена диаграмма тока первичной обмотки трансформатора  $i_c$ , где штриховой линией изображена его первая гармоника, сдвинутая на угол  $\varphi_1$  относительно напряжения сети  $u_c$ . Если принять коммутацию тиристорov мгновенной ( $\gamma = 0$ ), то можно получить следующее соотношение:

$$\cos \varphi \approx \cos \frac{\alpha}{2}. \quad (5.80)$$

Следовательно, благодаря введению нулевого диода коэффициент мощности выпрямителя улучшается.

Основным недостатком схемы с нулевым диодом является увеличение искажения формы тока  $i_c$ , потребляемого из сети. Степень искажения формы тока  $i_c$  пропорциональна углу управления и может быть уменьшена за счет его ограничения.

### Контрольные вопросы

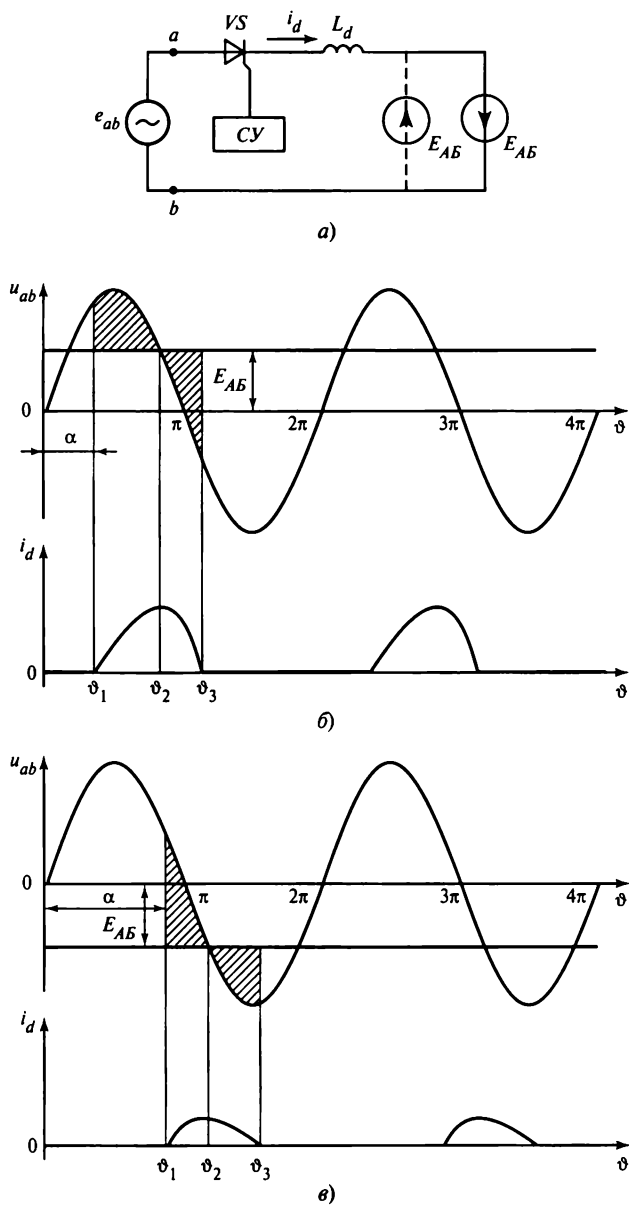
1. Определите средние значения выходных напряжения  $U_d$  и тока  $I_d$  в тиристорном однофазном, однополупериодном выпрямителе при угле управления тиристором  $\alpha = \pi/4$ , активно-индуктивной нагрузке  $R = 100 \text{ Ом}$ ,  $L = 0,1 \text{ Гн}$  при действующем значении входного напряжения  $U = 220 \text{ В}$  и частоте  $f = 50 \text{ Гц}$ .
2. Как изменится выходное напряжение однофазной мостовой схемы неуправляемого выпрямителя, если эквивалентная входная индуктивность сети увеличится в 2 раза при неизменном значении входного напряжения?
3. Во сколько раз изменится среднее значение выходного напряжения однофазного мостового выпрямителя, работающего с углом управления  $\alpha = \pi/3$ , при изменении нагрузки с активной на активно-индуктивную в режиме непрерывного выпрямленного тока?
4. Рассчитайте составляющие мощности на входе однофазного мостового выпрямителя при работе на активно-индуктивную нагрузку (при допущении  $\omega L_d = \infty$ ) с углом управления  $\alpha = \pi/6$ .
5. Выходное напряжение трехфазного мостового выпрямителя имеет пульсацию основной гармоники на частоте  $300 \text{ Гц}$   $u_n = 10 \% U_d$  при работе на активную нагрузку  $R = 10 \text{ Ом}$ . Какую индуктивность  $L_d$  должен иметь реактор, включенный в качестве фильтра последовательно с нагрузкой, чтобы эта пульсация уменьшилась в 5 раз?

## 5.3. Инверторы, ведомые сетью

### 5.3.1. Принцип действия инвертора, ведомого сетью

Инвертирование — это преобразование электроэнергии постоянного тока в энергию переменного тока. Термин «инвертор» происходит от латинского слова «inversio» — переворачивание, перестановка. В силовой электронике этот термин был введен для обозначения процесса, обратного выпрямлению. При инвертировании поток энергии изменяет свое направление на обратное и поступает от источника постоянного тока в сеть переменного тока. Преобразователь, работающий в этом режиме, называется *инвертором*, ведомым сетью, так как коммутация его вентилях осуществляется под действием переменного напряжения внешней сети [1]. 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, представленной на рис. 5.30, а. Допустим, что элементы схемы идеальные, а внутреннее сопротивление аккумуляторной батареи  $АБ$  равно нулю. Наличие источников переменного и постоянного тока и управляемого тиристора позволяет организовать реверсирование потока электроэнергии, т.е. однофазный



**Рис. 5.30. Однополупериодный обратимый преобразователь:**  
 а — схема; б — диаграммы напряжения и тока в выпрямительном режиме; в — диаграммы напряжения и тока в инверторном режиме

преобразователь на тиристоре может работать как в выпрямительном, так и в инверторном режиме. В результате однополупериодный ток протекает как от сети в аккумуляторную батарею, так и в обратную сторону — от аккумуляторной батареи в сеть переменного тока.

На рис. 5.30, б приведены 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 вывод «плюс» батареи соединен так, как показано на рис. 5.30, а пунктиром, то схема может работать в режиме выпрямления с нагрузкой в виде противоЭДС, что соответствует режиму заряда  $AB$ . При изменении полярности  $AB$  возможна работа схемы в режиме инвертирования. Рассмотрим эти процессы более подробно.

При подаче на тиристор импульса управления в момент времени  $\vartheta = \vartheta_1$ , определяемый углом управления  $\alpha$ , тиристор включается. В результате этого из сети в батарею  $AB$  поступает ток  $i_d$ . Благодаря сглаживающему реактору  $L_d$  ток  $i_d$  будет плавно изменяться во времени: увеличиваться, пока  $u_{ab} > U_d$ , и уменьшаться при  $U_d > u_{ab}$ . В момент времени  $\vartheta_3$ , соответствующий равенству заштрихованных площадей на рис. 5.30, б, ток  $i_d$  становится равным нулю, а тиристор  $VS$  выключается. Протекание через тиристор тока  $i_d$  на интервале от  $\vartheta_2$  до  $\vartheta_3$ , когда  $U_d > u_{ab}$ , обусловлено накоплением электромагнитной энергии в реакторе  $L_d$ . Далее рассмотренные процессы периодически повторяются, в результате чего батарея  $AB$  будет заряжаться выпрямленным током (ток  $i_d$  направлен навстречу ЭДС  $E_{AB}$ ).

Для перевода схемы в инверторный режим необходимо переключить полярность батареи.

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. 5.30, в приведены диаграммы напряжения и тока в элементах схемы для инверторного режима. Если в момент времени  $\vartheta_1$  на тиристор  $VS$  подать импульс управления, то тиристор включится, так как к нему приложено положительное прямое напряжение. Прямое напряжение на тиристоре существует вплоть до момента времени  $\vartheta_2$ . Начиная с этого момента напряжение  $u_{ab}$  по абсолютному значению больше ЭДС  $E_{AB}$ . Под воздействием разности напряжений  $U_{AB} - u_{ab}$  в цепи протекает 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 в тиристоре после того, как напряжение  $u_{ab}$  по абсолютному значению будет больше напряжения  $U_d$  и станет равным нулю в момент времени  $\vartheta_3$ , соответствующий равенству заштрихованных областей на рис. 5.30, в.



Схемы зависимых инверторов по существу не отличаются от схем управляемых выпрямителей. Поэтому они могут рассматриваться как схемы реверсивных преобразователей, способных передавать электрическую энергию из сети в источник постоянного тока (выпрямительный режим) и наоборот (инверторный режим). Такие преобразователи являются преобразователями переменного (постоянного) тока, преобразующими переменный ток в постоянный и (или) наоборот [1]. Схема однополупериодного инвертора из-за плохих технико-экономических показателей редко применяется.

Рассмотрим работу в инверторном режиме однофазной двухполупериодной схемы со средней точкой и трехфазной мостовой схемы, которая наиболее часто применяется в инверторах средней и большой мощности. Предварительно более детально остановимся на процессе перехода от выпрямительного режима к инверторному. При этом примем допущения идеальности элементов преобразователей и источников (приемников) постоянного тока.

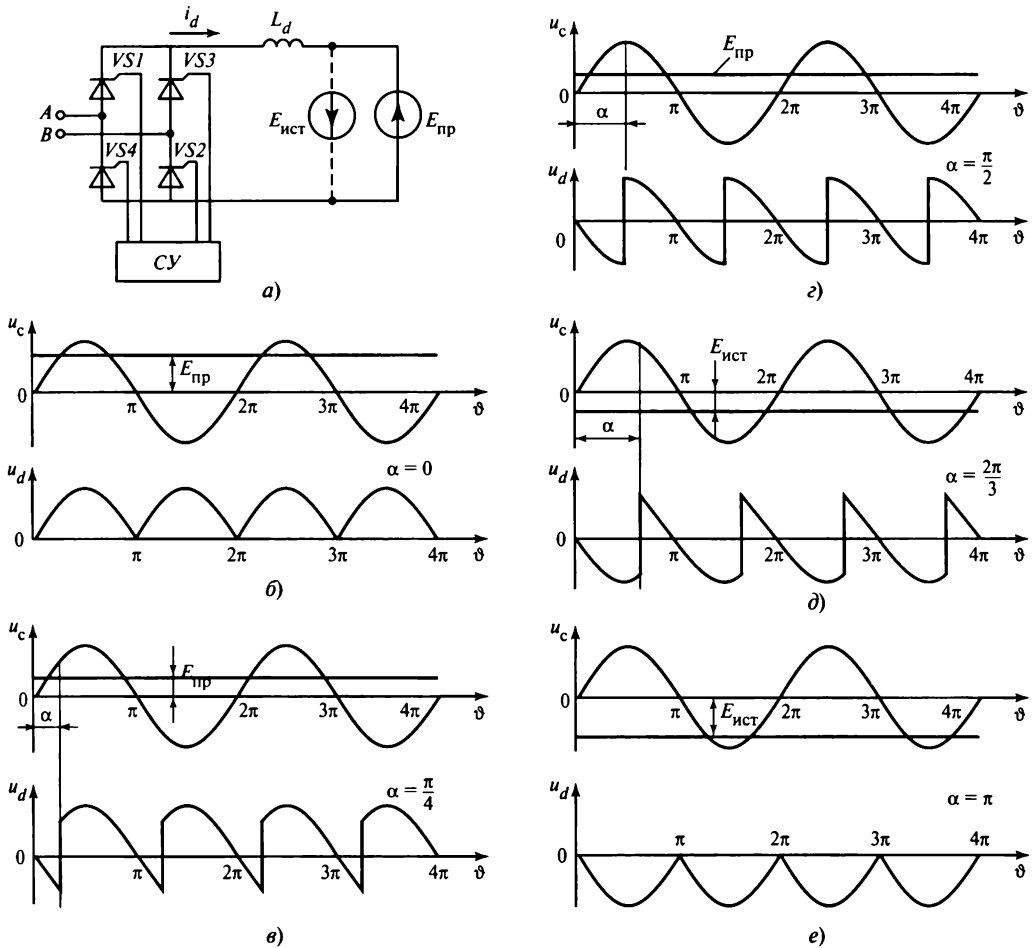
**Переход от выпрямительного режима работы к инверторному.** В начале этого раздела было отмечено, что переход из выпрямительного режима работы в инверторный и наоборот может осуществляться переключением полярности источника постоянного тока относительно общих выводов анодной и катодной групп тиристоры мостовой схемы.

На рис. 5.31, *a* представлена мостовая схема однофазного преобразователя, в котором схема подключения источника постоянного тока с ЭДС  $E_{\text{пр}}$  в инверторном режиме изображена пунктирными, а в выпрямительном с ЭДС  $E_{\text{ист}}$  — сплошными линиями.

Предположим, что индуктивность  $L_d$  достаточно велика и пульсацией постоянного тока можно пренебречь, т.е.  $\omega L_d = \infty$  при установившихся режимах работы с разными значениями угла управления  $\alpha$ , определяющими момент подачи системой управления  $CU$  импульсов управления токов в тиристоры.

На диаграммах рис. 5.31 приведены мгновенные значения напряжения  $u_d(\vartheta)$  на стороне постоянного тока преобразователя (до реактора  $L_d$ ). При принятых допущениях значения ЭДС источников равны, т.е.  $E_{\text{ист}} = E_{\text{пр}}$ . Будем считать, что ток в реакторе  $L_d$  во всех режимах равен среднему значению тока  $I_d$ . При изменении угла  $\alpha$ , согласно диаграммам на рис. 5.31, такое условие в установившихся режимах может быть выполнено, если напряжение источника (приемника) постоянного тока также изменяется со значениями углов управления  $\alpha$  преобразователя.

На диаграммах рис. 5.31 углы  $\alpha = 0$  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  $L_d$ , остаются неизменными, так как было принято допущение 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  $\alpha > \pi/2$  среднее напряжение  $U_d$  изменяет свой знак (становится встречным для тока  $I_d$ ), что соответствует режиму инвертирования, т.е. передаче потока электроэнергии от источника  $E_{\text{пр}}$  через тиристор-



**Рис. 5.31. Однофазный мостовой преобразователь:**  
 а — схема; б—е — диаграммы напряжения при различных углах  $\alpha$

ный мост преобразователя в сеть переменного тока. На рис. 5.32 представлены диаграммы напряжения сети и входного тока  $i_c$  инвертора на стороне сети, имеющего при принятых допущениях форму меандра. Если учесть только первую гармонику этого тока, то для различных режимов работы можно составить векторные диаграммы (рис. 5.33), из которых видно, что тиристорный преобразователь переменного (постоянного) тока с естественной коммутацией может работать в двух квадрантах комплексной плоскости, в которых располагаются возможные векторные значения первой гармоники переменного тока.

Из диаграмм рис. 5.33 видно, что при переходе в инверторный режим управления угол  $\alpha$  становится больше  $\pi/2$ . В этом режиме тиристорный преобразователь

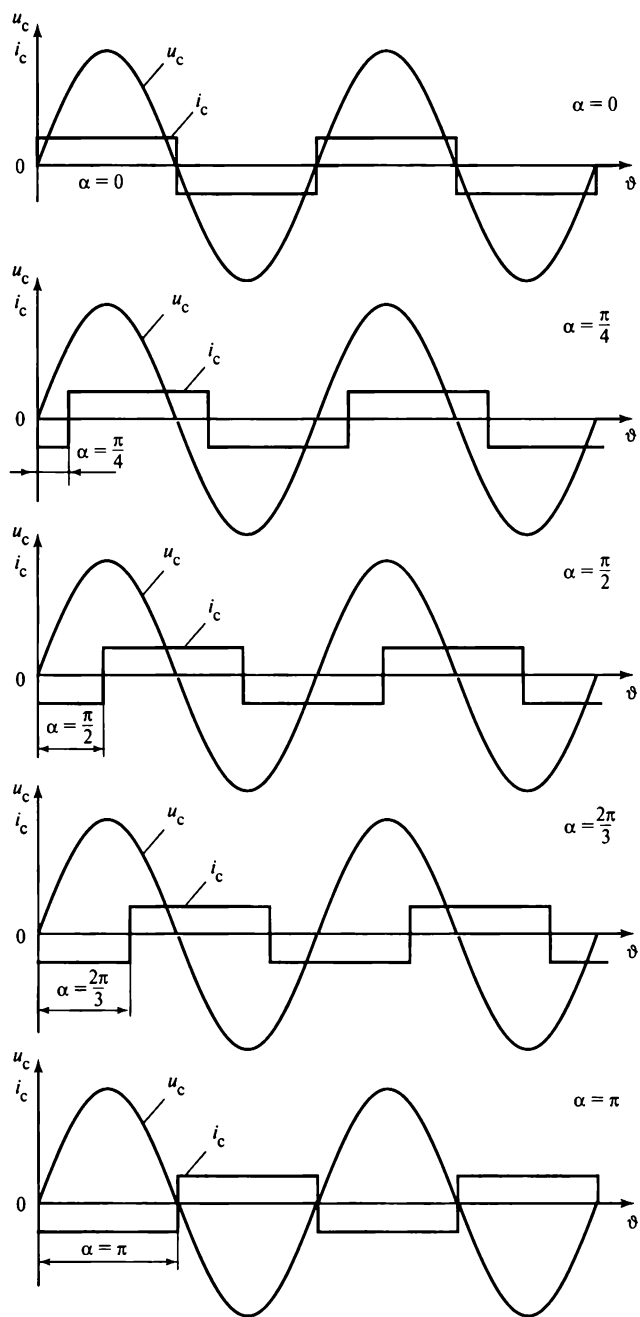


Рис. 5.32. Диаграммы тока и напряжения

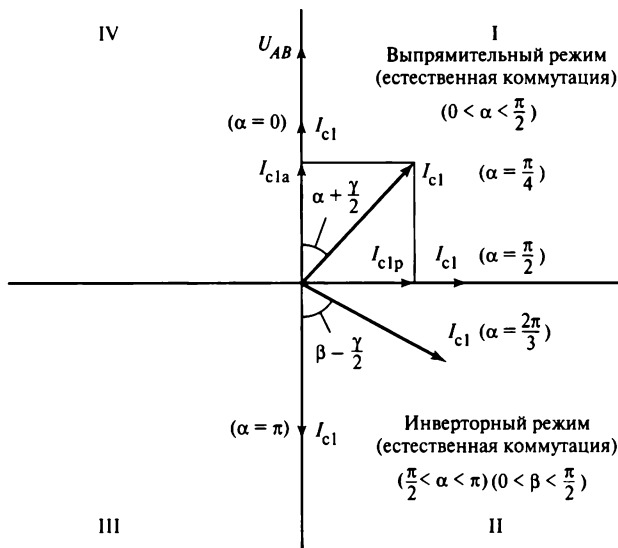


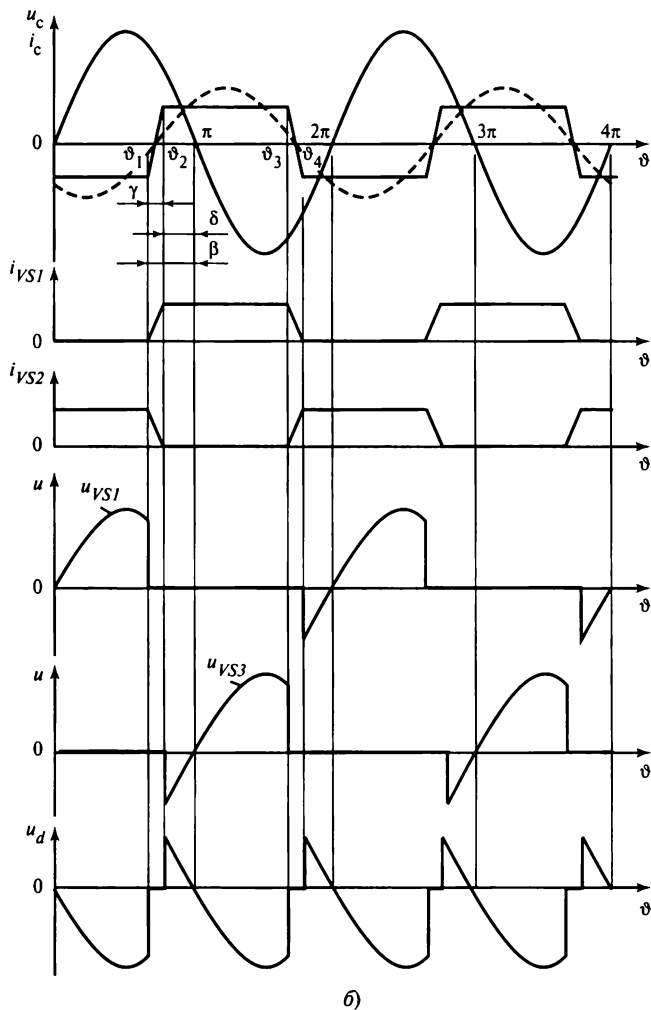
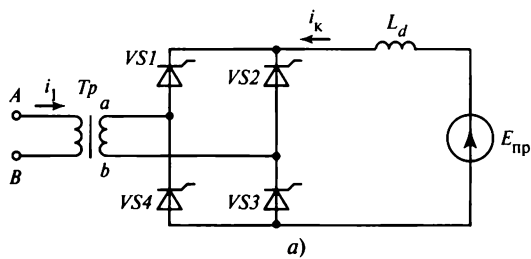
Рис. 5.33. Векторные диаграммы

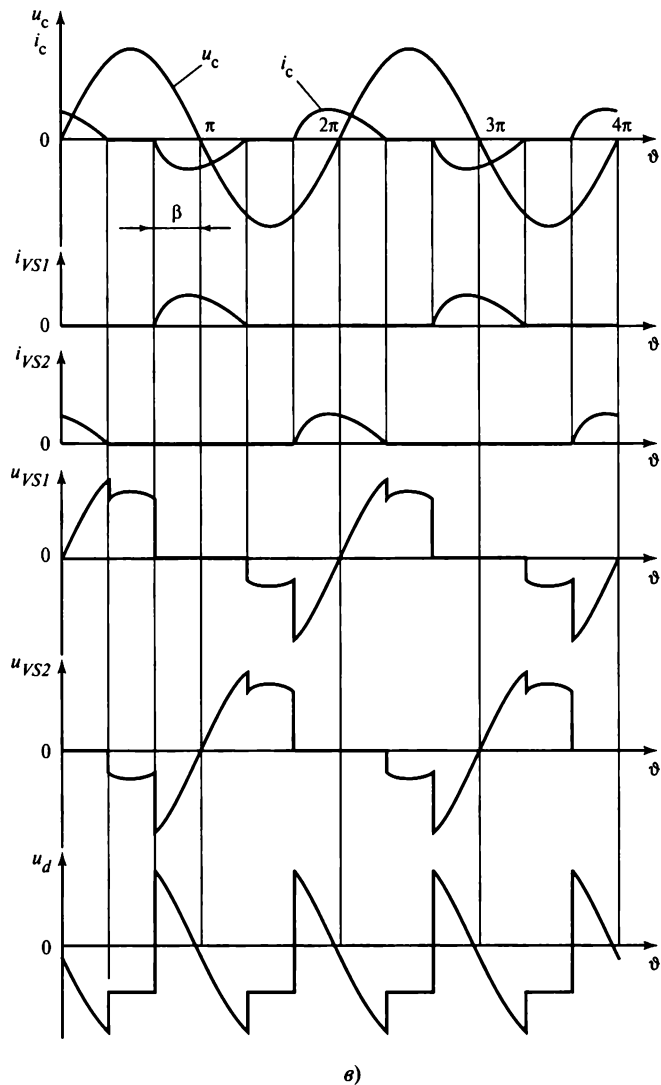
становится звеном, преобразующим постоянный ток в переменный и передающим энергию источника постоянного тока от ЭДС  $E_{\text{ист}}$  в сеть. При этом на стороне постоянного тока (до реактора  $L_d$ ) формируется пульсирующая противоЭДС инвертора  $U_{di}$  с полярностью, противоположной ЭДС выпрямителя и направленной встречно ЭДС источника  $E_{\text{ист}}$ .

Следует отметить, что режим работы с углом  $\alpha = \pi$  возможен при идеальных тиристорах, способных мгновенно восстановить свою запирающую способность. С учетом реальных значений времени выключения тиристорov, индуктивности рассеяния согласующего трансформатора  $L_s$  и других факторов диапазон изменения угла  $\alpha$  в инверторном режиме будет меньше  $\pi/2 \div \pi$ . Поэтому рассмотрим влияние параметров схемы на работу тиристорных преобразователей в инверторном режиме на примере однофазной и трехфазной мостовых схем.

### 5.3.2. Работа основных схем в инверторном режиме

**Однофазный мостовой инвертор.** На рис. 5.34 представлена мостовая схема инвертора. Предположим, что ток проводят тиристоры  $VS1$ ,  $VS2$ . В этом случае энергия от источника постоянного тока поступает через трансформатор в сеть. Это обусловлено тем, что ток  $i_c$  в первичной обмотке трансформатора  $Tr$  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. 5.34. Однофазный мостовой инвертор:**

*a* — 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

Для обеспечения инверторного режима угол управления  $\alpha$  должен быть больше  $\pi/2$ . Поэтому при анализе схем управления в инверторном режиме принято отсчитывать в сторону опережения (влево) (рис. 5.34, в) относительно сдвинутых на угол  $\alpha$  моментов времени естественной коммутации в схемах с неуправляемыми диодами (или относительно углов  $\alpha = 0$ ,  $\alpha = \pi$ ,  $\alpha = 2\pi$  и так далее в схемах с тиристорами). Угол, исчисляемый по такому принципу, называется углом опережения и обозначается  $\beta$ . Угол  $\beta$  связан с углом  $\alpha$  соотношением

$$\beta = \pi - \alpha. \quad (5.81)$$

Предположим, что на интервале времени от 0 до  $\vartheta_1$  ток проводили тиристоры  $VS3$  и  $VS4$ . В момент времени  $\vartheta_1$  на тиристоры  $VS1$  и  $VS2$  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 в тиристорах, т.е. начинается процесс естественной коммутации. Когда в момент времени  $\vartheta_2$  процесс коммутации заканчивается (длительность его так же, как и в выпрямительном режиме, выражается углом  $\gamma$ ), тиристоры выключаются и к ним прикладывается обратное напряжение  $u_{ab}$ . В результате тиристоры  $VS3$  и  $VS4$  восстанавливают запирающую способность до тех пор, пока напряжение  $u_{ab}$  не изменит свой знак (когда потенциал точки  $b$  станет больше потенциала точки  $a$ ). Угол, соответствующий этому интервалу времени, называется *углом запаса* и обозначается  $\delta$ . Углы  $\beta$ ,  $\gamma$  и  $\delta$  связаны соотношением

$$\beta = \gamma = \delta. \quad (5.82)$$

Тиристоры  $VS1$  и  $VS2$  проводят ток до момента времени  $\vartheta_4$ . Перед этим, в момент времени  $\vartheta_3$ , импульсы управления поступают на тиристоры  $VS3$  и  $VS4$ , в результате чего происходит процесс коммутации и тиристоры  $VS3$  и  $VS4$  включаются, а  $VS1$  и  $VS2$  выключаются. Далее эти процессы периодически повторяются.

Из характера электромагнитных процессов видно, что они во многом сходны с процессами, протекающими при работе выпрямителя на противоЭДС. Основное различие 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  $\beta$  относительно сдвинутых на угол  $\pi$  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. 5.34, б).

Векторные диаграммы тока  $i_{c1}$  и напряжения  $u_{ab}$  для выпрямительного и инверторного режимов работы преобразователя показаны на рис. 5.33. В выпрямительном режиме первая гармоника тока сдвинута относительно напряжения в сторону отставания приблизительно на угол  $\alpha + \gamma/2$  (см. § 5.2). 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 также противоЭДС инвертора, имеет пульсацию, которая зависит от углов  $\beta$  и  $\gamma$  и определяется по тем же соотношениям, что и для выпрямительного режима, если угол  $\alpha$  в них заменить на угол  $\beta$ . Среднее значение напряжения  $U_d$  равно напряжению источника  $E_{ист}$ .

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  $U_d$  описывается соотношением, подобным выражению для среднего значения выпрямленного напряжения выпрямителя. В режиме холостого хода инвертора напряжение равно

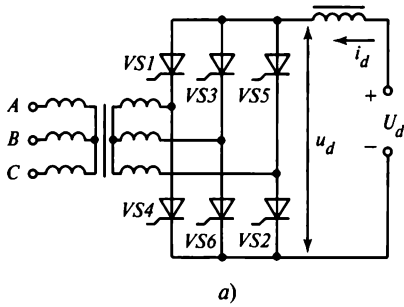
$$U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{ab} \cos \beta. \quad (5.83)$$

Другие соотношения также подобны приведенным в § 5.2 для активно-индуктивной нагрузки однофазного выпрямителя при непрерывном токе в реакторе. В режиме работы с прерывистым током  $i_d$  (рис. 5.34, в) аналитические выражения связи между параметрами схемы значительно усложняются, так же как и в выпрямительном режиме.

**Трехфазный мостовой инвертор.** На рис. 5.35 представлены схема трехфазного мостового тиристорного инвертора и диаграммы токов и напряжения на ее элементах при идеальной сглаженности тока  $I_d$ . В этой схеме (рис. 5.35, а), так же как и в однофазной, импульсы управления подаются на тиристоры с опережением на угол  $\beta$  относительно моментов времени, соответствующих началу коммутации тиристоров при работе схемы в режиме неуправляемого выпрямителя ( $\alpha = 0$ ,  $\alpha = \pi$ ,  $\alpha = 2\pi$  и т.д.). Эти моменты времени соответствуют прохождению через нуль линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора, т.е. пересечению синусоид напряжений фаз  $u_a$ ,  $u_b$  и  $u_c$ . На интервале  $\vartheta_0 - \vartheta_1$  под воздействием напряжения источника  $E_{ист}$  ток  $I_d$  проходит через тиристоры  $VS1$ ,  $VS2$  и вторичные обмотки трансформатора (фазы  $a$  и  $c$ ). При этом мгновенное значение противоЭДС инвертора (рис. 5.35, б) равно разности напряжения  $u_c$  и  $u_a$ .

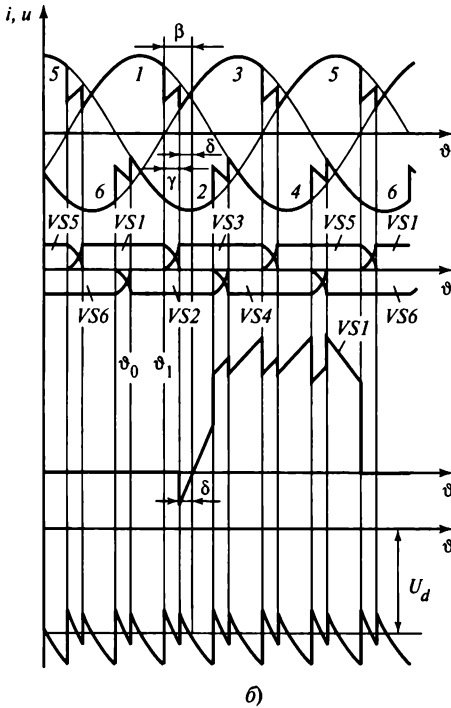
В момент времени  $\vartheta_1$ , определяемый углом опережения  $\beta$ , который задается системой управления инвертором, подается импульс управления на тиристор  $VS3$ . Этот тиристор включается, в результате чего фазы  $a$  и  $b$  вторичных обмоток трансформатора оказываются замкнутыми накоротко и в них протекает ток короткого замыкания, направленный встречно току  $i_{VS1}$ . Начинается процесс коммутации, аналогичный процессу коммутации в трехфазной мостовой схеме выпрямителя (см. § 5.2), длительность которого выражается углом  $\gamma$ . Напряжение  $U_d$  на интервале коммутации становится равным напряжению  $u_c$  минус полусумма напряжений





**Рис. 5.35. Трехфазный мостовой инвертор:**

*a* — электрическая схема; *б* — диаграммы тока и напряжения на элементах схемы



$u_a$  и  $u_b$ . После окончания процесса коммутации ток  $I_d$  будут проводить тиристоры  $VS2$  и  $VS3$ , а к тиристору  $VS1$  будет приложено обратное напряжение в течение времени, определяемого углом  $\delta$ .

Далее коммутация тиристоров идет в соответствии с их нумерацией, указанной на рис. 5.35, б. Длительность проводящего интервала каждого вентиля равна  $2\pi/3 + \gamma$ .

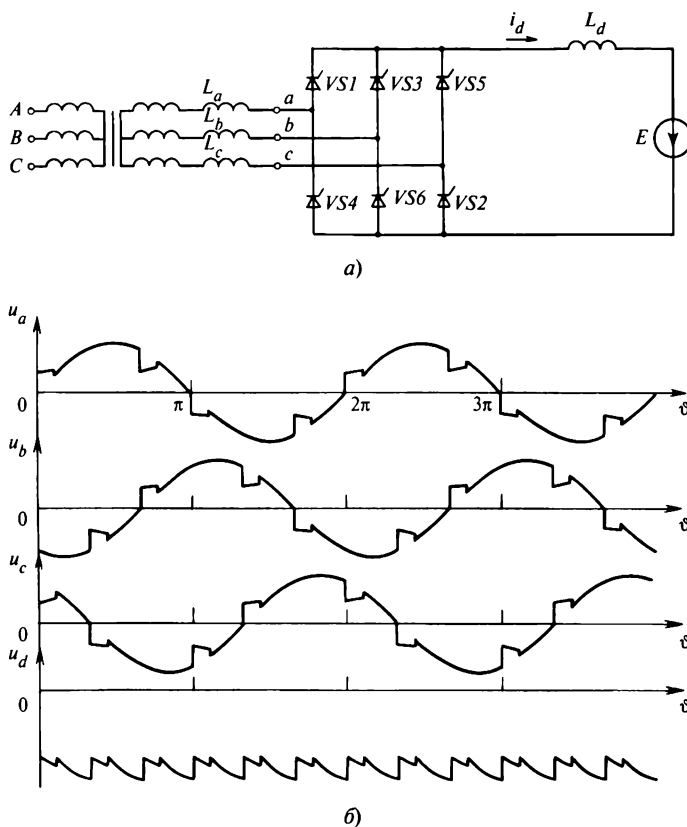
Процессы коммутации как в инверторном, так и в выпрямительном режимах работы преобразователей вызывают периодические провалы напряжения на стороне постоянного тока. Кроме того, одновременно появляются провалы и всплески в сетевом напряжении переменного тока. Например, полагая эквивалентную индуктивность фазы (включающую в себя в основном индуктивность рассеяния трансформатора) подключенной непосредственно к выводам схемы преобразователя на рис. 5.36, а, получаем напряжение на выводах схемы, которое будет соответствовать диаграммам на рис. 5.36, б. Площади провалов и всплесков напряжения определяются углом коммутации  $\gamma$  и, следовательно, зависят от индуктивности  $L_S$  каждой фазы и тока нагрузки  $I_d$ :

$$\Delta S_1 = \frac{X_s}{2} I_d; \quad \Delta S_2 = 2X_s I_d; \quad X_s = -\omega L_s. \quad (5.84)$$

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 напряжения фазы на выходе трансформатора соотношением

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_\phi \cos \beta. \quad (5.85)$$



**Рис. 5.36. Трехфазный мостовой инвертор с эквивалентной входной индуктивностью:**  
 а — схема; б — диаграммы напряжения на выводах схемы

Остальные соотношения для описания инверторного режима подобны соотношениям, приведенным для трехфазной схемы, работающей в выпрямительном режиме на активно-индуктивную нагрузку при непрерывном токе  $i_d$ .

### 5.3.3. Мощность инвертора, ведомого сети

При рассмотрении принципа действия инвертора, ведомого сети, было сказано, что первая гармоника несинусоидального тока сети сдвинута относительно напряжения сети на угол, примерно равный  $\beta - \frac{\gamma}{2}$ . Инвертор, ведомый сети, передавая активную мощность от источника постоянного тока в сеть, 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

$$P = U_d I_d, \quad (5.86)$$

где  $U_d$  и  $I_d$  — напряжение источника и среднее значение тока на входе инвертора.

Эту же мощность на стороне переменного тока (например, для однофазной схемы) можно выразить с учетом того, что угол сдвига между первой гармоникой сетевого тока и напряжением сети примерно равен  $\beta - \frac{\gamma}{2}$ :

$$P = U_c I_{c1} \cos \left( \beta - \frac{\gamma}{2} \right), \quad (5.87)$$

где  $U_c$  и  $I_{c1}$  — действующие значения напряжения и первой гармоники тока в сети.

Из (5.86) и (5.87) следует, что

$$I_{c1} = I_d \frac{U_d}{U_c \cos \varphi_1}, \quad (5.88)$$

где  $\cos \varphi_1 \approx \cos \left( \beta - \frac{\gamma}{2} \right)$ .

Реактивная мощность первой гармоники тока, генерируемого сетью в инвертор, определяется из соотношения

$$Q = U_c I_{c1} \sin \left( \beta - \frac{\gamma}{2} \right) = P \operatorname{tg} \left( \beta - \frac{\gamma}{2} \right). \quad (5.89)$$

Инвертор также создает в сети высшие гармоники тока. Например, в однофазной схеме со средней точкой при  $\omega L_d = \infty$  при пренебрежении углом коммутации  $\gamma$  ток сети имеет прямоугольную форму и может быть представлен следующим гармоническим рядом:

$$i_c = \frac{4I}{\pi} \left( \sin \vartheta + \frac{1}{3} \sin 3\vartheta + \frac{1}{5} \sin 5\vartheta + \dots \right). \quad (5.90)$$

Аналогичный вид имеет гармонический состав первичного тока схемы, работающей в выпрямительном режиме.

Степень несинусоидальности тока может быть оценена через коэффициент искажения  $\nu$ , который определяется типом схемы и зависит от угла  $\gamma$ , индуктивности  $L_s$ , среднего значения тока  $I_d$ .

В этом случае полная мощность инвертора на стороне переменного тока равна

$$S = U_c I_c = U_c \sqrt{I_{c1}^2 + \sum_{n=3}^{\infty} I_{cn}^2}. \quad (5.91)$$

С учетом высших гармоник коэффициент мощности инвертора определяется по формуле

$$\chi = \frac{P}{S} \cong v \cos \left( \beta - \frac{\gamma}{2} \right). \quad (5.92)$$

Возможности повышения коэффициента мощности путем уменьшения угла  $\beta$  ограничены условиями естественной коммутации тиристоров, согласно которым угол  $\delta = \beta - \gamma$  должен быть всегда больше значения  $\delta_{\min}$ , о чем более подробно будет сказано ниже.

Следует отметить, что перевод инвертора в режим работы с отстающими значениями угла  $\beta$  приводит к тому, что из потребителя реактивной мощности он становится ее генератором. На рис. 5.33 выделены области возможных изменений вектора первой гармоники тока сети преобразователя с естественной коммутацией тиристоров.

Область I соответствует изменению угла управления  $\alpha$  от 0 до  $\pi/2$ , или выпрямительному режиму работы с потреблением из сети реактивной мощности.

Область II соответствует изменению угла  $\alpha$  от  $\pi/2$  до  $\pi$  (угол  $\beta$  от 0 до  $\pi/2$ ), или инверторному режиму с потреблением из сети реактивной мощности.

### 5.3.4. Основные характеристики инверторов, ведомых сетью

При анализе нормальных режимов работы инвертора важно знать 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 на тиристорах и активных сопротивлениях элементов 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  $\Delta U$  на интервалах коммутации. В отличие от выпрямителей, у которых падение напряжения вычитается из напряжения холостого хода, в ведомых инверторах эти составляющие суммируются:

$$U_d = U_{d0} + \Delta U. \quad (5.93)$$

Значения  $U_{d0}$  и  $\Delta U$  для различных схем инверторов могут быть вычислены по соотношениям, аналогичным для управляемых выпрямителей. Падение напряже-

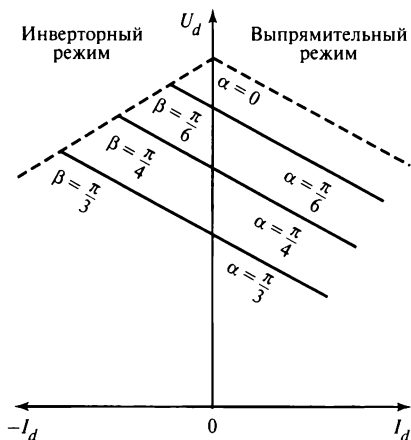


Рис. 5.37. Входные характеристики однофазного инвертора

ния  $\Delta U$  зависит от входного тока преобразователя и представляет собой входную характеристику следующего вида:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos \beta + \frac{I_d x_s}{\pi}. \quad (5.94)$$

На рис. 5.37 в левой полуплоскости представлены входные характеристики однофазного инвертора при различных углах  $\beta$ , построенные по уравнению (5.94). Эти характеристики в отличие от внешних характеристик выпрямителя, которые представлены на рис. 5.37 в правой полуплоскости, возрастают (напряжение увеличивается при увеличении тока). При этом внешние характеристики выпрямителя являются продолжением входных характеристик инвертора при условии равенства углов  $\alpha$  и  $\beta$ .

При увеличении входного напряжения  $U_d$  увеличиваются ток  $I_d$  и угол коммутации  $\gamma$ , т.е. при неизменном значении угла опережения  $\beta$  уменьшается угол  $\delta$  выключения тиристорov. Минимально допустимое значение угла  $\delta_{\min}$  определяется частотой напряжения сети и типом тиристорov. Из (5.94) следует, что чем больше угол опережения  $\beta$  инвертора, тем больше допустимое значение угла коммутации  $\gamma$ , а следовательно, и тока  $I_d$ . Предельно допустимое значение тока  $I_d$  можно определить следующим образом.

Предположим, что схема работает в выпрямительном режиме с углом управления  $\alpha$ , числом равным углу  $\delta_{\min}$ . Внешняя характеристика выпрямителя при этом значении угла  $\alpha$  показана на рис. 5.37 штриховой линией в области выпрямительного режима. Перестроим эту характеристику в области инверторного режима. (Она также показана штриховой линией.) Точки пересечения этой характеристики со входными характеристиками инвертора будут определять предельно допустимые по току  $I_d$  режимы работы инвертора для разных значений угла  $\beta$ . Для однофазного инвертора внешняя характеристика определяется уравнением

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos \delta_{\min} + \frac{I_d x_s}{\pi}. \quad (5.95)$$

Так как по этой характеристике можно определить предельно допустимые нагрузки инвертора, то она называется *ограничительной*.

Напряжения на шинах постоянного тока преобразователей при  $I_d = 0$  (т.е. при холостом ходе) одинаковы для выпрямительного и инверторного режимов и зависят от угла  $\beta$  (или  $\alpha$ ). Эту зависимость называют *регулирующей характеристикой*.

Рассмотренные 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. Это свойство обратимости широко используется в технике, особенно в области электропривода постоянного тока.

Предположим, что электрическая машина постоянного тока  $M$  работает в двигательном режиме и подключена к тиристорному преобразователю, работающему в выпрямительном режиме (рис. 5.38). Для эффективного и быстрого торможения двигателя необходимо, чтобы энергия, накопленная в инерционных частях машины, по возможности быстрее была передана другому объекту, например возвращена в сеть переменного тока. Для этого в схеме достаточно переключить контакторы ( $K1$  замкнуть, а  $K2$  разомкнуть) и перевести углы управления в область, обеспечивающую инверторный режим работы схемы. При этом энергия, накопленная в двигателе, передается в сеть и двигатель тормозится. В технической литературе такой режим называется *режимом рекуперации*.

При работе инверторов, ведомых сетью, могут возникать аварийные режимы, обусловленные теми же причинами, что и в выпрямителях, например пробоем тиристоров, короткими замыканиями в трансформаторе и т.п. Однако аварийным режимом, характерным для инверторов, ведомых сетью, является режим «опрокидывания», обусловленный уменьшением угла  $\delta$  ниже допустимого значения  $\delta_{\min}$ . В этом случае тиристоры схемы не успевают восстановить запирающую способность, когда напряжение на них становится прямым, и поэтому остаются в проводящем состоянии. В результате источник постоянного тока оказывается замкнутым через два тиристора. В трехфазной мостовой схеме протекание аварийного процесса при «опрокидывании» обычно разделяют на два этапа: замыкание накоротко цепи постоянного тока и замыкание накоротко всех силовых цепей, включая цепь переменного тока. Для предотвращения выхода из строя элементов схемы при такой аварии необходимо применять быстродействующие средства защиты, обеспечивающие аварийные отключения инвертора от внешних источников напряжения.

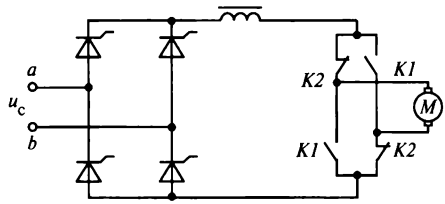


Рис. 5.38. Схема реверсивного управления электрическим двигателем

### Контрольные вопросы

1. Поясните причину повышения входного напряжения  $U_d$  инвертора при увеличении тока  $I_d$ .
2. Чем ограничено минимальное значение угла инвертирования  $\beta$  в зависимом инверторе?
3. Рассчитайте значение полной мощности зависимого трехфазного мостового инвертора при следующих условиях:  $\omega L_d = \infty$ ; действующее значение фазового напряжения  $U_\phi = 220$  В; активная мощность, поступающая от источника постоянного тока,  $P_d = 100$  кВт; угол  $\beta = \pi/6$ . Силовые элементы схемы инвертора считать идеальными, угол  $\gamma = 0$ .

4. В задаче с условиями п. 3 определите мощность искажения и реактивную мощность основной гармоники.

5. Однофазный преобразователь переменного/постоянного тока работал в выпрямительном режиме при непрерывном токе реактора с коэффициентом сдвига первой гармоники  $\cos\varphi_1$  и углом коммутации  $\gamma$ . Как изменится угол управления тиристорами после перехода преобразователя в инверторный режим при сохранении неизменными параметров сети переменного тока, напряжения источника постоянного тока и среднего значения тока реактора  $I_d$ ?

## 5.4. Прямые преобразователи частоты с естественной коммутацией тиристорov

### 5.4.1. Принцип прямого преобразования частоты тиристорными преобразователями

*Преобразованием частоты* называется процесс преобразования переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты. Рассмотрим прямые тиристорные преобразователи частоты с естественной коммутацией. (Другие виды преобразователей, выполненные на основе полностью управляемых ключей, рассматриваются в гл. 7.)

Прямые преобразователи частоты, т.е. с однократным преобразованием электроэнергии, называются *преобразователями с непосредственной связью* или *циклоконвертерами*.

Число фаз входного и выходного напряжения в преобразователях с непосредственной связью является существенным признаком их классификации, так как оно определяет структуру построения схемы преобразователя. Следует отметить, что многофазные преобразователи этого класса имеют удовлетворительные технико-экономическими характеристиками и получили большое распространение [67].

Рассмотрим принцип работы преобразователя с непосредственной связью и естественной коммутацией на примере трехфазно-однофазной схемы (рис. 5.39, а). В схеме преобразователя можно выделить две группы тиристорov: группу I — катодную ( $VS1—VS3$ ) и группу II — анодную ( $VS4—VS6$ ). Допустим, что нагрузка  $Z_n$  активная. Импульсы управления поступают на тиристоры анодной и катодной групп поочередно. Когда импульсы управления  $i_{y1} - i_{y3}$ , синхронизированные по частоте с напряжением сети, подаются на тиристоры  $VS1—VS3$  катодной группы, она работает в режиме выпрямления (по трехфазной схеме со средней точкой), формируя на нагрузке положительную полуволну напряжения относительно нулевого вывода трансформатора (рис. 5.39, б). Импульсы управления поступают на тиристоры со сдвигом относительно нулевых значений линейных напряжений сети на угол  $\alpha$ . При работе тиристорov  $VS4—VS6$  анодной группы на нагрузке относительно нулевого вывода трансформатора формируется отрицательная полуволна напряжения. В результате циклической работы тиристорov на нагрузке создается переменное напряжение частотой основной гармоники  $f_2$  более низкой, чем частота сети  $f_1$ .

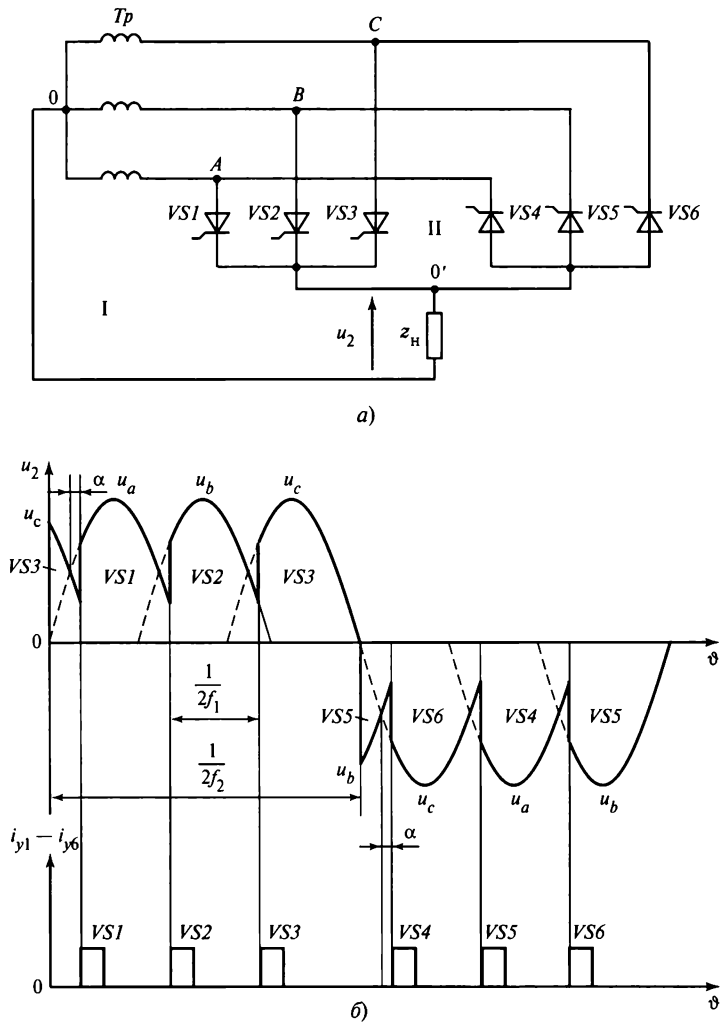


Рис. 5.39. Преобразователь частоты с непосредственной связью:  
 а — схема; б — диаграммы напряжения и тока при активной нагрузке

Частота  $f_2$  определяется временем, в течение которого ток проводят тиристоры каждой группы. Изменением угла  $\alpha$  можно регулировать выходное напряжение. Для исключения постоянной составляющей в напряжении на нагрузке время работы анодной и катодной групп тиристоров должно быть равным. Из диаграммы выходного напряжения при активной нагрузке (рис. 5.39, б) видно, что тиристоры катодной группы включаются только после снижения до нуля полу-волны напряжения, формируемой анодной группой, и наоборот. Это объясняется тем, что тиристоры находятся во включенном состоянии до тех пор, пока ток в них (в рассматриваемом случае ток совпадает по фазе с напряжением) не спадет до нуля.



В трехфазно-однофазной схеме тиристоры каждой группы коммутируют между собой (внутригрупповая коммутация) через интервал времени, равный  $\pi/3$ . Поэтому без учета интервала коммутации можно записать следующее выражение длительности одной полуволны выходного напряжения:

$$\frac{1}{2f_2} = \frac{2\pi}{3} n + \left( \pi - \frac{2\pi}{3} \right) = \frac{\pi}{3} (2n + 1), \quad (5.96)$$

где  $n$  — число участков синусоид в полуволне,  $n = 1, 2, 3, \dots$ ;  $\pi - \frac{2\pi}{3}$  — угол спада до нуля заднего фронта полуволны выходного напряжения (см. рис. 5.39).

В общем случае при числе фаз сети равном  $m$  связь частот выходного и входного напряжения выражается соотношением

$$f_2 = \frac{mf_1}{2 + m}, \quad (5.97)$$

где  $f_1$  и  $f_2$  — частоты входного и выходного (основной гармоники) напряжения.

Из (5.97) видно, что частота выходного напряжения  $f_2$  может принимать только дискретные значения при изменении числа  $n$ . Например, при числе фаз питающей сети  $m = 3$  и частоте  $f_1 = 50$  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  $\varphi_{\Pi}$

между окончанием работы предыдущей группы и началом работы последующей группы тиристоров. В этом случае связь частот  $f_1$  и  $f_2$  может быть выражена соотношением

$$f_2 = \frac{f_1 m \pi}{\pi(n + m) + \varphi_{\Pi} m}. \quad (5.98)$$

При активно-индуктивной нагрузке моменты прохождения через нуль полуволны выходного напряжения не соответствуют нулевым значениям токов нагрузки, так как индуктивность нагрузки обуславливает запаздывание тока относительно напряжения. В этом случае для обеспечения протекания тока из цепи нагрузки в сеть (возврата в сеть энергии, накопленной в индуктивности, т.е. ее рекуперации), соответствующую группу тиристоров переводят в инверторный режим работы. Например, если группа тиристоров I работала в выпрямительном режиме с углом управления  $\alpha$ , то начиная с определенного момента времени импульсы управления тиристоров группы I поступают со сдвигом на угол  $\beta$  в сторону опережения относительно напряжения питающей сети. 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. При инверторном режиме работы тиристоров группы I происходит возврат в сеть энергии, накопленной в реакторе, и снижение тока нагрузки до нуля. Затем система управления преобразователем обеспечивает паузу  $\varphi_{\Pi}$ , после которой начинает работать в выпрямительном режиме группа тиристоров II, которые переходят

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 соединена в мостовую трехфазную схему. Существует много вариантов схем с непосредственной связью, позволяющих получить на выходе преобразователя трехфазную систему напряжений. В схеме на рис. 5.40, *а* каждая фаза состоит из двух групп, выполненных по трехфазной схеме с нулевым выводом, а на рис. 5.40, *б* — на основе трехфазной мостовой.

Схемы преобразователей с непосредственной связью и естественной коммутацией тиристоров сравнительно просты (имеется в виду силовая часть схемы) и имеют относительно высокие 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  $\alpha = \beta$  (см. рис. 5.40), то входное напряжение сильно искажается и содержит высшие гармоники большой амплитуды. Для снижения уровня высших гармоник и, следовательно, обеспечения синусоидальности выходного напряжения применяют управление углами управления по арккосинусному закону. Кроме того, повышают число пульсаций, обусловленных коммутацией тиристоров, аналогично тому, как это делают в многофазных схемах выпрямления.

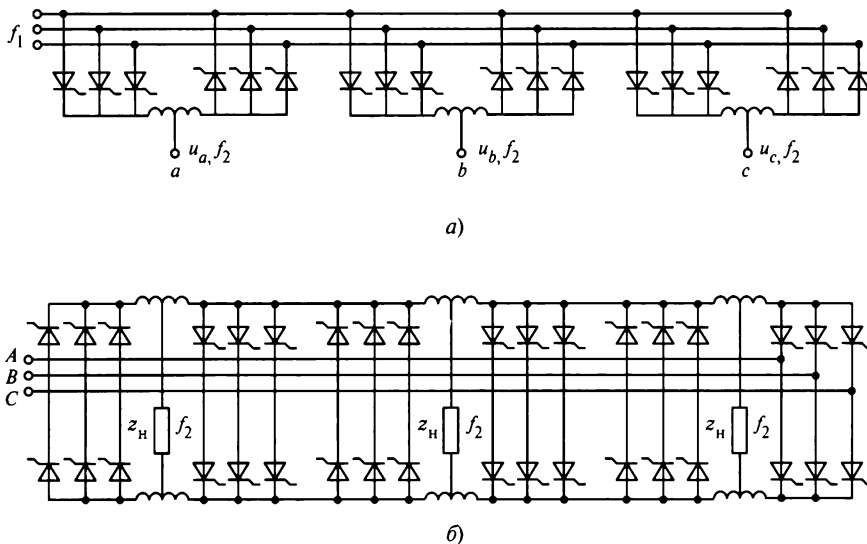


Рис. 5.40. Преобразователь частоты с трехфазным выходом:

*а* — на основе тиристорных групп с нулевым выводом; *б* — на основе тиристорных мостовых групп

### 5.4.2. Уменьшение искажений выходного напряжения преобразователя частоты

Обычно нагрузка преобразователя имеет активно-индуктивный характер. При работе преобразователя на такую нагрузку необходимо обеспечить непрерывность выходного напряжения, чтобы тиристоры каждой группы могли работать в выпрямительном и инверторном режимах.

Так как тиристорные группы имеют одностороннюю проводимость тока, то положительная волна тока формируется тиристорами группы I, а отрицательная — тиристорами группы II (см. рис. 5.39). Поэтому при активно-индуктивной нагрузке в течение каждого полупериода выходного напряжения ток будут проводить обе группы. На рис. 5.41 представлены кривые первых гармоник тока  $i_{1н}$  и напряжения  $u_{1н}$  на выходе преобразователя при активно-индуктивной нагрузке. На интервале  $0—\vartheta_1$  имеет место инверторный режим работы тиристоров IIб (рис. 5.41) и ток проводят тиристоры группы II. Далее ток проводят тиристоры группы I, работающие в выпрямительном режиме Ia на интервале  $\vartheta_1 - \pi$ . В момент времени  $\vartheta = \pi$  тиристоры группы I переходят в инверторный режим Ib и т.д.

Для плавного перехода от выпрямительного режима к инверторному применяют согласованное управление тиристорами I и II групп.

Принцип этого управления состоит в подаче импульсов управления так, чтобы тиристоры группы I могли работать один полупериод в выпрямительном режиме с углом  $\alpha \leq \frac{\pi}{2}$ , 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 двумя группами могут возникнуть значительные уравнительные токи. Для их уменьшения углы  $\alpha$  и  $\beta$  выбирают так, чтобы средние значения напряжения выпрямительного и инверторного режимов были равны между собой, т.е. соблюдалось равенство  $\alpha$  и  $\beta$ . Уравнительный ток, обусловленный разностью мгновенных значений напряжения групп, ограничивается реактором, включенным в цепи, объединяющие обе группы тиристоров.

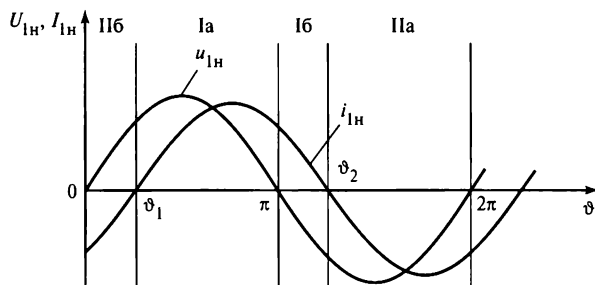


Рис. 5.41. Обеспечение синусоидальности выходного напряжения в преобразователе частоты с непосредственной связью изменением угла управления

Выходное напряжение такого преобразователя в общем случае несинусоидально. Гармонический состав выходного напряжения зависит от закона изменения углов  $\alpha$  и  $\beta$ , числа фаз сети, отношения частот входного и выходного напряжения и т.п.

Содержание высших гармоник в выходном напряжении может быть значительно уменьшено, если углы управления  $\alpha$  и  $\beta$  изменять по арккосинусному закону

$$\alpha = \pi - \beta = \arccos(k \sin \omega_2 t), \quad (5.99)$$

где  $k$  — отношение амплитуд напряжения на входе и выходе преобразователя;  $\omega_2$  — частота выходного напряжения.

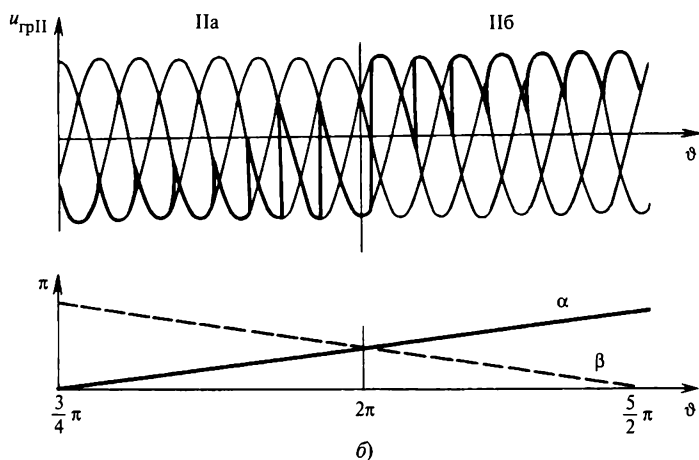
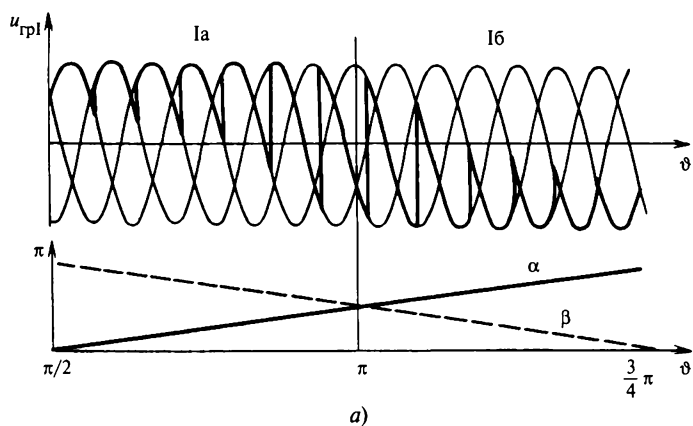


Рис. 5.42. Диаграммы выходного напряжения преобразователя и углов управления преобразователя:

$a$  — при работе тиристоров группы I;  $b$  — при работе тиристоров группы II

При  $k = 1$  углы  $\alpha$  и  $\beta$  должны изменяться линейно во времени, т.е. арккосинусная функция превращается в линейную функцию  $\vartheta = \omega_2 t$ , изменяющегося от 0 до  $\pi$ .

На рис. 5.42 приведены диаграммы, поясняющие принцип управления тиристорным преобразователем.

В течение первого полупериода (от  $\vartheta_2 = \frac{\pi}{2}$  до  $\vartheta_2 = \pi$ ,  $\vartheta_2 = \omega_2 t$ ) тиристоры группы I подготовлены к работе в выпрямительном режиме и импульсы управления поступают на тиристоры этой группы с углом  $\alpha$ , который принимает значения  $0 \div \alpha - \frac{\pi}{2}$  (угол  $\vartheta_2 = \frac{\pi}{2}$  соответствует прохождению полуволны выходного напряжения через максимум, а при значении угла  $\vartheta_2 = 0$  — через нуль). Режим работы тиристоров группы I на интервале  $\frac{\pi}{2} - \pi$  в выпрямительном режиме обозначен Ia, а в инверторном Ib. Одновременно тиристоры группы II подготовлены для работы в выпрямительном режиме с углом  $\beta$ , который принимает на этом интервале значения  $0 \div \beta - \frac{\pi}{2}$ . Интервалы работы тиристоров группы II в разных режимах обозначены как IIa (выпрямительный) и IIб (инверторный).

При таком способе управления содержание высших гармоник в выходном напряжении значительно уменьшается, так как его форма становится близкой к синусоиде. Последние уменьшаются с увеличением частоты и числа фаз сети. С ростом числа фаз, формирующих выходное напряжение, снижается уровень высших гармоник не только в нем, но и во входном токе преобразователя частоты.

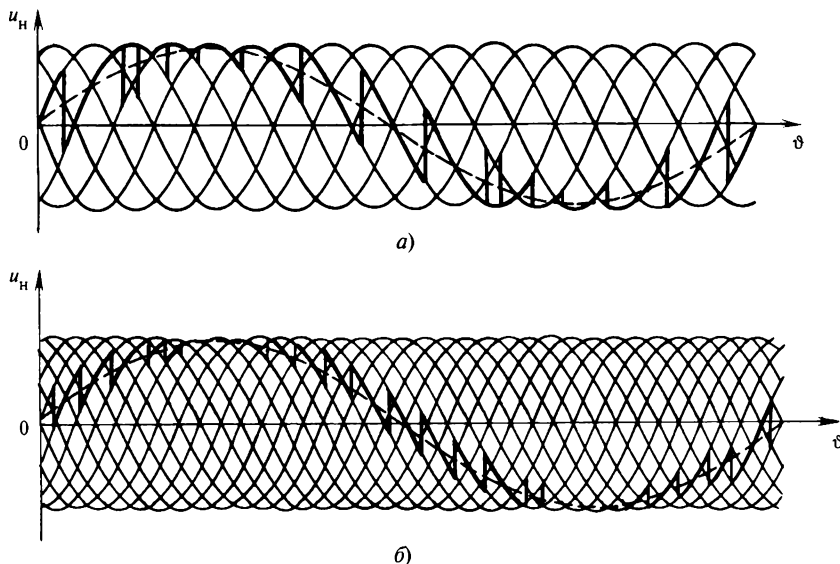


Рис. 5.43. Диаграммы выходного напряжения преобразователей частоты: а — 6-пульсного; б — 12-пульсного

На рис. 5.43 приведены диаграммы 6-пульсного и 12-пульсного преобразователей при арккосинусном управлении.

Следует отметить, что коэффициент мощности прямого преобразователя частоты определяется не только коэффициентом мощности нагрузки, но и отношением входного и выходного напряжения. При уменьшении выходного напряжения возрастают значения углов управления  $\alpha$  и  $\beta$ , что ведет к уменьшению входного коэффициента мощности преобразователя, низкое значение которого является одним из недостатков прямых преобразователей с естественной коммутацией тиристоров.

### Контрольные вопросы

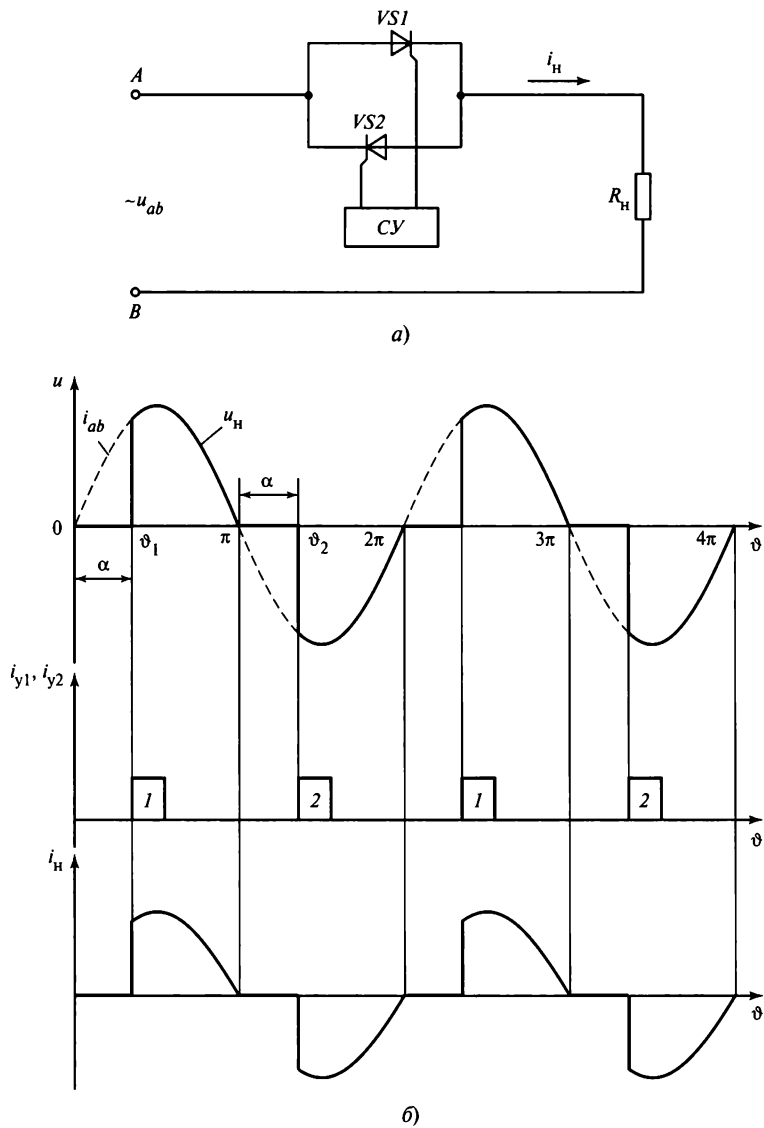
1. Почему прямые преобразователи частоты с естественной коммутацией тиристоров не могут иметь частоту выходного напряжения выше частоты входного напряжения?
2. Как влияет увеличение угла коммутации  $\gamma$  на выходное напряжение преобразователя?
3. Преобразователь частоты работал с максимальным значением выходного напряжения при углах управления  $\alpha = \beta = 0$ . Как следует изменить значения этих углов, чтобы сохранить это равенство после повышения входного напряжения на 30 %?
4. Какие последствия вызовет в преобразователе частоты нарушение равенства углов  $\alpha$  и  $\beta$ ?
5. Какие факторы влияют на синусоидальность выходного напряжения в прямом преобразователе частоты с естественной коммутацией тиристоров?

## 5.5. Тиристорные регуляторы напряжения переменного тока с естественной коммутацией

### 5.5.1. Общие сведения

Тиристорные регуляторы переменного тока согласно определению МЭК [45] относятся к устройствам, которые могут работать как прямой преобразователь напряжения переменного тока, выполняя функции регулятора тока, и как электронный коммутационный аппарат. Последний выполняет функции включения и выключения электрической цепи переменного тока. В этом разделе поясняются принципы работы регуляторов на обычных тиристорах с естественной коммутацией от сети переменного тока. Регуляторы переменного тока на полностью управляемых ключах, включая и схемы с принудительной коммутацией тиристоров, описываются в гл. 7.

Рассмотрим принцип действия регулятора с естественной коммутацией тиристоров на примере простейшей однофазной схемы (рис. 5.44, а) со встречноключенными тиристорами. Функции двух встречноключенных тиристоров выполняют симметричные тиристоры. Тиристорный регулятор работает на активную нагрузку, что соответствует подключению на входе регулятора резистора сопротивлением  $R_n$ . 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 СУ синхронно с напряжением сети  $u_{вх} = u_{ab}(\vartheta)$  в фазе, которая соответствует углу управления  $\alpha$  (рис. 5.44, б).



**Рис. 5.44. Регулятор переменного тока на встречноключенных тиристорах:**  
 а — схема; б — диаграммы напряжения и тока на элементах схемы

При включении тиристора  $VS1$  в момент времени  $\vartheta_1 = \alpha$  входное напряжение подается на нагрузку. Ток в цепи активной нагрузки  $i_H$  повторяет форму напряжения  $u_{вх}$ . При спаде его до нуля тиристор  $VS1$  выключается. В момент времени  $\vartheta_1 = \pi + \alpha$  включается тиристор  $VS2$ , и далее процессы периодически повторя-

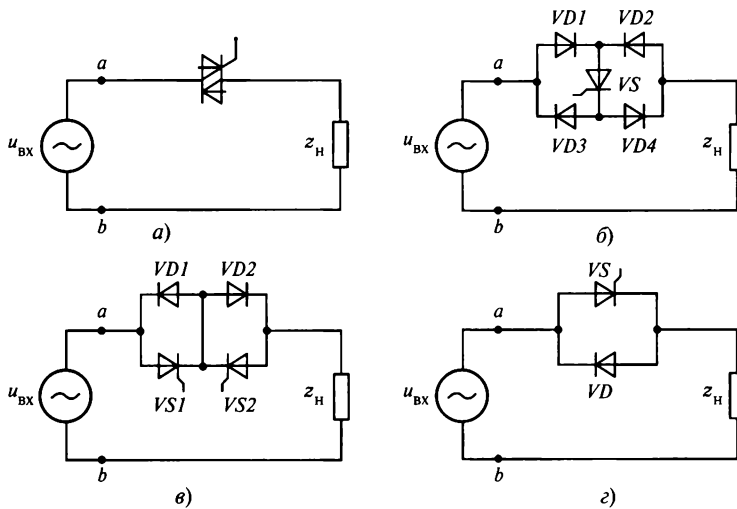


Рис. 5.45. Схемы однофазных тиристорных регуляторов напряжения переменного тока

ются. Если угол управления  $\alpha = \text{const}$ , то действующее значение выходного напряжения на нагрузке  $U_{н.д}$  можно определить по формуле

$$U_{н.д} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} U_{ab} \sin \vartheta)^2 d\vartheta} = U_{ab} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}, \quad (5.100)$$

где  $U_{ab}$  — действующее значение входного напряжения регулятора;  $\vartheta = \omega t$ .

Изменением значения угла  $\alpha$  можно регулировать действующее напряжение от максимального, равного соответствующему входному напряжению (при  $\alpha = 0$ ), до нуля (при  $\alpha = \pi$ ).

Схемы однофазных регуляторов приведены на рис. 5.45, среди которых следует выделить схему с одним тиристором (рис. 5.45, б). Эта схема имеет существенный недостаток: протекание тока в каждый полупериод в двух диодах и тиристоре с учетом реальных вольт-амперных характеристик этих элементов приводит к увеличению падения напряжения на элементах схемы и росту мощности потерь. Схема не применяется при низких значениях напряжения и малых токах в нагрузке.

Достоинством схемы является использование одного тиристора для регулирования входного напряжения.

## 5.5.2. Основные характеристики регуляторов

Основной характеристикой регулятора (см. рис. 5.44, а), определяющей его функции, является регулировочная характеристика  $U_{н.д} = f(\alpha)$ , которая зависит от нагрузки. Наиболее распространенными являются активная, активно-индуктивная и индуктивные нагрузки.



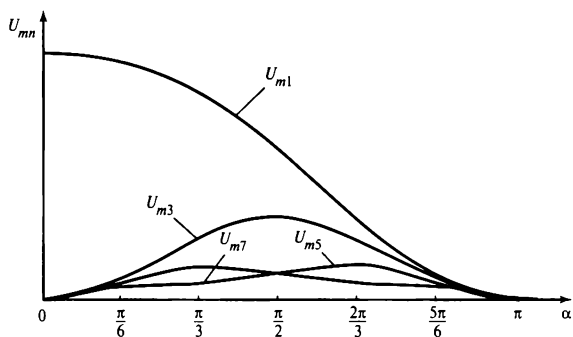


Рис. 5.46. Зависимость амплитуд высших гармоник от угла управления при активной нагрузке

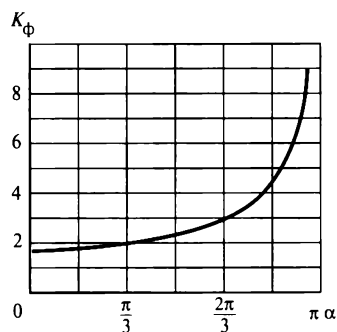


Рис. 5.47. Зависимость коэффициента формы тока тиристора  $K_f$  однофазного регулятора от угла управления при активной нагрузке

**Активная нагрузка.** Действующее значение выходного напряжения в функции угла управления определяется соотношением (5.100). Из принципа действия регулятора следует, что выходное напряжение  $u_n(\vartheta)$  имеет несинусоидальную форму и в зависимости от угла управления  $\alpha$  уровень высших гармоник значительно изменяется. На рис. 5.46 приведена зависимость амплитуды первой и нескольких высших гармоник в функции угла управления  $\alpha$ .

Очевидно, что увеличение угла управления вызывает не только искажение тока и напряжения активной нагрузки, но и ухудшение коэффициента формы тока тиристора  $K_f$ . На рис. 5.47 приведена зависимость коэффициента  $K_f$  от угла управления  $\alpha$ .

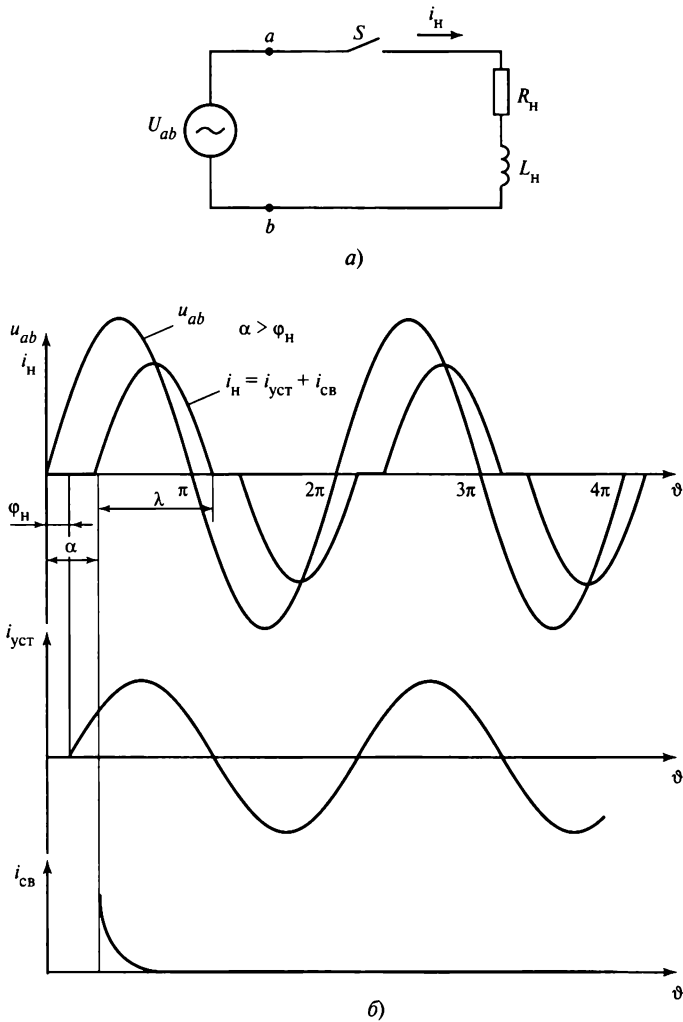
**Активно-индуктивная нагрузка.** Предположим, что нагрузкой являются последовательно соединенные резистор сопротивлением  $R_n$  и реактор индуктивностью  $L_n$ . Включение любого из тиристорov в схеме на рис. 5.44, а будет вызывать переходный процесс в системе: источник входного напряжения — нагрузка. При принятых ранее допущениях об идеальности элементов регулятора и полагая, что источник входного напряжения также идеален, можно рассмотреть переходный процесс при включении тиристора, например  $VSI$ , на основе эквивалентной схемы на рис. 5.48, где включение ключа  $S$  соответствует включению тиристора  $VSI$  в схеме на рис. 5.44. В этом случае ток нагрузки  $i_n$  в переходном процессе может быть определен из уравнения

$$u_{ab} = \omega L_n \frac{di_n}{d\vartheta} + i_n R_n, \quad (5.101)$$

где  $\omega$  — частота напряжения.

Ток нагрузки определяется суммой свободной  $i_{н.св}$  и установившейся  $i_{н.уст}$  составляющих

$$i_n = i_{н.св} + i_{н.уст}.$$



**Рис. 5.48. Тиристорный регулятор напряжения переменного тока на встречноключенных тиристорах:**

*a* — эквивалентная схема при включении тиристора; *b* — диаграммы напряжения и тока на элементах схемы

Установившуюся составляющую можно определить по формуле

$$i_{н.уст}(\vartheta) = \frac{\sqrt{2} U_{ab}}{\sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}} \sin(\vartheta - \varphi_H), \quad (5.102)$$

где  $\varphi_H = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H}$ .

Свободная составляющая равна

$$i_{св}(\vartheta) = A e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau}}, \quad (5.103)$$

где  $A$  — постоянная интегрирования;  $\tau$  — постоянная времени цепи.

Учитывая, что в момент включения ключа  $S$  из-за индуктивности  $L_H$  ток нагрузки не изменяется, можно определить постоянную  $A$  из соотношения

$$i_{н.св}(\alpha) + i_{н.уст}(\vartheta) = 0. \quad (5.104)$$

С учетом (5.102) — (5.104) получим решение уравнения (5.101):

$$i_H(\vartheta) = \frac{\sqrt{2} U_{ab}}{\sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}} \sin(\vartheta - \varphi_H) - \sin(\alpha - \varphi_H) e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau}}. \quad (5.105)$$

Длительность  $\lambda$  протекания тока  $i_H$  через ключ  $S$  можно определить, приравняв (5.105) к нулю, что соответствует моменту выключения тиристора  $VS1$  (аналогично и тиристора  $VS2$ ). На рис. 5.48, б представлены диаграммы напряжения и тока при включении ключа при активно-индуктивной нагрузке и угле  $\alpha > \varphi_H$ . Свободная составляющая тока  $i_{н.св}(\vartheta)$  при медленном ее затухании приводит не только к увеличению или уменьшению максимального значения тока  $i_H(\vartheta)$ , но и к увеличению или уменьшению его длительности  $\lambda$ . В результате возможно возникновение трех различных режимов протекания тока  $i_H(\vartheta)$  в зависимости от соотношения углов  $\alpha$  и  $\varphi_H$ :

$$\left. \begin{array}{ll} \alpha > \varphi_H & \lambda < \pi \quad (1) \\ \alpha < \varphi_H & \lambda > \pi \quad (2) \\ \alpha = \varphi_H & \lambda = \pi \quad (3) \end{array} \right\} \quad (5.106)$$

Соотношение (3) в (5.106) соответствует отсутствию свободной составляющей тока  $i_{н.св}$  и наступлению установившихся режимов с момента включения. При условии (2) в (5.106) свободная составляющая увеличивает длительность первой полуволны переходного процесса свыше  $\pi$ . При этом в тиристорном регуляторе в момент, соответствующий углу  $\alpha$ , тиристор  $VS2$  будет шунтирован тиристором  $VS1$ , 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  $\alpha \geq \varphi_H$ .

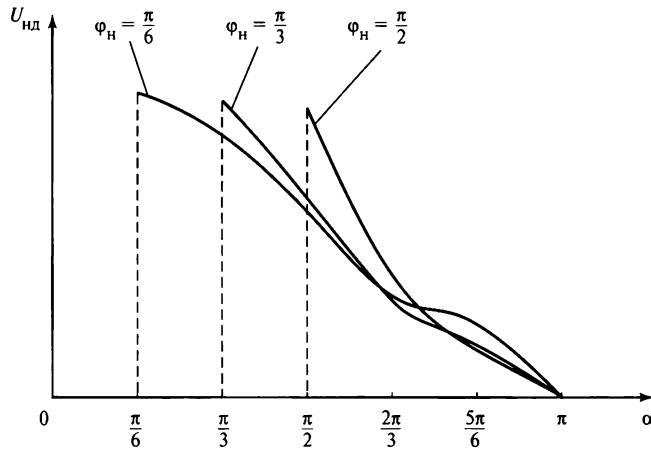


Рис. 5.49. Зависимость действующего выходного напряжения от угла  $\alpha$  при разных значениях  $\cos \varphi_n$

Активно-индуктивная нагрузка не только влияет на диапазон изменения угла управления  $\alpha$ , но и на регулировочные характеристики (рис. 5.49). Из диаграммы видно, что спектральный состав тока и напряжения на нагрузке зависит не только от угла  $\alpha$ , но и от коэффициента сдвига основной гармоники в нагрузке  $\cos \varphi_n$ . Коэффициент мощности  $\chi = P/S$  зависит от угла управления  $\alpha$  и  $\cos \varphi_n$ . Общая закономерность изменения выходного напряжения  $U_{нд}$  и коэффициента мощности  $\chi$  выражается в снижении этих параметров при увеличении угла управления  $\alpha$ . Используя (5.105), можно точно рассчитать эти значения в функции  $\alpha$  для конкретных величин  $\cos \varphi_n$  при заданном входном напряжении.

**Индуктивная нагрузка.** Режим работы на индуктивную нагрузку при допущении равенства нулю потерь активной мощности в схеме и нагрузке отличается от режима работы с активно-индуктивной нагрузкой отсутствием затухания свободной составляющей при  $R_n = 0$ , т.е. постоянная времени  $\tau = L_n/R_n \rightarrow \infty$  (рис. 5.50).

Для того чтобы длительность полуволны тока в этом случае не превышала  $\pi$ , необходимо обеспечить изменение угла управления тиристором в диапазонах от  $\pi/2$  до  $\pi$  для  $VS1$  и от  $3\pi/2$  до  $2\pi$  для  $VS2$ . Для упрощения соотношений между углом управления и током в реакторе будем считать, что отсчет угла управления  $\alpha$  производится от значений  $\pi$  и  $2\pi$  в сторону опережения. В этом случае в реакторе

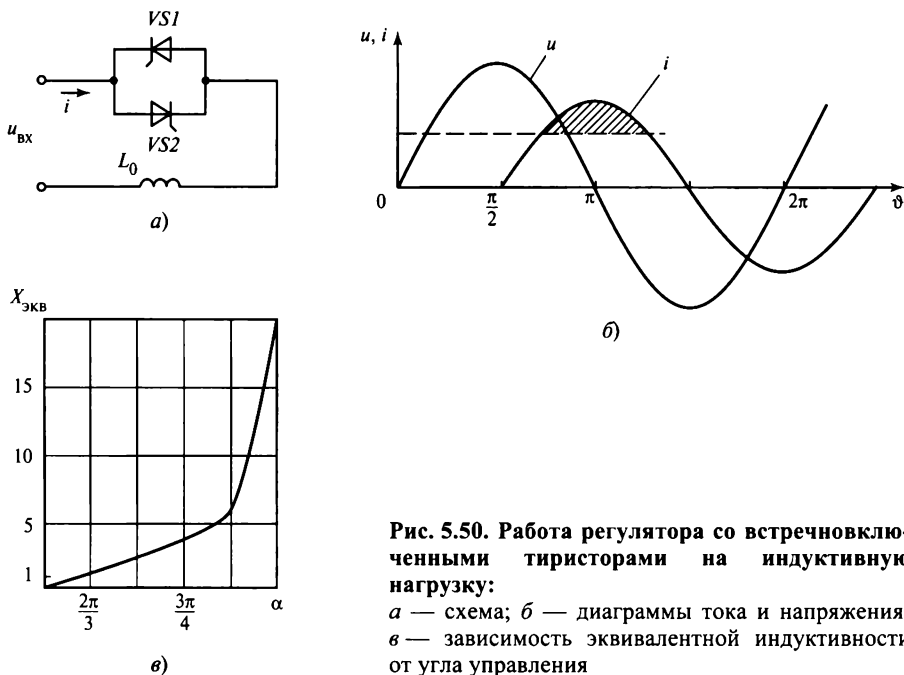


Рис. 5.50. Работа регулятора со встречноключенными тиристорами на индуктивную нагрузку:  
 а — схема; б — диаграммы тока и напряжения;  
 в — зависимость эквивалентной индуктивности от угла управления

будет ток  $i_n$  несинусоидальной формы. Действующее значение первой гармоники этого тока

$$I_{L_1} = \frac{2}{\sqrt{2}\pi} I_m \left( \alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right), \quad (5.107)$$

где  $I_m = \frac{U_m}{\omega L_0}$  — амплитуда тока в установившемся режиме при  $\alpha = \frac{\pi}{2}$ .

Из (5.107) видно, что с ростом угла  $\alpha$  от 0 до  $\pi/2$  первая гармоника тока уменьшается, что эквивалентно увеличению индуктивного сопротивления цепи нагрузки. На рис. 5.50, в приведена зависимость эквивалентной индуктивности от угла  $\alpha$  на частоте сети.

Из графической зависимости  $X_{ЭКВ} = f(\alpha)$  (см. рис. 5.50, в) видно, что тиристорный регулятор с индуктивностью  $L_0$  на выходе можно рассматривать как индуктивность, регулируемую системой электронного управления в диапазоне от  $X_0 = \omega L_0$  до  $X_{ЭКВ} = \infty$ .

Такой способ регулирования, широко распространенный в электроэнергетике, применяется для компенсации реактивной мощности в устройствах, состоящих из параллельно соединенных групп конденсаторов и реактора со встречноключенными тиристорами. Следует отметить, что приведенные зависимости справедливы для первой гармоники тока реактора. Более подробно о компенсирующих устройствах см. ч. III.

**Трехфазные тиристорные регуляторы.** На рис. 5.51 приведены схемы трехфазных регуляторов при соединении нагрузки по схеме звезда с изолированной нейтралью и по схеме треугольник. 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 [12]. Так, в схеме звезда (рис. 5.51, а) с изолированной нейтралью в зависимости от угла  $\alpha$  при активной нагрузке могут иметь место три различных режима работы тиристорных регуляторов. При этом будем считать, что импульсы управления поступают через интервалы  $\pi/3$  на тиристоры соответственно нумерации на рис. 5.51, а; за начало отсчета  $\vartheta = 0$  принимаем момент перехода напряжения фазы через нуль из отрицательного значения в положительное.

**Режим I** ( $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ ). В этом режиме существуют интервалы, на которых в проводящем состоянии будут находиться либо два тиристора, либо три, например тиристоры  $VS5, VS6$ , либо тиристоры  $VS5, VS6$  и  $VS1$  и т.д.

**Режим II** ( $\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$ ). В этом режиме постоянно находятся в проводящем состоянии два тиристора, например тиристоры  $VS5$  и  $VS6$ , а затем тиристоры  $VS1$  и  $VS6$ .

**Режим III** ( $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$ ). В проводящем состоянии периодически находятся либо два тиристора, либо все тиристоры выключены, например ток проводят тиристоры  $VS1$  и  $VS6$ , затем они выключаются и наступает интервал времени, когда все тиристоры выключены, затем включаются тиристоры  $VS2$  и  $VS1$  и т.д.

Из приведенных примеров видно, что при активной нагрузке процессы в регуляторе (рис. 5.51, б) значительно усложняются по сравнению с процессами в однофазном регуляторе. Следует отметить, что более широкое практическое применение имеют регуляторы, работающие на активно-индуктивную нагрузку, но в этом случае сложно получить приемлемые для анализа зависимости. Поэтому для этих целей используют компьютерное моделирование с применением программ Pspice.

По сравнению с однофазными трехфазные схемы улучшают спектральный состав выходного напряжения. В схеме треугольник гармоники тока кратные трем замыкаются в цепи нагрузки, не попадая в сеть.

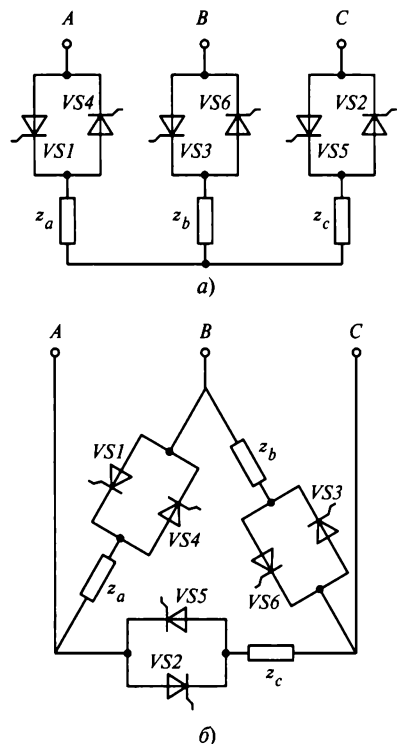


Рис. 5.51. Трехфазные тиристорные регуляторы напряжения переменного тока

Для уменьшения искажения выходного напряжения и выходного тока, а также для повышения коэффициента мощности  $\chi$  целесообразно использовать в качестве стабилизатора напряжения тиристорный регулятор в сочетании с переключением отпаяк обмоток трансформатора. На рис. 5.52, а представлена упрощенная схема стабилизатора напряжения, в которой отпайки автотрансформатора переключаются тиристорами  $VS1—VS4$ . Стабилизация выходного напряжения в этой схеме осуществляются изменением моментов переключения отпаяк трансформатора. В положительный полупериод входного напряжения в проводящем состоянии могут находиться тиристоры  $VS1$  или  $VS2$ , а в отрицательный полупериод — тиристоры  $VS3$  или  $VS4$ . Коммутация тиристоров в такой схеме происходит под воздействием напряжения трансформатора. Для обеспечения естественной коммутации тиристоров необходимо, чтобы переключение производилось на отводы более высокого потенциала. 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  $VS2$ . Тиристор  $VS2$  выключается, и ток проводит тиристор  $VS1$ . Регулирование действующего

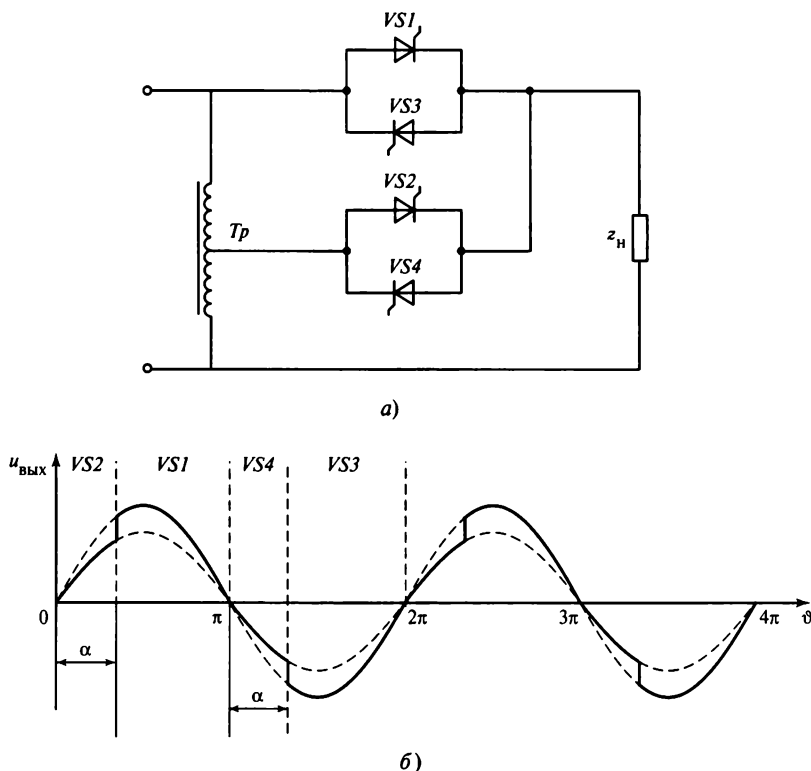


Рис. 5.52. Стабилизатор переменного напряжения с отпайками автотрансформатора: а — схема; б — диаграммы выходного напряжения

значения выходного напряжения производится плавно за счет изменения моментов времени переключения тиристорov. На рис. 5.52, б представлена диаграмма выходного напряжения стабилизатора при активной нагрузке.

Система управления тиристорами при активно-индуктивной нагрузке более сложная. Это объясняется тем, что ток нагрузки отстает от напряжения на обмотке трансформатора, а выключение тиристорov происходит в моменты прохождения тока нагрузки через нуль.

### Контрольные вопросы

1. Какой вид коммутации используется в тиристорных регуляторах?
2. Как влияет коэффициент мощности нагрузки  $\cos\varphi_n$  на диапазон регулирования угла  $\alpha$  в тиристорном регуляторе переменного тока?
3. Можно ли использовать один тиристор в схемах регуляторов переменного тока?
4. В чем заключается основной недостаток регулятора реактивной мощности на основе схемы со встречноключенными тиристорами?
5. Какое максимальное быстродействие имеют контакторы переменного тока на основе встречноключенных тиристорov?
6. Какими преимуществами обладает схема регулятора со встречноключенными тиристорами, переключающими обмотки автотрансформатора, по сравнению со схемой, содержащей только встречноключенные тиристоры.



# Глава шестая

## ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА В ПОСТОЯННЫЙ

### 6.1. Общие сведения

Преобразование постоянного тока в постоянный осуществляется для улучшения качества электроэнергии источника постоянного тока. Одновременно при этом могут решаться задачи согласования уровней напряжения источника и потребителей или обеспечения гальванической развязки их цепей. Значительно реже эти задачи решаются без повышения качества электроэнергии. Важнейшим показателем качества электроэнергии является стабильность напряжения (тока) или изменение его значения по заданному закону. На практике в большинстве случаев преобразователи постоянного тока в постоянный используются в качестве регуляторов постоянного тока, являясь основой многих видов вторичных источников питания (ВИП).

На ранних этапах развития силовой электроники широко использовались регуляторы непрерывного действия, основанные на изменении эквивалентного резистивного сопротивления электронного прибора, как правило, транзистора. Такие регуляторы имели низкие удельные массогабаритные показатели и КПД. С развитием силовой электроники стали использоваться импульсные преобразователи, в которых электронные приборы работают в ключевом режиме, что существенно улучшает их энергетические показатели. В настоящее время регуляторы постоянного тока непрерывного действия применяются для питания потребителей малой мощности — обычно менее 1 Вт. Учитывая широкое практическое применение преобразователей постоянного тока в постоянный для регулирования выходных параметров, при дальнейшем изложении будем использовать термин «регулятор постоянного тока».

Регуляторы постоянного тока предназначены для регулирования по определенному закону или поддержания неизменным (стабилизации) напряжения или тока в системах электропитания постоянного тока. Регуляторы, осуществляющие только стабилизацию переменных, называются *стабилизаторами*.

На выходное напряжение или ток регулятора влияют изменение входного напряжения, ток нагрузки, температура окружающей среды и другие факторы. Поскольку эти факторы вызывают изменение выходного напряжения, их называют *возмущающими*. Точность поддержания напряжения при воздействии различных возмущающих факторов характеризуется параметрами стабилизации. Различают оценку качества стабилизации в статических (установившихся) и динамических режимах работы регулятора. В статических режимах работы качество стабилизации выходных переменных принято оценивать следующими показателями.

Стабильность выходного напряжения при изменениях входного напряжения характеризуется *коэффициентом стабилизации по напряжению*, который определяется:

$$(K_{стU})_U = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} \bigg/ \frac{(\Delta U_{вых})_U}{U_{вых}}, \quad (6.1)$$

где  $U_{вх}$ ,  $U_{вых}$  — установленное входное и выходное напряжение;  $\Delta U_{вх}$  — отклонение входного напряжения;  $(\Delta U_{вых})_U$  — отклонение выходного напряжения, вызванное изменением входного напряжения.

Следует отметить, что в устройствах постоянного тока, как правило, рассматриваются средние значения напряжения, а так как коэффициент  $(K_{стU})_U$  в общем случае зависит от  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$ , то его значения определяют для конкретного режима работы (как правило, номинального), т.е. в (6.1) подставляют номинальные значения  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$ .

Влияние на выходное напряжение нагрузки учитывается *внутренним сопротивлением регулятора*:

$$R_{вых} = \frac{(\Delta U_{вых})_I}{\Delta I_{вых}}, \quad (6.2)$$

где  $(\Delta U_{вых})_I$  — установившееся отклонение выходного напряжения, вызванное изменением нагрузки  $\Delta I_{вых}$ .

Значение  $R_{вн}$  в статических режимах, определенное по (6.2), называют также *статическим внутренним сопротивлением*.

Сопротивление  $R_{вн}$  зависит от режима работы устройства. Его определяют для конкретных значений нагрузки и выходного напряжения, обычно равных номинальным. В общем случае это сопротивление является нелинейным.

Отклонение выходного напряжения, вызванное изменением температуры элементов регулятора, характеризуют коэффициентом стабилизации напряжения по температуре  $(K_{стU})_T$ , измеряемой при неизменных значениях входного напряжения и тока нагрузки:

$$(K_{ст})_T = \frac{(\Delta U_{вых})_T}{\Delta T}, \quad (6.3)$$

где  $(\Delta U_{вых})_T$  — отклонение выходного напряжения, вызванное изменением температуры;  $\Delta T$  — изменение температуры окружающей среды (в установившемся тепловом режиме соответствует изменению температуры элементов регулятора).

Важным показателем качества электроэнергии на постоянном токе является *коэффициент пульсаций выходного напряжения*

$$K_{п} = \frac{u_{п}}{U_{ср}}, \quad (6.4)$$

где  $u_{п}$  — переменная составляющая выходного напряжения (пульсация);  $U_{ср}$  — среднее значение выходного напряжения.

Уровень пульсаций  $u_n$  по различным методикам оценивается по-разному. Наиболее распространенными являются следующие определения:

- действующее значение переменной составляющей  $U_n$ ;
- разность максимального и минимального мгновенных значений выходного напряжения;
- амплитуда первой гармоники переменной составляющей  $U_{1m}$ .

Иногда среди показателей качества электроэнергии используют *показатели частотного спектра пульсаций*.

Для оценки качества регулирования в динамических режимах используют классические методы теории автоматического регулирования [31]. Основными возмущающими факторами в динамических режимах работы регуляторов постоянного тока принято считать скачкообразное изменение входного напряжения или тока нагрузки. Среди основных показателей качества регулирования в этих режимах следует выделить следующие:

- максимальное  $\Delta U_{\max}$  и минимальное  $\Delta U_{\min}$  значения отклонения выходного напряжения в переходных режимах;
- длительность переходного процесса регулирования  $t_p$ , рассчитываемая как время от момента начала переходного процесса до момента вхождения в зону допустимого отклонения выходного напряжения в статическом режиме.

При более детальном анализе учитываются запас устойчивости регулятора, показатель колебательности переходного процесса и другие показатели.

Оценка качества регулирования чаще всего проводится на основе частотных методов теории автоматического регулирования, которые хорошо согласуются с экспериментальными результатами.

На практике динамические свойства регуляторов иногда оцениваются внутренним динамическим или дифференциальным сопротивлением. Оно определяется аналогично статическому по (6.2), но при малых отклонениях тока нагрузки в широком частотном диапазоне. При таком определении внутреннее сопротивление является частотно-зависимым и по существу является частотным параметром, связывающим в линеаризованном приближении выходное напряжение с нагрузкой.

## 6.2. Базовые схемы регуляторов постоянного тока

### 6.2.1. Регуляторы-стабилизаторы непрерывного действия

Большинство регуляторов-стабилизаторов по принципу действия могут быть разделены на параметрические (разомкнутые) и с обратной связью (замкнутые). Последние подразделяются на регуляторы непрерывного и дискретного (импульсного) действия.

**Параметрические стабилизаторы** напряжения являются наиболее простыми стабилизирующими устройствами, широко применяемыми в электронных устройствах для стабилизации напряжения питания отдельных функциональных узлов схемы.

Рис. 6.1. Параметрический стабилизатор:

*a* — схема; *b* — вольт-амперные характеристики схемы

В основе принципа действия параметрических стабилизаторов напряжения лежит использование свойств нелинейности стабилитронов, диодов, вольт-амперная характеристика которых имеет большую крутизну. На рис. 6.1, *a* представлена простейшая схема однокаскадного параметрического стабилизатора. Резистор  $r_b$  является балластным элементом, ограничивающим ток в стабилитроне и воспринимающим избыток напряжения источника питания. На рис. 6.1, *b* показаны вольт-амперные характеристики стабилитрона  $VD$  (кривая 1) и нагрузки (прямая 2, проведенная под углом  $\alpha_1 = \arctg R_H$ ). Суммируя их ординаты, получаем зависимость входного тока  $I_{вх}$  от выходного напряжения  $U_{вых}$  (кривая 3). Зеркальное отображение вольт-амперной характеристики балластного сопротивления — прямая 4, пересекающая ось абсцисс в точке, соответствующей входному напряжению  $U_{вх}$ , проведена под углом  $\alpha_6 = \arctg r_b$ . Штриховыми линиями показано изменение положений прямой 4, вызванное отклонениями входного напряжения  $\Delta U_{вх}$ . При этом изменение выходного напряжения  $\Delta U_{вых}$  будет значительно меньше из-за нелинейности напряжения (кривая 3).

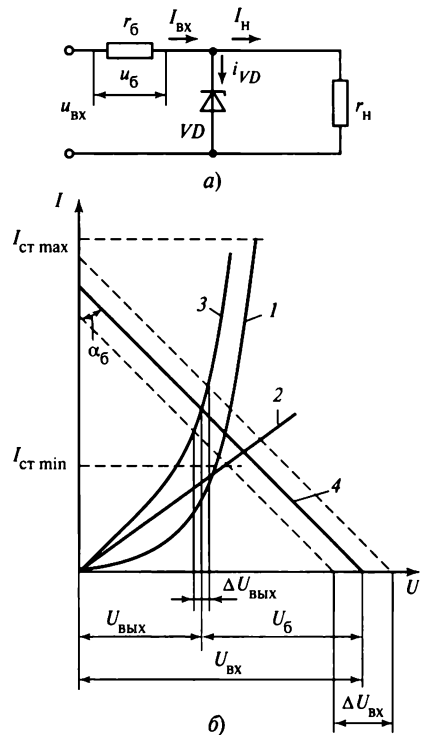
Приближенно коэффициент стабилизации в данной схеме определяется

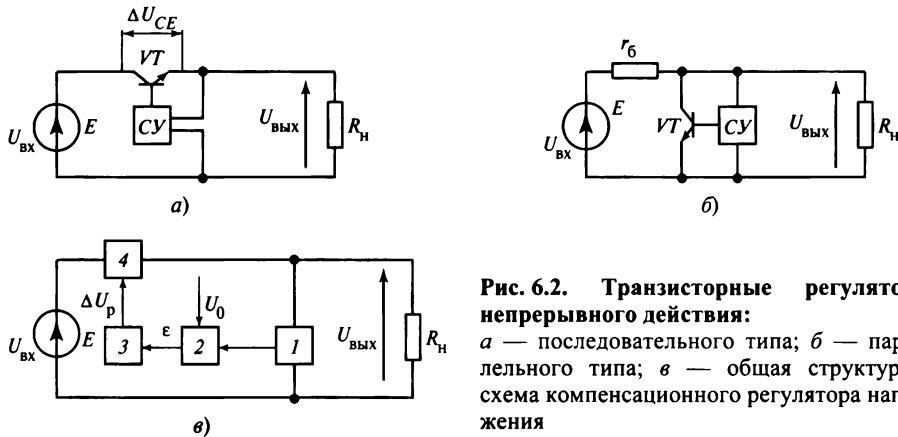
$$K_{стU} \approx \frac{r_b U_{вых}}{R_d E}, \quad K_{стU} \approx \frac{r_b U_{вых}}{R_d U_{вх}}, \quad (6.5)$$

где  $R_d$  — динамическое сопротивление стабилитрона.

Для обеспечения нормального режима стабилизации необходимо, чтобы ток в стабилитроне находился в диапазоне  $I_{ст\ min} \leq I_{ст} \leq I_{ст\ max}$ , где  $I_{ст\ min}$  и  $I_{ст\ max}$  — допустимые значения токов в стабилитроне, которые обычно указываются для каждого типа стабилитрона.

**Транзисторные регуляторы с обратной связью.** Принцип действия регуляторов с непрерывным регулированием основан на зависимости вольт-амперной характеристики транзистора от тока базы. Благодаря этому свойству транзистор можно рассматривать как резистор с регулируемым сопротивлением, которое определяется током базы. В качестве элемента, имеющего регулируемое сопротивление, может быть использован транзистор (или группа транзисторов), включенный последовательно или параллельно с нагрузкой (рис. 6.2) и выполняющий





**Рис. 6.2. Транзисторные регуляторы непрерывного действия:**  
*а* — последовательного типа; *б* — параллельного типа; *в* — общая структурная схема компенсационного регулятора напряжения

функции основного исполнительного органа в регулировании (стабилизации) выходного напряжения. В схеме на рис. 6.2, *а* при увеличении входного напряжения сигнал, поступающий на базу транзистора *VT* от системы управления *СУ* стабилизатора, увеличивает сопротивление перехода коллектор — эмиттер транзистора до такого значения, когда падение напряжения на транзисторе  $\Delta U_{CE}$  не станет равным (с точностью, обусловленной в основном схемой *СУ*) изменению входного напряжения *E*. При уменьшении *E* сопротивление транзистора уменьшается и соответственно уменьшается падение напряжения на нем. Таким образом, регулируя падение напряжения на транзисторе, можно стабилизировать выходное напряжение.

В схеме на рис. 6.2, *б* транзистор *VT* включен параллельно нагрузке и дополнительно введено балластное сопротивление  $r_6$ . Стабилизация выходного напряжения осуществляется за счет перераспределения входного напряжения  $U_{вх}$  между сопротивлениями  $r_6$  и  $r_{CE}$  (сопротивление между коллектором и эмиттером транзистора *VT*), которое регулируется за счет изменения величины сигнала системы управления стабилизатора. При увеличении входного напряжения  $U_{вх}$  уменьшается сопротивление  $r_{CE}$ , а падение напряжения на сопротивлении  $r_6$  увеличивается; при уменьшении входного напряжения происходит обратный процесс. Регулирование падения напряжения на  $r_6$  позволяет стабилизировать выходное напряжение.

В качестве основных регулирующих элементов обычно используют мощные силовые транзисторы, которые могут быть соединены параллельно между собой в количестве, определяемом мощностью регулятора. В настоящее время регуляторы подобного типа выполняются мощностью от долей ватта до нескольких десятков ватт.

Системы управления регуляторов могут иметь различные схемотехнические исполнения, но в основе их лежит принцип регулирования систем с замкнутой обратной связью. Такая система в общем виде состоит из датчика выходного напряжения *1*, сравнивающего устройства *2* и усилителя постоянного тока *3* (рис. 6.2, *в*). Принцип регулирования заключается в следующем. Предположим, что входное напряжение стабилизатора изменилось на  $\Delta E$ . Выходное напряжение

стабилизатора  $U_{\text{вых}}$  также изменяется и регистрируется датчиком выходного напряжения 1. Напряжение от датчика 1 поступает в устройство 2, где сравнивается с опорным напряжением  $U_0$ . Разность напряжений  $\epsilon$  поступает в усилитель 3, который усиливает это напряжение до  $\Delta U_c$ , от выхода усилителя напряжение  $\Delta U_p$  подается непосредственно (или через согласующее устройство) на исполнительный орган 4, в качестве которого используются силовые транзисторы. Действительное значение выходного напряжения будет несколько отличаться от установленного значения. Эта разность зависит от коэффициента усиления цепи обратной связи. Поскольку при регулировании происходит сравнение значений выходного и эталонного напряжения, как в компенсаторах, стабилизаторы подобного типа называют *компенсационными*. (Исторически в отечественной литературе под компенсационным стабилизатором обычно понимают стабилизатор непрерывного действия. Этот принцип регулирования используется и в других типах стабилизаторов, например импульсных.)

В простейшей схеме компенсационного стабилизатора (рис. 6.3) функции усилительного и сравнивающего звеньев выполняет транзистор  $VT2$ , в качестве датчика используется делитель из сопротивлений  $R1$  и  $R2$ , а опорное напряжение  $U_0$  задается стабилитроном  $VD$ . Коэффициент стабилизации выходного напряжения такого регулятора приближенно определяется по формуле

$$K_{\text{ст}U} \approx 1 + \frac{U_0}{U_{\text{вх}}} r_{CE} \beta_2 \frac{1}{r_{BE} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}, \quad (6.6)$$

где  $U_0$  — опорное напряжение стабилитрона  $VD$ ;  $r_{BE}$  и  $\beta_2$  — входное сопротивление и коэффициент усиления по току транзистора  $VT2$ .

Существует много модификаций схем подобного типа, различающихся в основном системой управления, в частности числом транзисторов усилительного звена и наличием дополнительных источников питания элементов системы управления.

На основе рассмотренных принципов регулирования могут быть созданы стабилизаторы тока. В схемах стабилизаторов тока вместо датчика напряжения вводится датчик выходного тока (или тока нагрузки), который контролирует отклонение тока от заданного значения.

Компенсационные стабилизаторы непрерывного действия обеспечивают высокий коэффициент стабилизации напряжения (или тока). Кроме того, они по принципу действия снижают пульсацию выходного напряжения, являясь одновременно фильтром для переменной составляющей. Существенным их недостатком является низкий КПД и, как следствие этого, низкие массогабаритные показатели.

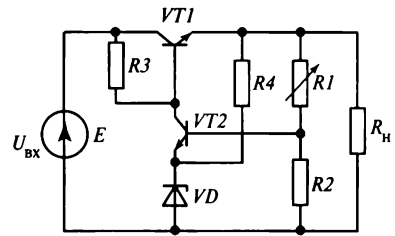


Рис. 6.3. Транзисторный компенсационный регулятор напряжения

### 6.2.2. Типовые структурные схемы управления импульсными регуляторами

Общие принципы импульсного регулирования рассмотрены в гл. 4, где указаны основные способы импульсной модуляции напряжения или тока. Наибольшее распространение в классе импульсных регуляторов постоянного тока получили регуляторы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), частотно-импульсной (ЧИМ) и релейной. Рассмотрим более подробно структуру систем управления, реализующих различные способы регулирования, на примере обобщенной схемы импульсного регулятора с ключом  $S$  (рис. 6.4, а), управление которым осуществляется подачей из системы управления СУ сигнала  $u_S$ . Допустим, что коммутатор содержит один полностью управляемый ключ. При регулировании ключ  $S$  периодически включается с частотой  $f_S = 1/T_S$  и находится в проводящем состоянии время  $t_{\text{вкл}}$ , а остальную часть периода  $t_{\text{выкл}}$  ключ находится в выключенном состоянии (рис. 6.4, б), т.е.

$$t_{\text{выкл}} = T_S - t_{\text{вкл}}. \quad (6.7)$$

Коэффициент  $\gamma = \frac{t_{\text{вкл}}}{T_S} = t_{\text{вкл}} f_S$  называется *коэффициентом заполнения*, а величина обратная ему  $q = 1/\gamma$  — *скважность*. Коэффициент  $\gamma$  может изменяться от 0 до 1.

Наиболее распространенным способом импульсного регулирования  $\gamma$  является ШИМ. При такой модуляции время  $t_{\text{вкл}}$  изменяется при постоянном значении  $T_S$ . Существует много различных схем реализации ШИМ. Наиболее простая и распространенная схема выполняется по принципу вертикально-фазового управления (рис. 6.5, а). В этой схеме сигнал  $X_{\text{вых}}$  поступает на вход компаратора  $Ком1$ , где сравнивается с опорным сигналом  $X_0$ . В качестве сигнала  $X_{\text{вых}}$  обычно используется выходной сигнал, снимаемый датчиком, например среднего значения напря-

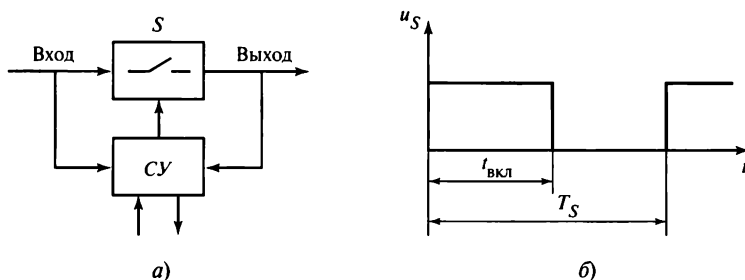
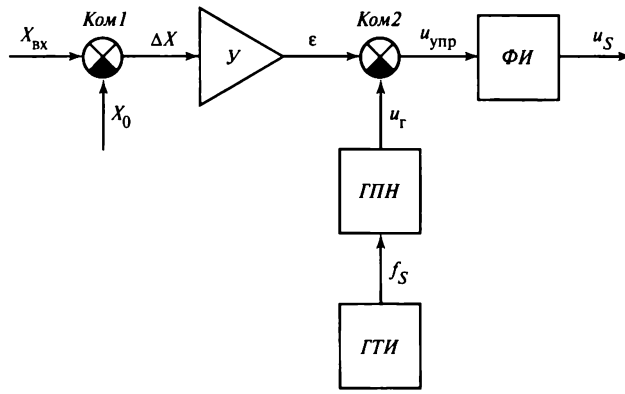
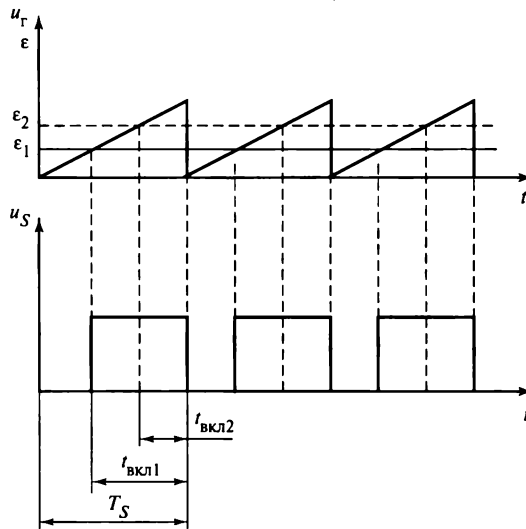


Рис. 6.4. Принцип действия импульсного регулятора постоянного напряжения: а — структурная схема; б — диаграмма сигнала управления



а)



б)

**Рис. 6.5.** Принцип широтно-импульсной модуляции:  
а — структурная схема; б — диаграммы напряжения

жения или тока на выходе регулятора. Разность сигналов  $\Delta X = X_0 - X_{\text{вых}}$  усиливается усилителем  $U$ . Обычно усилитель содержит элементы, позволяющие корректировать его передаточную функцию и, следовательно, качество регулирования в целом. Выходной сигнал усилителя  $\epsilon$  поступает на компаратор  $Ком2$ , где сравнивается с сигналом пилообразной формы  $U_r$ . Этот сигнал формируется генераторами тактовых импульсов  $ГТИ$  и пилообразного напряжения  $ГПН$ . Генератор  $ГТИ$  задает рабочую частоту  $f_s$  переключения ключа  $S$ . Разность сигналов  $\epsilon$  и  $U_r$  с выхода компаратора  $Ком2$  поступает на формирователь импульсов  $ФИ$ , на выходе



которого формируются импульсы управления  $u_S$  ключом  $S$ . Длительность импульса  $u_S$  определяется сигналами  $\epsilon$  и  $u_r$  (рис. 6.5, б). Соответственно при изменении сигнала  $\epsilon$  изменяется длительность включенного состояния  $t_{\text{вкл}}$  ключа  $S$  на интервале периода  $T_S$ , т.е. изменяется коэффициент заполнения  $\gamma$  при управлении ключом по способу ШИМ. Предположим, что регулятор настроен на работу с отрицательным статизмом при воздействии возмущающих факторов. В этом случае при отсутствии возмущений настройка обеспечивает минимальное значение ошибки  $\epsilon_{\text{min}}$ , т.е. минимальное отклонение регулируемой величины  $X_{\text{вых}}$  от заданного эталонного значения  $X_0$ . Отклонение коэффициента заполнения  $\gamma$  от номинального значения в этом режиме также минимально. С возрастанием влияния возмущающих факторов сигнал  $X_{\text{вых}}$  изменяется, например уменьшается, а сигнал  $\epsilon$  и коэффициент  $\gamma$  увеличиваются, компенсируя воздействие возмущений.

При регулировании по способу ЧИМ регулирующим фактором является рабочая частота коммутации ключей импульсного регулятора. Упрощенная структурная схема регулятора с ЧИМ представлена на рис. 6.6, а. В этой схеме отклонение контролируемого параметра  $X_{\text{вых}}$  от опорного значения  $X_0$  поступает на усилитель  $U$ . Выходной сигнал усилителя  $\Delta X$  определяет частоту  $f_S$  сигналов генератора переменной частоты ГПЧ. Формирователь импульсов ФИ согласует параметры импульсов ГПЧ с параметрами импульсов управления коммутатором  $S$ . При ЧИМ длительность импульса  $t_{\text{вкл}}$  на выходе ФИ является постоянной величиной, а изменение частоты  $f_S$  приводит к изменению коэффициента заполнения (рис. 6.6, б).

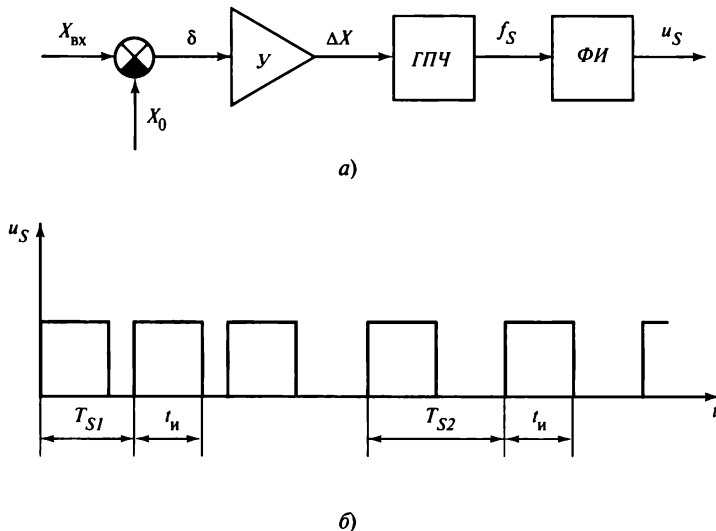
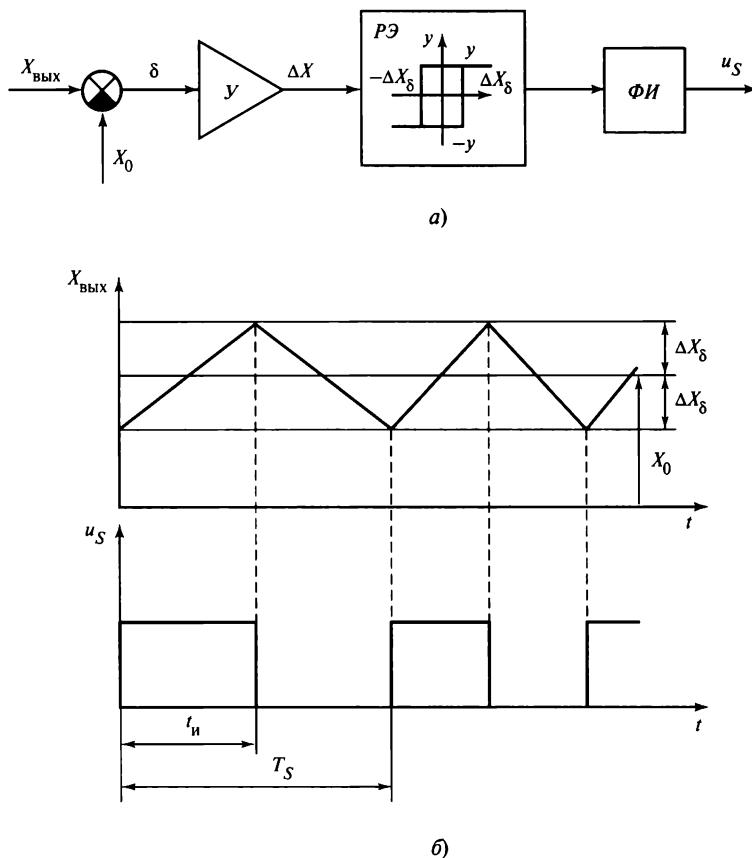


Рис. 6.6. Принцип частотно-импульсной модуляции:  
а — структурная схема; б — диаграмма напряжения



**Рис. 6.7. Принцип релейной модуляции:**  
 а — структурная схема; б — диаграммы напряжения и сигнала управления

Релейный способ регулирования в общем случае может рассматриваться как сочетание широтно- и частотно-импульсной модуляции. На рис. 6.7, а представлена упрощенная структурная схема, реализующая этот способ. Регулируемый параметр  $X_{\text{вых}}$  сравнивается с опорным сигналом  $X_0$ , и разность этих сигналов  $\delta$  через усилитель  $U$  поступает на релейный гистерезисный элемент  $PЭ$ , имеющий два явно выраженных состояния  $y$  и  $-y$ . Пороговые значения, при которых происходит переключение, соответствуют  $\pm\Delta X_\delta$ . Выходным сигналам  $PЭ$  соответствуют сигналы на выходе  $\Phi И$ , определяющие включенное или выключенное состояние ключа  $S$  импульсного регулятора. Одно состояние вызывает увеличение регулируемого параметра, а другое — его уменьшение (рис. 6.7, б). Скорость этих процессов зависит от инерционности всех звеньев регулятора, включая собственно объект регулирования. Если параметры схемы, влияющие на скорость протекания процессов, изменяются, например при изменении нагрузки, то соответственно изменяется и рабочая частота переключений  $f_S$ .

Также может изменяться и коэффициент заполнения  $\gamma$ . Точность регулирования в этой схеме определяется пороговыми значениями срабатывания  $\Delta X_8$  релейного элемента. В связи с тем что релейный элемент имеет гистерезисную характеристику, такой способ часто называют «гистерезисной модуляцией».

Способ релейного регулирования широко применяется в системах «слежения» за опорным сигналом при изменении его во времени, т.е. контролируемый параметр является переменной величиной. В таких системах рабочая частота  $f_S$  должна существенно, более чем на порядок, превышать основную частоту изменения сигнала  $X_0(t)$ .

### 6.2.3. Импульсный регулятор с последовательным ключом

Этот тип регулятора называется *понижающим* (step-down), так как его выходное напряжение не может превышать входное. Рассмотрим принцип действия регулятора в схеме с активной нагрузкой  $R_H$  (рис. 6.8, а). Периодическая коммутация полностью управляемого ключа  $S$  с частотой  $f_S = 1/T_S$  вызывает появление на нагрузке импульсного однополярного напряжения (рис. 6.8, б). Среднее значение выходного напряжения на нагрузке  $U_{\text{вых}}$  зависит от соотношения времени включенного  $t_{\text{вкл}}$  и выключенного  $t_{\text{выкл}}$  состояний и определяется по формуле

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} u_{\text{вых}}(t) dt = \frac{Et_{\text{вкл}}}{T_S} = E\gamma,$$

где  $\gamma$  — значение коэффициента заполнения в относительных единицах.

Изменением значения  $\gamma$  можно регулировать среднее значение выходного напряжения от 0 до  $E$ . Способы изменения  $\gamma$  могут быть различными, но наибольшее распространение для этого класса схем получил принцип регулирования на основе ШИМ.

Импульсное регулирование вызывает значительную пульсацию выходного напряжения, поэтому на выходе регулятора для уменьшения пульсаций включают

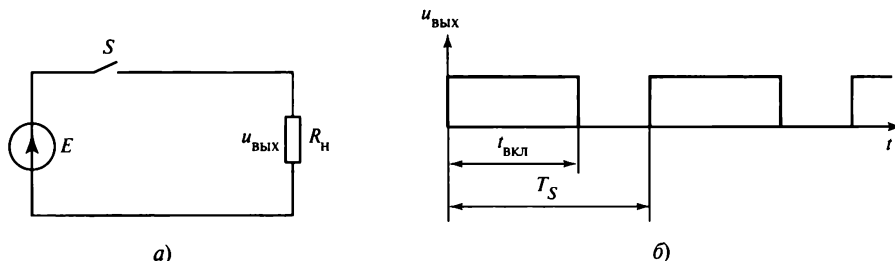


Рис. 6.8. Принцип действия последовательного импульсного регулятора: а — схема; б — диаграмма напряжения

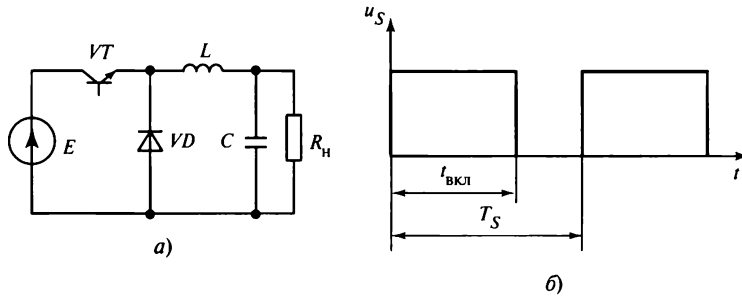


Рис. 6.9. Последовательный импульсный регулятор: а — схема силовой части; б — диаграмма сигнала управления

фильтр. Для рассматриваемой схемы наиболее эффективным и распространенным является Г-образный  $LC$ -фильтр. На рис. 6.9 представлена силовая часть схемы регулятора с  $LC$ -фильтром, транзисторным ключом  $VT$  и обратным диодом  $VD$ . Диод создает цепь протекания тока  $i_L$  при выключении транзистора  $VT$ . При отсутствии диода  $VD$  на транзисторе при его выключении возникают недопустимые перенапряжения, обусловленные возникновением ЭДС самоиндукции  $U_L =$

$$= L \frac{di_L}{dt} \text{ в индуктивности фильтра.}$$

Наличие  $LC$ -фильтра существенно влияет на электромагнитные процессы в регуляторе. Рассмотрим эти процессы более подробно для двух режимов работы: с непрерывным током и прерывистым током в индуктивности. Допустим, что напряжение  $U_{\text{вых}}$  идеально сглажено, когда пульсация равна нулю, так как в большинстве практических схем фильтр обеспечивает низкий уровень пульсаций в выходном напряжении по сравнению со средним его значением.

**Режим работы с непрерывным током  $i_L$ .** В этом режиме происходит периодическое изменение двух состояний схемы. Первое состояние длительностью  $t_{\text{вкл}} = \gamma T_S$  (интервал I) имеет место при включенном транзисторе  $VT$ , а другое (интервал II) — при выключенном состоянии в течение времени  $t_{\text{вкл}} = T_S - t_{\text{вкл}} = (1 - \gamma)T_S$  (рис. 6.10). Допущение идеальной сглаженности выходного напряжения позволяет заменить цепи фильтра и нагрузки эквивалентным источником напряжения  $U_{\text{вых}}$ . В этом случае можно составить эквивалентные схемы силовой части регулятора (рис. 6.10, а). Изменение тока  $i_L$  на интервалах I и II определяется следующими уравнениями:

интервал I

$$E - U_{\text{вых}} = L \frac{di_L}{dt}; \quad (6.8)$$

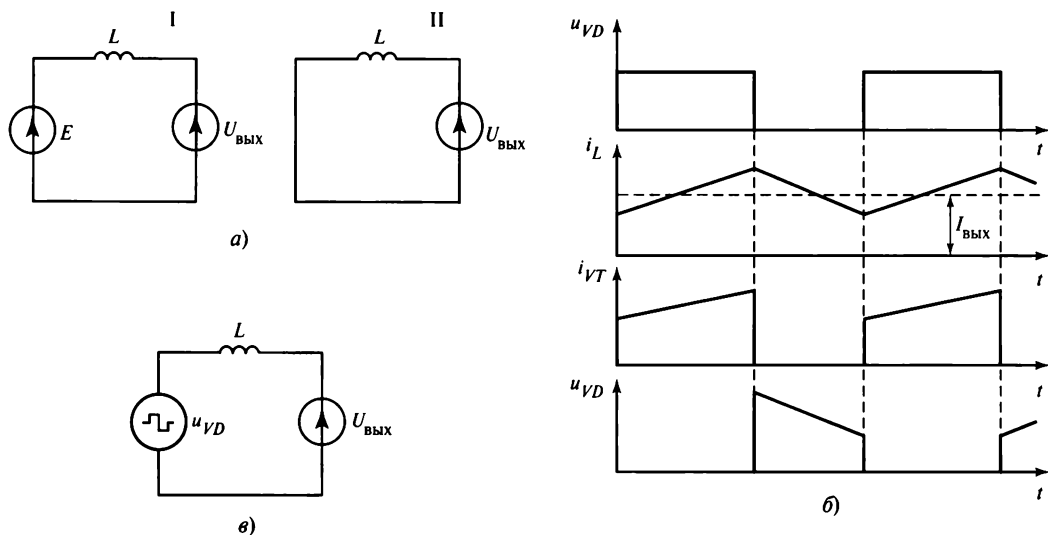


Рис. 6.10. Режим работы последовательного импульсного регулятора с непрерывным током реактора:

а — схемы замещения на интервалах I и II; б — диаграммы тока и напряжения; в — общая схема замещения

интервал II

$$u_{\text{вых}} = -L \frac{di_L}{dt} . \quad (6.9)$$

Из (6.8) и (6.9) следует, что изменение тока  $i_L$  происходит по линейному закону (рис. 6.10, б):

интервал I

$$\left. \begin{aligned} i_L &= I_{L \min} + \frac{E - U_{\text{вых}}}{L} t; \\ i_L &= I_{L \max} - \frac{U_{\text{вых}}}{L} t. \end{aligned} \right\} \quad (6.10)$$

В установившемся режиме работы регулятора ток  $i_L$  на интервале I протекает во включенном транзисторе  $VT$ , диод  $VD$  заперт обратным напряжением первичного источника. На интервале II транзистор  $VT$  выключен и ток  $i_L$  протекает через диод  $VD$ . Таким образом, на вход фильтра поступает импульсное напряжение  $u_{VD}(t)$ . Учитывая, что на обоих интервалах внутреннее сопротивление источника  $u_{VD}(t)$  мало (для идеализированной схемы равно нулю), изменение тока  $i_L$  можно определить из эквивалентной схемы (рис. 6.10, в), в которой первичный источник представлен источником напряжения импульсной формы  $u_{VD}(t)$  на обоих интерва-

лах. Среднее значение выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  при  $LC$ -фильтре будет определяться так же, как и при активной нагрузке. Это решение будет справедливо только в режимах работы при непрерывном токе  $i_L$ .

Оценку уровня пульсаций выходного напряжения  $LC$ -фильтра можно приближенно провести следующим методом. Согласно одному из принятых определений пульсации можно записать

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых max}} - U_{\text{вых min}}}{2}, \quad (6.11)$$

где  $\Delta U_{\text{вых}}$  — абсолютное значение пульсации;  $U_{\text{вых max}}$ ,  $U_{\text{вых min}}$  — максимальное и минимальные значения напряжения на выходе регулятора.

Учитывая, что переменная составляющая тока  $i_L$  протекает в конденсаторе  $LC$ -фильтра, можно считать, что пульсация напряжения на конденсаторе определяется переменной составляющей тока, и тогда связь изменения заряда  $\Delta Q$  с током может быть представлена в виде

$$\Delta Q = 2\Delta U_{\text{вых}} C = \frac{\Delta I_L T_S}{8}, \quad (6.12)$$

где  $\Delta I_L$  — полуразность максимального и минимального значений тока.

Из (6.12) с учетом (6.10) получим

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{E T_S^2}{16LC} (1 - \gamma). \quad (6.13)$$

Выражение (6.13) позволяет определить произведение емкости  $C$  конденсатора и индуктивности  $L$  реактора выходного фильтра из условия обеспечения нужного уровня пульсаций  $\Delta U_{\text{вых}}$ , который обычно задается в форме коэффициента пульсаций  $K_{\text{п}}$  в процентном выражении по отношению к среднему значению, т.е.

$$K_{\text{п}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} 100 \%. \quad (6.14)$$

**Режим работы с прерывистым током.** В этом режиме ток  $i_L$  спадает до нуля на интервале, когда транзистор  $VT$  выключен, и возникает новое состояние регулятора с длительностью  $t_{\text{пр}}$  (интервал III), когда ток  $i_L = 0$ , а напряжение на нагрузке поддерживается за счет энергии, накопленной в конденсаторе фильтра  $C$  (рис. 6.11). На интервале III при принятом выше допущении об идеальной сглаженности напряжения  $U_{\text{вых}}$  эквивалентная схема принимает вид, соответствующий схеме на рис. 6.11, а. В реальной схеме (рис. 6.11, б) с конечным значением емкости конденсатора  $C$  напряжение на нагрузке (интервал III) изменяется следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = U_C = U_C(t_0) e^{-\frac{t}{R_H C}}, \quad (6.14)$$

где  $U_C(t_0)$  — напряжение на конденсаторе в момент снижения тока  $i_L$  до нуля.

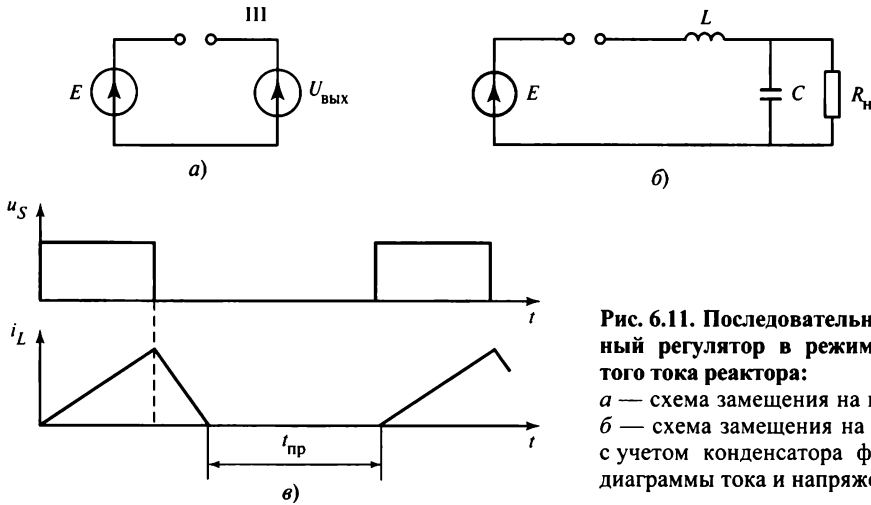


Рис. 6.11. Последовательный импульсный регулятор в режиме прерывистого тока реактора:  
 а — схема замещения на интервале III;  
 б — схема замещения на интервале III с учетом конденсатора фильтра; в — диаграммы тока и напряжения

В рассматриваемом случае при принятых выше допущениях пульсациями выходного напряжения пренебрегают из-за их относительной малости в реальных схемах. Поэтому изменение  $U_C(t)$  на интервале III в соответствии с (6.14) не учитывается, а напряжение  $U_{\text{вых}}$  принимается равным усредненному за период  $T_S$  значению.

Однако среднее значение выходного напряжения в режиме непрерывного тока  $i_L$  зависит от коэффициента  $\gamma$ . В режиме прерывистого тока  $i_L$  эта зависимость изменяется, так как на усредненное значение выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  влияет большее количество параметров схемы и нагрузки. В отличие от (6.8), аналогичное выражение для выходного напряжения усложняется, в частности, при  $E = \text{const}$  оно может быть представлено в виде:

$$U_{\text{вых}} = \frac{E\gamma^2}{\gamma^2 + \frac{2I_H L}{ET_S}}, \quad (6.15)$$

где  $I_H$  — среднее значение тока нагрузки.

Граница перехода к прерывистому режиму тока реактора  $i_L$  определяется средним значением тока нагрузки, который можно определить из следующего соотношения:

$$I_{\text{н.гр}} = \frac{ET_S}{2L} \gamma(1 - \gamma), \quad (6.16)$$

где  $I_{\text{н.гр}}$  — среднее граничное значение тока нагрузки.

Граничное значение тока  $I_{н.гр}$  при заданных значениях  $E$ ,  $L$  и  $T_S$  в явной форме зависит от параметра управления — коэффициента заполнения импульса  $\gamma$ , изменяющегося в диапазоне от нуля до единицы. Из (6.16) видно, что крайние значения диапазона изменения коэффициента заполнения импульса  $\gamma$  соответствуют нулевым значениям тока  $I_{гр}$ . Граничный ток при  $\gamma = 0,5$  определяется по формуле

$$I_{н.гр\ m} = \frac{T_S E}{8L}. \quad (6.17)$$

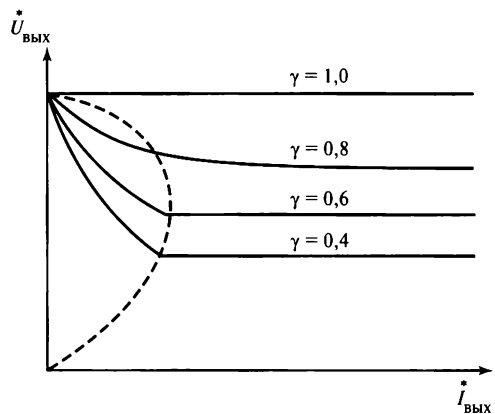


Рис. 6.12. Внешние характеристики регулятора

С учетом (6.16) и (6.17) на рис. 6.12 приведено семейство внешних (нагрузочных) характеристик преобразователя при  $E = \text{const}$  в относительных единицах, где за базовые значения выбраны значения напряжения  $E$  и тока  $I_{н. гр\ m}$ .

Штриховая кривая на рис. 6.12 разделяет области работы с непрерывным и прерывистым током реактора  $i_L$ .

Важнейшим показателем любых типов регуляторов является качество регулирования в установившихся и переходных режимах, которое определяется параметрами как силовой части схемы, так и управления. Для анализа качества регулирования используются различные методы (см. гл. 4). Основой большинства методов является определение передаточных функций отдельных звеньев регулятора для последующего анализа системы частотными или другими наиболее эффективными для конкретного случая методами [31]. Рассмотрим передаточные функции звеньев для анализа импульсных регуляторов постоянного тока. В качестве примера составим структурную схему регулятора с последовательным ключом (см. рис. 6.9, а) и типовой системой управления по способу ШИМ (см. рис. 6.5). При этом воспользуемся методом усредненных переменных состояния для малых сигналов в режиме непрерывного тока реактора.

Передаточная функция силовой части схемы, включающей нагрузку  $R_n$ , в этом случае может быть определена по передаточной функции, соответствующей звену второго порядка, колебательность которого зависит от сопротивления нагрузки  $R_n$ .

Рассмотрим систему управления (рис. 6.13) на операционных усилителях, где компаратор и усилитель выполнены на одном ОУ1 с отрицательной обратной связью, образованной сопротивлением  $Z1$ . Параметр  $Z1$  может существенно влиять на качество регулирования в целом и служит для его корректировки.



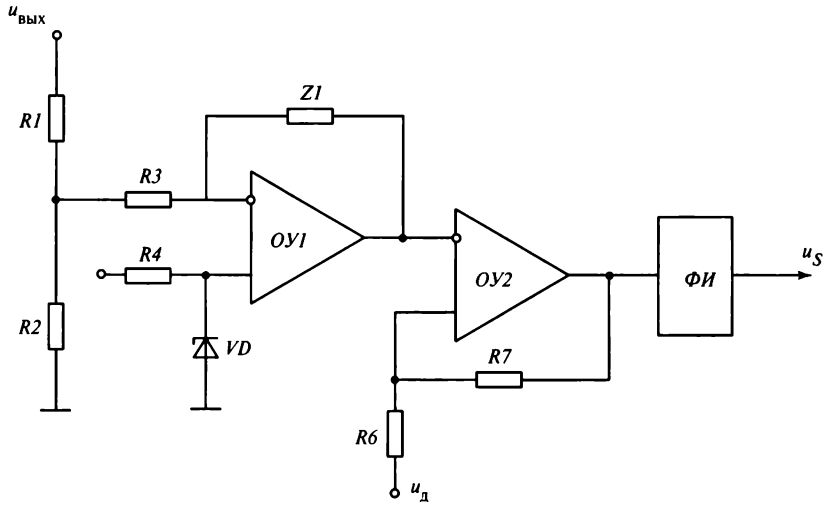


Рис. 6.13. Схема управления импульсным транзисторным последовательным регулятором

На рис. 6.14 представлены полная структурная схема регулятора с передаточными функциями отдельных звеньев и схема, преобразованная относительно отклонения входного напряжения  $\Delta E$ . Согласно последней схеме передаточная функция разомкнутой системы  $W_{\text{раз}}(S)$ , связывающей входное и выходное напряжение регулятора, имеет следующий вид:

$$W_{\text{раз}}(S) = \frac{K_E W_{\text{с.ч}}(S)}{1 + W_{\text{с.ч}}(S) K_D W_y(S) K_M K_Y}, \quad (6.18)$$

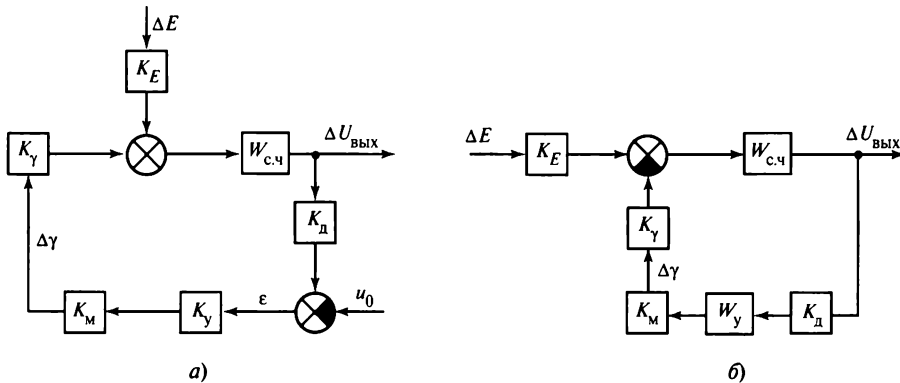


Рис. 6.14. Структурная схема системы управления импульсным транзисторным последовательным регулятором:

а — общая схема; б — преобразованная схема

где  $W_{с.ч}$  — передаточная функция силовой части;  $K_d, K_m$  — коэффициенты датчика и модулятора;  $W_y(S)$  — передаточная функция усилителя (включая цепи коррекции);  $K_E, K_\gamma$  — коэффициенты, связывающие отклонения входного напряжения и управляющего воздействия (согласно схеме на рис. 6.14  $K_E = \gamma_{ном}, K_\gamma = E_{ном}$ ).

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики регулятора при безынерционном усилителе, когда  $W_y(S) = K_\gamma$ , соответствующие (6.18), представлены на рис. 6.15 в логарифмическом масштабе. Используя критерий Найквиста, по частотным характеристикам можно оценить устойчивость системы управления и качество переходных процессов. Согласно этому критерию частота среза должна располагаться левее точки достижения амплитудно-фазовой характеристикой угла  $-\pi$  с определенным запасом. Кроме того, переходный процесс имеет более благоприятный характер, если наклон АЧХ в районе частоты среза не превышает  $-20$  дБ/дек. На практике для достижения этих целей обычно используют корректирующие цепи. Например, представив  $Z1$  в виде  $RC$ -цепи и подсоединив параллельно к резистору  $R2$  конденсатор  $C2$ , можно трансформировать АЧХ в нужном направлении, как это показано штриховой линией на рис. 6.15 [34]. При этом повышаются устойчивость регулятора и качество переходных процессов при регулировании.

Параметры  $LC$ -фильтра влияют на максимальные отклонения выходного напряжения при сбросах и набросах нагрузки. Обычно инерционность каналов регулирования не позволяет существенно повлиять на эти отклонения. Величины отклонений определяются тем, что при сбросе нагрузки энергия, накопленная в индуктивности, переходит в конденсатор фильтра, вызывая перенапряжение, а при набросе нагрузки инерционность индуктивности приводит к форсированному расходу энергии конденсатора и провалу выходного напряжения (рис. 6.16).

Приближенно эти отклонения могут быть определены через параметры  $LC$ -фильтра:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta I_{\text{н}} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (6.19)$$

где  $\Delta U_{\text{вых}}$  и  $\Delta I_{\text{н}}$  — максимальные значения изменения напряжения и тока нагрузки в динамическом режиме.

Соотношение (6.19) может использоваться как дополнительное условие выбора параметров  $LC$ -фильтра. Таким образом, область допустимых значений  $L$  и  $C$  определяется неравенством

$$\frac{L}{C} \geq \left( \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}} \right)^2. \quad (6.20)$$

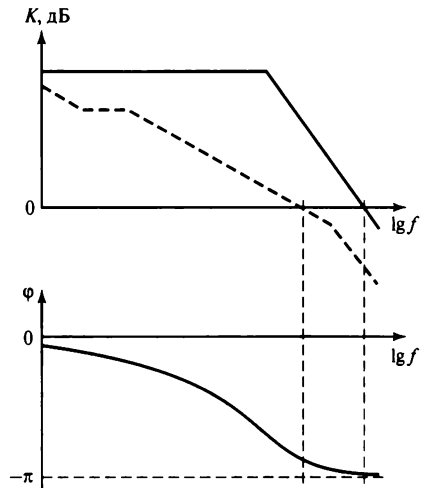


Рис. 6.15. Частотные характеристики импульсного транзисторного последовательного регулятора

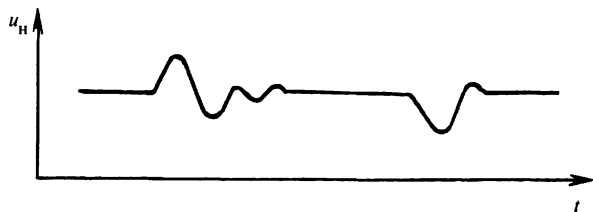


Рис. 6.16. Диаграмма напряжения в переходном процессе в транзисторном последовательном регуляторе

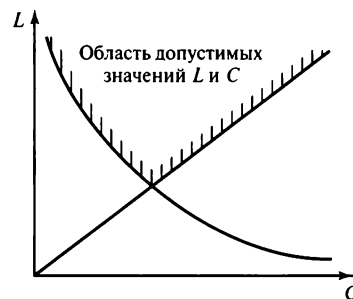


Рис. 6.17. К определению параметров фильтра в регуляторе

Область допустимых значений  $L$  и  $C$  согласно (6.13) и (6.20) показана на рис. 6.17. Выбор значений  $L$  и  $C$  в этой области является многофакторной оптимизационной задачей.

### 6.2.4. Импульсный регулятор с параллельным ключом

Этот тип регулятора называют также *повышающим* (англ. step-up или boost converter). Силовая часть схемы регулятора с транзисторным ключом  $VT$  и емкостным выходным фильтром  $C$  приведена на рис. 6.18. Принцип действия регулятора основан на периодическом накоплении энергии и передаче ее из реактора  $L$  в цепи фильтра  $C$  и нагрузки  $R_H$ . Так же как и регулятор с последовательным ключом, этот регулятор может работать в режимах с непрерывным и прерывистым током реактора.

**Режим работы с непрерывным током реактора.** В этом режиме чередуются два состояния схемы: транзистор  $VT$  включен (интервал I) и транзистор  $VT$  выключен (интервал II). При построении диаграмм и дальнейшем рассмотрении схемы принято допущение, что выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  идеально сглажено. Длительности интервалов I и II составляют  $t_{\text{вкл}} = \gamma T_S$  и  $t_{\text{выкл}} = (1 - \gamma)T_S$  соответственно. На рис. 6.19 представлены эквивалентные схемы на интервалах работы схемы с учетом принятых допущений. Диаграммы, иллюстрирующие этот режим работы, показаны на рис. 6.19. Согласно схемам ток реактора на интервалах I и II изменяется по линейному закону:

интервал I

$$i_L = I_{L \text{ min}} + \frac{Et}{L}; \quad (6.21)$$

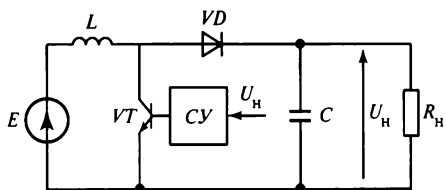


Рис. 6.18. Схема параллельного импульсного регулятора

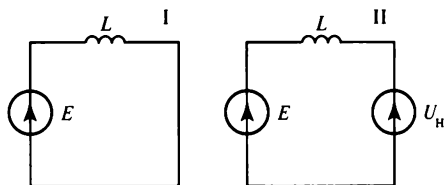


Рис. 6.19. Схемы замещения параллельного импульсного регулятора в режиме работы с непрерывным током реактора

интервал II

$$i_L = I_{L \max} + \frac{(E - U_{\text{вых}})t}{L}. \quad (6.22)$$

Из диаграмм на рис. 6.20 видно, что на интервале I ток  $i_L$  протекает в транзисторе VT. Цепи нагрузки  $R_n$  и конденсатор фильтра C отделены от входного источника диодом VD (см. рис. 6.18).

Связь входных и выходных параметров схемы может быть определена из условия равенства нулю среднего значения напряжения на входном реакторе L. В этом случае площади положительной и отрицательной составляющих напряжения  $U_L$  в течение периода  $T_S$  равны между собой:

$$Et_{\text{вкл}} = -(E - U_{\text{вых}})t_{\text{выкл}}, \quad (6.23)$$

или

$$E\gamma = -(E - U_{\text{вых}})(1 - \gamma). \quad (6.24)$$

Из (6.24), пренебрегая потерями мощности в схеме, можно записать

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} &= \frac{E}{1 - \gamma}; \\ I_n &= I_{\text{вх}}(1 - \gamma), \end{aligned} \right\} \quad (6.25)$$

где  $I_{\text{вх}}$  — среднее значение тока, потребляемого из первичного источника.

Из (6.25) видно, что в идеальной схеме выходное напряжение может изменяться от входного значения E при  $\gamma = 0$  до бесконечности при  $\gamma = 1$ . В реальной схеме активные потери ограничивают рост выходного напряжения.

Для оценки пульсаций выходного напряжения можно использовать условие равенства нулю среднего значения тока конденсатора в установившемся режиме работы. На рис. 6.21 представлены диаграммы, позволяющие приближенно оценить уровень пульсаций в режиме непрерывного тока реактора. Для этого на диаграмме тока диода показана переменная составляющая этого тока при допущении

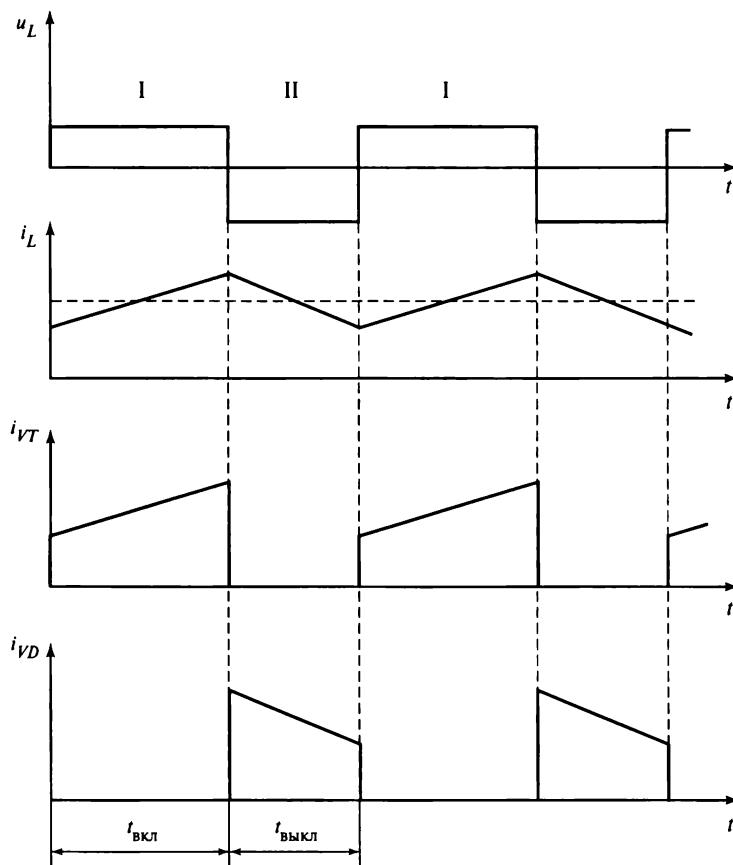


Рис. 6.20. Диаграммы напряжения и тока

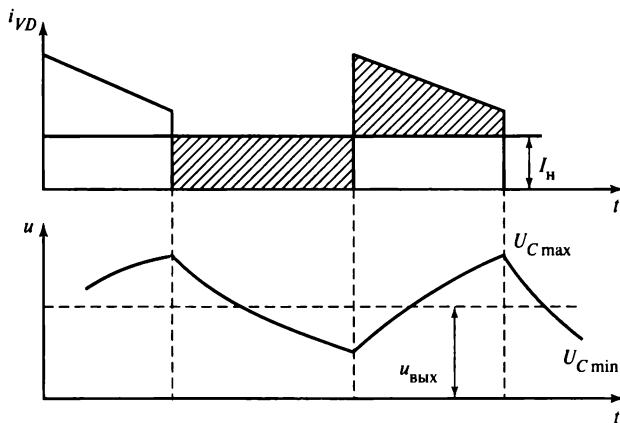


Рис. 6.21. Диаграммы тока и напряжения параллельного импульсного регулятора

постоянства тока нагрузки  $I_H$  в течение периода  $T_S$ . Изменение напряжения от  $U_{C \max}$  до  $U_{C \min}$  является результатом изменения заряда  $\Delta Q$  на интервале  $\gamma T_S$ :

$$\Delta U_C = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_H \gamma T_S}{C}. \quad (6.26)$$

**Режим работы с прерывистым током реактора** (см. рис. 6.11, в). При снижении тока нагрузки  $I_H$  до определенного параметрами схемы уровня регулятор переходит в режим работы с прерывистым током  $i_L$ . В этом режиме на интервале выключенного состояния транзистора  $VT$  ток  $i_L$  спадает до нуля раньше начала следующего периода. Наступление граничного режима возможно при условии:

$$I_{H.гр} = \frac{T_S U_{\text{ВЫХ}}}{2L} \gamma (1 - \gamma)^2, \quad (6.27)$$

где  $I_{H.гр}$  — среднее граничное значение тока нагрузки.

Среднее значение выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$  в режиме прерывистого тока  $i_L$  может быть определено из условия баланса энергии, накопленной в индуктивности  $L$  за время включенного состояния транзистора и отданной в нагрузку  $R_H$ . Это условие вытекает из того, что в установившемся режиме работы среднее значение энергии, накопленной в конденсаторе, постоянно. В противном случае имело бы место постоянное уменьшение или увеличение напряжения на конденсаторе, т.е. выходного напряжения регулятора. С учетом изложенного можно записать

$$\frac{L I_{L \max}^2}{2} = P_H T_S = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{R_H} T_S, \quad (6.28)$$

где  $P_H$  — мощность нагрузки.

Из (6.28) с учетом (6.27) получим выражение, связывающее среднее значение выходного напряжения с параметрами схемы (при принятых выше допущениях об идеальной сглаженности выходного напряжения) в режиме прерывистого тока  $i_L$

$$U_{\text{ВЫХ}} = E \gamma \sqrt{\frac{T_S R_H}{2L}}. \quad (6.29)$$

Для оценки качества регулирования можно также использовать методы осредненных переменных состояния и частотного анализа. При регулировании по способу ШИМ схема системы управления может быть выбрана аналогично схеме на рис. 6.13. Структурная схема регулятора для этого случая может быть также подобна схеме рис. 6.14, только с соответствующей передаточной функцией.

### 6.2.5. Импульсный регулятор с параллельным индуктивным накопителем

Этот тип регулятора называется *инвертирующим*, а также понижающе-повышающим (buck-boost converter). Такое название обусловлено изменением полярности выходного напряжения относительно входного. Схема силовой части регулятора представлена на рис. 6.22. Реактор  $L$  накапливает энергию при включенном состоянии транзистора  $VT$ , передает ее в нагрузку  $R_H$  и в выходной фильтр (конденсатор  $C$ ). Регулятор в зависимости от параметров схемы и нагрузки может работать в режимах непрерывного и прерывистого тока реактора  $i_L$ . Принимая допущение об идеальной сглаженности выходного напряжения, рассмотрим эти режимы работы.

**Режим работы с непрерывным током дросселя.** Диаграммы тока и напряжения в схеме представлены на рис. 6.23. При включенном транзисторе  $VT$  (см. рис. 6.22) (интервал I) к реактору  $L$  приложено напряжение  $E$  и он накапливает энергию. Длительность этого интервала соответствует времени включенного состояния транзистора  $t_{вкл} = \gamma T_S$ . При выключении транзистора диод  $VD$  переходит в проводящее состояние, энергия реактора поступает в нагрузку и выходной

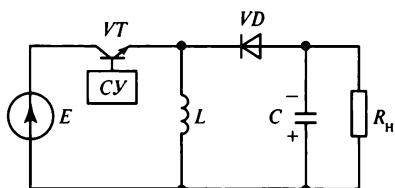


Рис. 6.22. Схема импульсного регулятора с инверсией выходного напряжения

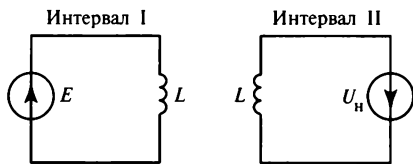


Рис. 6.24. Схема замещения импульсного регулятора с инверсией выходного напряжения в режиме работы с непрерывным током реактора

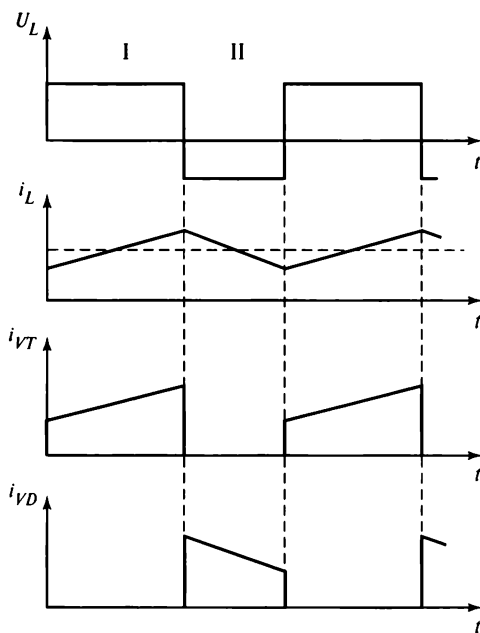


Рис. 6.23. Диаграммы напряжения и тока импульсного регулятора с инверсией выходного напряжения в режиме работы с непрерывным током реактора

фильтр (интервал II). Длительность интервала II соответствует времени выключенного состояния транзистора  $t_{\text{выкл}} = (1 - \gamma)T_S$ . Интервалы I и II отражают эквивалентные схемы, представленные на рис. 6.24. Согласно этим схемам изменение тока реактора определяется уравнениями:

для интервала I

$$i_L = I_{L \min} + \frac{E}{L} t, \quad (6.30)$$

для интервала II

$$i_L = I_{L \max} - \frac{U_{\text{вых}}}{L} t. \quad (6.31)$$

Основные соотношения при принятых допущениях для установившегося режима работы с непрерывным током реактора могут быть получены из условия равенства нулю среднего значения напряжения  $U_L$  на реакторе  $L$  (см. рис. 6.23):

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} &= \frac{E\gamma}{1-\gamma}; \\ \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{вх}}} &= \frac{1-\gamma}{\gamma}, \end{aligned} \right\} \quad (6.32)$$

где  $I_{\text{вх}}$  — среднее значение тока, потребляемого от первичного источника.

Из (6.32) следует, что выходное напряжение может изменяться в диапазоне от нуля при  $\gamma = 0$  до бесконечности при  $\gamma = 1$ . Эта схема позволяет регулировать выходное напряжения в широком диапазоне, причем как понижать, так и повышать его относительно напряжения входного источника. Следует отметить, что в реальных схемах потери мощности ограничивают выходное напряжение, но не устраняют опасность выхода из строя элементов под воздействием повышенного напряжения. Неблагоприятным является режим холостого хода, когда нагрузка отсутствует.

**Режим работы с прерывистым током реактора.** При малых нагрузках схема переходит в режим работы с прерывистым током реактора. Ток на интервале выключенного состояния транзистора спадает до нуля раньше начала следующего периода работы (рис. 6.25). Граничные средние значения токов реактора  $I_L$  и нагрузки  $I_{\text{н}}$  определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} I_{L \text{ гр}} &= \frac{T_S U_{\text{вых}}}{2L} (1 - \gamma); \\ I_{\text{н. гр}} &= \frac{T_S U_{\text{вых}}}{2L} (1 - \gamma)^2. \end{aligned} \right\} \quad (6.33)$$



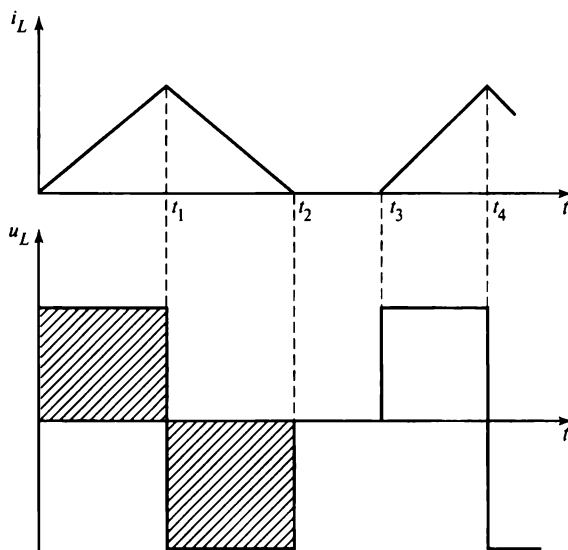


Рис. 6.25. Диаграммы тока и напряжения импульсного регулятора с инверсией выходного напряжения в режиме работы с прерывистым током реактора

Для определения связи выходного напряжения с параметрами схемы и нагрузки в режиме работы с прерывистым током может быть использована зависимость (6.30). Такая возможность вытекает из идентичности процессов накопления и передачи энергии в режиме прерывистого тока реактора в схемах с параллельным ключом.

Регулирование выходного напряжения в схеме с параллельным индуктивным реактором осуществляется изменением коэффициента заполнения  $\gamma$ , в частности, по способу ШИМ.

### Контрольные вопросы

1. Определите сопротивление  $r_G$  в схеме на рис. 6.3 при следующих условиях: входное напряжение  $E = 24$  В; выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = 12$  В; сопротивление нагрузки 1 кОм; допустимое минимальное значение тока стабилизатора  $I_{\text{ст}} = 5$  мА.
2. Как изменится значение входного тока стабилизатора (см. рис. 6.3) при изменении нагрузки, если режим стабилизации напряжения сохранится?
3. Каким образом можно изменять выходное напряжение в транзисторном регуляторе непрерывного действия?
4. Определите влияние изменения входного напряжения на КПД регулятора (см. рис. 6.3) при следующих условиях: входное напряжение  $E$  изменяется от 14 до 20 В; ток нагрузки  $I_n = 10$  А; выходное напряжение 12 В.
5. Какие факторы определяют высокие значения КПД и удельных массогабаритных показателей импульсных регуляторов по сравнению с непрерывными?
6. В какой схеме импульсного регулятора легче обеспечить низкий уровень пульсации входного тока?

7. Рассчитайте параметры выходного  $LC$ -фильтра в схеме регулятора (см. рис. 6.9), обеспечивающего уровень пульсации выходного напряжения не более 1 % и отклонение в динамических режимах не более 10 % среднего значения напряжения при следующих исходных данных: среднее значение входного напряжения  $E = 50$  В; среднее значение выходного напряжения  $U_{\text{вых}} = 24$  В; скачкообразное изменение тока нагрузки  $I_{\text{н}}$  — не более 10 А.

8. Запишите дифференциальное уравнение для определения тока и напряжения схемы на рис. 6.18 на интервале выключенного состояния ключа  $VT$  в режиме работы с непрерывным током реактора с учетом параметров  $C$  и  $R_{\text{н}}$ , т.е. исключая допущение об идеальной сглаженности напряжения на нагрузке.

9. Рассчитайте среднее и действующее значения тока в реакторе  $L$  регулятора, выполненного по схеме на рис. 6.22, для режима работы с непрерывным током реактора.

### 6.3. Модификации базовых схем

#### 6.3.1. Импульсные регуляторы постоянного тока с изменяемой полярностью напряжения и направлением тока

Рассмотренные в § 6.2 схемы импульсных регуляторов имеют однополярные напряжения и однонаправленный ток на выходе. Если представить эти значения на плоскости в ортогональных осях, ордината которых соответствует напряжению, а абсцисса току (рис. 6.26), то областям выходных параметров будут соответствовать их координаты, расположенные в одном из квадрантов плоскости, один из которых условно будем считать первым, а остальные с возрастающей нумерацией против часовой стрелки. Например, в электроприводе постоянного тока регуляторы должны обеспечивать в определенных режимах работу с выходными параметрами, координаты которых располагаются в двух или во всех четырех квадрантах в зависимости от режима работы управляемой нагрузки, например электрической машины постоянного тока (см. ч. III). При управлении двигателем постоянного тока выходной ток регулятора  $i_{\text{вых}}$  пропорционален моменту  $M$  на валу двигателя, а скорость вращения  $\omega$  пропорциональна выходному напряжению  $U_{\text{вых}}$ . На рис. 6.26 момент и скорость вращения двигателя указаны в скобках, а полярность их направленности в соответствии с координатными осями определяет режим работы двигателя. Для реализации работы с изменяемой полярностью обычно используются полумостовые и мостовые схемы на полностью управляемых ключах с обратными диодами, обеспечивающие протекание токов в разных направлениях, и называемые двунаправленными ключами (см. ч. I). Рассмотрим работу этих схем более подробно.

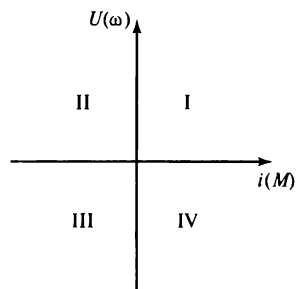


Рис. 6.26. Области выходных параметров регулятора при различных режимах работы двигателя постоянного тока

**Двухквadrантный регулятор** позволяет обеспечить работу с выходными параметрами в двух квадрантах (см. рис. 6.26). Для этого применяют полумостовую схему (рис. 6.27). В этой схеме при использовании ее в качестве регулятора постоянного тока нагрузкой является электрическая машина постоянного тока, схема замещения которой может быть представлена ЭДС  $E_M$  с внутренним активно-индуктивным сопротивлением  $R_M L_M$ . Регулятор на основе этой схемы работает в двух квадрантах (см. рис. 6.26). В квадранте I электрическая машина работает в режиме двигателя, при этом энергия из источника передается в нагрузку. В этом режиме при включенном состоянии транзистора  $VT1$  ток протекает по цепи  $E - VT1 - R_M - L_M - E_M$ . Когда транзистор  $VT1$  выключен, ток нагрузки протекает в диоде  $VD2$  за счет энергии, накопленной в индуктивности  $L_M$ , уменьшаясь по величине, так как напряжение на нагрузке становится равным малому значению падения напряжения на проводящем диоде  $VD2$ . Так как транзистор  $VT1$  работает в импульсном режиме, то, изменяя коэффициент относительного заполнения  $\gamma$ , можно регулировать среднее значение тока  $I_{\text{вых}}$ , поступающего в нагрузку, так же как это делается в понижающем регуляторе постоянного тока. Однако, в отличие от схемы регулятора постоянного тока, в рассматриваемом регуляторе ток  $I_{\text{вых}}$  может изменить направление на противоположное, а следовательно, обеспечить рекуперацию энергии из нагрузки в источник. Такой режим возможен, например, в электроприводе постоянного тока в процессе торможения двигателя постоянного тока (см. ч. III). При этом последний переходит в генераторный режим за счет накопленной в нем энергии. В этом режиме при включенном состоянии транзистора  $VT2$  происходит увеличение тока  $I_{\text{вых}}$ . Когда транзистор  $VT2$  выключается, этот ток протекает в диоде  $VD1$  и источнике ЭДС  $E$ . Управлением коэффициента заполнения  $\gamma$  транзистора  $VT2$  можно регулировать среднее значение тока, поступающего из нагрузки в источник. Таким образом, обеспечивается двухквadrантный режим работы полумостового регулятора постоянного тока. Эквивалентная схема регулятора при работе в квадранте I соответствует схеме последовательного регулятора (см. рис. 6.9), а в квадранте II — схеме параллельного регулятора (см. рис. 6.18). Необходимым условием работы регулятора в квадранте II является наличие реактора  $L_M$ , выполняющего функции накопителя энергии. В этой связи

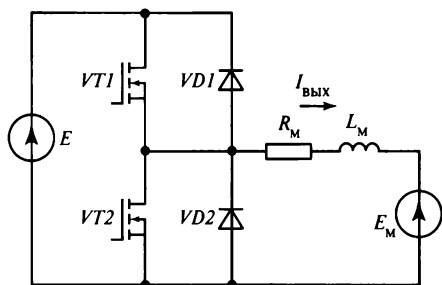


Рис. 6.27. Полумостовая схема регулятора

следует отметить, что при наличии индуктивности возможно обеспечение передачи энергии с выхода регулятора на его вход, не только в режиме рекуперации энергии из электрической машины, но и из любого другого источника с ЭДС  $E_M$  в источник с ЭДС  $E$  при  $E_M \leq E$ . Такой режим может быть реализован для проведения зарядно-разрядных циклов аккумуляторных батарей в системе электропитания постоянного тока при условии двусторонней проводимости тока источником  $E$ .

**Четырехквadrантный регулятор.** Наиболее полно различные режимы с изменением полярности напряжения и направлений токов реализуются в схеме, представленной на рис. 6.28. Так же как в схеме двухквadrантного регулятора, на выходе регулятора может быть подключена электрическая машина постоянного тока или другая нагрузка, содержащая источник ЭДС  $E_M$  с  $R_M L_M$ -цепью. Однако в этой схеме полярность ЭДС  $E_M$  может иметь противоположную полярность относительно выходных выводов электронного моста, состоящего из полностью управляемых электронных ключей, например транзисторов  $VT1—VT4$ , со встречно-включенными диодами  $VD1—VD4$ . Наличие обратных диодов обеспечивает протекание токов в плечах моста в противоположных направлениях. Мостовая схема позволяет реализовать работу двигателя постоянного тока в четырех квадрантах (см. рис. 6.26). Из схемы на рис. 6.28 видно, что в квадранте I энергия передается из источника  $E$  в нагрузку при включенных транзисторах  $VT1, VT2$  и циркулирует в контуре  $VD4$ —нагрузка— $VD3$ — $E$  при выключенных транзисторах  $VT1, VT2$ . Регулирование среднего значения  $I_{\text{вых}}$  осуществляется изменением коэффициентов заполнения  $\gamma$  импульсов управления этих транзисторов. В квадранте II энергия передается из нагрузки, содержащей источник ЭДС  $E_M$ , в источник ЭДС  $E$ . При этом вначале происходит накопление энергии в индуктивности  $L_M$  при включенном транзисторе  $VT4$ , а затем ее передача в источник при выключенном состоянии транзистора  $VT4$  через диоды  $VD1, VD2$ , включающиеся под воздействием противоЭДС, возникающей в индуктивности  $L_M$  при выключенном транзисторе  $VT2$ . При изменении полярности ЭДС  $E_M$  на выходе регулятора аналогичные процессы протекают в квадранте III при импульсном управлении транзисторами  $VT3, VT4$  и в квадранте IV при импульсном управлении транзистором  $VT2$ . Однако в этих квадрантах направление токов  $I_{\text{вых}}$  изменяется в соответствии с измененной полярностью ЭДС  $E_M$ . Такой регулятор позволяет осуществлять не только прямое включение и динамическое торможение двигателя постоянного тока, но и его реверс и обратное торможение.

Полумостовая и мостовая схемы применительно к преобразователям постоянного тока могут выполнять и другие функции, например соответствующие выпрямителю или инвертору при различных методах и алгоритмах управления ключами, включая ШИМ.

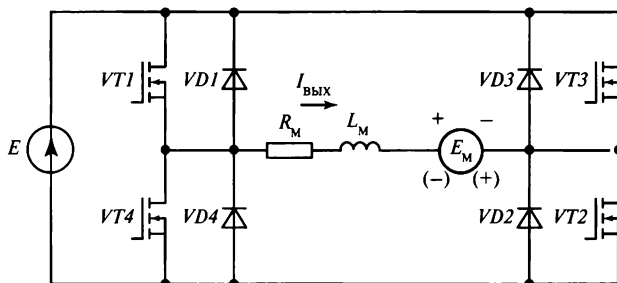


Рис. 6.28. Мостовая схема регулятора, работающая в четырех квадрантах

### 6.3.2. Преобразователи с гальванической развязкой входных и выходных цепей

На практике для использования преобразователей постоянного тока часто возникает необходимость в гальванической развязке входных и выходных цепей, например во вторичных источниках питания, когда имеется общий источник постоянного тока для обеспечения электропитанием функциональных узлов с различным уровнем напряжения постоянного тока и не допускающих наличия между ними гальванических связей.

Основным средством гальванической развязки в электротехнике является трансформатор, между обмотками которого может быть обеспечен высокий уровень изоляции. Однако передача энергии при постоянном токе ограничена насыщением его магнитопровода. В результате возникает необходимость предварительного преобразования постоянного тока в переменный с последующим выпрямлением либо передачи энергии в виде импульсов с ухудшенным использованием магнитопровода из-за его подмагничивания постоянной составляющей напряжения, передаваемого в импульсной форме. На практике получили распространение две группы преобразователей с трансформатором на выходе:

- преобразователи на основе повышающей схемы с параллельным ключом и индуктивным накопителем (рис. 6.29);
- преобразователи на основе последовательной понижающей схемы (рис. 6.30).

Преобразователи первой группы, накапливающие энергию в индуктивности, а потом передающие ее в нагрузку, называют *обратноходовыми* (англ. flyback). Однотактная схема выполняется на основе двухобмоточного реактора (см. рис. 6.29, а). В этом случае двухобмоточный реактор выполняет функции индуктивного накопителя  $L$  и трансформатора с изолированными друг от друга обмотками  $N1$  и  $N2$ . На рис. 6.29, а двухобмоточный реактор обозначен как реактор-трансформатор  $P-Tr$ . Особенностью конструкции  $P-Tr$  является необходимость обеспечения хорошей магнитной связи между обмотками  $N1$  и  $N2$ , т.е. минимального значения индуктивности рассеяния. С этой целью витки обмоток обычно наматывают бифилярным проводом, а также используют другие технологические и конструкторские приемы.

На рис. 6.29, б приведена эквивалентная схема идеализированного преобразователя, в котором индуктивность  $L$  соответствует индуктивности реактора, а трансформаторная связь между обмотками  $N1$  и  $N2$  представлена идеальным трансформатором. При таком допущении электромагнитные процессы в схеме соответствуют диаграммам на рис. 6.29, в, г. На интервале I включенного ключа  $VT$  в течение времени  $0 < t < \gamma T$  в индуктивности реактора  $L$  происходит увеличение тока  $i_\mu$  и накопление энергии. Предположим, что схема работает с непрерывным током  $i_\mu$ . В этом случае ток  $i_\mu$  в момент включения ключа имеет не нулевое

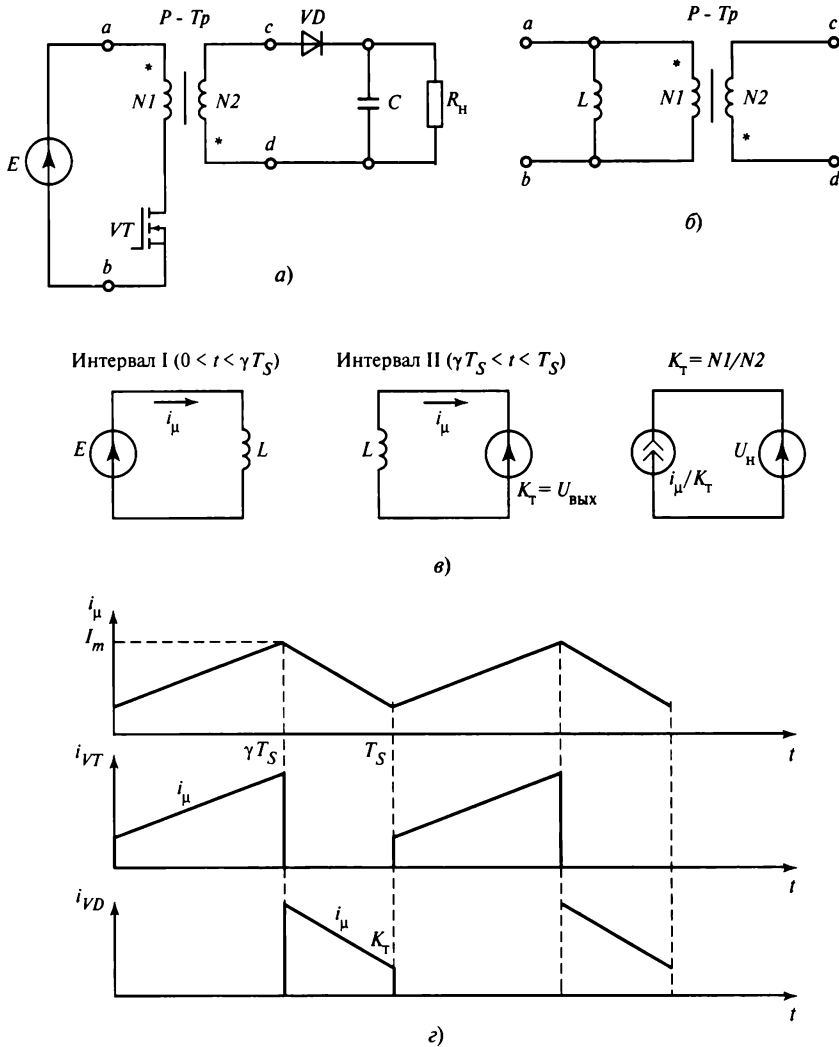


Рис. 6.29. Обратногоходовой преобразователь с гальванической развязкой:

а — схема однотактного преобразователя; б — эквивалентная схема реактора-трансформатора; в — схемы замещения на интервалах; г — диаграммы тока

значение, а исходное  $i_\mu(0)$ , которое остается неизменным при всех последующих включениях ключа в установленном режиме работы, т.е.  $i_\mu(0) = i_\mu(T_S)$ . При выключении ключа  $VT$  ток  $i_\mu$  спадает под воздействием выходного напряжения, среднее значение которого  $U_{\text{вых}}$  будем считать неизменным, пренебрегая относительно малым значением пульсации напряжения на выходном конденсаторе  $C$ . В соответствии с принятыми допущениями можно записать следующие соотношения для тока  $i_\mu$ :

$$\left. \begin{array}{l}
 \text{на интервале I } (0 \leq t \leq \gamma T_S) \\
 i_{\mu}(t) = i_{\mu}(0) + \frac{E}{L_p} t; \\
 \text{на интервале II } (\gamma T_S \leq t \leq T_S) \\
 i_{\mu}(t) = i_{\mu}(\gamma T_S) - \frac{U_{\text{ВЫИХ}}}{L} t,
 \end{array} \right\} (6.34)$$

где  $i_{\mu}(\gamma T_S)$  — максимальное значение тока  $i_{\mu}$  в момент выключения ключа  $VT$ ;  $K_T = NI/N2$  — коэффициент трансформации.

Диаграммы токов реактора  $i_{\mu}(t)$ , транзистора  $I_{VT}(t)$  и диода  $I_{VD}(t)$  в режиме непрерывного тока представлены на рис. 6.29, з. Параметры гранично-непрерывного режима могут быть определены по соотношениям, приведенным в § 6.2 для схемы повышающего регулятора с параллельным ключом.

Схема на рис. 6.29 имеет наиболее простую топологию и хорошие технико-экономические показатели в диапазоне малых мощностей. Эти показатели могут быть улучшены посредством введения двух ключей при соблюдении принципов преобразования, в частности, за счет параллельного соединения двух преобразователей. При этом объединяются как входные, так и выходные цепи силовых схем. Очевидно, что при этом повышается выходная мощность преобразователя и уменьшаются пульсации напряжения.

Преобразователь с трансформаторным выходом на основе последовательно понижающей схемы с одним ключом представлен на рис. 6.30. В нее входят трансформатор  $Tr$ , соединенный последовательно с транзистором  $VT$ , и  $LC$ -фильтр, подключенный к выходной вторичной обмотке. Принцип действия преобразователя, как и в схеме на рис. 6.29, основан на импульсном управлении коэффициентом заполнения  $\gamma$ , т.е. регулировании длительности импульсов напряжения прямоугольной формы амплитудой  $E$  на первичной обмотке трансформатора  $Tr$ . В идеализированной схеме на рис. 6.30 отсутствует индуктивность рассеяния в трансформаторе, т.е. коэффициент взаимной индуктивности обмоток  $M = 1$ .

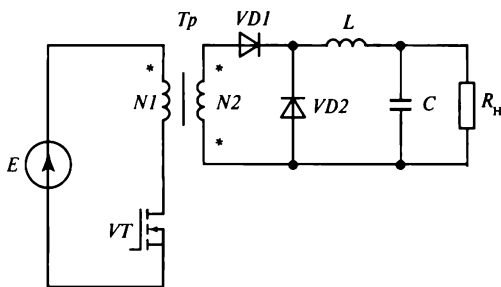


Рис. 6.30. Идеализированная схема понижающего преобразователя с гальванической развязкой

Кроме того, необходимо принять во внимание наличие тока намагничивания трансформатора. Практически обеспечить такое значение  $M$  невозможно, и поэтому для исключения перенапряжения на ключе при его выключении необходимо применить снаббер для поглощения энергии, накапливаемой в индуктивностях рассеяния реальной схемы. Эту задачу можно решить и другими способами, например введением третьей, дополни-

тельной обмотки, выполняющей функции возврата накопленной энергии в источник напряжения или подключенный к нему конденсатор. Другим существенным недостатком схемы является возникновение процесса подмагничивания магнитопровода, обусловленного наличием постоянной составляющей в импульсах, поступающих на трансформатор. В результате подмагничивания рабочее значение индукции в магнитопроводе смещается в сторону насыщения, вызывая дополнительные потери в ее элементах и ухудшение использования стали магнитопровода.

Указанные недостатки ограничивают применение однотактной схемы, формирующей однополярные импульсы на трансформаторе, областями малых мощностей и невысоких требований к удельным массогабаритным показателям преобразователя. Поэтому при мощности более 100 Вт применяют двухтактные схемы на основе двух или более ключей, работающие также по принципу понижающего последовательного регулятора. На рис. 6.31 приведен пример такой схемы, выпол-

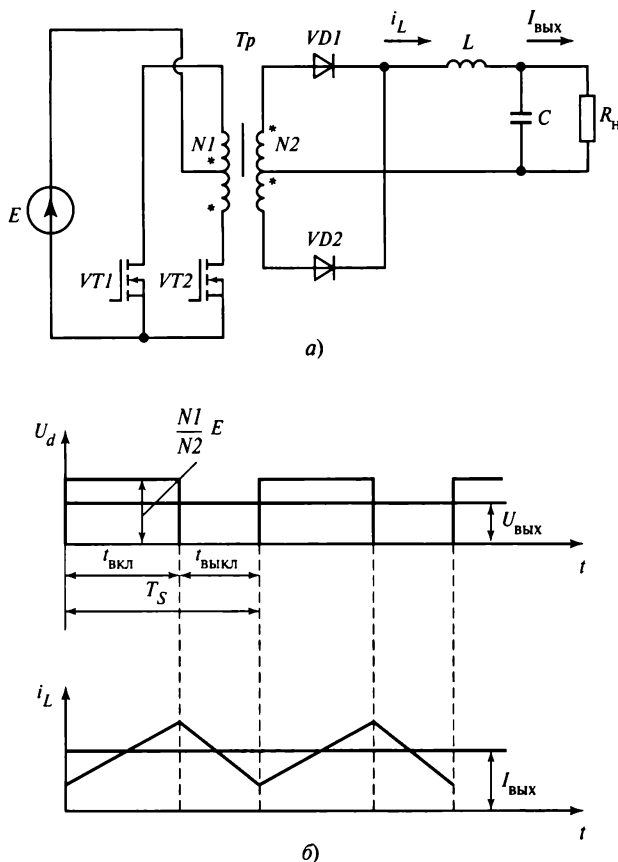


Рис. 6.31. Двухтактный преобразователь на двух транзисторах: а — схема; б — диаграммы напряжения и тока



ненной на основе двух транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ , подключенных к обмоткам трансформатора, имеющего общий (нулевой) вывод, соединенный с одним из выводов первичного источника питания  $E$ . При этом другие выводы трансформатора соединены последовательно с транзисторами  $VT1$  и  $VT2$ . На вторичной стороне трансформатора также используется схема с нулевым выводом, соединяющим вторичные полуобмотки трансформатора. Другие выводы полуобмоток соединены с диодами и образуют схему выпрямителя на диодах.

В этой схеме можно выделить два преобразователя: инвертор на транзисторах  $VT1$  и  $VT2$ , преобразующий постоянный ток в переменный, и выпрямитель, выпрямляющий посредством диодов  $VD1$  и  $VD2$  переменный ток, который создается на вторичных полуобмотках. На выходе выпрямителя включен  $LC$ -фильтр, сглаживающий пульсацию выходного напряжения. Регулирование выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  осуществляется изменением коэффициентов заполнения  $\gamma$  длительности включенного состояния ключей. Система управления ключами  $VT1$  и  $VT2$  обеспечивает симметричное и синхронное включение со сдвигом на угол  $2\pi$ . Выключение транзисторов в моменты времени, определяющие относительную длительность включенного состояния ключей и, следовательно, среднее значение выходного напряжения, осуществляются также системой управления преобразователя. Выпрямленное диодами  $VD1$  и  $VD2$  напряжение на вторичных полуобмотках поступает на  $LC$ -фильтр, сглаживающий пульсацию на выходе преобразователя. Из диаграмм на рис. 6.31, б видно, что процессы в преобразователе идентичны процессам, протекающим в понижающем импульсном преобразователе, за исключением того, что частота выпрямленных импульсов в 2 раза превышает рабочую частоту ключей  $VT1$  и  $VT2$ . В этой схеме также имеют место режимы прерывистого и непрерывного тока реактора, изменяющие соотношение напряжения  $E$  и коэффициента  $\gamma$ . Следует отметить, что при выключенном состоянии ключей в выпрямителе на вторичной обмотке под воздействием противоЭДС, возникающей в индуктивности  $LC$ -фильтра, включаются диоды  $VD1$  и  $VD2$ , образуя цепи тока  $I_L$ , который в идеальных условиях распределяется поровну между вторичными полуобмотками  $N2$ .

Очевидно, что рассмотренная двухполупериодная схема создает полное перемагничивание магнитопровода и позволяет более эффективно регулировать напряжение, одновременно обеспечивая гальваническую развязку входных и выходных цепей. Однако на практике в технологии изготовления обмоток трансформатора применяются методы, уменьшающие индуктивность рассеяния, и используются снабберы, подавляющие перенапряжения, вызванные токами намагничивания, и отклонения реальных параметров от идеальных. Для исключения несимметрии в интервалах работы ключа, приводящей к постепенному подмагничиванию магнитопровода вплоть до его насыщения, используют специальные приемы, корректирующие возникновение асимметрии управляющих импульсов.

## Контрольные вопросы

1. Приведите примеры технических устройств с использованием импульсных регуляторов с изменением направления тока и полярности напряжения в нагрузке.
2. Укажите преимущества и недостатки полумостовой и мостовой схем регуляторов.
3. Какие недостатки имеет обратногоходовой регулятор тока? Укажите способы их устранения.
4. Поясните принцип регулирования в обратногоходовом регуляторе.
5. Покажите контур протекания токов индуктивности выходного фильтра мостового регулятора с нулевым выводом выходной обмотки трансформатора (см. рис. 6.31, а).

## 6.4. Варианты базовых схем

### 6.4.1. Однотактные структурные схемы импульсных регуляторов

Схемы импульсных регуляторов, рассмотренные в § 6.2, имеют ряд недостатков. Схема с параллельным ключевым элементом только повышает напряжение, и прерывистый ток поступает в конденсатор выходного фильтра. Схема с последовательным ключевым элементом понижает напряжение, потребляя прерывистый ток от первичного источника (или входного фильтра). Эти недостатки могут быть устранены каскадным соединением указанных типов схем (рис. 6.32).

Однако посредством топологических преобразований (рис. 6.33) из схемы на рис. 6.32 получается схема регулятора нового типа, называемая схемой Чука (рис. 6.34) [33]. В простейшей схеме без гальванической развязки входных и выходных цепей (см. рис. 6.34, а) функцию ключа в положении В (см. рис. 6.33, б) выполняет диод  $VD$ . Особенностью схемы является инверсия выходного напряжения (изменение полярности) относительно входного напряжения, возникающая в процессе преобразования структуры, соответствующей схеме на рис. 6.32. Из диаграмм на рис. 6.34, б видно, что схема может работать в режиме непрерывных

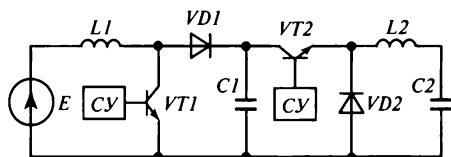
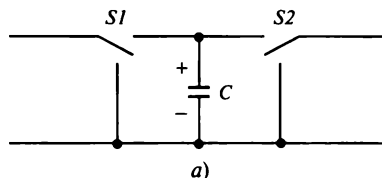


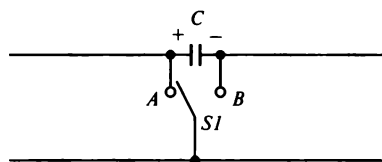
Рис. 6.32. Двухкаскадный (повышающий и понижающий) импульсный регулятор

→

Рис. 6.33. Переход от схемы с двумя переключающими элементами к схеме с одним переключающим элементом: а — схема с двумя ключами; б — схема с одним ключом



а)



б)

входного и выходного токов. Снижение пульсаций тока позволяет уменьшить емкости входного и выходного фильтров. Кроме того, в схеме используются один транзистор и один диод. Таким образом, сохраняя положительные свойства схемы на рис. 6.32, новая схема имеет лучшие энергетические показатели (КПД и удельные значения массы и объема).

В режиме непрерывных токов  $i_{L1}$  и  $i_{L2}$  средние значения напряжения связаны:

$$U_{\text{вых}} = E \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \quad (6.35)$$

Следует отметить, что непрерывность выходного тока схемы позволяет обеспечить независимость пульсаций на конденсаторе  $C$  от нагрузки. Кроме того, схема имеет хорошие динамические свойства и обеспечивает высокое качество регулирования выходных параметров.

Схемы на рис. 6.35 также имеют низкие пульсации входного тока.

Следующим этапом развития топологии схемы нового типа являются снижение пульсаций входного и выходного тока практически до нуля и интеграция магнитных компонентов [33].

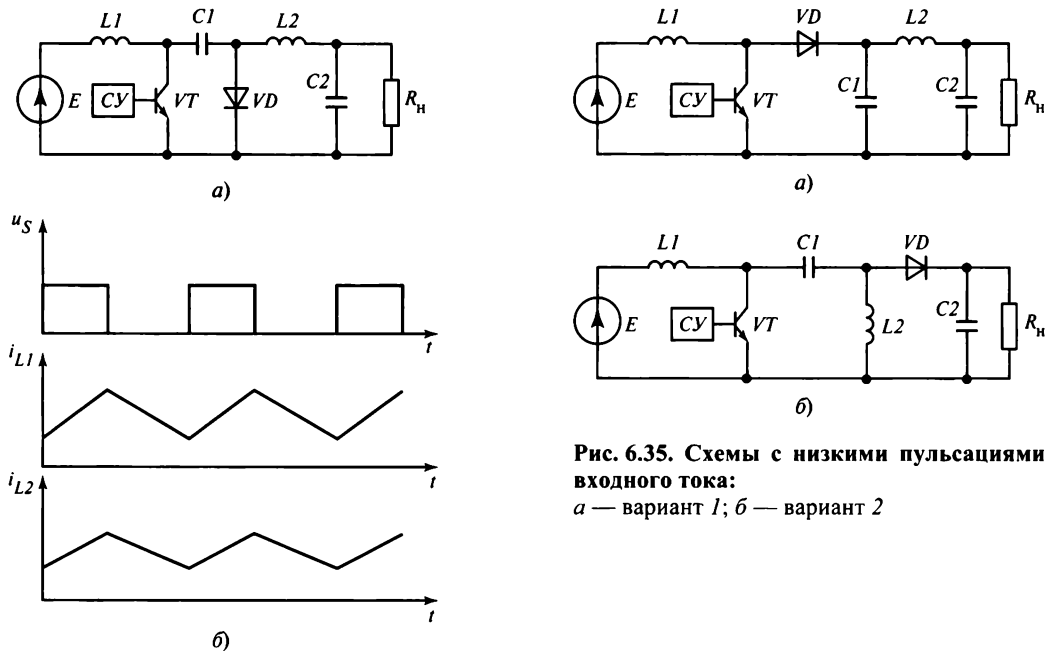


Рис. 6.35. Схемы с низкими пульсациями входного тока:  
а — вариант 1; б — вариант 2

↑  
Рис. 6.34. Регулятор Чука:  
а — принципиальная схема; б — диаграммы напряжения и тока

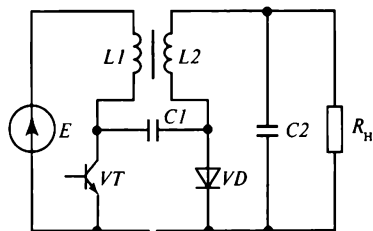


Рис. 6.36. Схема регулятора Чука с объединенной магнитной системой

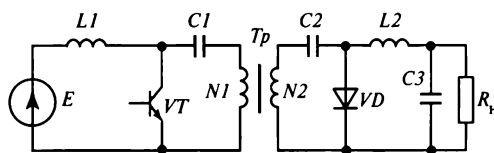


Рис. 6.37. Схема регулятора с гальванической развязкой

Первым шагом в этом направлении является объединение реакторов  $L1$  и  $L2$  магнитной связью (рис. 6.36). Такое решение вытекает из равенства напряжений на реакторах  $L1$  и  $L2$  (мгновенные значения напряжений на них одинаковы). Эта схема позволяет уменьшить пульсации токов  $i_{L1}$  и  $i_{L2}$ , а при заданных значениях магнитной связи свести пульсации тока  $i_{L1}$  практически к нулю. Другим положительным результатом интеграции реакторов является общее улучшение массогабаритных показателей магнитных компонентов.

Гальваническая развязка входной и выходной цепей может быть осуществлена введением разделительного трансформатора  $Tr$  (рис. 6.37).

Объединение всех магнитных компонентов в один элемент при определенных параметрах магнитной связи между обмотками позволяет обеспечить нулевые значения пульсаций токов  $i_{L1}$  и  $i_{L2}$  и гальваническую развязку цепей. На рис. 6.38 показана конструкция интегрального магнетика для схемы на рис. 6.37. Коэффициенты магнитной связи определяются размерами воздушных зазоров  $\delta_1$  и  $\delta_2$  магнитопровода.

Существует большое количество вариантов схем с интегрированными магнетиками различных конструктивных исполнений, включая варианты с взаимно ортогональными магнитными потоками. Ключевые регуляторы с нулевыми пульсациями входного и выходного тока и интегральным магнитным компонентом имеют хорошие удельные массогабаритные показатели, а также высокий КПД. В то же время их производство связано с непростой технологией изготовления магнитного компонента. Следует также отметить трудность формирования оптимальной траектории переключения транзистора  $VT$  из-за высоких скоростей изменения напряжения и тока при коммутации. Это ограничивает эффективное использование высокой рабочей частоты регулятора.

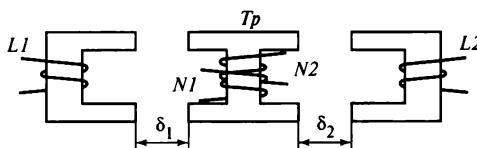


Рис. 6.38. Конструкция объединенной магнитной системы

### 6.4.2. Преобразователи постоянного тока в постоянный с бестрансформаторным многократным повышением напряжения

В импульсных преобразователях для повышения входного напряжения без применения выходного импульсного трансформатора (или двухобмоточного реактора) используются схемы с промежуточными накопителями энергии в реакторах, передающими эту энергию в нагрузку в импульсном режиме. Теоретические возможности такого повышения видны из соотношений (6.25) и (6.32). Однако реальные возможности повышения напряжения в этих схемах ограничены «паразитными» элементами (резисторами, реакторами, конденсаторами, монтажными соединениями и др.). Улучшению технико-экономических характеристик различных видов преобразователей постоянного тока в постоянный посвящены многочисленные работы Ф.Л. Луо, который разработал серии схем преобразователей, получивших название Луо-преобразователи (англ. luo-converters). Среди последних разработок в этой области необходимо отметить схемы с многократным повышением входного напряжения посредством многоячейковых структур, образуемых введением дополнительных однотипных ячеек. В качестве примера рассмотрим основные принципы построения этого вида преобразователей по материалам публикации [65], где представлены схемы, наиболее эффективно повышающие напряжение, а также приведена обширная библиография.

Как уже отмечалось, рассматриваемые схемы имеют многоячейковую структуру, в которой одна ячейка называется элементарной. На вход этой ячейки подается повышаемое напряжение, а выходное напряжение непосредственно поступает на емкостной фильтр, к которому подключается нагрузка. В [65] рассматриваемые преобразователи разделяются на основную и дополнительную подгруппы. Эти подгруппы различаются количеством входящих в схемы элементов и коэффициентом усиления входного напряжения. Поскольку для выполнения функции преобразования как в основной, так и в дополнительной подгруппах необходимо использование как минимум элементарной ячейки, будем называть ее базовой ячейкой.

Схема базовой ячейки основной подгруппы представлена на рис. 6.39, а. Она состоит из реактора  $L$ , электронного транзисторного ключа  $VT$  и конденсатора  $C1$ , цепи которых разделены диодом  $VD1$ . Характерной особенностью базовой ячейки является то, что на ее вход поступает напряжение  $E$ , которое необходимо повысить. Транзистор  $VT$  работает в импульсном режиме на частоте  $f_S$  с управлением по способу ШИМ. На интервале включенного состояния ключа  $VT$  длительностью  $\gamma T_S$  (где  $\gamma$  — коэффициент заполнения, определяемый законом ШИМ) в реакторе  $L$  нарастает ток и накапливается энергия. Конденсатор  $C1$  при этом заряжается от входного источника до значения его напряжения  $E$ . Эквивалентная схема, соответствующая происходящим процессам на интервале включенного состояния транзистора  $VT$ , представлена на рис. 6.39, б. При выключении транзистора  $VT$  эквивалентная схема изменяется (рис. 6.39, в) и ток реактора протекает в реакторе  $L$ ,

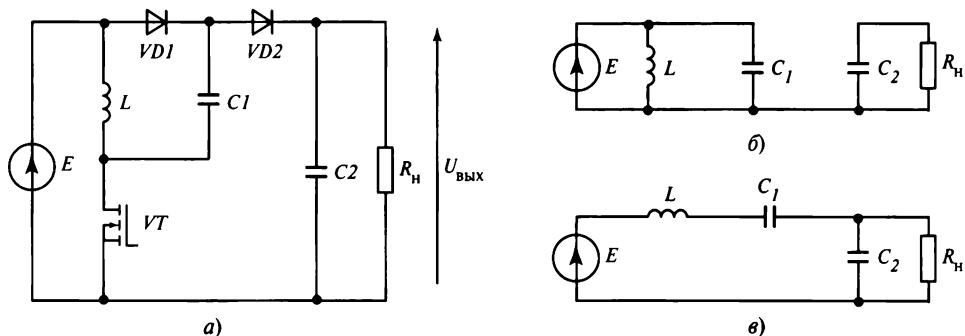


Рис. 6.39. Базовая ячейка основной подгруппы преобразователей:

*a* — схема; *б* — схема замещения при включенном транзисторе *VT*; *в* — схема замещения при выключенном транзисторе *VT*

конденсаторе  $C_1$ , выходном емкостном фильтре емкостью  $C_2$ , к которому подключена нагрузка  $R_H$ . Ток в реакторе под воздействием напряжений  $E$ ,  $U_{C1}$  и  $U_{C2}$  снижается при условии  $U_{C2} > E - U_{C1}$  для средних значений напряжений в установившемся режиме работы. При допущениях, принимаемых для анализа аналогичных схем с использованием зависимостей между усредненными значениями тока и напряжения, можно определить следующие основные параметры преобразователя, выполненного по схеме с базовой ячейкой:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} &= \frac{2-\gamma}{1-\gamma} E; \\ \delta_i &= \frac{\Delta i_L}{2I_L} = \frac{\gamma(1-\gamma)^2 R_H}{2(2-\gamma) f_S L}; \\ \delta_u &= \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{2U_{\text{вых}}} = \frac{1-\gamma}{2R_H C_2 f_S}, \end{aligned} \right\} \quad (6.36)$$

где  $U_{\text{вых}} = U_{C2}$  — среднее значение выходного напряжения;  $\Delta i_L$  и  $\Delta U_{\text{вых}}$  — полный размах пульсаций тока  $i_L$  и напряжения  $U_{\text{вых}}$ ;  $\delta_i$  и  $\delta_u$  — коэффициенты пульсаций тока  $i_L$  и напряжения  $U_{\text{вых}}$ .

Введение в схему дополнительной ячейки, выполненной на основе двух конденсаторов и реактора  $L$  с использованием диодных развязок, коэффициент повышения выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  возрастает в квадрате по сравнению с коэффициентом  $\delta_U$ , определяемым в (6.36) для схемы с одной базовой ячейкой. Общая и эквивалентные схемы для включенного и выключенного состояний транзистора  $VT$  в преобразователе с одной дополнительной ячейкой представлены на рис. 6.40. На этой схеме одна дополнительная ячейка состоит из элементов  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $L_2$ ,

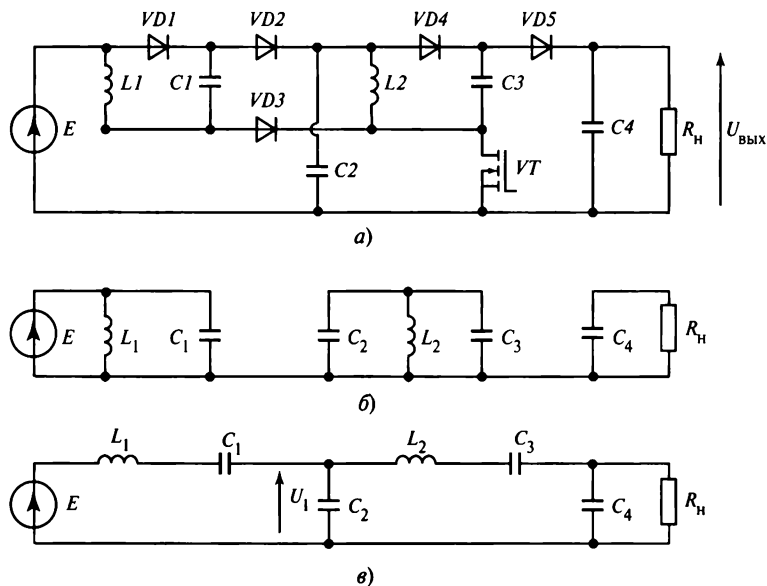


Рис. 6.40. Двухъячейковая схема основной подгруппы преобразователей:

*a* — общая схема; *б* — схема замещения при включенном транзисторе *VT*; *в* — схема замещения при выключенном транзисторе *VT*

соединенных с диодами *VD2*, *VD3* и *VD4*. В схеме с дополнительной ячейкой конденсатор *C2* заряжен согласно (6.36) до среднего напряжения  $U_{C2} = \frac{2-\gamma}{1-\gamma} E$ , т.е. превышающего значение *E*. В результате на интервале включенного состояния транзистора *VT* скорость изменения тока  $i_{L2}$  и накапливаемая в нем энергия возрастают. Поэтому в установившемся режиме работы для преобразователя с дополнительной ячейкой получим следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_{C4} = \left( \frac{2-\gamma}{1-\gamma} \right)^2 E; \\ \delta_{i1} &= \frac{\gamma(1-\gamma)^4 R_{\text{H}}}{2(2-\gamma)^3 f_S L_1}; \\ \delta_{i2} &= \frac{\gamma(1-\gamma)^2 R_{\text{H}}}{2(2-\gamma) f_S L_2}; \\ \delta_U &= \frac{1-\gamma}{2R_{\text{H}} C_4 f_S}, \end{aligned} \right\} \quad (6.37)$$

где  $\delta_{i1}$ ,  $\delta_{i2}$  — коэффициенты пульсаций тока в реакторах *L1* и *L2*.

Таким образом, если число ячеек в схеме, включая базовую, равно  $n$ , то основные соотношения могут быть записаны в виде:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_{C_{2n}} = \left( \frac{2-\gamma}{1-\gamma} \right)^n E; \\ \delta_{i_m} &= \frac{\gamma(1-\gamma)^{2(n-m+1)} R_H}{2(2-\gamma)^{2(n-m)+1} f_S L_m}; \\ \delta_u &= \frac{1-\gamma}{2R_H C_{2n} f_S}, \end{aligned} \right\} \quad (6.38)$$

где  $\delta_{i_m}$  — коэффициент пульсаций тока в реакторе  $L_m$  ( $m = 1, 2, 3, \dots, n$ );  $C_{2n}$  — емкость конденсатора выходного фильтра (при принятой системе обозначений индекс этого конденсатора совпадает с удвоенным числом количества ячеек  $n$ ).

Из (6.38) следует, что даже при  $n = 1$ , т.е. с одной базовой ячейкой, преобразователь основной подгруппы позволяет получить, например, для  $\gamma = 0,5$  коэффициент повышения напряжения  $K = 3$ , что больше в 1,5 раза по сравнению с традиционной схемой с индуктивным накопителем. Незначительным увеличением количества элементов можно еще больше повысить этот коэффициент. Так, дополнительная подгруппа рассматриваемых преобразователей состоит из ячеек, аналогичных ячейкам основной подгруппы, но дополненных двумя конденсаторами и двумя диодами. На рис. 6.41 представлены схема базовой ячейки дополни-

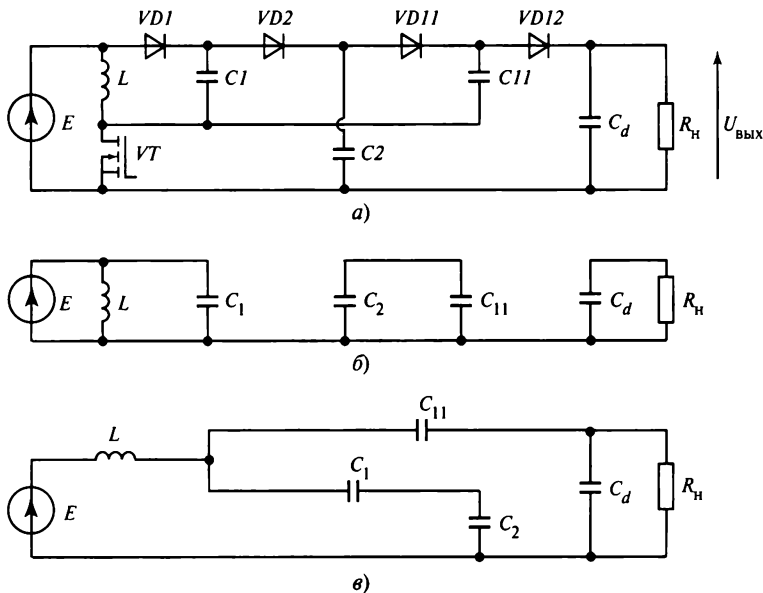


Рис. 6.41. Базовая ячейка дополнительной подгруппы преобразователей: а — схема; б — схема замещения при включенном транзисторе  $VT$ ; в — схема замещения при выключенном транзисторе  $VT$



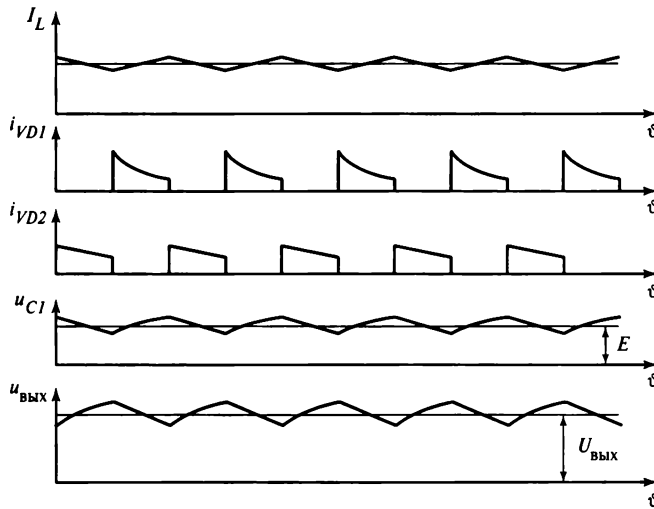


Рис. 6.42. Диаграммы тока и напряжения на основных элементах базовой ячейки основной подгруппы преобразователей

тельной подгруппы и ее эквивалентные схемы на интервалах включенного и выключенного состояний транзисторного ключа  $VT$ . Процессы в этой схеме подобны рассмотренным для базовой ячейки основной подгруппы, но изменение топологии схемы за счет введения дополнительных элементов повышает выходное напряжение до значения

$$U_{\text{вых}} = \frac{3-\gamma}{1-\gamma} E. \quad (6.39)$$

В общем случае увеличение числа ячеек до значения  $n$  приводит к возрастанию выходного напряжения в соответствии со следующим соотношением [65]:

$$U_{\text{вых}} = \left(\frac{2-\gamma}{1-\gamma}\right)^{n-1} \frac{3-\gamma}{1-\gamma} E. \quad (6.40)$$

На рис. 6.42 приведены диаграммы, полученные при моделировании схемы на рис. 6.39, которые иллюстрируют характер электромагнитных процессов в основных элементах базовой ячейки основной подгруппы.

### Контрольные вопросы

1. Перечислите основные преимущества схемы Чука и поясните их диаграммами электромагнитных процессов.
2. Какие положительные результаты дает интеграция реакторов в схеме Чука?
3. В каких случаях целесообразно использовать схемы регуляторов постоянного тока с многоканальным повышением выходного напряжения?
4. Поясните принцип действия базовой ячейки регулятора по схеме Луо.
5. Чем отличается схема базовой ячейки дополнительной подгруппы от схемы базовой ячейки основной подгруппы и какие преимущества дает это отличие?

## 6.5. Структурные и схемотехнические разновидности регуляторов постоянного тока

### 6.5.1. Комбинированные регуляторы

В ряде случаев для стабилизации и регулирования постоянного напряжения целесообразно использовать несколько различных типов преобразовательных устройств, объединенных между собой схемно и конструктивно в один преобразовательный агрегат. Например, если значения входного и выходного напряжения существенно различаются (в несколько раз и более), то используют регулятор, изображенный на рис. 6.43. Простейший вариант такого устройства может быть выполнен в виде двухтактного преобразователя, схема которого представлена на рис. 6.31. Такой преобразователь в общем случае состоит из четырех функциональных устройств: автономного инвертора  $АИ$ , трансформатора  $Тр$ , выпрямителя  $В$  и фильтра  $\Phi$ . Согласование входного и выходного напряжения осуществляется трансформатором, установленным на выходе инвертора  $АИ$ . Для того чтобы уменьшить массогабаритные показатели трансформатора, а также уровень высших гармоник, подлежащих фильтрации, рабочую частоту инвертора выбирают по возможности высокой (в транзисторных преобразователях небольшой мощности эту частоту обычно выбирают в диапазоне от единиц до нескольких десятков килогерц). Функции регулятора-стабилизатора напряжения в преобразователе может выполнять как инвертор, так и выпрямитель в зависимости от принятых принципиальных схем отдельных звеньев и требований, предъявляемых к параметрам преобразователя.

Использование подобной структуры преобразователя, несмотря на то что поток преобразуемой электроэнергии проходит последовательно через несколько устройств, может дать существенный выигрыш в массогабаритных показателях некоторых типов преобразователей переменного тока в постоянный. Это может быть целесообразно, если источником переменного напряжения является промышленная сеть частотой 50 Гц, а выпрямленное напряжение (среднее значение которого по сравнению с напряжением сети мало) регулируется в широких пределах с низким уровнем пульсаций. Традиционная схема в этом случае содержит входной согласующий трансформатор, рассчитанный на частоту 50 Гц, управляемый выпрямитель и выходной фильтр для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. Основные элементы схемы, в частности трансформаторное и реакторное оборудование, более громоздки, чем соответствующие элементы в преобразователе, выполненном по схеме рис. 6.32. Напряжение сети поступает непосредственно

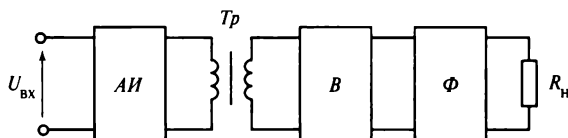


Рис. 6.43. Структурная схема комбинированного регулятора

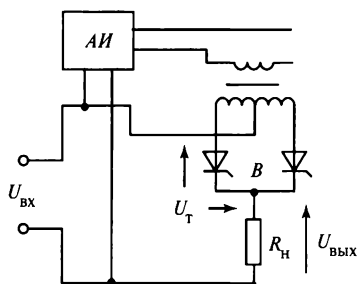


Рис. 6.44. Схема регулятора

(без трансформатора) на неуправляемый выпрямитель, с выхода которого выпрямленное напряжение подается на регулируемый автономный инвертор высокой частоты с понижающим трансформатором на выходе, и далее вновь выпрямляется и сглаживается фильтром.

При незначительных изменениях входного и выходного напряжения (в процессе регулирования) более рациональными могут оказаться схемы стабилизаторов с регулировочным устройством (рис. 6.44). В этой схеме последовательно с источником постоянного напряжения, которое поступает

на вход регулятора-стабилизатора, включен управляемый выпрямитель  $B$ . Этот выпрямитель выполняет функции регулировочного устройства, напряжение которого  $U_T$  добавляется к напряжению основного источника  $U_{вх}$ . Изменяя  $U_T$ , можно регулировать выходное напряжение  $U_{вых}$ , которое является суммой напряжений  $U_{вх}$  и  $U_T$ . Переменное напряжение на вход вольтодобавочного выпрямителя может поступать либо от независимого источника переменного напряжения, либо от автономного инвертора. Автономный инвертор в этом случае, как правило, работает на высокой частоте.

Преимуществом схем такого типа является то, что расчетная мощность регулировочного устройства (в данном случае автономного инвертора  $AI$  и выпрямителя  $B$ ) меньше общей мощности нагрузки. В частности, мощность выпрямителя  $B$  примерно равна  $U_T I_{вых}$ , где  $I_{вых}$  — выходной ток стабилизатора. Мощность выпрямителя может быть снижена практически в 2 раза, если регулировочное устройство сделать реверсивным, т.е. способным как добавлять, так и вычитать напряжение  $U_T$  из входного напряжения  $U_{вх}$ . Последнее можно реализовать посредством перевода управляемого выпрямителя в инверторный режим (зависимого инвертора).

Во многих случаях более рациональными оказываются схемы с регулированием выходного напряжения автономного инвертора. В этих случаях выпрямитель выполняется неуправляемым.

## 6.5.2. Магнитно-полупроводниковые регуляторы

В качестве управляемых элементов в регуляторах постоянного тока могут использоваться магнитные усилители [99], если регулятор выполнен на основе выпрямителя или содержит звено переменного тока, например промежуточный инвертор. Например, если на входе неуправляемого выпрямителя, выполненного на основе диодов, включить магнитный усилитель и управлять режимом его работы за счет изменения уровня его подмагничивания постоянным током [99], то можно регулировать выходное напряжение выпрямителя. В настоящее время магнитные усилители в регуляторах используются преимущественно в качестве магнитных ключей (МК). Магнитные усилители отличаются от других устройств высокой стойкостью к различным возмущающим воздействиям (механическим,

электромагнитным, радиационным и др.) и надежностью работы. Магнитные ключи являются быстродействующими магнитными усилителями (в однообмоточном исполнении — однообмоточный магнитный усилитель).

Рассмотрим принцип действия регулятора в схеме с последовательным включением МК и однополупериодного выпрямителя с выходным  $LC$ -фильтром (рис. 6.45), на вход которого поступает напряжение прямоугольной формы. Магнитный ключ  $MK$  является однообмоточным быстродействующим усилителем, для управления которым используется управляющий элемент  $УЭ$ , включенный последовательно с диодом  $VD2$ . Функцию  $УЭ$ , может выполнять транзистор, работающий в режиме усиления и управляемый по отклонению выходного напряжения на нагрузке  $U_H$  от заданного значения. Такое управление может быть организовано на основе отрицательной обратной связи по выходному напряжению  $U_H$ , поступающему в систему управления  $СУ$ . Силовая часть магнитного ключа  $MK$  выполнена в виде однообмоточного насыщающегося реактора с сечением магнитопровода  $S_M$  и числом витков  $N$ . Однополупериодное выпрямление осуществляется диодом  $VD1$ , а фильтрация пульсаций —  $LC$ -фильтром, на входе которого включен обратный диод  $VD0$ , через который замыкается ток реактора  $L$  на интервале выключенного состояния магнитного ключа.

Примем следующие допущения: элементы схемы идеальны, выходное напряжение идеально сглажено, материал магнитопровода ключа  $MK$  имеет идеальную кривую намагничивания (рис. 6.46). Диаграммы напряжения в схеме регулятора представлены на рис. 6.47.

Предположим, что на интервале  $t < t_0$  магнитный ключ находится в проводящем состоянии и через него и диод  $VD1$  протекает ток индуктивности выходного фильтра  $i_L$ . Проводящее состояние МК соответствует насыщенному состоянию его магнитопровода, т.е.  $B = B_s$  (см. рис. 6.46). Напряженность магнитного поля  $H$  определяется значением тока обмотки  $i_M$ . На этом интервале процессам в регуляторе соответствует эквивалентная схема, изображенная на рис. 6.48, а. Так как ключ МК насыщен, то при принятых допущениях, его магнитное сопротивление

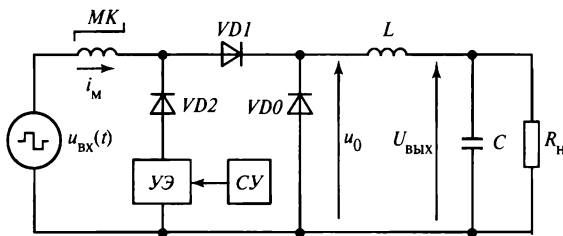
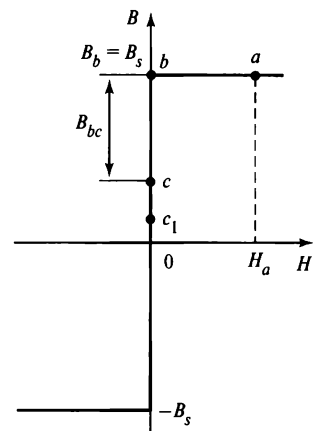


Рис. 6.45. Схема регулятора с магнитным ключом



→

Рис. 6.46. Идеальная кривая намагничивания материала магнитного ключа

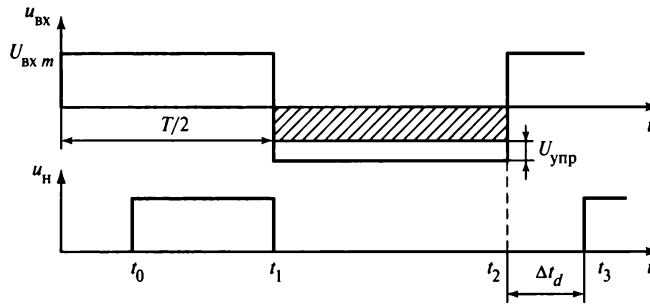


Рис. 6.47. Диаграммы напряжения регулятора с магнитным ключом

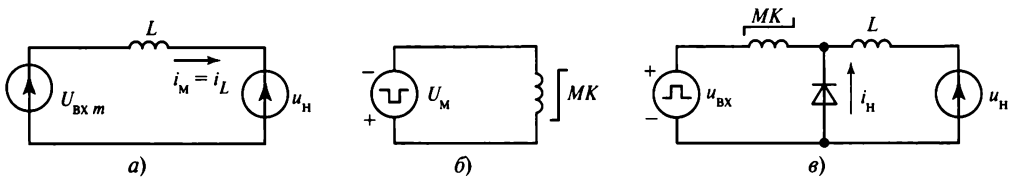


Рис. 6.48. Схемы замещения на интервалах регулятора с магнитным ключом:  
 а — интервал  $t_0-t_1$ ; б — интервал  $t_1-t_2$ ; в — интервал  $t_2-t_3$

равно нулю. В этом случае ток реактора  $i_L$  равен току магнитного ключа  $i_M$  и можно записать

$$u_{\text{BX}} - u_{\text{H}} = L \frac{di_L}{dt}, \quad (6.41)$$

где  $L$  — индуктивность реактора фильтра.

В (6.41)  $u_{\text{BX}} = U_{\text{BX } m}$ , где  $U_{\text{BX } m}$  — амплитуда переменного напряжения с формой меандра, а напряжение на нагрузке  $u_{\text{H}}$  можно считать равным его среднему значению  $U_{\text{H}}$ .

В момент времени  $t = t_1$  входное напряжение  $u_{\text{BX}}$  изменяет полярность на противоположную, что вызывает выключение диода  $VD1$  и включение диодов  $VD0$  и  $VD2$  (см. рис. 6.45). В результате этого ток  $i_{\text{BX}}$  скачкообразно изменяется до нуля, напряженность  $H$  изменится от значения  $H_a$ , которое соответствовало моменту времени  $t = t_1$ , до нулевого значения. На кривой намагничивания (см. рис. 6.46) этому процессу соответствует переход по пологой части идеальной кривой намагничивания от точки  $a$  до точки  $b$  на пересечении с осью ординат, т.е. на крутой участок магнитной проницаемости, которой соответствует бесконечно большая величина  $\mu = \infty$ . В таком состоянии магнитный ключ будет выключен. При принятых допущениях ток, соответствующий гистерезисной петле  $MK$ , принят равным нулю. В реальной схеме этот ток намагничивания  $MK$  необходимо учитывать, так как он определяет режим работы элемента  $VЭ$  (см. рис. 6.45). Выключение  $VD1$  приводит ко включению диода  $VD0$  и протеканию в нем тока реактора  $i_L$ .

Выключенное состояние ключа соответствует его высокому магнитному сопротивлению, обусловленному большой магнитной проводимостью. При принятых допущениях динамическое магнитное сопротивление ключа равно бесконечности и ток в его обмотке не протекает. Включение диода  $VD2$  происходит в результате изменения полярности входного напряжения  $u_{вх}$ . Для упрощения рассматриваемых процессов будем считать, что это напряжение имеет форму меандра. В этом случае к  $MK$  будет приложено напряжение перемагничивания  $U_m$ , равное разности амплитуды входного напряжения  $U_{вх\ m}$  и напряжения  $U_{упр}$  на элементе УЭ, управляемом от системы управления СУ. Интервал перемагничивания магнитопровода  $MK$  начинается в момент  $t_1$  (рис. 6.47), и ему соответствует эквивалентная схема на рис. 6.48, б. Изменение индукции в магнитопроводе будет происходить в течение половины отрицательного периода  $T/2$ , который является в рассматриваемой схеме управляющим. Величина изменения индукции  $\Delta B$  в этом случае определяется соотношением

$$\Delta B = \frac{\Delta t U_m}{NS_m} = \frac{T(-U_{вх\ m} + U_{упр})}{2NS_m}. \quad (6.42)$$

Очевидно, что, изменяя  $U_{упр}$ , можно изменять величину  $\Delta B$  в магнитопроводе. Например, для перехода из режима насыщения в точке  $b$  с индукцией  $B_b$  (см. рис. 6.46) в режим с индукцией  $B_c$  в точке  $c$  необходимо подать сигнал управления  $U_{упр} = U_{bc}$ . В этом случае

$$\Delta B_{bc} = B_b - B_c = \frac{T(-U_{вх\ m} + U_{bc})}{2NS_m}. \quad (6.43)$$

Аналогичным способом, изменяя сигнал управления, можно перейти в другой режим, например соответствующий точке  $c_1$ .

В момент времени  $t_2$  вновь происходит смена полярности входного напряжения и начинается очередной рабочий полупериод схемы. Однако ток в  $MK$  начинает протекать в момент времени  $t_3$ , когда произойдет насыщение магнитопровода и включение  $MK$ .

В течение времени намагничивания  $t_2-t_3$  (см. рис. 6.47) магнитный ключ остается выключенным ( $\mu = \infty$ ), в результате чего происходит задержка включения  $MK$  на время  $\Delta t_d = t_3 - t_2$ . Величина задержки определяется намагниченностью магнитопровода (в момент времени  $t = t_2$ ). Изменением  $\Delta t_d$  под воздействием  $U_{упр}$  может осуществляться регулирование выходного напряжения  $U_n$  аналогично тому, как это осуществляется в импульсном понижающем регуляторе постоянного тока. Для однополупериодной схемы можно записать следующее среднее значение напряжения на нагрузке:

$$U_n = U_{вх\ m} \frac{\frac{T}{2} - \Delta t_d}{T}. \quad (6.44)$$

Согласно (6.43), воздействием на  $U_{упр}$  можно регулировать изменение индукции на управляемом полупериоде и, следовательно, среднее значение выходного

напряжения  $U_H$ . Обычно для уменьшения пульсаций в выходном напряжении применяют схему двухполупериодного регулятора, состоящего из двух схем для каждого из полупериодов входного напряжения.

Достоинством регуляторов с магнитными ключами (МК) является то, что на них во включенном состоянии формируется низкое напряжение, определяемое активным сопротивлением обмотки МК. Падение напряжения на МК при полной нагрузке обычно на несколько порядков ниже, чем падение напряжения на электронных ключах.

Регуляторы с МК используются в многоканальных вторичных источниках питания с сильноточными регулируемыми каналами.

Следует отметить, что с увеличением рабочей частоты удельные значения массогабаритных показателей МК улучшаются, что делает их применение особенно эффективным на повышенных частотах.

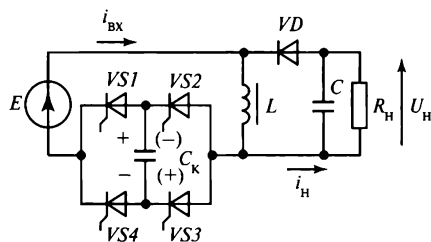
### 6.5.3. Тиристорно-конденсаторные регуляторы с дозированной передачей энергии в нагрузку

В регуляторах постоянного тока с повышенными значениями напряжения и тока целесообразно использовать в качестве ключевых элементов тиристоры.

Существует обширный класс схем импульсных регуляторов тока, в основе которых лежит принцип периодической передачи в нагрузку дозированных (определенных) порций электрической энергии [60]. Энергия может предварительно запасаться в промежуточном конденсаторе, а затем посредством колебательного процесса передаваться в нагрузку. Наиболее широкий диапазон регулирования выходного напряжения может быть достигнут в схеме без гальванической развязки (рис. 6.49).

Рассмотрим кратко принцип действия этой схемы и основные расчетные соотношения. Предположим, что конденсатор  $C_K$  заряжен до напряжения  $(E + U_H)$  с полярностью, указанной на рисунке без скобок. На тиристоры  $VS1$  и  $VS3$  подаются импульсы управления в момент времени  $t_1$ , который будем считать началом периода работы. При включении этих тириستоров образуется колебательный  $LC_K$ -контур (рис. 6.50, а), электромагнитные процессы в котором при общепринятых допущениях соответствуют дифференциальному уравнению второго порядка.

Решение этого уравнения при пренебрежении пульсациями напряжения на нагрузке для интервала I ( $t_1 - t_2$ ) имеет вид



$$\left. \begin{aligned} i_L &= (2E + U_H) \sqrt{\frac{C_K}{L}} \sin \omega t; \\ U_L &= (2E + U_H) \cos \omega t, \end{aligned} \right\} \quad (6.45)$$

где  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_K}}$ ;  $U_H$  — среднее значение выходного напряжения.

Рис. 6.49. Схема тиристорного регулятора с дозированной передачей энергии в нагрузку

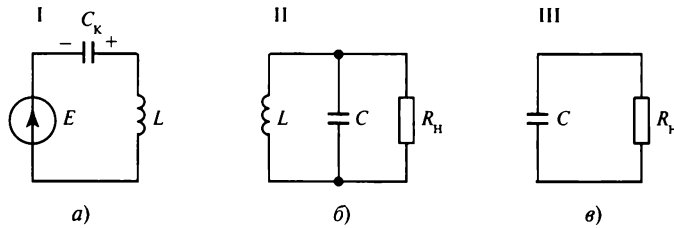


Рис. 6.50. Схемы замещения на интервалах работы тиристорного регулятора с дозированной передачей энергии в нагрузку:

$a - t_1 - t_2$ ;  $b - t_2 - t_3$ ;  $в - t_3 - t_4$

В процессе перезарядки конденсатора  $C_k$  (рис. 6.51) напряжение на реакторе  $L$  изменяет полярность и увеличивается. Когда напряжение  $U_L$  достигает значения выходного напряжения  $U_H$  (в момент времени  $t_2$ ), включается диод  $VD$ , так как на нем появляется напряжение прямой полярности (см. рис. 6.51). Включение диода  $VD$  ограничивает увеличение напряжения  $U_L$ . В момент времени  $t_2$  (начало интервала II) (см. рис. 6.50, б) ток в реакторе изменяется под воздействием напряжения  $U_H$ . Этому интервалу соответствует эквивалентная схема на рис. 6.50, б. Ток конденсатора в момент времени  $t_2$  скачком изменяет свое значение до нуля, так как ток  $i_L$  переходит в контур нагрузки. Тиристоры  $VS1$  и  $VS3$  выключаются. На интервале II электромагнитные процессы описываются системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{1}{L} U_H; \\ \frac{du_H}{dt} &= \frac{i_L}{C} - \frac{u_H}{R_H C}. \end{aligned} \right\} \quad (6.46)$$

Если регулятор работает в режиме прерывистого тока  $i_L$ , то в момент времени  $t_3 i_L = 0$  диод  $VD$  выключается и начинается интервал III. Схема замещения приобретает вид, соответствующий рис. 6.50, в, а система (6.46) вырождается в одно уравнение

$$\frac{du_H}{dt} = -\frac{1}{R_H C} u_H. \quad (6.47)$$

В момент времени  $t_4$  включаются тиристоры  $VS2$  и  $VS4$  и электромагнитные процессы протекают аналогично рассмотренным при включении тиристоров  $VS1$  и  $VS3$ , но с другой полярностью начального значения напряжения на конденсаторе.

Среднее значение выходного напряжения  $U_H$  определяется интегрированием его текущих значений по всем интервалам на периоде повторяемости, задаваемой частотой переключения тиристоров. Однако для стационарного режима среднее значение может быть определено из уравнения энергетического баланса активных



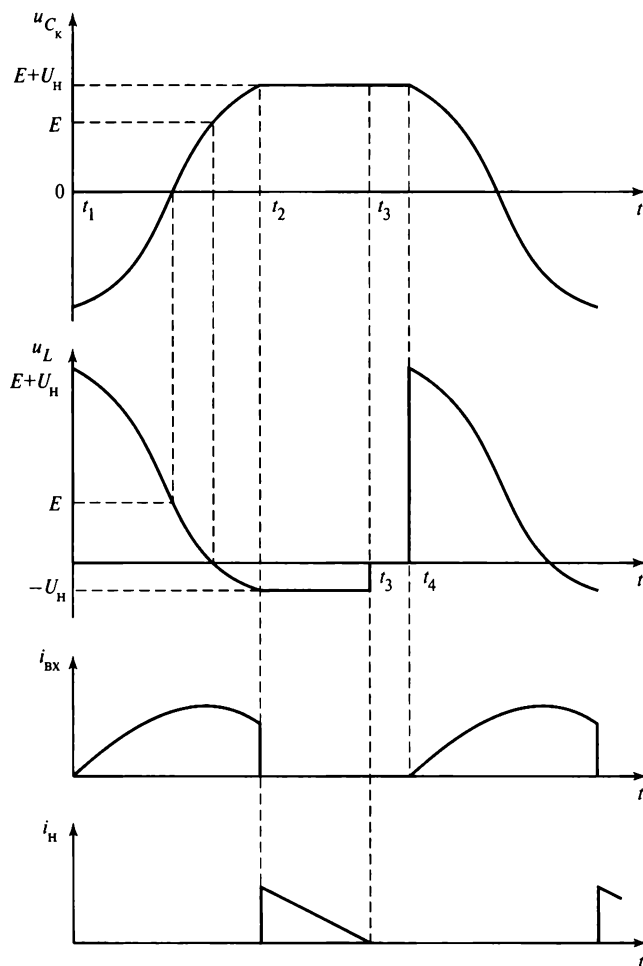


Рис. 6.51. Диаграммы напряжения и тока тиристорного регулятора с дозированной передачей энергии в нагрузку

мощностей в регуляторе. При принятых допущениях идеальности элементов схемы активные составляющие входной и выходной мощности равны, т.е.

$$P_{\text{вх}} = EI_{\text{вх}} = P_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}^2}{R_{\text{н}}}, \quad (6.48)$$

где  $I_{\text{вх}}$  — среднее значение входного тока.

В соответствии с диаграммой на рис. 6.51 и с учетом того, что  $u_L(t_2) = -U_{\text{н}}$ , можно записать

$$I_{\text{вх}} = \frac{2}{T} \int_0^{t_2} i_{C_k}(t) dt = 4fC_k(E + U_{\text{н}}). \quad (6.49)$$

Из (6.48) и (6.49) получаем

$$\frac{U_H^2}{R_H} - 4fC_K^2 E - 4fC_K U_H E = 0. \quad (6.50)$$

Решение (6.50) имеет вид

$$U_H = R_H C_K f E \left( 2 + \sqrt{1 + \frac{1}{R_H C_K f}} \right). \quad (6.51)$$

Из (6.51) следует, что среднее значение выходного напряжения в первом приближении при заданных параметрах схемы и нагрузки прямо пропорционально частоте переключения тиристорov, т.е. частоте передачи энергии, запасаемой на каждом интервале в реакторе по индуктивности  $L$ .

Согласно принципу действия схемы, нагрузка регулятора получает питание от источника тока с ограниченным значением энергии, что обуславливает ее устойчивость к перегрузкам и короткому замыканию. В рабочем диапазоне регулирование тока и выходного напряжения осуществляется по способу частотно-импульсной модуляции.

### Контрольные вопросы

1. Какие преимущества имеет комбинированный регулятор с бестрансформаторным входом?
2. Поясните принцип действия магнитного ключа, используя диаграммы тока и напряжения в режиме импульсного регулирования.
3. Как изменится угол управления (время задержки при включении) магнитного ключа, если число витков в нем увеличится в 2 раза, а сечение магнитопровода ключа уменьшится в 1,5 раза?
4. В каких случаях целесообразно использовать схемы регуляторов с магнитными ключами?
5. В чем принципиальное отличие принципа регулирования выходного напряжения в тиристорном регуляторе с дозированной передачей энергии от ШИМ и чем это обусловлено?

# Глава седьмая

## ИНВЕРТОРЫ, ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ И РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ПОЛНОСТЬЮ УПРАВЛЯЕМЫХ КЛЮЧАХ

### 7.1. Общие сведения

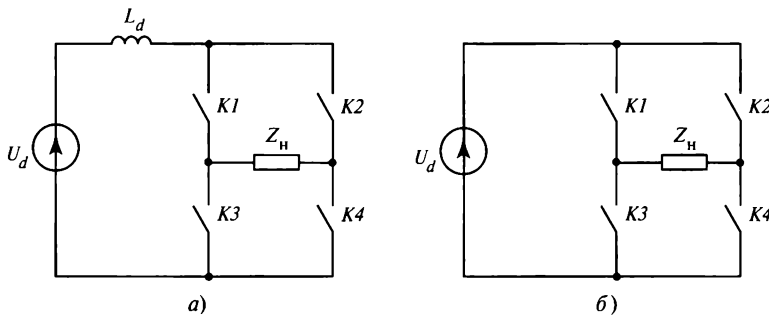
Применение полностью управляемых ключей (транзисторов, запираемых тиристоров и др.) позволяет не только изменять параметры преобразователей, но и создавать новые типы электрических устройств. К последним относятся автономные инверторы, или инверторы с самокоммутацией, — преобразователи постоянного тока в переменный, в которых используются полностью управляемые ключи. Следует отметить, что автономные инверторы могут быть изготовлены на основе обычных тиристоров с принудительной коммутацией под воздействием напряжений, создаваемых устройствами принудительной коммутации, входящих в состав инвертора или его нагрузки. Такие инверторы кратко рассмотрены в этой главе, так как обычный тиристор с устройством принудительной коммутации функционально сходен с полностью управляемым прибором. Однако существует класс инверторов с коммутацией, обусловленной резонансными явлениями в выходных цепях, включающих в себя элементы инвертора и (или) нагрузки. Этот класс инверторов более подробно рассмотрен в гл. 8. В этой главе рассматриваются автономные инверторы тока и инверторы напряжения.

Эти виды инверторов согласно [45] имеют следующие определения:

- инвертор напряжения — инвертор, подключенный к источнику постоянного тока с преобладающими свойствами источника напряжения;
- инвертор тока — инвертор, подключенный к источнику постоянного тока с преобладающими свойствами источника тока.

Рассмотрим эти инверторы более подробно на примере упрощенных схем, приведенных на рис. 7.1, подключенных к источнику постоянного напряжения  $U_d$ .

В цепи постоянного тока инвертора (рис. 7.1, *a*) включен реактор с большой индуктивностью. Тогда при коммутации ключевых элементов  $K1—K4$  ток в реакторе меняется незначительно. Ключевые элементы инвертора изменяют направление (но не мгновенное значение) тока в нагрузке. Поэтому можно считать, что нагрузка подключена к источнику тока. Нагрузка таких схем носит, как правило, емкостной характер, так как при индуктивной нагрузке из-за скачкообразного изменения тока возникли бы перенапряжения, нарушающие нормальную работу элементов схемы. В некоторых типах инверторов тока, рассчитанных на индуктивную нагрузку, пре-



**Рис. 7.1. Упрощенные схемы инверторов:**  
*а* — инвертор тока; *б* — инвертор напряжения

дусматриваются устройства для отвода части энергии, накопленной в индуктивности нагрузки.

В схеме на рис. 7.1, *б* источник постоянного напряжения подключен к ключевым элементам, которые периодически коммутируют цепи нагрузки при изменении полярности напряжения, подаваемого к нагрузке. Поэтому можно считать, что нагрузка подключена к источнику переменного напряжения. Такая схема соответствует схеме инвертора напряжения. Нагрузка в этом случае носит активный или активно-индуктивный характер (если на выходе инвертора не установлены фильтры), так как при емкостном характере нагрузки из-за скачкообразного изменения напряжения имели бы место всплески токов. Часть энергии, накопленной в индуктивности нагрузки, возвращается в источник постоянного напряжения. Для этого ключевые элементы, имеющие одностороннюю проводимость, шунтируют диодами, включенными «обратно» по отношению к полярности источника переменного напряжения. Такие диоды иногда называют обратными диодами. В схеме на рис. 7.1, *б* они не используются, так как считается, что ключи *K1—K4* имеют двустороннюю проводимость.

Законы изменения токов в цепи нагрузки инвертора напряжения при определенных условиях подобны законам изменения узловых потенциалов на шинах нагрузки инвертора тока. Такое соответствие законов известно в электротехнике как принцип дуальности (двойственности) цепей. В рассматриваемом случае дуальными элементами в схемах инверторов (см. рис. 7.1) являются:

- источники напряжения;
- сопротивление и проводимость нагрузки;
- индуктивность и емкость на стороне нагрузки.

Используя принцип дуальности, можно результаты анализа процессов в схеме инвертора одного типа, например инвертора тока, путем определенных преобразований распространить на схему инвертора другого типа — инвертора напряжения, и наоборот.

Индуктивность сглаживающего реактора  $L_d$  в инверторе тока имеет конечное значение и оказывает существенное влияние на динамические характеристики инвертора, т.е. чем меньше эта индуктивность, тем меньше всплески и провалы выходного напряжения при скачкообразных изменениях нагрузки инвертора. В цепях постоянного тока некоторых инверторов напряжения имеется индуктивность, обеспечивающая коммутацию тиристоров. Поэтому наличие индуктивности в цепи постоянного тока еще не является достаточным признаком для определения типа схемы (инвертор тока или инвертор напряжения). Необходимо знать характер изменения входного тока инвертора. Как правило, считают, что в инверторах тока входной ток непрерывен или прерывается на незначительное по сравнению с межкоммутационным интервалом время.

Как уже отмечалось, применение полностью управляемых ключей позволяет не только упростить схемы автономных инверторов, но и значительно повысить качество преобразуемых параметров в преобразователях. Такая возможность реализуется посредством широтно-импульсной модуляции процессов изменения напряжений и токов инвертора. В преобразователях переменного тока применяется ШИМ по синусоидальным или другим требуемым законам изменения основных параметров. В результате обеспечивается синусоидальность (снижение уровня высших гармоник по сравнению с основной гармоникой) напряжения или тока. Кроме того, формирование напряжения требуемого спектрального состава позволяет создавать новые виды силовых электронных устройств — активные и гибридные фильтры. Одновременно со снижением высших гармоник тока (напряжения) ШИМ повышает коэффициент мощности в выпрямителях, инверторах, ведомых сетью, преобразователях частоты и других типах преобразователей.

Полностью управляемые ключи в преобразователях переменного/постоянного тока позволяют расширить диапазоны изменения углов сдвига между напряжением сети и током и обеспечивают работу устройства со значениями углов управления от 0 до  $2\pi$ . При этом обычно используется синусоидальная ШИМ и, следовательно, существенное улучшение качества входных и выходных параметров преобразователя. Реализация указанных функций в преобразователях переменного/постоянного тока рассматривается в гл. 8.

Полностью управляемые ключи позволяют создавать прямые преобразователи частоты, не только понижающие, но и повышающие частоту выходного напряжения по сравнению с частотой входного напряжения. Одновременно расширяются возможности обеспечения синусоидальности выходного напряжения.

В регуляторах переменного напряжения полностью управляемые ключи позволяют посредством ШИМ обеспечить синусоидальность тока в нагрузке и повысить входной коэффициент мощности.

## 7.2. Инверторы напряжения

### 7.2.1. Однофазные инверторы напряжения

Простейшей однофазной полумостовой схемой инвертора напряжения с активно-индуктивной нагрузкой является схема, приведенная на рис. 7.2. Рассмотрим работу схемы при допущениях идеальности ее элементов, а также источников входного напряжения с ЭДС  $U_d/2$ .

Предположим, что инвертор работает в установившемся режиме и на интервале  $\vartheta_0 - \pi$  ток  $i_n$  проводит транзистор  $VT1$  (рис. 7.2, а). В момент времени  $\vartheta = \pi$  на транзистор  $VT1$  поступает запирающий импульс, а на транзистор  $VT2$  — отпирающий. Транзистор  $VT3$  проводит ток при условии, что к нему будет приложено прямое напряжение. В индуктивности возникает противоЭДС, под воздействием которой включается диод  $VD2$ , в котором протекает ток индуктивности. Одновременно из-за смены полярности напряжения на нагрузке скачком изменяется направление тока в резисторе  $R_n$ . Результирующий ток нагрузки  $i_n = i_L + i_R$ , носящий индуктивный характер, протекает в прежнем направлении через диод  $VD2$  в источник  $U_d/2$ , отрицательный вывод которого соединен с анодом диода  $VD2$ . Так как этот ток протекает навстречу ЭДС источника, то на интервале  $\pi - \vartheta_1$  идет процесс возврата энергии, накопленной в реакторе  $L_n$ , в источник напряжения. В момент времени  $\vartheta = \vartheta_1$  ток  $i_n$  становится равным нулю, диод  $VD2$  выключается и включается транзистор  $VT2$ , на который подан включающий сигнал, и появляется прямое напряжение, т.е. обеспечиваются условия перехода транзистора в проводящее состояние. Далее процессы периодически повторяются под воздействием импульсов управления системы управления. В этой системе частота следования импульсов управления  $f = 1/T$  определяется задающим генератором  $ЗГ$ , затем через распределительное устройство  $ПУ$  поступает на формирователи импульсов управления  $ФИ1$  и  $ФИ2$  транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ .

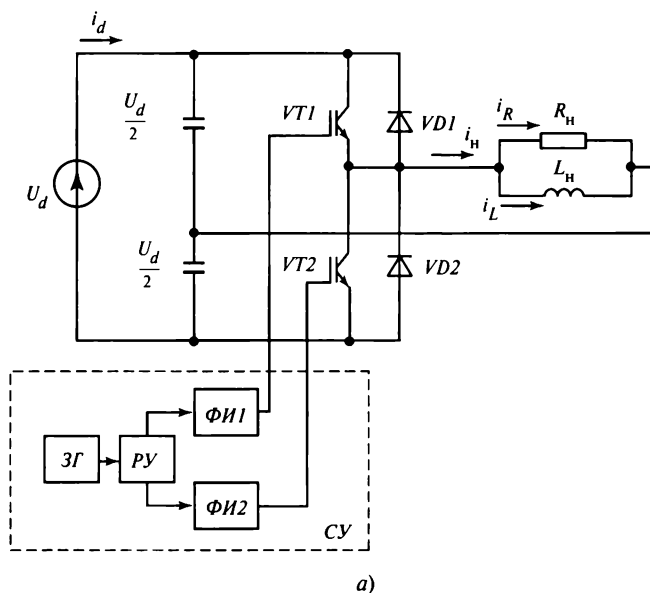
На выходе инвертора формируется периодическое напряжение прямоугольной формы с частотой  $f$ . При этом на стороне постоянного тока протекает ток  $i_d$ , диаграммы которого приведены на рис. 7.2, б. Знак «плюс» соответствует поступлению тока в нагрузку, а знак «минус» — возврату части этого тока в источник, т.е. обмену реактивной мощностью, накапливаемой в реакторе  $L_n$ , и возврату ее в источник.

С учетом изложенного можно определить следующие основные параметры инвертора.

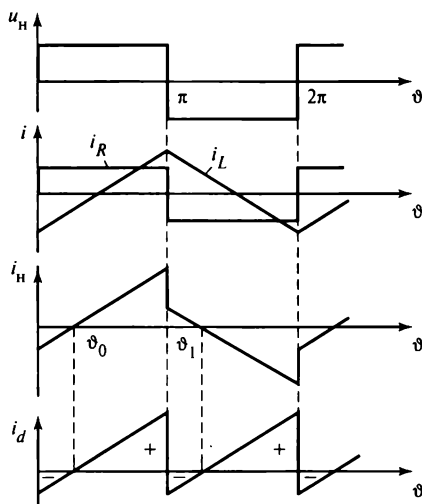
*Выходное напряжение* при разложении в гармонический ряд имеет вид

$$U_n(\vartheta) = \frac{2U_d}{\pi} \left( \sin \vartheta + \frac{1}{3} \sin 3\vartheta + \frac{1}{5} \sin 5\vartheta + \dots + \frac{1}{n} \sin n\vartheta \right), \quad (7.1)$$

где  $\vartheta = \omega t$ , а  $\omega = 2\pi f$  — угловая частота переменного напряжения.



а)



б)

**Рис. 7.2.** Однофазный полумостовой инвертор напряжения:  
а — схема; б — диаграммы тока и напряжения

Мгновенное значение тока нагрузки с учетом (7.1) можно определить по формуле

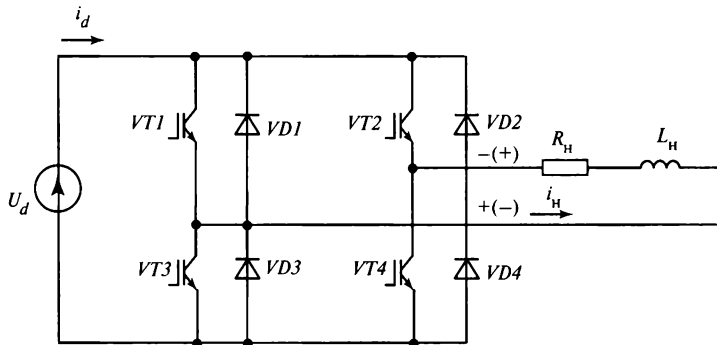
$$i_H(\vartheta) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2U_d}{n\pi \sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}} \sin n\vartheta. \quad (7.2)$$

Баланс входной  $P_{вх}$  и выходной  $P_{вых}$  активной мощности имеет вид

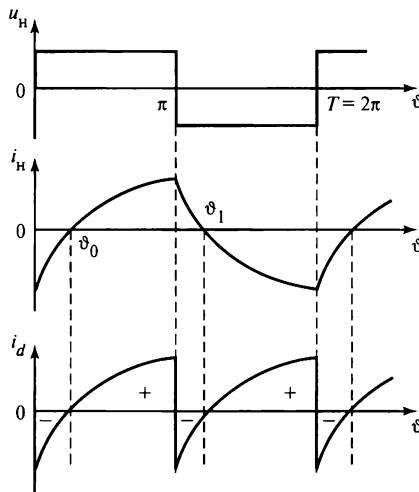
$$P_{вх} = P_{вых} = \frac{U_d^2}{4R_H} = \frac{U_d}{2\pi} \int_0^\pi i_H(\vartheta) d\vartheta. \quad (7.3)$$

Средние и действующие значения тока в диодах  $VD1$ ,  $VD2$  и транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$  можно получить, предварительно проинтегрировав выходной ток  $i_H$  на интервалах  $(0—\vartheta_0)$  и  $(\vartheta_0—\pi)$  с учетом скачков тока в моменты коммутации  $\vartheta = 0$  и  $\vartheta = \pi$ .

Наиболее распространенной является однофазная мостовая схема (рис. 7.3). Рассмотрим ее работу на активно-индуктивную нагрузку, в которой реактор  $L_H$  и резистор  $R_H$  соединены последовательно.



а)



б)

Рис. 7.3. Однофазный мостовой инвертор напряжения:  
а — схема; б — диаграммы тока и напряжения



Допустим, что транзисторы  $VT1$  и  $VT4$  открыты, напряжение на нагрузке имеет полярность, указанную без скобок на рис. 7.3, *a*, а ток нагрузки нарастает по экспоненциальному закону. В момент времени  $\vartheta = \pi$  импульсы управления выключают транзисторы  $VT1$ ,  $VT4$  и включают транзисторы  $VT2$ ,  $VT3$ . Поскольку ток  $i_n$  в индуктивности нагрузки не может измениться скачком, то он продолжает протекать в том же направлении, но уже не через транзисторы  $VT1$  и  $VT4$ , а через диоды  $VD2$  и  $VD3$ , которые включаются при выключении транзисторов  $VT1$  и  $VT4$  из-за возникновения противоЭДС индуктивности нагрузки, превышающей напряжение источника питания  $U_d$ .

Включение диодов  $VD2$  и  $VD3$  приводит к изменению знака полярности напряжения нагрузки на противоположный (на рис. 7.3, *a* полярность показана в скобках). Под воздействием встречного напряжения ток нагрузки  $i_n$  в диодах  $VD2$ ,  $VD3$ , направленный в источник питания, уменьшается по экспоненциальному закону. При уменьшении тока  $i_n$  до нуля (в момент времени  $\vartheta = \vartheta_1$ ) диоды  $VD2$  и  $VD3$  выключаются и ток нагрузки проводят транзисторы  $VT2$  и  $VT3$ , на управляющих выводах которых сформировался импульс управления. Далее аналогичные процессы периодически повторяются. Таким образом, на нагрузке формируются импульсы напряжения прямоугольной формы. Ток нагрузки изменяется экспоненциально, и его значение определяется параметрами нагрузки. Ток через обратновключенные диоды  $VD1$ — $VD4$  протекает на интервалах, начало которых совпадает с моментами поступления импульсов управления, а длительность зависит от индуктивности нагрузки. Во время протекания тока в диодах  $VD1$ — $VD4$  происходит возврат энергии из нагрузки в источник постоянного тока. Отсутствие диодов в схеме приводило бы к появлению недопустимых перенапряжений на транзисторах.

Диаграмма тока, потребляемого от источника постоянного напряжения, приведена на рис. 7.3, *б*. На этой диаграмме положительные площади средних значений токов соответствуют отдаче энергии источником постоянного напряжения, а отрицательные — приему.

Зависимость изменения токов во времени в этом случае можно определить, так как ток нагрузки в момент коммутации не изменяет своего значения. Ток нагрузки на интервалах  $\vartheta_0$ — $\pi$  и  $\pi$ — $\vartheta_1$  вычисляется из дифференциального уравнения

$$\omega L_n \frac{di_n}{dt} + i_n R_n \pm U_d = 0, \quad (7.4)$$

где знак «плюс» соответствует интервалу  $\vartheta_0$ — $\pi$ , а знак «минус» — интервалу  $\pi$ — $\vartheta_1$ .

Решение уравнения (7.4) в общем виде следующее:

$$i_n = \pm \frac{U_d}{R_n} + A e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau}}, \quad (7.5)$$

где  $\tau = L_n / R_n$ ;  $A$  — постоянная интегрирования.

Постоянная интегрирования определяется из условий непрерывности тока нагрузки при коммутации и повторяемости его формы в каждом периоде в установившемся режиме работы:

$$\left. \begin{array}{l} \text{при } \vartheta = 0 \quad i_{\text{H}} = -I_{\text{H max}}; \\ \text{при } \vartheta = \pi \quad i_{\text{H}} = I_{\text{H max}}. \end{array} \right\} \quad (7.6)$$

Подставляя (7.6) в (7.5), получаем уравнения

$$-I_{\text{H max}} = \frac{U_d}{R_{\text{H}}} + A; \quad I_{\text{H max}} = \frac{U_d}{R_{\text{H}}} + A e^{-\frac{\pi}{\omega\tau}},$$

из решения которых можно определить постоянную интегрирования

$$A = -\frac{2U_d}{R_{\text{H}} \left( 1 + e^{-\frac{\pi}{\omega\tau}} \right)}. \quad (7.7)$$

С учетом полученного значения постоянной интегрирования выражение (7.5) записывается в следующем виде:

$$i_{\text{H}} = \pm \frac{U_d}{R_{\text{H}}} \left( 1 - \frac{2e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau}}}{1 + e^{-\frac{\pi}{\omega\tau}}} \right). \quad (7.8)$$

Средние значения токов транзисторов и диодов можно найти интегрированием уравнения (7.8) на интервалах  $\vartheta_0 - \pi$  и  $\pi - \vartheta_1$ . Согласно (7.8) токи в элементах инвертора напряжения являются функциями параметров нагрузки, в то время как в инверторе тока параметры нагрузки определяют форму и значение выходного напряжения. В рассматриваемой схеме выходное напряжение имеет прямоугольную форму с амплитудой, равной напряжению питания  $U_d$ . Разложив функцию напряжения в гармонический ряд, получим амплитуду первой гармоники выходного напряжения:

$$U_{1m} = \frac{4}{\pi} U_d. \quad (7.9)$$

Из принципа работы рассматриваемого инвертора следует, что его выходное напряжение не зависит от нагрузки. Если источник, например выпрямитель, питающий инвертор напряжения, имеет одностороннюю проводимость, то его необходимо шунтировать конденсатором для приема возвращаемой энергии из нагрузки.

Из принципа действия инвертора напряжения следует, что он может быть реализован на полностью управляемых ключах. Примером аналога полностью управляемого ключа может быть обычный тиристор с принудительной коммутацией,

осуществляемой посредством  $LC$ -контуров. В настоящее время инверторы напряжения на обычных тиристорах практически полностью заменены схемами на силовых транзисторах или запираемых тиристорах. Применяя методы импульсной модуляции можно создавать инверторы напряжения на полностью управляемых ключах, работающие совместно с сетью в качестве преобразователей переменного/постоянного тока, входной ток которых изменяется по фазе в четырех квадрантах комплексной плоскости (см. гл. 8). Это свойство инвертора напряжения используется для создания активных фильтров и компенсаторов реактивной мощности.

«Жесткая» внешняя характеристика инвертора (зависимость выходного напряжения от нагрузки) является, в общем случае, его положительным свойством. Однако практически всегда возникает потребность в регулировании выходного напряжения. Наиболее простой способ регулирования — это изменение импульса выходного напряжения на интервалах положительного и отрицательного полупериодов. Такой способ сходен с принципом ШИМ напряжения. Однако из-за отсутствия сигнала модуляции повышенной частоты этот способ называют широтно-импульсным регулированием (ШИР), так как изменение ширины импульса выходного напряжения производится на основной частоте выходного напряжения. Рассмотрим этот способ на примере однофазной мостовой схемы (см. рис. 7.3, а).

Если нагрузка активная, то форма тока повторяет форму напряжения и широтно-импульсное регулирование выходного напряжения можно осуществить уменьшением длительности импульсов управления на угол  $\alpha$  (рис. 7.4, а).

Действующее значение выходного напряжения инвертора при таком способе управления транзисторами и активной нагрузке равно

$$U_n = U_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} . \quad (7.10)$$

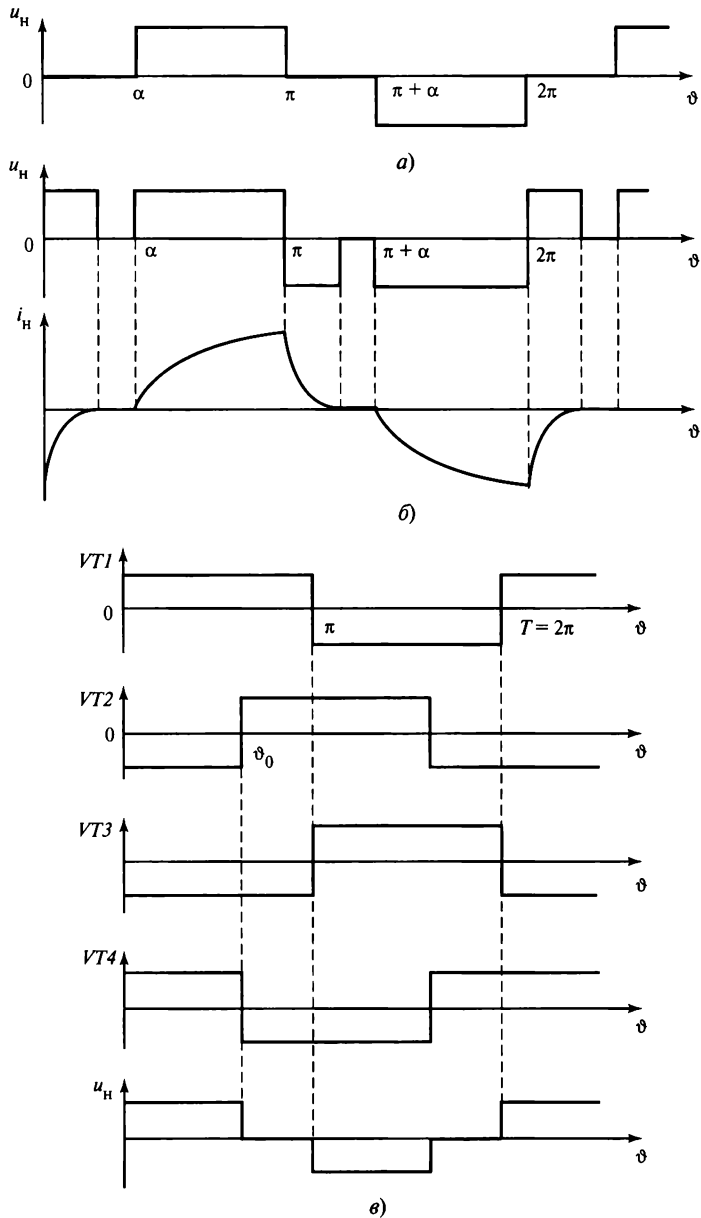
Амплитудное значение гармонических составляющих выходного напряжения при длительности проводящего состояния транзисторов  $\lambda = \pi - \alpha$  определяется по формуле

$$U_{n \max} = \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n(\pi - \alpha)}{2} , \quad (7.11)$$

где  $n$  — номер гармонической составляющей ( $n = 1, 3, 5, \dots$ ).

На практике часто требуется стабилизация действующего значения первой гармоники выходного напряжения при изменении входного напряжения в диапазоне от  $U_{d \min}$  до  $U_{d \max}$ . Для этого необходимо изменять угол управления от 0 (при  $U_d = U_{d \min}$ ) до  $\alpha_{\max}$  (при  $U_d = U_{d \max}$ ):

$$\alpha_{\max} = \pi - 2 \arcsin \frac{U_{d \min}}{U_{d \max}} . \quad (7.12)$$



**Рис. 7.4.** Широтно-импульсное регулирование однофазного мостового инвертора напряжения: а — диаграмма напряжения при активной нагрузке; б — диаграмма выходного напряжения и тока инвертора при активно-индуктивной нагрузке; в — диаграмма импульсов управления и выходного напряжения инвертора при шунтировании нагрузки

Гармонический состав выходного напряжения будет также изменяться. При увеличении угла  $\alpha$  содержание высших гармоник в кривой выходного напряжения возрастет.

Если нагрузка активно-индуктивная, то после выключения транзисторов ток в нагрузке протекает в течение некоторого времени, определяемого количеством запасенной энергии в реактивных элементах нагрузки, в прежнем направлении через обратновключенные диоды. При включении обратных диодов выходное напряжение изменяет свой знак на противоположный (рис. 7.4, б). В момент снижения тока нагрузки до нуля напряжение на нагрузке вновь становится равным нулю. Появление отрицательной площадки в кривой выходного напряжения изменяет его гармонический состав. Для устранения этого нежелательного явления необходимо на время паузы  $\alpha$  шунтировать нагрузку, например с помощью двух встречно-параллельно соединенных транзисторов или изменить алгоритм широтно-импульсной модуляции.

На транзисторы каждого плеча мостовой схемы (см. рис. 7.3) подаются непрерывные импульсы управления с изменяющейся через интервал  $\pi$  полярностью (рис. 7.4, в). Положительная полярность импульса соответствует включению, а отрицательная — выключению транзистора. Импульсы управления одного плеча могут сдвигаться относительно импульсов другого на угол  $\alpha$ . При таком способе управления на интервале  $0—\vartheta_0$  включены транзисторы  $VT1$  и  $VT4$ . В момент времени  $\vartheta_0$  на транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  подаются импульсы управления. Ток нагрузки протекает через транзистор  $VT1$  и обратный диод  $VD2$ . Эта цепь шунтирует нагрузку, и выходное напряжение становится равным нулю. При этом на стороне постоянного тока инвертора короткого замыкания не возникает, так как транзисторы  $VT3$  и  $VT4$  выключены. Напряжение на выходе инвертора остается равным нулю в течение интервала  $\vartheta_0—\pi$ , соответствующего углу управления  $\alpha$ . Когда ток нагрузки спадет до нуля, диод  $VD2$  выключится, транзисторы  $VT3$  и  $VT4$  останутся в закрытом состоянии и напряжение источника на нагрузку не поступит.

В момент времени  $\vartheta = \pi$  на транзистор  $VT3$  поступают импульсы управления. На транзисторе  $VT2$  в этот момент времени уже сформирован импульс управления. Транзисторы  $VT2$  и  $VT3$  включаются, и на нагрузке формируется напряжение прямоугольной формы, но противоположной полярности. При таком способе регулирования выходное напряжение инвертора не зависит от параметров нагрузки и форма его будет соответствовать работе инвертора с ШИМ на активную нагрузку (см. рис. 7.4, а). В связи с этим для данного способа регулирования остаются справедливыми соотношения (7.8) и (7.9).

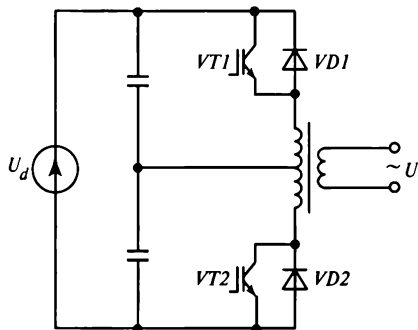


Рис. 7.5. Однофазный инвертор со средней точкой в обмотке трансформатора

Схема однофазного инвертора со средней точкой в обмотке трансформатора (рис. 7.5) является аналогом схемы выпрямителя со средней точкой и является двух-полупериодной.

Достоинствами схемы является наличие всего двух силовых ключей и возможность обеспечения гальванической развязки по сравнению со схемой со средней точкой в цепи питания (без выходного трансформатора). К недостаткам схемы следует отнести повышенные требования к обеспечению малых значений индуктивных рассеяния между вторичными полуобмотками трансформатора.

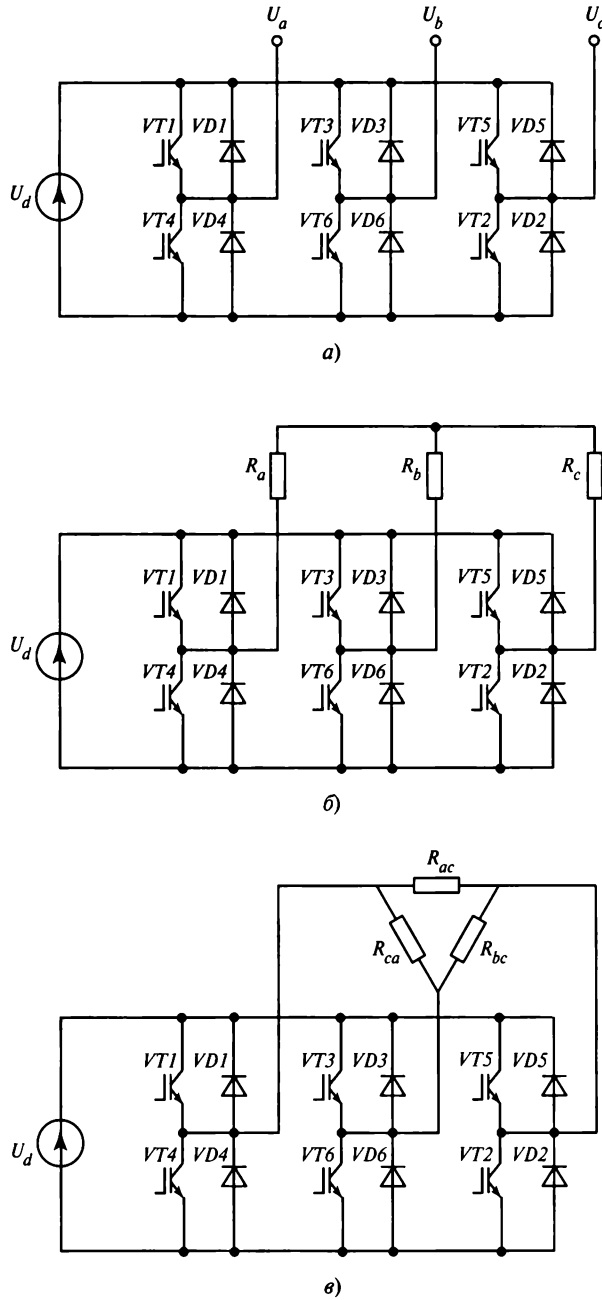
## 7.2.2. Трехфазные инверторы напряжения

Наиболее простой схемой трехфазного инвертора напряжения является трехфазная система на базе трех однофазных инверторов, основные гармоники выходных напряжений которых сдвинуты между собой на угол  $2\pi/3$ . В инверторах напряжения этот угол создается сдвигом импульсов управления ключами однофазных инверторов. Такая структура может быть успешно использована при реализации модульного принципа создания рядов однотипных трехфазных и однофазных инверторов. Однако технико-экономические характеристики таких систем будут хуже, чем характеристики трехфазных схем, например мостовых на основе шести ключей, которые являются базовыми для трехфазных преобразователей переменного/постоянного тока (рис. 7.6). Управление трехфазными мостовыми инверторами, формирующими выходное напряжение прямоугольной формы, может осуществляться системой управления импульсами управления длительностью  $\pi$  или  $2\pi/3$ .

**Импульсы длительностью  $\pi$ .** Диаграммы импульсов управления выходного напряжения при активной нагрузке представлены на рис. 7.7, а. Отсутствие индуктивных составляющих в нагрузке обуславливает проводящее состояние транзисторов  $VT1—VT6$  при закрытом состоянии диодов  $VD1—VD6$  (см. рис. 7.6). В каждый момент времени при выбранном алгоритме управления в проводящем состоянии будут находиться одновременно три транзистора:

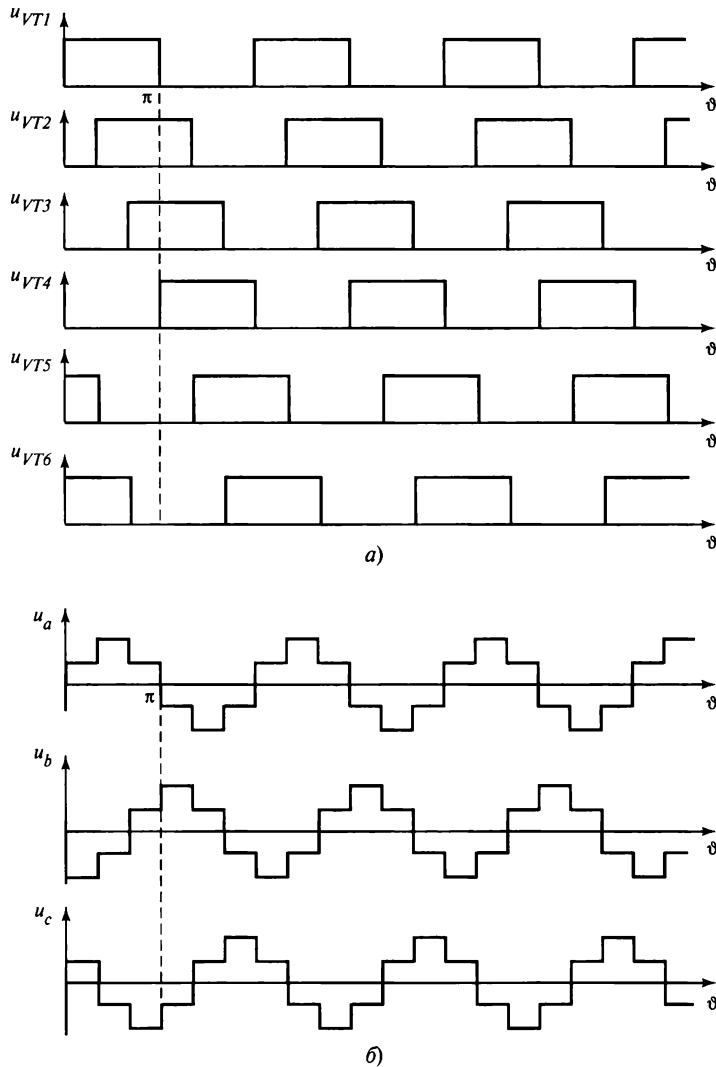
$$\begin{array}{ll} VT1, VT2, VT3; & VT4, VT5, VT6; \\ VT2, VT3, VT4; & VT5, VT6, VT1; \\ VT3, VT4, VT5; & VT6, VT1, VT2. \end{array}$$

Из диаграмм на рис. 7.7 видно, что за один период через интервал  $\pi$  изменяется шесть комбинаций структур, соответствующих состояниям трех транзисторов, одновременно находящихся в проводящем состоянии. Причем в чередующихся комбинациях поочередно проводят сначала один транзистор из группы транзисторов с общим коллектором и два из группы с общим эмиттером, а затем наоборот —



**Рис. 7.6. Трехфазный мостовой инвертор:**

*a* — схема; *б* — инвертор с активной нагрузкой, подключенной по схеме звезда; *в* — инвертор с активной нагрузкой, подключенной по схеме треугольник



**Рис. 7.7.** Диаграммы напряжения на элементах схемы трехфазного мостового инвертора при управлении импульсами длительностью  $\pi$ :

*а* — диаграммы импульсов управления; *б* — диаграммы напряжения фаз

один транзистор из эмиттерной группы и два из коллекторной. В результате на выходе инвертора формируется последовательность переменных междуфазных (линейных) импульсов напряжения прямоугольной формы амплитудой  $U_d$  и длительностью по  $2\pi/3$  в каждом из полупериодов. При соединении резисторов нагрузки  $R$  в треугольник (см. рис. 7.6, *в*) на каждом из них будет соответствующее линейное напряжение  $U_{ab} = U_{bc} = U_{ca}$ .



Напряжения фаз  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$  нагрузки, соединенной звездой (рис. 7.6, б), могут быть определены из эквивалентных схем, представленных на рис. 7.8. Рассмотрим более подробно формирование напряжения фазы  $a$ . Схемы на рисунке соответствуют изменениям подключения цепей нагрузки фаз при коммутации ключей инвертора в течение одного периода.

Принимаем за начало отсчета момент формирования импульса управления транзистора  $VT1$  (см. рис. 7.7, а) для первого интервала времени длительностью  $\pi/3$ . Резисторы инвертора находятся в состоянии режима I (см. рис. 7.8), когда включены транзисторы  $VT1$ ,  $VT5$  и  $VT6$  (см. рис. 7.6). Тогда согласно эквивалентной схеме напряжение фазы  $a$  в режиме I равно

$$U_a^I = i_a R = \frac{U_d R}{2\left(R + \frac{1}{2} R\right)} = \frac{U_d}{3}. \quad (7.13)$$

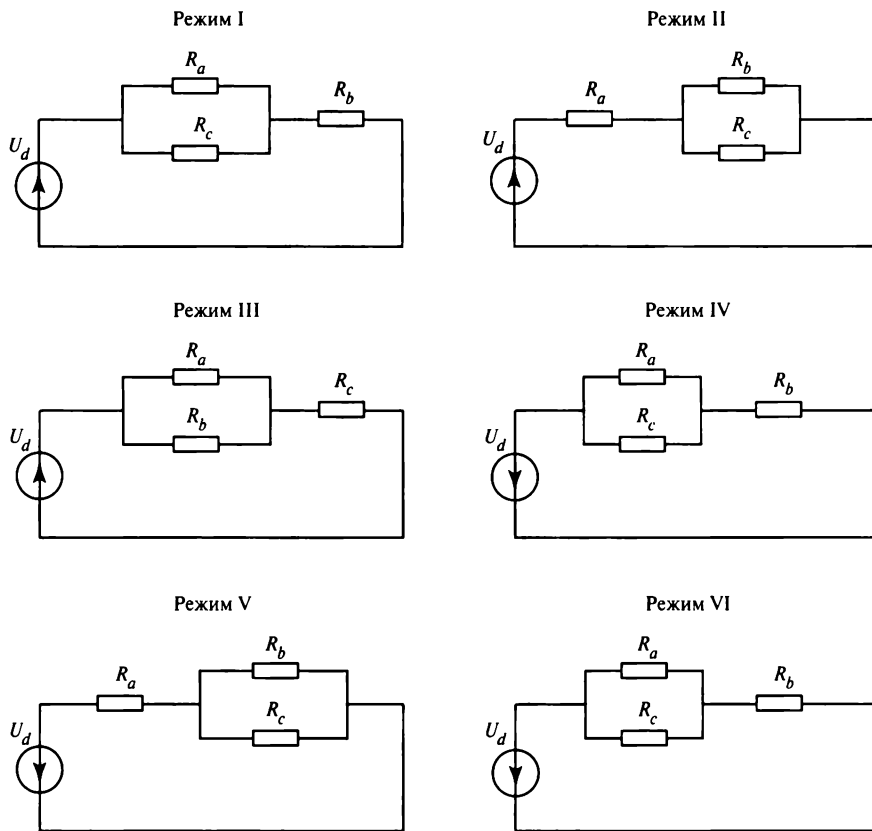


Рис. 7.8. Эквивалентные схемы замещения трехфазного мостового инвертора

На интервале  $\frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq \frac{2}{3}\pi$  в проводящем состоянии находятся транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  и  $VT6$ . В этой эквивалентной схеме напряжение фазы  $a$  в режиме II определяется

$$U_a^{II} = i_a R = \frac{U_d R}{R + \frac{1}{2}R} = \frac{2U_d}{3}. \quad (7.14)$$

Аналогичным способом для интервала  $\frac{2\pi}{3} \leq \vartheta \leq \pi$ , когда проводят ток транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  и  $VT3$ , получим следующее значение напряжения фазы  $a$  в режиме III:

$$U_a^{III} = i_a R = \frac{U_d R}{2\left(R + \frac{1}{2}R\right)} = \frac{U_d}{3}. \quad (7.15)$$

Затем по такому же алгоритму формируется напряжение фазы  $a$ , но противоположной полярности в следующий полупериод. Аналогичным способом можно определить напряжение остальных фаз.

Функции, соответствующие выходному напряжению, могут быть представлены гармоническими рядами с нечетными гармониками. При этом в линейных напряжениях  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$  гармоники напряжений, кратные трем, будут равны нулю.

Действующие значения выходных напряжений равны:

$$\left. \begin{aligned} U_{ab} = U_{bc} = U_{ca} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d; \\ U_a = U_b = U_c &= \frac{\sqrt{2}}{3} U_d. \end{aligned} \right\} \quad (7.16)$$

При наличии индуктивной составляющей в нагрузке инвертора часть токов фаз начинают проводить диоды  $VD1—VD6$ , обеспечивая обмен неактивной мощностью между нагрузкой и источником постоянного тока (см. рис. 7.6). Очевидно, что внутреннее сопротивление источника постоянного тока должно иметь двунаправленную проводимость. Кроме того, для уменьшения уровня пульсаций постоянного тока следует увеличивать внутреннюю проводимость такого источника. Для этих целей при необходимости используется емкостной фильтр в виде конденсатора, подключенного на стороне постоянного тока инвертора.

На практике стремятся обеспечить синусоидальность выходного тока, используя различные методы фильтрации высших гармоник тока. В этом случае оценка

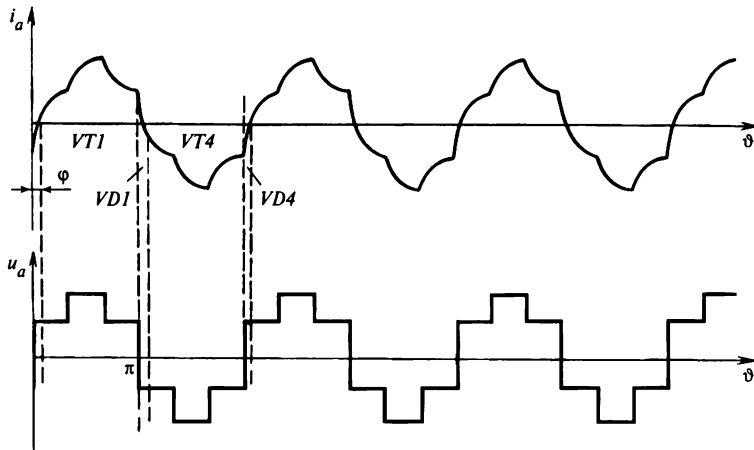


Рис. 7.9. Ток и напряжение фазы трехфазного мостового инвертора при активно-индуктивной нагрузке

распределения тока, состоящего из одной основной гармоники между транзисторами и диодами, является простой задачей. На рис. 7.9 представлены диаграммы напряжения  $u_a(\vartheta)$  и тока  $i_a(\vartheta)$ , основные гармоники которых сдвинуты на угол  $\varphi$  с учетом индуктивного характера нагрузки, а также обозначены токи в транзисторах  $VT1$ ,  $VT4$  и диодах  $VD1$ ,  $VD4$ , образующих плечо, к которому подключается фаза  $a$  (см. рис. 7.6). Средние значения токов в этих элементах могут быть определены из следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{ср}(VT1)} = I_{\text{ср}(VT4)} &= \frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi-\varphi} I_{am} \sin \vartheta \, d\vartheta; \\ I_{\text{ср}VD1} = I_{\text{ср}VD4} &= \frac{1}{\pi} \int_{\pi-\varphi}^{\pi} I_{am} \sin \vartheta \, d\vartheta, \end{aligned} \right\} \quad (7.17)$$

где  $I_{am}$  — амплитудное значение тока основной гармоники фазы  $a$ .

С учетом указанных интервалов проводимости транзисторами и диодами тока фазы могут быть определены действующие значения тока в этих приборах.

**Управление импульсами длительностью  $2\pi/3$ .** Схема инвертора и принятые обозначения соответствуют рис. 7.6, б. Диаграммы напряжения представлены на рис. 7.10.

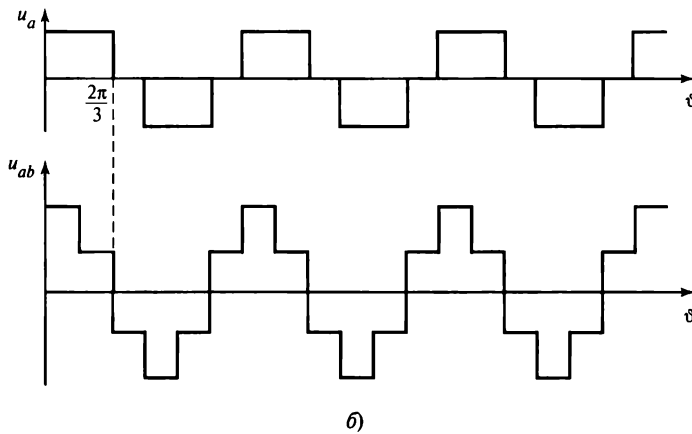
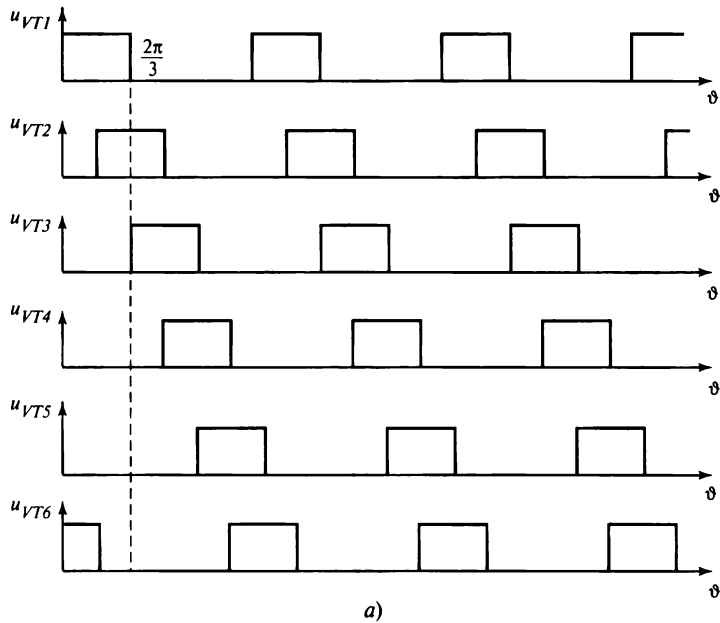


Рис. 7.10. Диаграммы напряжения на элементах схемы трехфазного мостового инвертора при управлении импульсами длительностью  $2\pi/3$ :

*a* — диаграммы импульсов управления; *б* — диаграммы фазного и линейного напряжения

Импульсы управления длительностью  $2\pi/3$  поступают на транзисторы инвертора со сдвигом  $\pi/3$  относительно друг друга (рис. 7.10, *a*). В этом случае в проводящем состоянии всегда находятся два транзистора:

*VT6, VT1; VT1, VT2; VT2, VT3;*  
*VT3, VT4; VT4, VT5; VT5, VT6.*

На каждом из интервалов времени длительностью  $\pi/3$  проводят два транзистора, из которых один принадлежит группе с общим коллектором, а другой — группе с общим эмиттером. На выходе инвертора формируются напряжения фаз  $u_a(\vartheta)$ ,  $u_b(\vartheta)$ ,  $u_c(\vartheta)$  и линейные напряжения  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$ ,  $u_{ca}$  (рис. 7.10, б). Используя методику анализа эквивалентных схем по их структурам на интервалах проводимости транзисторов, можно получить следующие мгновенные значения напряжений фаз:

$$\left. \begin{array}{l} \text{на интервале } 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3} \\ \\ \text{на интервале } \frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq \frac{2\pi}{3} \\ \\ \text{на интервале } \frac{2\pi}{3} \leq \vartheta \leq \pi \end{array} \right\} \begin{array}{l} U_a^I = \frac{U_d}{2}; \quad U_b^I = -\frac{U_d}{2}; \quad U_c^I = 0; \\ \\ U_a^{II} = \frac{U_d}{2}; \quad U_b^{II} = 0; \quad U_c^{II} = -\frac{U_d}{2}; \\ \\ U_a^{III} = 0; \quad U_b^{III} = \frac{U_d}{2}; \quad U_c^{III} = -\frac{U_d}{2}. \end{array} \quad (7.18)$$

По напряжениям фаз можно определить мгновенные значения линейных напряжений; максимальные значения линейных напряжений равны  $\pm U_d$ . При управлении импульсами длительностью  $2\pi/3$  форма напряжений изменяется по сравнению с импульсами управления длительностью  $\pi$ .

### 7.2.3. Управление выходным напряжением и его фильтрация

Из принципа действия инверторов напряжений следует, что их выходное напряжение определяется значением входного напряжения на стороне постоянного тока и алгоритмом управления ключами схемы.

При неизменном алгоритме управления внешняя (нагрузочная) характеристика инвертора является «жесткой» и определяется только входным напряжением при допущении идеальности элементов схемы.

Для регулирования выходного напряжения используются следующие основные способы:

- регулирование входного напряжения;
- регулирование изменением алгоритма управления ключами;
- регулирование выходного напряжения инверторной схемы;
- векторное суммирование значений выходного напряжения последовательно соединенных инверторов.

Регулирование входного напряжения реализуется включением на входе регулятора напряжений  $PН$  постоянного тока (преобразователя постоянного тока в постоянный) (рис. 7.11).

Регулирование изменением алгоритма управления ключами осуществляется широтно-импульсным регулированием (ШИР) каждой полуволны выходного напряжения. Этот способ реализуется сдвигом импульсов управления ключами и рассмотрен в начале раздела на примере однофазной мостовой схемы (см. рис. 7.3). Очевидно, что изменение длительности полуволны напряжения прямоугольной формы связано с изменением гармонического состава напряжения и, как правило, с его ухудшением. Кроме того, изменяется нагрузка ключевых элементов и снижается выходная мощность инвертора. Этот способ обычно применяется в однофазных инверторах.

Регулирование выходного напряжения инверторной схемы реализуется включением на выходе инвертора регулятора напряжения переменного тока (рис. 7.12).

Структурная схема двух инверторных модулей и векторная диаграмма выходного напряжения приведены на рис. 7.13. Напряжение  $U_2$  инвертора  $И2$  добавляется к напряжению  $U_1$  инвертора  $И1$ . В общем случае для регулирования используется векторное сложение этих напряжений. При этом напряжение  $u_2$  регулируется как по модулю, так и по фазе.

Кроме требования к значению выходного напряжения инвертора обычно предъявляется требование к синусоидальности выходного напряжения. Эта задача решается подключением фильтров на выходе инвертора или импульсной модуляцией выходного напряжения.

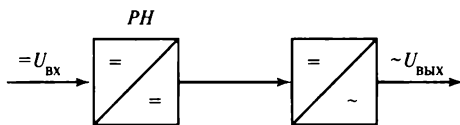


Рис. 7.11. Структурная схема инвертора с регулятором входного напряжения

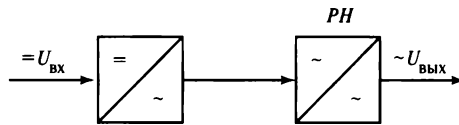


Рис. 7.12. Структурная схема инвертора с регулятором выходного напряжения

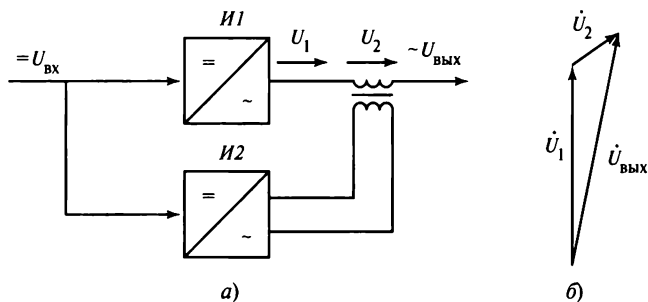


Рис. 7.13. Регулирование выходного напряжения посредством сложения напряжений двух инверторов:

$a$  — схема;  $b$  — векторная диаграмма

Поскольку вопросам модуляции посвящена гл. 8, то в этой главе рассматривается только применение пассивных фильтров, состоящих из индуктивных и емкостных элементов.

Типовые схемы фильтров инверторов напряжения приведены на рис. 7.14. Схемы этих фильтров могут быть сведены к схеме замещения, изображенной на рис. 7.15, которая состоит из двух последовательно соединенных комплексных сопротивлений  $\underline{Z}_1$  и  $\underline{Z}_2$ . При такой схеме замещения можно рассматривать фильтр как делитель входного напряжения  $U'$ . Одним плечом делителя является сопротивление  $\underline{Z}_1$ , а другим — параллельно соединенные сопротивления  $\underline{Z}_2$  и  $\underline{Z}_H$ . В этом случае выражение для коэффициента фильтрации  $n$ -й гармоники имеет вид

$$K_{\phi n} = \frac{U'_{nm}}{U''_{nm}} = \frac{\left| \underline{Z}_{-1n} + \frac{\underline{Z}_{-2n}\underline{Z}_{-Hn}}{\underline{Z}_{-2n} + \underline{Z}_{-Hn}} \right|}{\left| \frac{\underline{Z}_{-2n}\underline{Z}_{-Hn}}{\underline{Z}_{-2n} + \underline{Z}_{-Hn}} \right|}, \quad (7.19)$$

где  $\underline{Z}_{-1n}$ ,  $\underline{Z}_{-2n}$ ,  $\underline{Z}_{-Hn}$  — комплексные сопротивления фильтра и нагрузки на частоте  $n$ -й гармоники;  $U'_{nm}$ ,  $U''_{nm}$  — амплитуды гармоник входного и выходного напряжения.

Наиболее простым фильтром является однозвенный Г-образный LC-фильтр (см. рис. 7.14, а). Принцип действия его основан на том, что для высших гармоник напряжения индуктивность представляет большое сопротивление, а емкость —

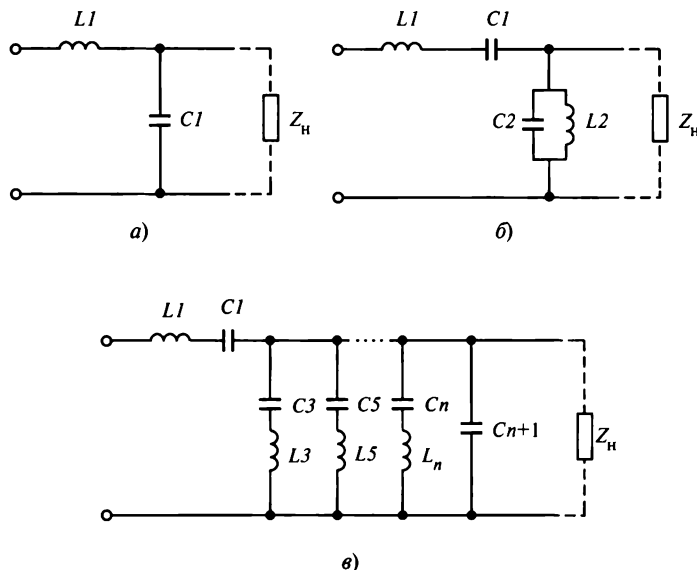


Рис. 7.14. Типовые схемы выходных LC-фильтров инверторов напряжения: а — Г-образный; б — двухзвенный; в — многозвенный

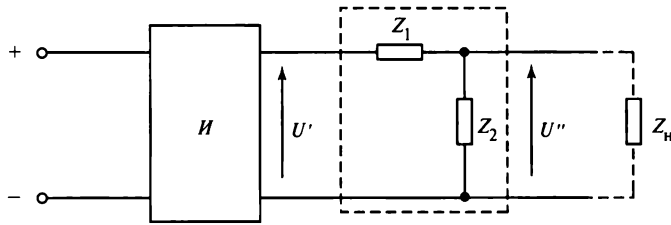


Рис. 7.15. Схема замещения выходных фильтров инверторов напряжения

малое. В результате высшие гармоники ослабляются в большей степени, чем первая (основная) гармоника напряжения. Так, для ненагруженного фильтра, когда  $Z_n$  отсутствует (режим, соответствующий работе инвертора на холостом ходу), подставляя в (7.18) параметры фильтра (см. рис. 7.14, а), получаем

$$K_{\phi n} = \frac{n\omega_1 L - \frac{1}{n\omega_1 C_1}}{\frac{1}{n\omega_1 C_1}}, \quad (7.20)$$

где  $\omega_1$  — угловая частота первой гармоники фильтруемого напряжения.

Из (7.20) видно, что коэффициент ослабления прямо пропорционален квадрату порядкового номера гармоники.

Точный расчет параметров фильтра производится из условия обеспечения заданного коэффициента гармоник напряжения  $K_{rU}$  на нагрузке и является довольно сложным, так как при этом приходится учитывать много различных факторов, включая массогабаритные показатели фильтра. Для ориентировочной оценки параметров фильтра следует задаться значением падения напряжения первой гармоники  $\Delta U_L$  на индуктивности  $L$  от тока наибольшей нагрузки инвертора  $I_{n \max}$  и определить индуктивность:

$$L = \frac{\Delta U_L}{\omega_1 I_{n \max}}. \quad (7.21)$$

В действительности первая гармоника напряжения на индуктивности фильтра будет больше, чем от тока нагрузки, так как через нее протекает еще первая гармоника тока конденсатора  $CI$ . Далее, задаваясь коэффициентом ослабления самой большой по амплитуде гармоники (для напряжения с нечетными гармониками это будет третья гармоника), определим из (7.20) емкость фильтра. Коэффициентом ослабления следует задаваться из условия обеспечения требуемого значения коэффициента выходного напряжения  $K_{rU}$ .

Однозвенный  $LC$ -фильтр, являясь наиболее простым по структуре, имеет существенные недостатки. Во-первых, он ослабляет не только высшие гармоники, но и основную. Это ослабление пропорционально нагрузке инвертора и зависит от коэффициента мощности нагрузки. Кроме того, ослабление амплитуды основ-



ной гармоники сопровождается изменением фазы выходного напряжения фильтра относительно фазы входного напряжения. Во-вторых, емкость фильтра создает дополнительную нагрузку для инвертора, увеличивая токи, в его основных элементах. Поэтому использование такого фильтра целесообразно при незначительном содержании высших гармоник в инвертируемом напряжении или при высоких (10—15 %) допустимых значениях коэффициента  $K_{rU}$  на нагрузке.

Недостатки, присущие простому  $LC$ -фильтру, практически устранены в фильтре, схема которого представлена на рис. 7.14, б. Основными звеньями фильтра являются последовательная  $L1C1$ - и параллельная  $L2C2$ -цепи. Оба звена настроены в резонанс на частоте основной гармоники  $\omega_1$ , т.е.

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 L_1 &= \frac{1}{\omega_1 C_1}; \\ \omega_1 L_2 &= \frac{1}{\omega_1 C_2}. \end{aligned} \right\} \quad (7.22)$$

Считая элементы фильтров идеальными, т.е. не имеющими активных потерь, при точном соблюдении условий резонанса (7.22) можно считать, что первая гармоника выходного напряжения инвертора поступает на нагрузку без искажений амплитуды и фазы. Иначе говоря, коэффициент ослабления основной гармоники фильтра равен единице. Для высших гармоник сопротивления звеньев равны

$$\left. \begin{aligned} Z_{1n} &= n\omega_1 L_1 - \frac{1}{n\omega_1 C_1}; \\ Z_{2n} &= \frac{1}{n\omega_1 C_2 - 1/(n\omega_1 L_2)}. \end{aligned} \right\} \quad (7.23)$$

Из (7.23) следует, что если  $n\omega_1 L_1 \gg \frac{1}{n\omega_1 C_1}$  и  $n\omega_1 L_2 \gg \frac{1}{n\omega_1 C_2}$ , то для высших гармоник эффективность фильтра эквивалентна эффективности простого  $LC$ -фильтра с параметрами  $L1$  и  $C2$ . Но, с другой стороны, фильтр не искажает первую гармонику напряжения и не создает дополнительной загрузки инвертора емкостным током фильтра, поскольку этот ток компенсируется током индуктивности  $L2$ .

Приближенная оценка параметров такого фильтра может быть произведена так же, как и параметров  $\Gamma$ -образного фильтра, состоящего из индуктивности  $L1$  и емкости  $C2$  (падение напряжения  $\Delta U_{L_1}$  на индуктивности от тока нагрузки рекомендуется принимать равным 30—40 % номинального значения гармоники напряжения на выходе инвертора). Соответственно значения  $C1$  и  $L2$  выбираются из условия обеспечения резонанса на основной частоте (7.21). Однако наличие

в схеме фильтра емкости  $C_1$  и индуктивности  $L_2$ , предназначенных для устранения искажения фильтром первой гармоники напряжения, приводит к удвоению суммарной установленной мощности элементов фильтра, а следовательно, к значительному увеличению его массы и габаритных размеров.

Кроме того, последовательный резонансный контур ухудшает динамические характеристики инвертора при коммутации нагрузки  $Z_H$ .

Достаточно эффективным фильтром, имеющим удовлетворительные технико-экономические показатели, является фильтр, схема которого приведена на рис. 7.14, в. Фильтр состоит из параллельных с нагрузкой  $LC$ -цепей, каждая из которых настроена в резонанс на частоту соответствующей гармоники. Цепь  $L1C1$  настроена в резонанс на частоту первой гармоники напряжения и включена последовательно с нагрузкой. Фильтр, собранный по такой схеме, пропускает практически без ослабления первую гармонику напряжения и шунтирует высшие. Количество шунтирующих резонансных цепей фильтра зависит от требуемого коэффициента гармоник  $K_{rU}$  выходного напряжения. Обычно устанавливают резонансные цепи на третью и пятую гармоники напряжения, а шунтирование гармоник более высоких частот осуществляет конденсатор  $C_{n+1}$ . Высшие гармоники напряжения инвертора в основном выделяются на индуктивности  $L1$ . Конденсатор  $C1$  в фильтре может быть исключен, и тогда структура фильтра становится сходной со структурой фильтра на рис. 7.14, а, ослабляющего первую гармонику напряжения.

### Контрольные вопросы

1. Перечислите характерные различия инверторов напряжения и тока.
2. Какую функцию выполняют «обратные» диоды в инверторах напряжения?
3. Запишите в общем виде выражение для определения среднего значения тока в диодах и транзисторах инверторов напряжения, выполненных по однофазной бестрансформаторной мостовой схеме для установившегося режима работы при заданных значениях входного напряжения, частоты основной гармоники выходного напряжения и нагрузки, состоящей из параллельно включенных сопротивления  $R$  и индуктивности  $L$ .

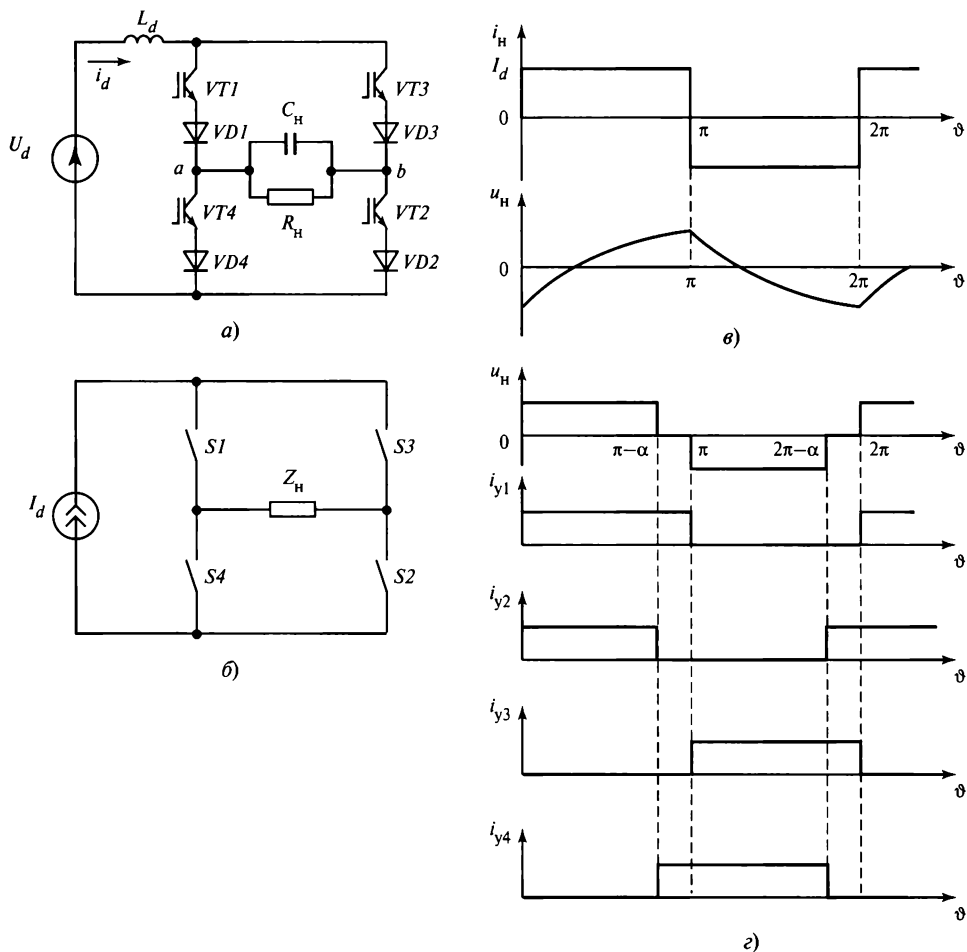
4. Как влияет на гармонический состав выходного напряжения широтно-импульсное регулирование?

5. Определите параметры  $LC$ -фильтра в схеме однофазного мостового инвертора, обеспечивающего уменьшение третьей гармоники выходного напряжения на холостом ходу (без нагрузки) в 10 раз при ограничении падения напряжения основной гармоники не более 10 % номинального действующего значения выходного напряжения первой гармоники (с частотой  $f = 50$  Гц) при номинальном действующем значении нагрузки 10 А и коэффициенте мощности  $\cos\varphi_H = 1$  (влияние емкости конденсатора фильтра  $C$  не учитывать).

### 7.3. Инверторы тока

#### 7.3.1. Однофазный инвертор тока на полностью управляемых ключах

Принципиальное различие между схемами инверторов тока и напряжения было кратко рассмотрено в § 7.1. Отметим дуальный характер этих схем: фазные токи одного типа инвертора подобны фазным напряжениям другого. Это свойство указанных типов инверторов позволяет более ясно понять электромагнитные процессы, протекающие в этих схемах, их характеристики и методы управления выходным напряжением. На рис. 7.16, *а* приведена схема однофазного транзисторного инвертора тока, работающего на емкостную нагрузку.



**Рис. 7.16. Однофазный инвертор тока на транзисторах:**

*а* — диаграммы тока и напряжения нагрузки; *б* — схема замещения; *в* — диаграммы тока нагрузки и импульсов управления при формировании нулевой паузы тока; *г* — диаграммы напряжения и тока

Внешними отличительными признаками схем инвертора тока (рис. 7.16, *a*) и транзисторного инвертора напряжения являются наличие реактора  $L_d$  в цепи постоянного тока, последовательное соединение транзисторов и диодов и параллельное соединение диодов с транзисторами.

Принимая допущение об идеальной сглаженности тока  $i_d$  в цепи инвертора тока, считаем индуктивное сопротивление реактора  $X = \omega L_d$ , где  $\omega$  — частота выходного напряжения. Эта частота определяется частотой генератора импульсов системы управления инвертора. Подобные допущения принимались в гл. 5 при рассмотрении схем выпрямителей и ведомых сетью (зависимых) инверторов в установившихся режимах работы, когда в реакторе устанавливался постоянный ток  $I_d$ , значение которого не изменялось при периодических коммутациях ключей схемы инвертора, т.е. пульсация тока  $i_d$  была равна нулю. В этом случае можно считать, что на стороне постоянного тока включен источник тока  $I_d$  (рис. 7.16, *b*). Диоды, последовательно включенные с транзисторами, блокируют появление на транзисторах обратного напряжения, которое они не выдерживают. В результате в инверторе тока ключи  $S$  проводят только однонаправленный ток. В схемах инвертора напряжения диоды включены параллельно и встречно по отношению к транзисторам, что обеспечивает двунаправленную проводимость ключей для возврата энергии, накапливаемой в индуктивностях нагрузки, в источник напряжения  $U_d$ . При этом исключается появление обратного напряжения опасного значения.

Рассмотрим с учетом сделанных допущений и пояснений схему инвертора тока. Предположим, что на интервале  $0—\pi$  включены ключи  $S1$  и  $S2$ , состоящие из последовательно соединенных транзистора и диода. При этом ток нагрузки  $i_n = I_d$  направлен от узла  $a$  к узлу  $b$  (рис. 7.16, *в*). В момент времени  $\vartheta = \pi$  импульсы управления транзисторов  $i_{y1}$  и  $i_{y2}$  транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  становятся равными нулю, а  $i_{y3}$ ,  $i_{y4}$  поступают на транзисторы  $VT3$  и  $VT4$ . Ключи  $S1$  и  $S2$  выключаются, а  $S3$  и  $S4$  включаются. При этом ток нагрузки  $i_n$  изменяет направление, становится равным  $i_n = -I_d$  и поступает от узла  $b$  к узлу  $a$  цепи нагрузки. Далее через половину

периода  $\frac{T}{2} = \pi$  ключи  $S1$ ,  $S2$  снова включаются и проводят ток  $I_d$ , а ключи  $S3$ ,  $S4$  выключаются. Затем эти процессы периодически повторяются и в нагрузку поступает переменный ток прямоугольной формы. Этот ток создает напряжение на нагрузке, которое зависит от ее параметров. Мгновенные значения этого напряжения определяются из дифференциальных уравнений, связывающих ток и напряжение на нагрузке через ее параметры. В данном случае — это  $C_n$  и  $R_n$ . Эти уравнения будут подобны уравнениям (7.4), если учесть дуальность схем, т.е. одинаковые законы изменения напряжения и тока нагрузки инверторов, выполненных по схемам рис. 7.3, *a* и рис. 7.16, *a*:

$$\omega C_n \frac{du_n}{d\vartheta} + \frac{u_n}{R_n} \pm I_d = 0, \quad (7.24)$$

где знак «плюс» соответствует интервалу  $\vartheta < \pi$ , а знак «минус» — интервалу  $\vartheta > \pi$ .

В общем виде решение уравнения (7.24) можно записать в форме

$$U_{\text{н}} = \pm I_{\text{д}} R_{\text{н}} + A e^{-\frac{\vartheta}{\omega \tau}}, \quad (7.25)$$

где  $\tau = C_{\text{н}} R_{\text{н}}$ .

Постоянная интегрирования определяется из условия непрерывности напряжения на конденсаторе  $C_{\text{н}}$  в моменты коммутации ключей. С учетом значения постоянной интегрирования окончательно решение уравнения имеет вид

$$u_{\text{н}} = \pm I_{\text{д}} R_{\text{н}} \left( 1 - \frac{2e^{-\frac{\vartheta}{\omega \tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right). \quad (7.26)$$

Приведенные зависимости свидетельствуют о полной дуальности рассматриваемых схем на рис. 7.3, а и 7.16, а. В то же время необходимость в конденсаторе  $C_{\text{н}}$  в схеме инвертора тока неочевидна, так как транзисторы являются полностью управляемыми электронными ключами. Поэтому при активной нагрузке и приведенном алгоритме управления можно обойтись без подключения конденсатора  $C_{\text{н}}$ , при этом функционирование схемы, на выходе которой формируются ток и напряжение прямоугольной формы, не изменится.

При осуществлении широтно-импульсного регулирования выходного напряжения или импульсной модуляции при активной нагрузке подключать конденсатор также нет необходимости. Но для того, чтобы коммутировать источник тока, следует изменить алгоритм управления ключами. Например, нулевые паузы в выходном напряжении в схеме инвертора напряжения (см. рис. 7.3, а) осуществляются переводом в проводящее состояние только двух ключей, шунтирующих нагрузку. При этом другая пара ключей выключена и закороченная нагрузка отключена от источника постоянного тока инвертора. Подробная реализация этого алгоритма представлена на рис. 7.4. При этом активно-индуктивная нагрузка шунтирована ключами инвертора и энергия, накопленная в индуктивности, не создает перенапряжений.

В инверторе тока такой алгоритм управления невозможен даже при активной нагрузке. Поскольку в цепи постоянного тока включен реактор большой индуктивности, разрыв этой цепи недопустим по условиям правил коммутации цепей с индуктивностью. В этом случае задача создания нулевой паузы в токе нагрузки может быть решена переводом в проводящее состояние ключей одного плеча, например  $VT1$ ,  $VT4$  или  $VT2$ ,  $VT3$ , при размыкании ключей другого плеча. Постоянный ток будет шунтирован этими ключами и протекать в них, минуя цепь нагрузки. На рис. 7.16, з приведена диаграмма выходного тока  $i_{\text{н}}$ , длительность полуволн которого менее половины периода  $\pi$ , полученных при реализации алгоритма формирования импульсов управления  $i_{y1}—i_{y4}$ . Из диаграммы формирования нулевой паузы тока видно, что ее длительность, равная углу  $\alpha$ , может изменяться

системой управления. Регулирование тока нагрузки обеспечивается изменением величины фазового сдвига между импульсами управления, поступающими на транзисторы противоположных плеч моста ( $VT1$ ,  $VT2$  и  $VT3$ ,  $VT4$ ).

Нулевые паузы тока образуются, когда проводят ток транзисторы одного плеча ( $VT1$ ,  $VT4$  или  $VT2$ ,  $VT3$ ), которые шунтируют источник тока  $I_d$ .

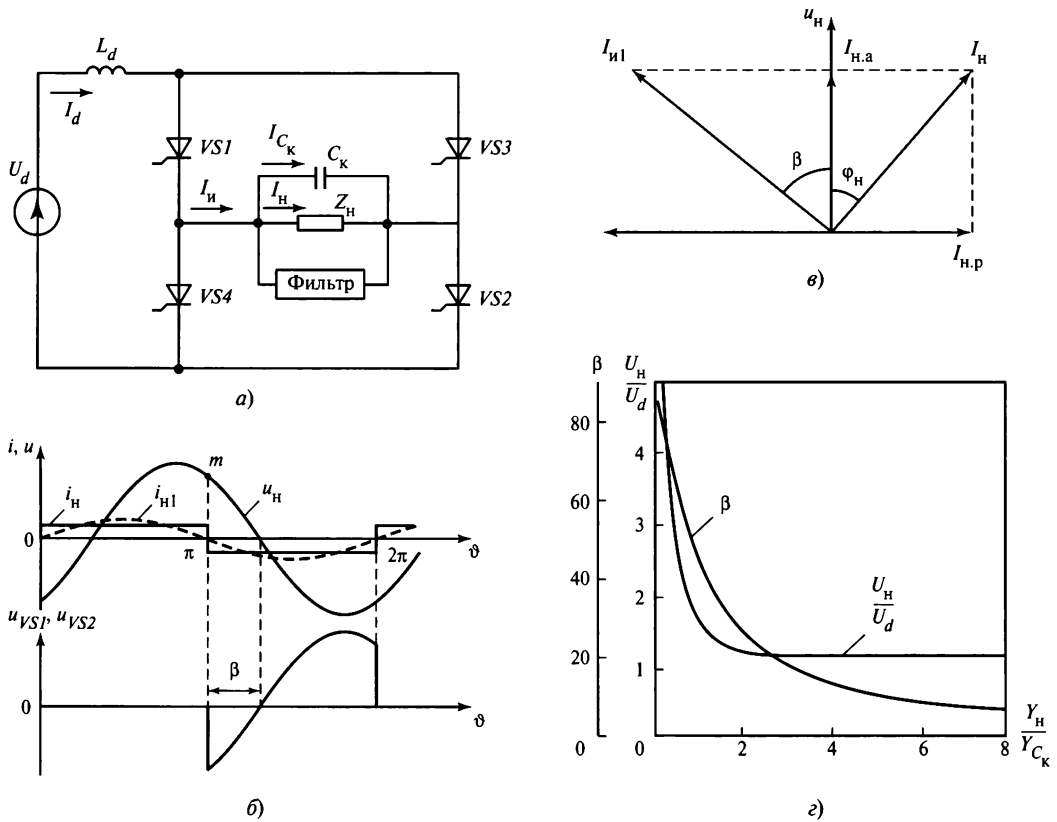
Рассмотренный алгоритм управления позволяет работать не только на активную нагрузку без подключения на выходе конденсатора, но и на активно-индуктивную нагрузку. Однако на интервалах коммутации ключей энергия, запасенная в индуктивностях нагрузки, вызывает перенапряжения со стороны цепей нагрузки. Для ограничения этих перенапряжений на выходе инвертора подключают конденсаторы, поглощающие энергию индуктивностей. Поскольку нагрузка, как правило, носит активно-индуктивный характер, такие конденсаторы входят в состав инвертора. Емкость конденсаторов определяется параметрами нагрузки, на которую рассчитан инвертор.

Из характера процессов инвертора тока, работающего на емкостную нагрузку, видно, что в качестве ключей силовой схемы могут быть использованы обычные тиристоры. Емкостной характер нагрузки позволяет осуществлять их принудительную коммутацию за счет энергии, накопленной в конденсаторе. В этом случае емкость выходного конденсатора должна во всех режимах обеспечить полную компенсацию индуктивной составляющей нагрузки. В рассматриваемом варианте тиристорные ключи являются некоторым аналогом полностью управляемых ключей, так как их выключение осуществляется принудительно под воздействием емкостной нагрузки. Эти свойства рассматриваемой схемы были положены в основу первых автономных инверторов, в которых в качестве ключей использовались ртутные вентили, условия выключения которых аналогичны условиям работы тиристоров. Конденсаторы в таких инверторах обычно входят в состав их схемы и могут быть подключены к нагрузке не только параллельно, но и последовательно (последовательный инвертор) или параллельно-последовательно (параллельно-последовательный инвертор).

### 7.3.2. Автономный инвертор тока на обычных тиристорах

**Параллельный инвертор тока.** Рассмотрим более подробно однофазный инвертор на обычных, не полностью управляемых, тиристорах с параллельно включенными конденсаторами (рис. 7.17, а). Будем считать, что напряжение на нагрузке, благодаря включению на выходе фильтров высших гармоник, синусоидальное.

Предположим, что на интервале от 0 до  $\pi$  тиристоры  $VS1$  и  $VS2$  находятся в проводящем состоянии. В момент времени  $\vartheta = \pi$  на тиристоры  $VS3$  и  $VS4$  поступают импульсы управления от системы управления инвертором. При этом напряжение на нагрузке (точка  $m$  на рис. 7.17, б) равно  $U_m \sin \beta$ , где  $\beta$  — угол сдвига между синусоидами первых гармоник выходного напряжения  $U_{H1}$  и выходного тока  $I_{H1}$  инвертора. Для тиристоров  $VS3$  и  $VS4$  выходное напряжение является пря-



**Рис. 7.17. Параллельный инвертор тока:**

*a* — схема; *б* — диаграммы тока и напряжения на элементах схемы; *в* — векторная диаграмма первых гармоник напряжения и тока на выходе инвертора; *г* — зависимость выходного напряжения и угла  $\beta$  от нагрузки

мым. Тиристоры включаются и цепь нагрузки оказывается замкнутой накоротко через все открытые тиристоры схемы. В результате этого возникает разряд коммутирующего конденсатора  $C_k$ . Разрядный ток распределяется по двум контурам. В одном контуре он направлен навстречу току в тиристоре  $VS1$ , а в другом — навстречу току в тиристоре  $VS2$ . Когда токи этих тиристоров станут равными нулю, они выключатся, т.е. завершится процесс коммутации тиристоров. Поскольку в контурах разряда конденсаторов отсутствуют индуктивности, этот процесс можно считать мгновенным ( $\gamma = 0$ ).

После выключения тиристоров  $VS1$  и  $VS2$  ток проходит в тиристорах  $VS3$  и  $VS4$ , вследствие чего направление тока нагрузки изменяется скачком. Напряжение  $u_H$  в момент коммутации не изменяется из-за наличия в схеме конденсатора  $C_k$ . К тиристорам  $VS1$  и  $VS2$  скачком прикладывается обратное напряжение, и они

восстанавливают запирающие свойства. Для коммутации необходимо, чтобы выполнялось условие

$$\beta \geq \omega t_{\text{выкл}}, \quad (7.27)$$

где  $\omega$  — угловая частота выходного напряжения;  $t_{\text{выкл}}$  — время выключения тиристоров. В противном случае после прохождения напряжения  $u_n$  через нуль произойдет повторное включение тиристоров  $VS1$  и  $VS2$ , так как на них будет подано прямое напряжение раньше, чем они успеют восстановить запирающую способность. В результате этого возникнет аварийный режим, когда во включенном состоянии будут находиться одновременно все тиристоры. Для обеспечения условия (7.27) необходимо, чтобы нагрузка, включая  $C_k$ , имела емкостной характер и ток  $I_n$  опережал напряжение  $U_n$ .

Так как индуктивность сглаживающего реактора принята достаточно большой ( $\omega L_d = \infty$ ), ток  $I_d$  в инверторе идеально сглажен и импульсы выходного тока  $i_n$  имеют прямоугольную форму (рис. 7.17, б). Однако при анализе методом «основной» гармоники учитывается только первая гармоника этого тока (на рис. 7.17, б показана штриховой линией). Высшие гармоники этого тока полагаются отфильтрованными конденсатором  $C_k$  и фильтром на выходе инвертора в соответствии с принятым допущением о синусоидальности выходного напряжения. Первая гармоника инвертируемого тока  $I_{n1}$  распределяется между конденсатором  $C_k$  (составляющая тока конденсатора  $I_{Ck1}$ ) и нагрузкой (составляющая тока инвертора  $I_{n1}$ ).

На рис. 7.17, в представлена векторная диаграмма первых гармоник напряжения  $U_{n1}$  и тока  $I_{n1}$  на выходе инвертора при активно-индуктивной нагрузке  $I_n$ , из которой видно, что угол  $\beta$  имеет положительное значение при условии, что емкостной ток  $I_{Ck1}$  больше реактивной составляющей тока нагрузки  $I_n$ . Активная составляющая тока нагрузки показана на диаграмме рис. 7.17, в.

Используя известные в электротехнике соотношения и векторную диаграмму на рис. 7.17, в, угол  $\beta$  можно выразить следующим образом:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Y_C}{Y_n \cos \varphi_n} - \operatorname{tg} \varphi_n, \quad (7.28)$$

где  $Y_C = \omega C_k$  — модуль проводимости конденсатора  $C_k$  на частоте основной гармоники  $\omega_1$ ;  $Y_n$  — модуль проводимости нагрузки на частоте основной гармоники;  $\varphi_n$  — угол сдвига фаз между напряжением и током.

Напряжение на нагрузке и необходимую емкость  $C_k$  удобно представить в виде функций параметров нагрузки, полученных из баланса активной и реактивной мощности:

$$\left. \begin{aligned} P_n &= U_d I_d = U_n I_n \cos \varphi_n; \\ Q_n &= P_n \operatorname{tg} \varphi_n; \\ Q_n &= Q_C - Q_n = U_n^2 \omega C_k - P_n \operatorname{tg} \varphi_n, \end{aligned} \right\} \quad (7.29)$$



где  $P_H$  — активная мощность нагрузки;  $Q_C$  — реактивная мощность конденсатора;  $Q_H$  — реактивная мощность нагрузки;  $Q_H$  — реактивная мощность, потребляемая инвертором.

Из соотношений (7.29) видно, что реактивная мощность, потребляемая инвертором, равна разности мощностей конденсатора  $C_K$  и реактивной (индуктивной) мощности нагрузки. Иначе говоря, рассматриваемый тип инвертора работает при условии полной компенсации индуктивной составляющей нагрузки. Поэтому конденсатор  $C_K$  в схемах подобного типа инверторов называют иногда компенсирующим.

Так как в рассматриваемом случае учитывается только первая (основная) гармоника выходного напряжения, то действующее значение напряжения можно выразить соотношением, используемым при анализе инверторов, ведомых сетью:

$$U_H = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{U_d}{\cos \beta}. \quad (7.30)$$

Учитывая (7.28), соотношение (7.30) можно записать в следующем виде:

$$U_H = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}} \sqrt{1 + \left( \frac{\omega C_K}{Y_H \cos \varphi_H} - \operatorname{tg} \varphi_H \right)^2} \quad (7.31)$$

Зависимость (7.31) является внешней характеристикой инвертора, только в качестве переменного параметра в ней фигурирует не ток, а проводимость нагрузки  $Y_H$ .

Необходимая емкость  $C_K$  как функция параметров нагрузки в соответствии с (7.29) и (7.31) может быть вычислена по формуле

$$C_K = \frac{P_H (\operatorname{tg} \beta + \operatorname{tg} \varphi_H)}{\omega U_H^2}. \quad (7.32)$$

Согласно (7.28) и (7.31) угол  $\beta$  и выходное напряжение являются функциями параметров нагрузки и емкости конденсатора  $C_K$ . На рис. 7.17, з представлена графическая интерпретация этих зависимостей, из которых видно, что внешняя характеристика параллельного инвертора имеет круто падающий характер. При увеличении нагрузки (т.е. с увеличением проводимости  $Y_H$ ) значение угла  $\beta$  уменьшается.

Режим работы тиристоров характеризуется следующими соотношениями.

1. Максимальные значения прямого и обратного напряжения на тиристорах:

$$\left. \begin{aligned} U_{F \max} &= \sqrt{2} U_H; \\ U_{R \max} &= \sqrt{2} U_H \sin \beta. \end{aligned} \right\} \quad (7.33)$$

2. Максимальное  $I_{\max}$ , среднее  $I_{TAV}$  и действующее  $I_{RMS}$  значения тока тиристоров:

$$\left. \begin{aligned} I_{\max} &= I_d = \frac{P_d}{U_d}; \\ I_{TAV} &= \frac{I_d}{2} = \frac{P_d}{2U_d}; \\ I_{TRMS} &= \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{P_d}{\sqrt{2}U_d}. \end{aligned} \right\} (7.34)$$

Если на выходе инвертора установлен трансформатор, то при расчетах необходимо учитывать коэффициент трансформации, связывающий напряжение на выходе инвертора и напряжение на нагрузке.

**Инвертор тока с «отсекающими» диодами.** В рассмотренных схемах коммутрующие конденсаторы обеспечивают емкостной характер нагрузки на стороне переменного тока. Значение емкости конденсаторов можно уменьшить включением в схему «отсекающих» диодов (рис. 7.18).

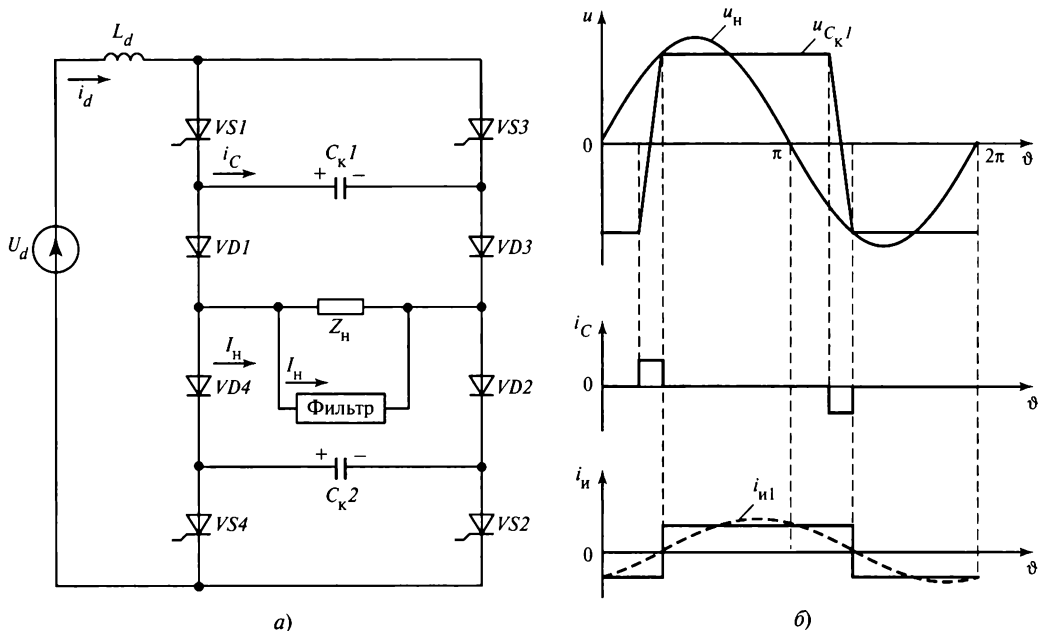


Рис. 7.18. Инвертор тока с «отсекающими» диодами:

а — схема; б — диаграммы напряжения и тока на элементах схемы

Предположим, что в проводящем состоянии находятся тиристоры  $VS1$ ,  $VS2$  и диоды  $VD1$ ,  $VD2$ , конденсаторы заряжены с полярностью, указанной на рисунке. В этом случае ток протекает только через нагрузку, а конденсаторы, находясь в заряженном состоянии, «отсечены» от нагрузки диодами  $VD3$ ,  $VD4$ . При подаче импульсов управления на тиристоры  $VS3$ ,  $VS4$  под воздействием разрядного тока коммутирующих конденсаторов  $C_{к1}$  и  $C_{к2}$  происходит процесс коммутации. Тиристоры  $VS1$ ,  $VS2$  выключаются, и ток  $I_d$  протекает по цепи тиристор  $VS3$  — конденсатор  $C_{к1}$  — диод  $VD1$  — нагрузка  $Z_n$  — диод  $VD2$  — конденсатор  $C_{к2}$  — тиристор  $VS4$ . Ток  $I_d$  перезаряжает конденсаторы  $C_{к1}$ ,  $C_{к2}$ , и, когда напряжение на них изменит знак и достигнет значения равного выходному напряжению, диоды  $VD1$ ,  $VD2$  выключатся и ток будут проводить диоды  $VD3$ ,  $VD4$ . В этот момент времени ток в нагрузке изменится. Далее аналогичные процессы периодически повторяются. На рис. 7.18, б представлены диаграммы изменения напряжения и тока на коммутирующих конденсаторах.

Инверторы, выполненные на основе этой схемы, применяются для питания двигательной нагрузки, носящей индуктивный характер. При неучете коммутационных процессов действующее значение первой гармоники выходного напряжения будет равно

$$U_{н1} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{U_d}{\cos \varphi_n}, \quad (7.35)$$

где  $\varphi_n$  — угол сдвига между первыми гармониками выходного напряжения и инвертируемого тока.

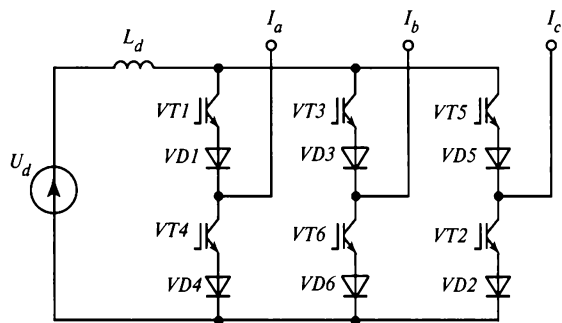
В рассматриваемой схеме конденсаторы участвуют только в коммутационных процессах. Поэтому их емкость определяется временем выключения тиристоров  $t_{\text{выкл}}$ , значением коммутируемого тока и напряжением на них  $U_C \approx \sqrt{2} U_n \sin \varphi_n$ :

$$C_{к1} = C_{к2} \geq \frac{I_d t_q}{2U_C}. \quad (7.36)$$

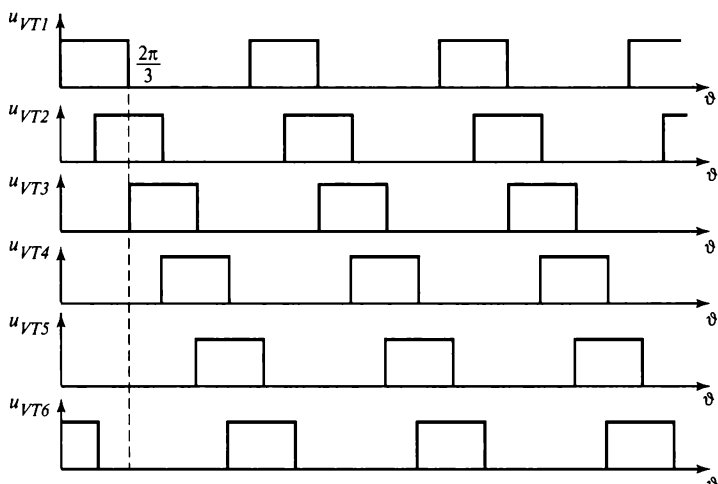
Время выключения тиристоров  $t_{\text{выкл}}$  будет соответствовать времени спада напряжения на конденсаторах до нуля при их перезаряде.

### 7.3.3. Трехфазный инвертор тока

На рис. 7.19 представлены трехфазная схема инвертора тока на транзисторах и диаграммы импульсов управления. Поскольку нагрузка схемы активная, конденсаторы на выходе не подключаются. Как и в однофазной схеме, ключевые элементы выполнены на основе транзисторов с последовательно включенными диодами и обладают однонаправленной проводимостью. В каждый момент времени



а)



б)

**Рис. 7.19. Трехфазный инвертор тока:**  
а — схема; б — диаграммы импульсов управления

при заданном алгоритме формирования импульсов в проводящем состоянии находятся два транзистора: один из группы с общим коллектором, а другой из группы с общим эмиттером (из разных плеч моста). Коммутация транзисторов происходит через интервал, равный  $\pi/3$ , так что в проводящем состоянии каждый транзистор находится в течение времени, соответствующем  $2\pi/3$ , при угловой частоте его импульсов управления  $\omega$ , формируемых системой управления. В результате на выходе инвертора в каждой фазе формируется система трехфазных токов прямо-

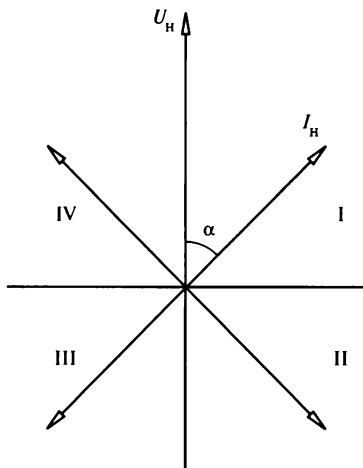


Рис. 7.20. Векторные диаграммы преобразователя постоянного/переменного тока, работающего в четырех квадрантах

угольной формы, длительность полуволны которых составляет  $2\pi/3$ .

Если нагрузка носит активно-индуктивный характер, то к выходу инвертора должны быть подключены конденсаторы (по схеме звезда или треугольник) для исключения перенапряжений на выходе инвертора. Очевидно, что в качестве полностью управляемых ключей могут быть использованы запираемые тиристоры. Из рис. 7.19 видно, что схема инвертора на полностью управляемых ключах идентична схеме преобразователя переменного/постоянного тока, выполненного на обычных тиристорах.

Различаются эти схемы управляемостью ключей. Если преобразователь на обычных тиристорах с сетевой коммутацией при подключении к сети переменного тока может работать только в двух квадрантах: I — выпрямительном и II — инверторном, то преобразователь на полностью управляемых ключах может работать в четырех квадрантах, что принципиально изменяет возможности потребления или генерации из сети реактивной мощности преобразователей переменного/постоянного тока. На рис. 7.20 представлена векторная диаграмма, иллюстрирующая работу однофазного преобразователя переменного/постоянного тока со свойствами источника тока. Эти свойства проявляются в результате применения полностью управляемых ключей в инверторах тока. Таким образом получают традиционную схему преобразователя, ведомого сетью, в которой обычные тиристоры заменены транзисторами с последовательно включенными диодами, блокирующими подачу обратного напряжения на транзисторах. Согласно этой диаграмме, в квадрантах I и II преобразователь работает в режиме выпрямления и инвертирования с потреблением реактивной мощности из сети, а в квадрантах III и IV — с генерацией реактивной мощности. В общем случае источник сети должен обеспечивать как генерацию реактивной мощности (функция конденсатора), так и ее потребление (функция реактора).

Применение полностью управляемых ключей позволяет реализовать работу в четырех квадрантах инверторов напряжения. Следует отметить, что как в однофазном инверторе тока, так и в трехфазном возможна импульсная модуляция тока за счет управляемых ключей, формирующих интервал с нулевым током (см. рис. 7.16, з). Это во многом объединяет возможности инверторов тока с инверторами напряжения.

Среди основных преимуществ инверторов тока следует отметить ограничение скорости тока индуктивностью реактора в аварийных режимах. С другой стороны, этот фактор отрицательно сказывается на быстродействии инверторов в динамических режимах, связанных с изменением нагрузки.

### 7.3.4. Управление выходным напряжением и его фильтрация в инверторе тока

Выходное напряжение инвертора тока зависит от значения входного напряжения  $U_d$  и характера нагрузки. Если учитывать только основную гармонику, то эта зависимость определяется соотношением (7.30). Поэтому его нагрузочная характеристика в отличие от аналогичной характеристики инвертора напряжения является «крутопадающей» при увеличении проводимости нагрузки  $Y_H$  (см. рис. 7.17, з). При неизменной частоте выходного напряжения, определяющей индуктивное сопротивление нагрузки  $\omega L_H$ , и компенсирующего конденсатора  $1/(\omega C_K)$  существует три основных способа регулирования выходного напряжения:

- изменением входного напряжения инвертора  $U_d$  на стороне постоянного тока;
- изменением угла  $\beta$ , например изменением емкости конденсатора  $C_K$  или нагрузки инвертора;
- методами импульсного регулирования тока нагрузки.

Первый способ основан на введении в схему регулятора напряжения на стороне постоянного тока (т.е. преобразователя постоянного тока в постоянный с регулированием тока). Этот способ существенно ухудшает массогабаритные и энергетические характеристики инвертора и при широком диапазоне изменения нагрузки практически нецелесообразен.

Второй способ применяется в инверторах тока на обычных тиристорах. Основой метода является регулирование емкостной мощности на выходе инвертора, которая создается включенными на выходе конденсаторами. Последние также обеспечивают принудительную коммутацию обычных тиристоров и фильтрацию высших гармоник выходного напряжения. Этот способ может быть реализован введением компенсатора емкостной мощности, выполненного на основе реактора со встречновключенными тиристорами. Компенсатор позволяет в течение менее половины периода изменять его эквивалентную индуктивность (см. гл. 5). Способ получил широкое практическое применение в отечественной промышленности [57]. На рис. 7.21 представлена упрощенная схема регулятора на основе компенсирующего устройства. Угол фазы между основными гармониками тока и напряжениями

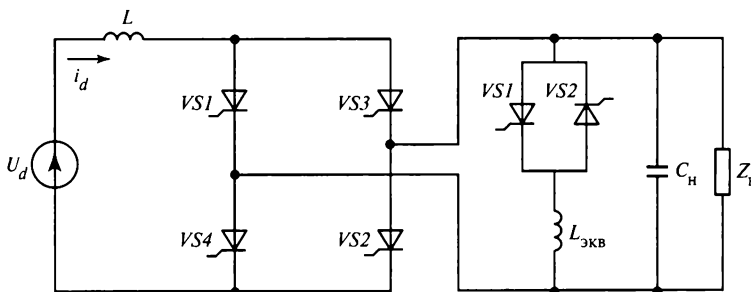


Рис. 7.21. Регулятор на основе компенсирующего устройства

на выходе инвертора можно определить из баланса реактивных мощностей первых гармоник напряжения

$$\beta = \arctg \frac{Q_C - Q_H - Q_{к.у}}{P_H}, \quad (7.37)$$

где  $Q_C$ ,  $Q_H$ ,  $Q_{к.у}$  — реактивные мощности конденсатора  $C_k$ , индуктивностей нагрузки и компенсирующего устройства;  $P_H$  — активная мощность нагрузки.

Значение угла  $\beta$  зависит не только от параметров нагрузки, но и от мощности  $Q_{к.у}$ . Мощность компенсирующего устройства изменяется электронной системой управления по закону, обеспечивающему стабильность выходного напряжения инвертора при изменениях нагрузки или изменениях значения  $U_d$ . Недостатком способа является ухудшение массогабаритных показателей инвертора за счет введения конденсатора и компенсирующего устройства с реактором. В то же время он позволяет одновременно реализовать принудительную коммутацию тиристор инвертора, регулирование выходного напряжения и его фильтрацию. Одновременно улучшается и ряд других технических характеристик инвертора.

Третий способ реализуется применением специального алгоритма управления ключами, формирующего заданную длительность прямоугольных полувольт тока нагрузки. Этот способ рассмотрен на примере однофазного мостового инвертора напряжения (см. рис. 7.16). Подобный принцип используется и при реализации синусоидальной ШИР.

Для снижения уровня 3, 5 и 7-й гармоник к выходу инвертора подключаются LC-фильтры, настроенные в резонанс с частотой фильтруемых гармоник (рис. 7.22).

Создание полностью управляемых ключей позволяет реализовать и другие виды импульсной модуляции, например ШИМ, АИМ или их сочетание. Особенностью применения таких ключей в инверторе тока является возникновение на ключах обратного напряжения. Поэтому для инверторов тока становится целесо-

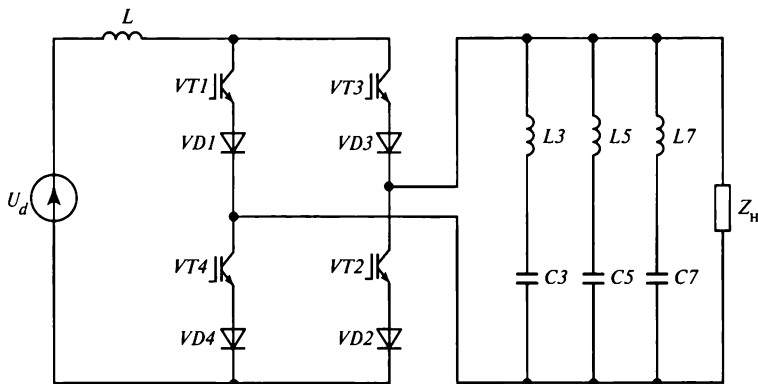


Рис. 7.22. Схема подключения резонансных фильтров к инвертору тока

образным использовать запираемые тиристоры, позволяющие создавать инверторы большой мощности. При этом преимуществом схемы инвертора тока является наличие сглаживающего реактора на стороне постоянного тока, который ограничивает скорость нарастания аварийных токов. В то же время в инверторах большой мощности становится эффективным использование многоуровневых схем с применением методов АИМ и ШИМ. Кроме того, применение полностью управляемых ключей позволяет успешно использовать метод селективного исключения высших гармоник выходного тока.

### Контрольные вопросы

1. Какими способами можно регулировать выходное напряжение инвертора тока?
2. Как изменится выходное напряжение инвертора тока, если угол между первыми гармониками выходного тока и напряжением изменится от  $\pi/6$  до  $\pi/3$ ?
3. В чем принципиальное различие алгоритмов широтно-импульсного регулирования напряжения инверторов тока и напряжения?
4. Чем ограничено минимальное значение угла  $\beta$ ?
5. Определите значение угла  $\beta$  в однофазном инверторе тока, имеющего следующие параметры: действующее значение синусоидального выходного напряжения равно 220 В, частота составляет 50 Гц, нагрузкой являются параллельно соединенные резистор сопротивлением  $R = 10$  Ом, конденсатор емкостью  $C = 10$  мкФ и реактор индуктивностью  $L = 10$  мкГн.

## 7.4. Матричные преобразователи частоты

Преобразователи частоты с непосредственной связью, выполненные на основе обычных тиристоров, способны обеспечить только снижение частоты выходного напряжения по сравнению с частотой входного напряжения. Использование схем с принудительной коммутацией обычных тиристоров полностью управляемых ключей: силовых транзисторов, запираемых тиристоров и других полупроводниковых приборов — позволяет как повышать, так и понижать частоту выходного напряжения преобразователя. Такие преобразователи характеризуются удовлетворительными техническими данными, а главным их недостатком является наличие низкочастотных гармоник во входном токе и выходном напряжении [67, 83]. Эта проблема была решена использованием широтно-импульсной модуляции выходного напряжения в матричных преобразователях [68]. Такой тип преобразователя рассматривается как универсальный прямой преобразователь энергии переменного тока в переменный, переменного тока в постоянный. Например, в [17] этот преобразователь назван «силовым процессором». На рис. 7.23 приведена его обобщенная схема, основой которой являются двунаправленные ключи, способные выдерживать прямое и обратное напряжение. Это позволяет соединять выход любого входного источника напряжения с каждой выходной цепью. При этом алгоритм переключения силовых ключей должен исключать короткие замыкания источников напряжения и разрывы цепей индуктивного характера. С учетом реак-



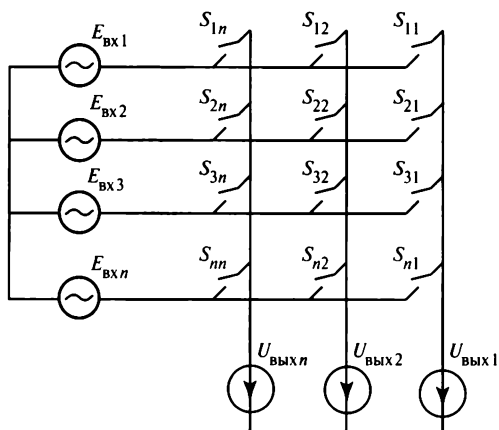


Рис. 7.23. Обобщенная схема матричного преобразователя частоты

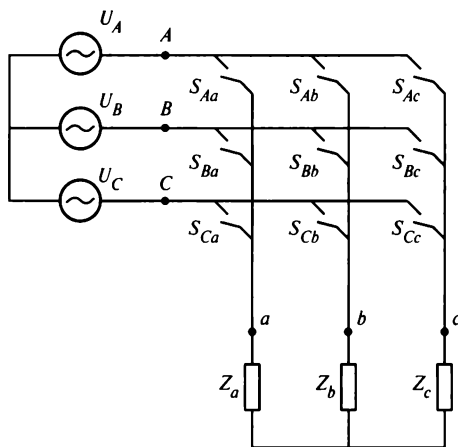


Рис. 7.24. Схема матричного преобразователя частоты с трехфазным входом и выходом

тивных параметров схем допускается применение  $LC$ -цепей, формирующих траекторию переключения ключевых элементов. Однако в [17] отмечается, что преобразователи этого вида пока не получили широкого применения.

В настоящее время значительно возросло число работ, посвященных использованию матричных преобразователей с ШИМ для непосредственных преобразователей частоты. Рассмотрим такие преобразователи более подробно [68].

На рис. 7.24 приведена схема матричного преобразователя частоты с трехфазным входом и выходом. Варианты схем двунаправленных полностью управляемых ключей, способных блокировать прямое и обратное напряжение, приведены на рис. 7.25. Схема на рис. 7.24 содержит девять ключей, число комбинаций состояний которых равно 29. Однако из них число практически реализуемых, исключающих междуфазные короткие замыкания, равно 27. Существуют различные алгоритмы их реализации, один из которых приведен в табл. 7.1. Состояния ключей

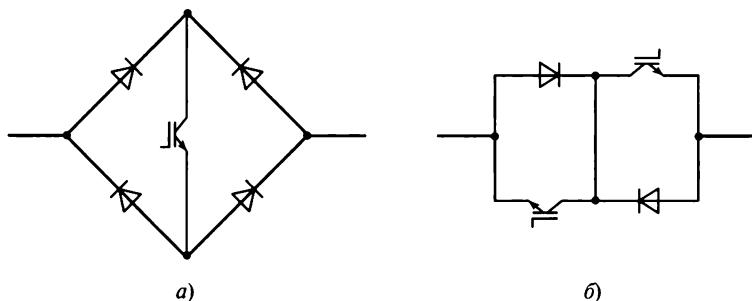


Рис. 7.25. Схемы двунаправленных полностью управляемых ключей

Таблица 7.1

Состояние ключей в трехфазном матричном преобразователе частоты

Группа	Состояние ключей									Выходное напряжение		
	$S_{Aa}$	$S_{Ab}$	$S_{Ac}$	$S_{Ba}$	$S_{Bb}$	$S_{Bc}$	$S_{Ca}$	$S_{Cb}$	$S_{Cc}$	$u_{ab}$	$u_{bc}$	$u_{ca}$
I	1	0	0	0	1	0	0	0	1	$u_{AB}$	$u_{BC}$	$u_{CA}$
	1	0	0	0	0	1	0	1	0	$-u_{CA}$	$-u_{BC}$	$-u_{AB}$
	0	1	0	1	0	0	0	0	1	$-u_{AB}$	$-u_{CA}$	$-u_{BC}$
	0	0	1	1	0	0	0	1	0	$u_{BC}$	$u_{CA}$	$u_{AB}$
	0	1	0	0	0	1	1	0	0	$u_{CA}$	$u_{AB}$	$u_{BC}$
	0	0	1	0	1	0	1	0	0	$-u_{BC}$	$-u_{AB}$	$-u_{CA}$
II-a	1	0	0	0	0	0	0	1	1	$-u_{CA}$	0	$u_{CA}$
	0	0	0	1	0	0	0	1	1	$u_{BC}$	0	$-u_{BC}$
	0	1	1	1	0	0	0	0	0	$-u_{AB}$	0	$u_{AB}$
	0	1	1	0	0	0	1	0	0	$u_{CA}$	0	$-u_{CA}$
	0	0	0	0	1	1	1	0	0	$-u_{BC}$	0	$u_{BC}$
II-b	1	0	0	0	1	1	0	0	0	$u_{AB}$	0	$-u_{AB}$
	0	1	0	0	0	0	1	0	1	$u_{CA}$	$-u_{CA}$	0
	0	0	0	0	1	0	1	0	1	$-u_{BC}$	$u_{BC}$	0
	1	0	1	0	1	0	0	0	0	$u_{AB}$	$-u_{AB}$	0
	1	0	1	0	0	0	0	1	0	$-u_{CA}$	$u_{CA}$	0
	0	0	0	1	0	1	0	1	0	$u_{BC}$	$-u_{BC}$	0
II-c	0	1	0	1	0	1	0	0	0	$-u_{AB}$	$u_{AB}$	0
	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	$u_{CA}$	$-u_{CA}$
	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	$-u_{BC}$	$u_{BC}$
	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	$u_{AB}$	$-u_{AB}$
	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	$-u_{CA}$	$u_{CA}$
	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	$u_{BC}$	$-u_{BC}$
III	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	$-u_{AB}$	$u_{AB}$
	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0

разделены на три группы. В группе I имеется шесть комбинаций, при которых каждая выходная фаза подключается поочередно к различным входным фазам. Группа II подразделяется на три подгруппы, в каждой из которых имеется шесть комбинаций состояния ключей, замкнутых и подключенных к одноименной входной фазе. В группе III все выходные фазы замкнуты накоротко и подклю-

чены к одной из входных фаз. Связь фазных входных и выходных напряжений имеет вид

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A0} \\ U_{B0} \\ U_{C0} \end{bmatrix}. \quad (7.38)$$

Такая схема создает непрерывный ток в активно-индуктивной нагрузке. Однако входной источник, подключаемый к преобразователю, имеет индуктивное сопротивление, значение которого обусловлено различными факторами. Поэтому «жесткая» коммутация силовых ключей преобразователя может создавать импульсные перенапряжения. Для их подавления, а также сглаживания пульсаций входных токов обычно используются входные  $LC$ -фильтры, конденсаторы которых подавляют эти перенапряжения. При необходимости для подавления перенапряжений могут быть использованы специальные диодно-конденсаторные накопители, твердотельные ограничители перенапряжения (варисторы) и др.

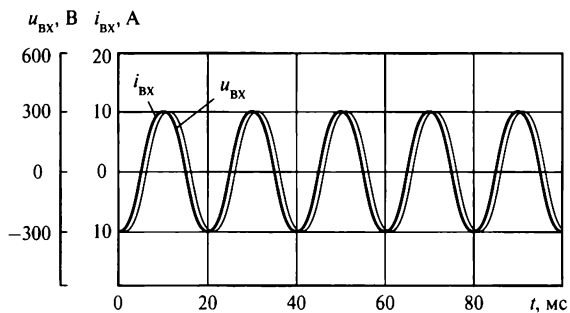
В настоящее время разработаны различные методы управления выходным напряжением и входными токами матричных преобразователей частоты, например метод модуляции пространственного вектора. Этот метод применяется при разработке систем управления автономными инверторами. Диаграммы токов и напряжений, полученные одним из методов модуляции [68], представлены на рис. 7.26 для следующих основных параметров:

- частоты модуляции  $f_m = 3\,550$  Гц;
- входного коэффициента мощности  $\cos\varphi_{\text{вх}} = 1$ ;
- входного напряжения  $U_{\text{вх}} = 400$  В;
- индекса модуляции  $m = 0,58$ ;
- частоты входного напряжения  $f_{\text{вх}} = 50$  Гц;
- частоты выходного напряжения  $f_{\text{вых}} = 25$  Гц.

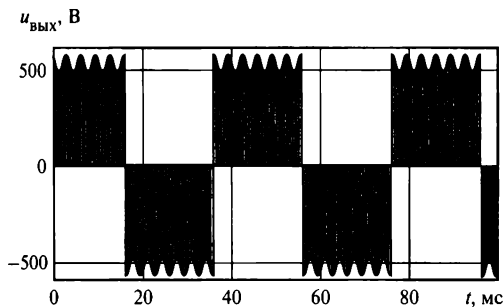
В качестве нагрузки использовался асинхронный двигатель мощностью 15 кВт. Применение этого метода модуляции позволило снизить потери мощности на 15—30 % в зависимости от нагрузки по сравнению с потерями в схемах с традиционным управлением, что свидетельствует о перспективности этого направления в преобразовательной технике.

Одним из способов повышения выходного напряжения является применение повышающе-понижающих преобразователей, схемы которых используются в преобразователях постоянного тока в постоянный [6]. На рис. 7.27 показана упрощенная схема трехфазно-однофазного преобразователя, в котором для повышающего звена использована схема с промежуточным накопителем электроэнергии.

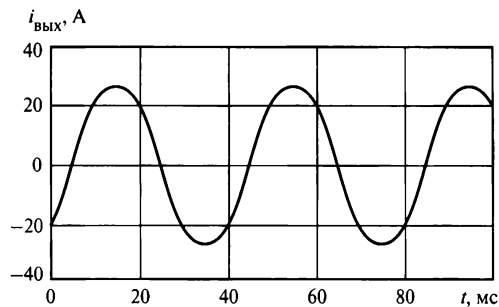
Периодическая работа ключей позволяет изменять полярность напряжения на реакторе  $L$  с учетом знака формируемой полуволны выходного напряжения. Передача накопленной в реакторе энергии в нагрузку осуществляется «порциями» при



а)



б)



в)

Рис. 7.26. Диаграммы напряжения и тока в трехфазном матричном преобразователе частоты: а — входное напряжение и ток; б — выходное напряжение; в — выходной ток

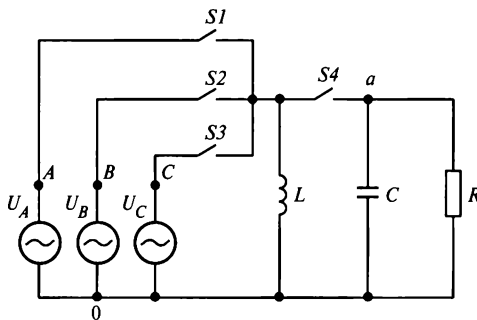


Рис. 7.27. Упрощенная схема трехфазно-однофазного преобразователя

периодической коммутации ключа  $S_4$ . Частота переключения ключа в несколько раз превышает частоту входного напряжения. Используя импульсную модуляцию тока  $i_L$ , не прерываемого в реакторе, можно сформировать на выходе устройства переменное напряжение, форма которого близка к синусоидальной.

### Контрольные вопросы

1. На чем основан принцип действия матричных преобразователей?
2. Приведите пример упрощенной функциональной схемы выпрямителя на основе применения матричного преобразователя.
3. Какие энергетические показатели преобразователя частоты могут быть улучшены методами ШИМ?
4. Какое основное преимущество имеет схема непосредственного преобразователя частоты перед преобразователем частоты с промежуточным звеном постоянного тока?
5. Какими способами можно обеспечить превышение выходного напряжения относительно входного в схеме матричного преобразователя?

## 7.5. Регуляторы напряжения переменного тока

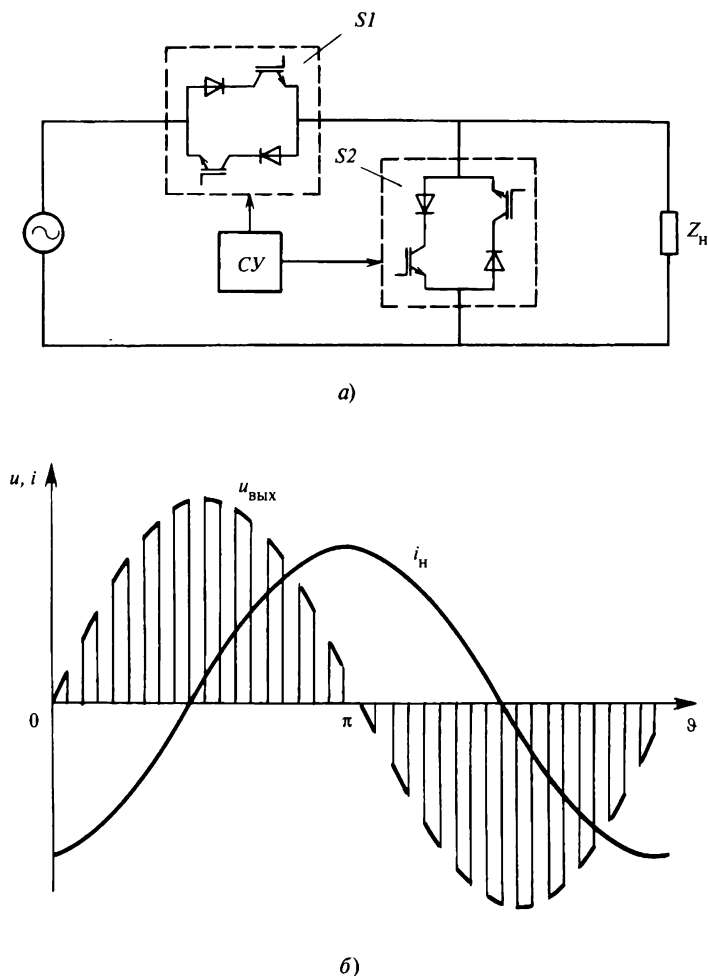
В отличие от обычных тиристоров, полностью управляемые силовые электронные ключи позволяют обеспечить синусоидальность выходного напряжения регулятора методами импульсной модуляции. При этом обычно используются двунаправленные ключи, способные блокировать прямое и обратное напряжение, примеры схем которых даны на рис. 7.25. Условно регуляторы с учетом выполняемых функций можно разделить на две группы:

- регуляторы с непосредственным регулированием входного напряжения;
- регуляторы с добавлением (вычитанием) определенного значения напряжения ко входному напряжению основного источника питания.

Регуляторы первой группы предназначены для регулирования выходного напряжения в диапазоне от нуля до максимального входного. Регуляторы второй группы применяются для стабилизации выходного напряжения при относительно неглубоких отклонениях входного напряжения и других возмущающих факторах.

Пример схемы регулятора первого типа приведен на рис. 7.28. Принцип работы схемы аналогичен принципу работы понижающего преобразователя (регулятора) постоянного тока в постоянный. Наличие ключа  $S_2$  в данном случае необходимо, если нагрузка не является чисто активной. В большинстве случаев нагрузка носит активно-индуктивный характер, поэтому разрыв цепи нагрузки недопустим, так как необходимо создать условия корректной коммутации, исключающей скачки тока в индуктивности нагрузки. С этой целью параллельно нагрузке подключается ключ  $S_2$ , шунтирующий ток нагрузки на интервалах выключенного состояния ключа  $S_1$ . Таким образом ключи  $S_1$  и  $S_2$  включаются и выключаются в противофазе.

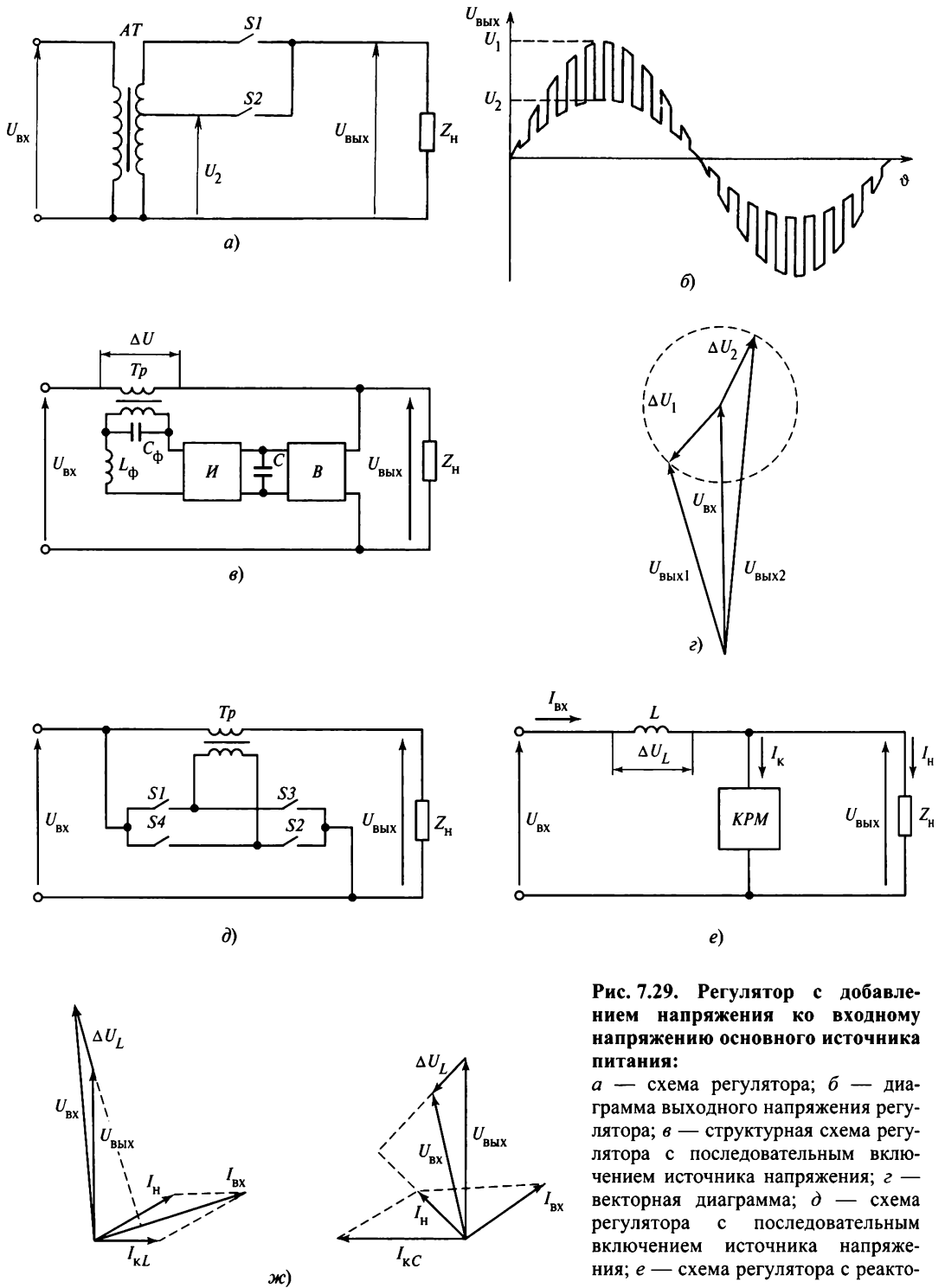
Система управления  $СУ$ , управляя ключами  $S_1$  и  $S_2$ , обеспечивает ШИМ входного напряжения. При этом возможны различные законы модуляции. В простейшем случае требуется обеспечить регулирование действующего или среднего значения выходного напряжения, сохраняя его синусоидальность. При значительных



**Рис. 7.28. Регулятор с непосредственным регулированием выходного напряжения:**  
 а — схема регулятора; б — диаграммы выходного напряжения и тока

отклонениях формы входного напряжения от синусоидальной посредством соответствующего алгоритма ШИМ может быть обеспечена синусоидальность выходного напряжения. Следует отметить, что даже при незначительных расхождениях в интервалах включенного и выключенного состояний ключей  $S1$  и  $S2$  на них возможно возникновение перенапряжений. Для устранения перенапряжений необходимо использовать цепи формирования траектории переключения ключей (снабберы) ключей  $S1$  и  $S2$ . Кроме того, дискретный характер входного тока регулятора, обусловленный коммутацией ключа, может вызывать перенапряжения из-за индуктивностей источника входного напряжения. Для устранения перенапряжений следует включать входные  $LC$ -фильтры.

Варианты схем регуляторов второй группы представлены на рис. 7.29. В схеме на рис. 7.29, а выходное напряжение может изменяться в диапазоне напряжений



**Рис. 7.29.** Регулятор с добавлением напряжения ко входному напряжению основного источника питания:

*а* — схема регулятора; *б* — диаграмма выходного напряжения регулятора; *в* — структурная схема регулятора с последовательным включением источника напряжения; *г* — векторная диаграмма; *д* — схема регулятора с последовательным включением источника напряжения; *е* — схема регулятора с реактором; *ж* — векторные диаграммы

входного автотрансформатора  $AT$  от  $U_1$  до  $U_2$ . Величина добавляемого напряжения определяется скважностью работы ключей  $S1, S2$ , переключающихся в противофазе. Пример схемы с последовательным включением источника напряжения приведен на рис. 7.29, в. В качестве источника напряжения используется преобразователь напряжения с синусоидальной модуляцией, способный работать в общем случае в четырех квадрантах. На вход инвертора подается напряжение от выпрямителя  $B$ . Для уменьшения пульсаций выходного напряжения инвертора, создаваемых импульсной модуляцией, на выходе необходимо включать  $LC$ -фильтр. Из векторной диаграммы на рис. 7.29, г видно, что выходное напряжение может изменяться не только по величине, но и по фазе. Такая структура регулятора используется в электроэнергетике. При этом выпрямитель является управляемым также в четырех квадрантах и может одновременно выполнять функции компенсатора реактивной мощности. В таком применении данная схема более подробно рассматривается в гл. 12. Очевидно, что в соответствии со структурой регулятора, представленного на рис. 7.29, в, могут создаваться сложные устройства с различными техническими характеристиками и функциональными возможностями. Наиболее простая схема представлена на рис. 7.29, д. Напряжение вторичной обмотки трансформатора  $\Delta U$  может формироваться в противофазе к основному напряжению посредством ключей  $S1—S4$ .

Повышение или понижение выходного напряжения регулятора относительно входного реализуется не только введением последовательно включенного источника напряжения, но и посредством сдвига фаз входного и выходного напряжения, создаваемого включенным между ними реактивным элементом, например реактором индуктивностью  $L$  (рис. 7.29, е). Функцию регулирующего органа выполняет компенсатор реактивной мощности  $KPM$ , который потребляет индуктивный ток  $I_{KL}$  или генерирует емкостной ток  $I_{KC}$  от нуля до установленного значения. В зависимости от значения и характера тока, потребляемого из сети, равного сумме токов нагрузки  $I_n$  и компенсатора  $I_k$ , изменяется входное напряжение. Таким образом можно обеспечить стабильность напряжения на нагрузке при изменениях входного напряжения или нагрузки  $Z_n$  (рис. 7.29, ж). Существует большое разнообразие  $KPM$ , среди которых наиболее быстродействующими являются активные фильтры, выполненные на базе инвертора напряжения с конденсатором на стороне постоянного тока (см. гл. 12). Такой способ регулирования может эффективно использоваться в источниках бесперебойного питания, в некоторых структурах которых при наличии напряжения сети в качестве активных фильтров используются инверторы.

### Контрольные вопросы

1. Определите зависимость действующего значения выходного напряжения от коэффициента заполнения при ШИМ входного напряжения регулятора, выполненного по схеме на рис. 7.28, а при активной нагрузке.
2. Какие функции выполняет в схеме на рис. 7.28, а ключ  $S2$ ?



3. Начертите схему регулятора переменного тока с ШИМ, повышающего выходное напряжение.
4. Можно ли посредством схемы на рис. 7.28, *a* уменьшить коэффициент гармоник напряжения  $K_{гU}$ ?
5. Какие функции в схеме на рис. 7.29, *e* выполняет входной реактор  $L$ ?
6. Каким образом следует изменить схему регулятора переменного напряжения (см. рис. 7.28, *a*) для обеспечения работы на емкостную нагрузку, состоящую из параллельно соединенного конденсатора и резистора?

# Глава восьмая

## ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПЕРЕМЕННОГО/ПОСТОЯННОГО ТОКА

### 8.1. Общие сведения

Принципы импульсного управления и модуляции рассмотрены в гл. 4 на примере простейшей схемы регулятора постоянного тока. При этом даны определения основных видов импульсной модуляции, используемых в теории линейных импульсных систем, которые соответствуют практике управления импульсными преобразователями постоянного тока.

Однако широтно-импульсная модуляция напряжений или токов в преобразователях переменного тока имеет в силовой электронике несколько иное определение, учитывающее особенности ШИМ при решении задач преобразования электроэнергии на переменном токе. Согласно определению МЭК 551-16-30, широтно-импульсной модуляцией называется *импульсное управление*, при котором ширина или частота импульсов или и та и другая модулируются в пределах периода основной частоты для того, чтобы создать определенную форму кривой выходного напряжения. В большинстве случаев ШИМ осуществляется в целях обеспечения синусоидальности напряжения или тока, т.е. снижения уровня высших гармоник относительно основной (первой) гармоники, и называется *синусоидальной*. Различают следующие основные методы обеспечения синусоидальности:

- аналоговая ШИМ и ее модификации;
- избирательное (селективное) подавление высших гармоник;
- гистерезисная или дельта-модуляция;
- модуляция пространственного вектора.

Классическим вариантом организации аналоговой 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 определяющим требуемой формы выходного напряжения (тока). Этот сигнал имеет синусоидальную форму и частоту основной (первой) гармоники формируемого напряжения или тока. Существует много модификаций этого метода, в которых модулирующие сигналы представлены специальными функциями, отличными от синусоиды. Но при этом цели по снижению уровня внешних гармоник успешно достигаются.

Метод избирательного подавления высших гармоник в настоящее время успешно реализуется средствами микропроцессорных контроллеров на основе программного обеспечения.

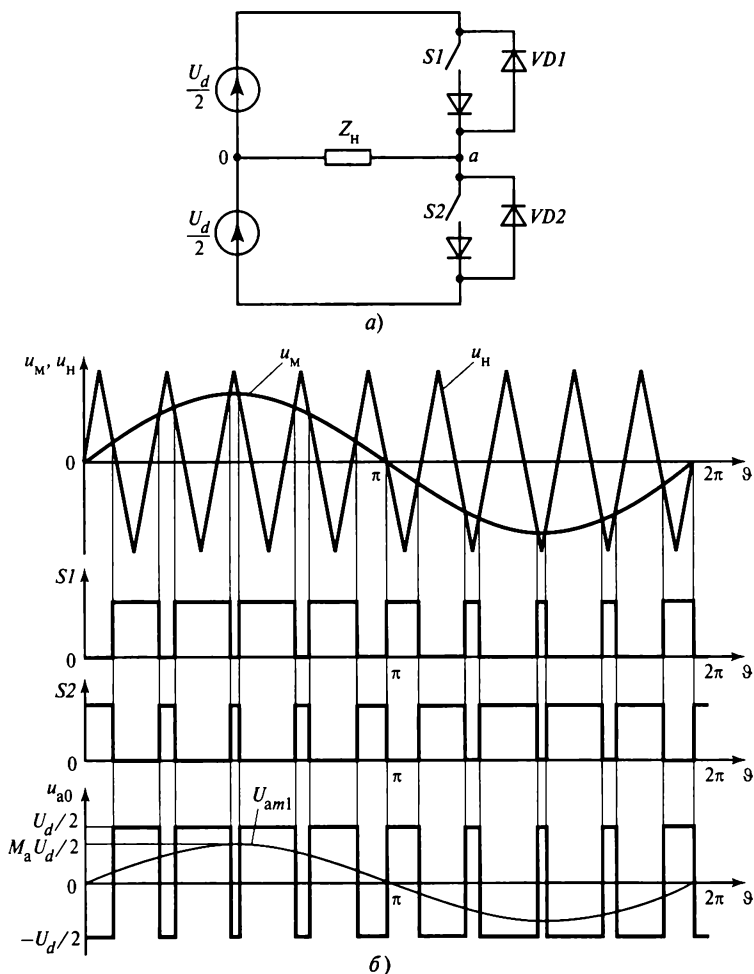
Гистерезисная модуляция основана на принципах релейного «слежения» за опорным сигналом, например, синусоидальной формы. В простейшем техническом исполнении этот метод сочетает принципы ШИМ и ЧИМ (частотно-импульсной модуляции). Однако посредством специальных схемотехнических мер можно стабилизировать частоту модуляции или ограничить диапазон ее изменения.

Метод модуляции пространственного вектора основан на преобразовании трехфазной системы напряжения в двухфазную и получении обобщенного пространственного вектора. Величина этого вектора рассчитывается в моменты, определяемые основной и модулирующей частотами. Он считается весьма перспективным для управления трехфазными инверторами, в частности, при использовании их в электроприводе. В то же время он во многом сходен с традиционной синусоидальной ШИМ.

Системы управления на основе ШИМ позволяют не только обеспечить синусоидальную форму усредненных значений основной гармоники напряжения или тока, но и управлять значениями ее амплитуды, частоты и фазы. Так как в этих случаях в преобразователе используются полностью управляемые ключи, то становится возможным реализовать работу преобразователей переменного (постоянного) тока совместно с сетью переменного тока во всех четырех квадрантах в режимах как выпрямления, так и инвертирования с любым заданным значением коэффициента мощности основной гармоники  $\cos\varphi$  в диапазоне от  $-1$  до  $1$ . Более того, с увеличением несущей частоты расширяются возможности воспроизведения на выходе инверторов тока и напряжения заданной формы. Это позволяет создавать активные фильтры для подавления высших гармоник.

Основные определения, используемые при дальнейшем изложении, рассмотрим на примере применения первого метода в однофазной полумостовой схеме инвертора напряжения (рис. 8.1, а). В этой условной схеме ключи  $S1$  и  $S2$  представлены полностью управляемыми коммутационными элементами, дополненными последовательно и параллельно соединенными с ними диодами. Последовательные диоды отражают однонаправленную проводимость ключей (например, транзисторов или тиристоров), а параллельные обеспечивают проводимость обратных токов при активно-индуктивной нагрузке.

Диаграммы опорного, модулирующего  $u_m(\vartheta)$  и несущего  $u_n(\vartheta)$  сигналов приведены на рис. 8.1, б. Формирование импульсов управления ключами  $S1$  и  $S2$  осуществляется по следующему принципу. При  $u_m(\vartheta) > u_n(\vartheta)$  ключ  $S1$  включен, а  $S2$  выключен. При  $u_m(\vartheta) < u_n(\vartheta)$  состояния ключей изменяются на противоположные:  $S2$  — включен, а  $S1$  — выключен. Таким образом, на выходе инвертора формируется напряжение в виде двухполярных импульсов. В реальных схемах для исключения одновременной проводимости ключей  $S1$  и  $S2$  следует предусматривать определенную задержку между моментами формирования сигналов на включение этих ключей. Очевидно, что ширина импульсов зависит от соотношения амплитуд сигнала



**Рис. 8.1. Однофазный полумостовой инвертор напряжения:**  
 а — схема; б — диаграммы напряжения при импульсной модуляции

лов  $u_M(\vartheta)$  и  $u_H(\vartheta)$ . Параметр, характеризующий это соотношение, называется *индексом амплитудной модуляции* и определяется по формуле

$$M_a = \frac{U_{Mm}}{U_{Hm}}, \quad (8.1)$$

где  $U_{Mm}$ ,  $U_{Hm}$  — максимальные значения модулирующего сигнала  $u_M(\vartheta)$  и несущего сигнала  $u_H(\vartheta)$  соответственно.

Частота несущего сигнала  $u_H(\vartheta)$  равна частоте коммутации  $f_H$  ключей  $S1$  и  $S2$  и обычно значительно превышает частоту модулирующего сигнала  $f_M$ . Соотношение

частот  $f_m$  и  $f_n$  является важным показателем эффективности процесса модуляции и называется *индексом частотной модуляции*, который определяется по формуле

$$M_f = f_n / f_m. \quad (8.2)$$

При малых значениях  $M_f$  сигналы  $u_m(\vartheta)$  и  $u_n(\vartheta)$  должны быть синхронизированы, чтобы избежать появления нежелательных субгармоник. В [17] в качестве максимального значения  $M_f$ , определяющего необходимость синхронизации, устанавливается  $M_f = 21$ . Очевидно, что при синхронизированных сигналах  $u_m(\vartheta)$  и  $u_n(\vartheta)$  коэффициент  $M_f$  является постоянной величиной.

Из диаграммы на рис. 8.1 видно, что амплитуда первой гармоники выходного напряжения  $U_{am1}$  может быть с учетом (8.1) представлена в следующем виде:

$$U_{am1} = M_a \frac{U_d}{2}. \quad (8.3)$$

Согласно (8.3) при  $M_a = 1$  амплитуда первой гармоники выходного напряжения равна высоте прямоугольника полуволн  $U_d/2$ . Характерная зависимость относительного значения первой гармоники выходного напряжения от значения  $M_a$  представлена на рис. 8.2, из которого видно, что изменение  $M_a$  от 0 до 1 линейно и зависит от амплитуды  $U_{am1}$ . Предельное значение величины  $M_a$  определяется принципом рассматриваемого вида модуляции, согласно которому максимальное значение  $U_{am1}$  ограничено высотой полуволны прямоугольной формы, равной  $U_d/2$ . При дальнейшем увеличении коэффициента  $M_a$  модуляция приводит к нелинейному возрастанию амплитуды  $U_{am1}$  до максимального значения, определяемого формированием на выходе инвертора напряжения прямоугольной формы, которое в дальнейшем остается неизменным.

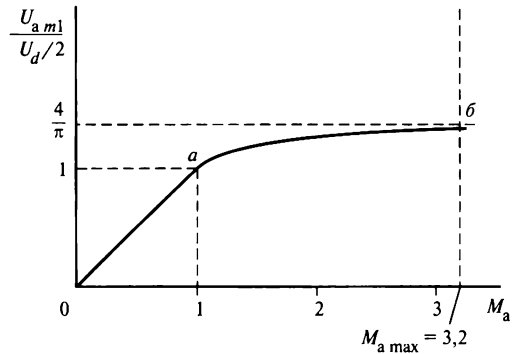
Разложение прямоугольной функции в ряд Фурье дает максимальное значение

$$U_{am1} = \frac{4}{\pi} \frac{U_d}{2} = \frac{2U_d}{\pi}. \quad (8.4)$$

Эта величина ограничивается значением индекса  $M_a$ , изменяющегося в диапазоне от 0 до примерно 3. Очевидно, что функция на интервале  $a$ — $b$  значений от 1 до 3,2 является нелинейной (рис. 8.2). Режим работы на этом участке называется *сверхмодуляцией*.

Значение  $M_f$  определяется выбором частоты несущего сигнала  $u_n(\vartheta)$  и существенно влияет на технические характеристики преобразователя. С ростом частоты увеличиваются коммутационные потери в силовых ключах преобразователей, но при этом улучшается спектральный состав выходного напряжения и упрощается решение задачи фильтрации высших гармоник, обусловленных процессом модуляции. Важным фактором выбора значения  $f_n$  во многих случаях является необходимость обеспечения его значения в звуковом диапазоне частоты более 20 кГц. При выборе  $f_n$  следует также учитывать уровень рабочих напряжений преобразователя, его мощ-

Рис. 8.2. Зависимость относительного значения амплитуды основной гармоники выходного напряжения от индекса амплитудной модуляции для однофазной полумостовой схемы



ность и другие параметры. Общей тенденцией здесь является рост значений  $M_f$  для преобразователей малой мощности и низких напряжений и наоборот. Поэтому выбор  $M_f$  является многокритериальной оптимизационной задачей.

**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 индексу частотной модуляции  $M_f$  и сгруппированных около них на боковых частотах гармоник с убывающими амплитудами. Высшие гармоники могут порождать следующие основные проблемы:

- возникновение акустических шумов;
- ухудшение электромагнитной совместимости (ЭМС) с другими электротехническими устройствами или системами.

Основными источниками акустических шумов являются электромагнитные компоненты (дроссели и трансформаторы), на которые воздействуют ток и напряжение, содержащие высшие гармоники с частотами звукового диапазона. Следует отметить, что шумы могут возникать на определенных частотах, где высшие гармоники имеют максимальное значение. Факторы, вызывающие шумы, например явление магнитоstriction, усложняют разрешение проблемы ЭМС. Проблемы с ЭМС могут возникать в широком частотном диапазоне в зависимости от критичности к уровню электромагнитных помех электротехнических устройств. Традиционно для снижения уровня шумов использовались конструктивные и технологические решения, а для обеспечения ЭМС применялись пассивные фильтры.

В качестве перспективного направления решения этих проблем рассматриваются методы, связанные с изменением характера спектрального состава модулируемых напряжений и токов. Сущность этих методов состоит в выравнивании частотного спектра и снижении амплитуды явно выраженных гармоник за счет стохастического их распределения в широком частотном диапазоне. Такой прием иногда называется «размазыванием» частотного спектра. Концентрация энергии помех уменьшается 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 кратко принципы реализации этих методов. В основе ШИМ лежит изменение коэффициента заполнения  $\gamma = t_n/T_n$ , где  $t_n$  — длительность импульса;  $T_n$  — период его формирования. Обычно эти величины, а также положение импульса на интервале периода  $T_n$  являются постоянными в установившихся режимах. Результаты ШИМ определяются как интегральные усредненные значения. В этом случае детерминированные значения  $t_n$  и  $T_n$ , включая положение импульса, обуславливают неблагоприятный спектральный состав модулируемых параметров. Если этим величинам придать случайный характер при сохранении заданного значения  $\gamma$ , то процессы становятся стохастическими и спектральный состав модулируемых параметров изменяется. Например, такой случайный характер можно придать положению импульса  $t_n$  на интервале периода  $T_n$  или обеспечить стохастическое изменение последнего. Для этой цели может использоваться генератор случайных чисел, воздействующий на задающий генератор частоты модуляции  $f_n = 1/T_n$ . Аналогичным образом можно изменять положение импульса на интервале  $T_n$  с математическим ожиданием, равным нулю. Усредненное интегральное значение  $\gamma$  должно оставаться на заданном системой регулирования уровне, в результате чего будет реализовано выравнивание спектрального состава высших гармоник в модулируемых напряжениях и токах.

### Контрольные вопросы

1. Перечислите основные методы ШИМ для обеспечения синусоидальности тока или напряжения.
2. В чем отличие однополярной модуляции напряжения от двухполярной?
3. Перечислите основные параметры ШИМ.
4. С какой целью используется ШИМ со стохастическими процессами?

## 8.2. Традиционные методы ШИМ в автономных инверторах

### 8.2.1. Инверторы напряжения

**Однофазный мостовой инвертор напряжения.** Принцип действия инвертора напряжения рассмотрен в гл. 7 на примере однофазной мостовой схемы на транзисторах. Синусоидальная ШИМ в этой схеме, как и в однофазной полумостовой, может быть осуществлена на основе сравнения основной (первой) гармоники выходного напряжения с несущим сигналом треугольной формы. При этом в мостовой схеме, в отличие от полумостовой схемы, возможно использование как однополярной, так и двухполярной модуляции.

На рис. 8.3 представлена упрощенная функциональная схема однофазного мостового инвертора напряжения. В этой схеме ключи  $S1—S4$  аналогичны ключам в

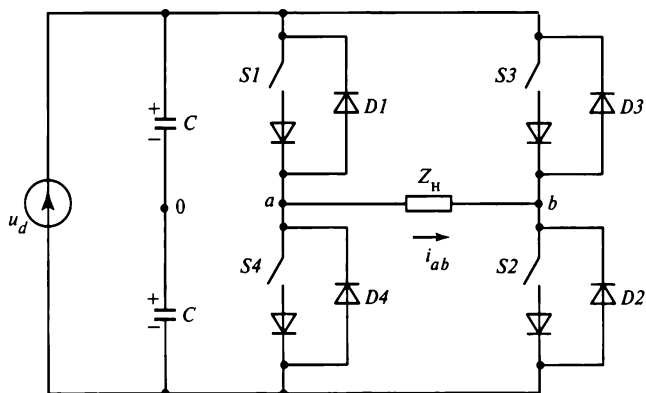


Рис. 8.3. Однофазная мостовая схема инвертора напряжения

схеме на рис. 8.1. Для упрощения представления процессов модуляции на стороне постоянного тока посредством соединения двух конденсаторов равной емкости  $C$  показана точка схемы 0.

Различные комбинации состояний ключей  $S1—S4$  в мостовом инверторе приведены в табл. 8.1, где включенное состояние ключа  $S$  обозначено «1», а выключенное — «0». В табл. 8.2 представлены значения напряжений  $u_{a0}$ ,  $u_{b0}$  (относительно точки 0) и их разность  $u_{ab} = u_{a0} - u_{b0}$ . В зависимости от вида модуляции в процессе работы инвертора могут использоваться различные комбинации состояний ключей. Рассмотрим возникновение и смену состояний ключей для однополярного и двухполярного видов модуляции.

При *однополярной модуляции* используются два сигнала управления модуляции  $u_m(\vartheta)$  и  $-u_m(\vartheta)$  одновременно (см. рис. 8.4, а). При этом существуют две последовательности импульсов управления ключами. Одна управляет ключами  $S1$ ,  $S4$ , а другая — ключами  $S3$  и  $S2$ . Для принятых обозначений последовательность импульсов, создаваемая при сравнении опорного сигнала  $u_m(\vartheta)$  с сигналом треугольной формы  $u_n(\vartheta)$ , управляет ключами  $S1$  и  $S4$  и определяет напряжение  $u_{a0}$

Таблица 8.1

Состояние ключей

Номер состояния 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 8.2

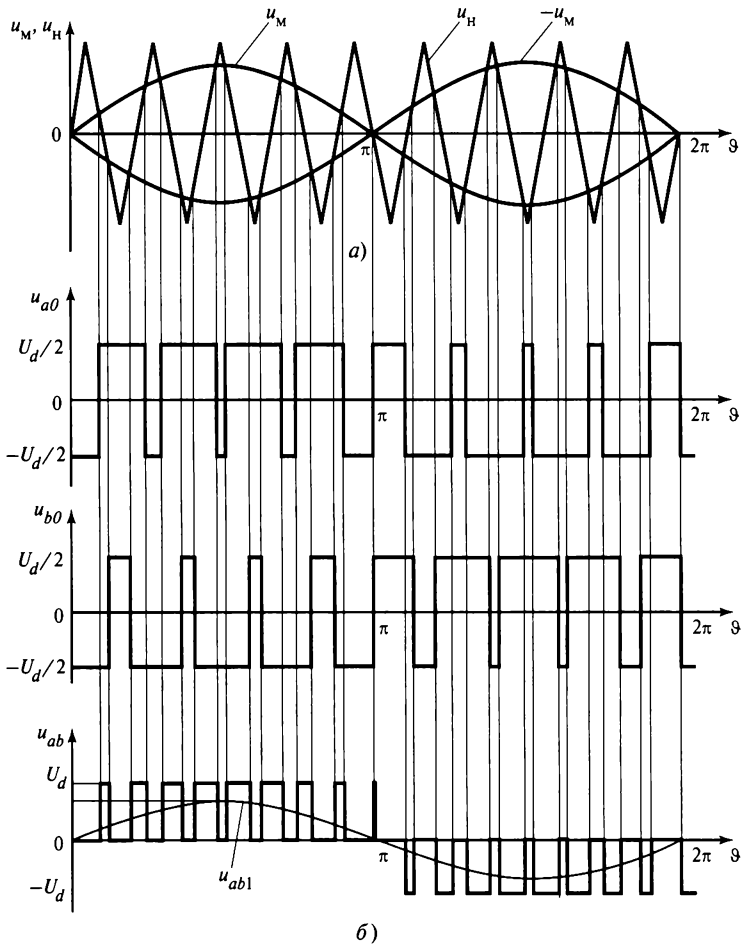
Значения напряжений

Номер состояния	Ключи и диоды, находящиеся в проводящем состоянии		Напряжение		
	$i_{ab} > 0$	$i_{ab} < 0$	$u_{a0}$	$u_{b0}$	$u_{ab}$
I	$S1, S2$	$D1, D2$	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$U_d$
II	$D3, D4$	$S3, S4$	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$-U_d$
III	$S1, D3$	$D1, S3$	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	0
IV	$S2, D4$	$S4, D2$	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	0

(относительно условного узла 0). При использовании для сравнения с несущим сигналом отрицательного модулирующего сигнала  $-u_m(\vartheta)$  будет формироваться последовательность импульсов, управляющих ключами  $S2$  и  $S3$  и определяющих напряжение  $u_{b0}$ . В результате при включении ключей  $S1, S4$  происходит одновременная модуляция потенциалов узла  $a$  относительно 0 и модуляция потенциала узла  $b$  при включении ключей  $S3, S2$ . При этом потенциал узла  $a$  относительно узла 0 равен  $\frac{U_d}{2}$  при включенных ключах  $S1, S2$  (состояние I) и  $-\frac{U_d}{2}$  при включенных ключах  $S2, S4$  (состояние IV). Потенциал узла  $b$  относительно 0 равен  $\frac{U_d}{2}$  при включенных ключах  $S3, S4$  (состояние II) и  $-\frac{U_d}{2}$  при включенных  $S1, S3$  (состояние III). Изменение состояний определяется следующими условиями:

$$\left. \begin{aligned} u_m(\vartheta) > u_n(\vartheta) & \text{ состояние I;} \\ u_m(\vartheta) < u_n(\vartheta) & \text{ состояние IV;} \\ -u_m(\vartheta) < u_n(\vartheta) & \text{ состояние II;} \\ -u_m(\vartheta) > u_n(\vartheta) & \text{ состояние III.} \end{aligned} \right\} \quad (8.5)$$

На выходе инвертора формируется напряжение  $u_{ab}(\vartheta)$ . Форма напряжения  $u_{ab}(\vartheta)$  имеет вид последовательности однополярных импульсов на каждом полупериоде  $\frac{1}{2} T_n$  синусоиды, задаваемой сигналом модуляции  $u_m(\vartheta)$  (рис. 8.4).



**Рис. 8.4.** Диаграммы основных сигналов при синусоидальной однополярной модуляции в однофазной мостовой схеме инвертора напряжения:

*а* — модулирующий  $u_m$  и несущий  $u_n$  сигналы; *б* — выходное напряжение  $u_{a0}$ ,  $u_{b0}$ ,  $u_{ab}$

Алгоритм переключения изменяется при переходе от однополярной к *двухполярной модуляции*. При реализации этого вида модуляции периодически сменяются два состояния ключей I и II (см. табл. 8.1). Условия переключения следующие:

$$\left. \begin{aligned} u_m(\vartheta) > u_n(\vartheta) & \text{ состояние I;} \\ u_m(\vartheta) < u_n(\vartheta) & \text{ состояние II.} \end{aligned} \right\} \quad (8.6)$$

Переключения состояний I и II соответствуют процессу модуляции в схеме полумостового инвертора напряжения (см. рис. 8.1, *а*), реализуемой переключением

ключей  $S1$  и  $S2$ . Выходные напряжения в мостовом и полумостовом инверторах различаются амплитудами импульсов напряжения. В мостовой схеме амплитуда импульсов напряжения равна  $U_d$ , а не  $U_d/2$ , как в полумостовой. При модуляции соответственно напряжению изменяется максимальное значение амплитуды первой гармоники напряжения, которая, согласно (8.3), станет равной  $U_d$  при  $M_a = 1$ . При переходе в режим сверхмодуляции с  $M_a > 1$  происходит вырождение модулированного напряжения в напряжение прямоугольной формы с амплитудой первой гармоники (см. рис. 8.3):

$$U_{a\ m1} = \frac{4}{\pi} U_d. \quad (8.7)$$

Рассмотрим более подробно влияние на электромагнитные процессы однофазного инвертора напряжения активно-индуктивной нагрузки. В этой схеме ток основной гармоники нагрузки отстает от напряжения основной гармоники, обуславливая необходимость изменения потока энергии из нагрузки в источник питания постоянного тока. После изменения знака основной гармоники напряжения ток имеет прежнее направление. В схеме предусмотрены диоды  $D1—D4$ , включенные параллельно ключам  $S1—S4$ . Примем за положительное направление тока нагрузки  $i_{ab} > 0$  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  $i_{ab}$  протекает через встречноключенные диоды, возвращаясь в источник постоянного тока напряжения  $U_d$  (см. табл. 8.2). 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  $\varphi_n$ :

$$\varphi_n = \arctg \frac{\omega_1 L_n}{R_n}, \quad (8.8)$$

где  $\omega_1$  — частота основной гармоники;  $L_n$ ,  $R_n$  — индуктивность и активное сопротивление нагрузки.

Очевидно, что значение угла  $\varphi_n$  влияет на распределение тока нагрузки между ключевыми элементами и «обратными» диодами. Например, при активной нагрузке через «обратные» диоды ток не протекает, а при индуктивной нагрузке среднее значение тока нагрузки распределяется поровну между управляемыми ключами и обратными диодами.

Важной характеристикой эффективности модуляции является спектральный состав выходного напряжения. При синусоидальной ШИМ в выходном напряжении присутствуют гармоники напряжения  $n$ -го порядка, определяемые коэффициентом кратности частот  $M_f$  [66]

$$n = lM_f \pm k. \quad (8.9)$$

Здесь при однополярной модуляции:

$$k = 1, 3, 5, \dots, \quad \text{при } l = 2, 4, 6, \dots;$$

при двухполярной модуляции:

$$k = 1, 3, 5, \dots, \quad \text{для } l = 2, 4, 6, \dots;$$

$$k = 2, 4, 6, \dots, \quad \text{для } l = 1, 3, 5 \dots$$

Таким образом, частотные спектры выходного напряжения однофазных инверторов содержат кроме первой гармоники частотой  $f_1$  высшие гармоники, кратные коэффициенту  $M_f$  с боковыми частотами, зависящими от значений числа  $k$  в (8.9).

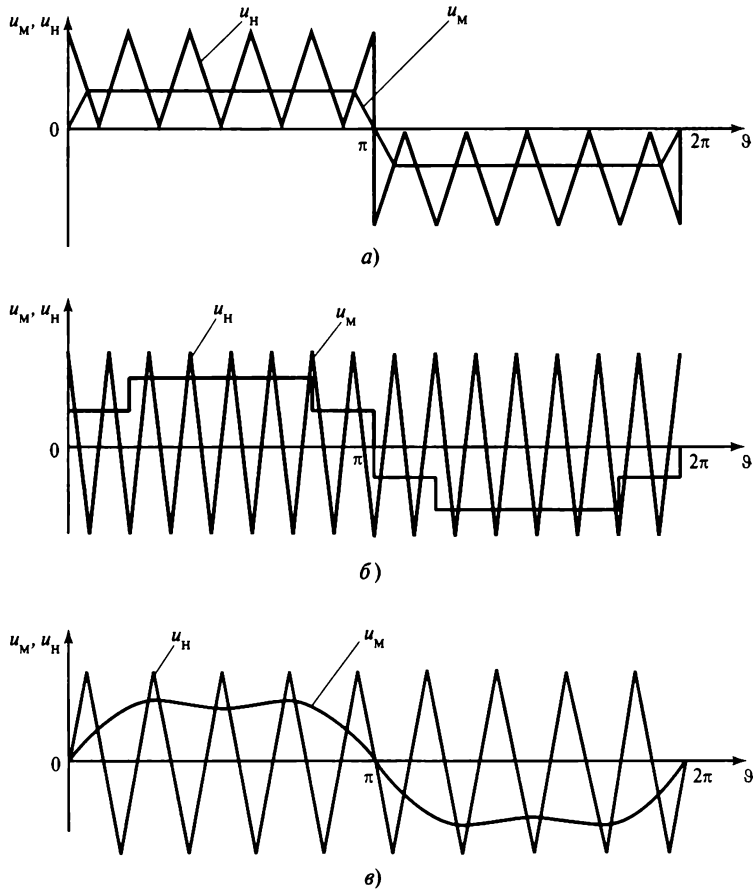
Преимуществом однополярной модуляции является более высокое значение частоты наиболее низкочастотной гармоники спектра, так как гармоники в этом случае кратны удвоенному значению  $M_f$  при  $l = 2, 4, \dots$ . При увеличении  $M_f$  коэффициент искажения выходного напряжения существенно уменьшается. Это позволяет использовать «легкие» пассивные  $LC$ -фильтры для получения практически синусоидального напряжения.

Значения амплитуд первых гармоник выходного напряжения определяются входным напряжением инвертора  $U_d$  и, согласно (8.1), индексом амплитудной модуляции  $M_a$ . При работе инвертора с индексом  $0 \leq M_a \leq 1$  амплитуда первой гармоники выходного напряжения  $U_{a\,m1} < U_d$ . Для того чтобы повысить это значение, не ухудшая спектральный состав выходного напряжения, применяются модифицированные методы синусоидальной ШИМ. Например, в [64] описаны методы, основанные на сравнении несущего сигнала треугольной формы с сигналом модуляции  $U_m$  специальной формы, отличной от синусоиды. В качестве примера приведем следующие:

- трапецеидальный (рис. 8.5, а);
- ступенчатый (рис. 8.5, б);
- с инъекцией гармоник (рис. 8.5, в).

Эти методы позволяют повысить амплитуду выходного напряжения  $U_{a\,m1}$  на 5—15 % по сравнению с традиционным методом сравнения несущего сигнала треугольной формы с опорным синусоидальным. При этом спектральный состав выходного напряжения позволяет обеспечить эффективную фильтрацию высших гармоник.

При существенных ограничениях частоты импульсной модуляции может быть использован метод селективного исключения ряда высших гармоник. Обычно в таких случаях исключаются низкочастотные 3, 5 и 7-я гармоники частотного спектра напряжения. Это следует из зависимости амплитуд высших гармоник от ширины импульсов. Например, в схемах однофазных инверторов напряжения, работающих с коммутацией ключей один раз за каждый полупериод, импульсы выходного напряжения имеют прямоугольную форму. При широтно-импульсном

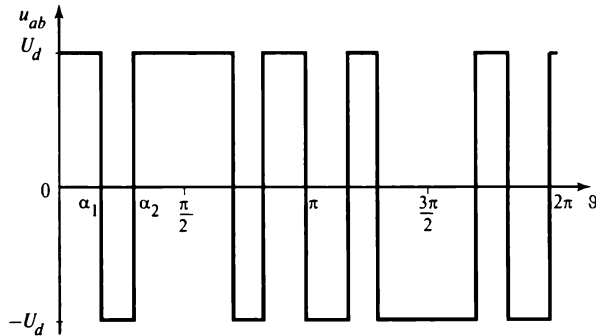


**Рис. 8.5. Модифицированные методы синусоидальной ШИМ:**  
 а — трапецидальный; б — ступенчатый; в — с инъекцией гармоник

регулировании напряжения ширина прямоугольных импульсов изменяется и гармонический состав выходного напряжения  $u_{ab}(\vartheta)$  может быть определен из следующей зависимости:

$$u_{ab} = \sum_{n=1, 3, 5}^{\infty} \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\vartheta, \quad (8.10)$$

где  $U_d$  — входное напряжение на стороне постоянного тока инвертора;  $n$  — номер гармонической составляющей;  $\delta$  — относительная (угловая) длительность прямоугольного импульса на интервале одного полупериода.

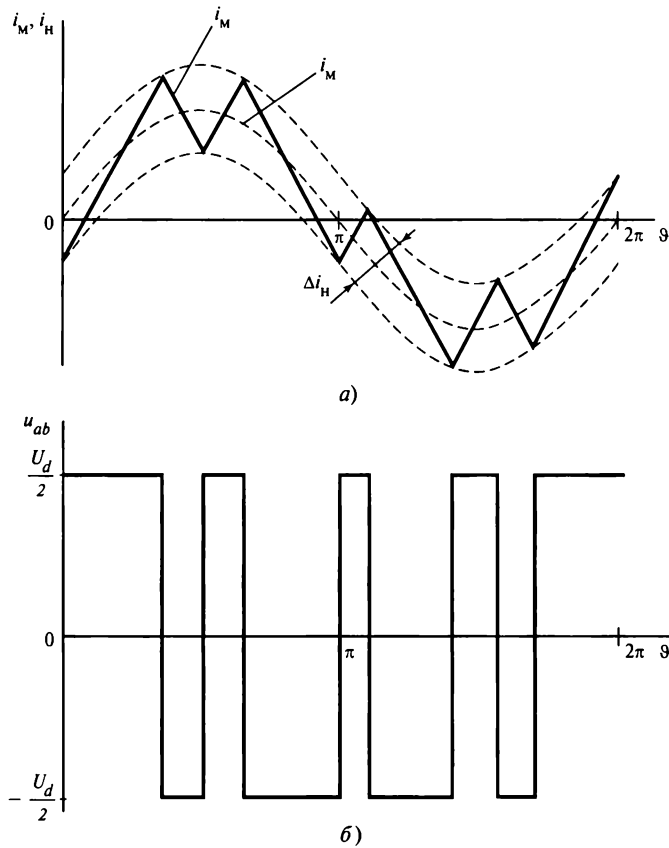


**Рис. 8.6.** Диаграммы избирательного исключения из спектрального состава выходного напряжения однофазного инвертора напряжения 3-й и 5-й гармоник

Из (8.10) видно, что при  $\delta = 2\pi/3$  3-я гармоника исключена из спектрального состава выходного напряжения инвертора, т.е. происходят только две коммутации ключей за один полупериод.

Если число коммутаций  $N$  за один полупериод увеличить, то можно обеспечить подавление большего числа гармоник. Общим правилом для однофазных схем инверторов является исключение числа гармоник, равного  $N - 1$ . Например, при числе коммутаций  $N = 3$ , производимых в схеме с двухполярной модуляцией, когда  $M_a = 0,3$  при соответствующих значениях углов  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  (рис. 8.6), из спектра будут исключены 3-я и 5-я гармоники. Соответственно при  $N = 4$  возможно исключение гармоник 3, 5, 7-й. При однополярной модуляции значения углов  $\delta$  будут отличаться от значений углов, определенных для двухполярной модуляции. Общие методы селективного подавления высших гармоник подробно рассмотрены в [66].

Широко применяемый метод гистерезисной или «дельта»-модуляции позволяет получать простым способом напряжения и токи заданной формы. В простейшем варианте этот метод применяется при импульсном управлении постоянным током (см. гл. 4). По существу он сводится к «слежению» за нахождением сигнала управления в области допустимых отклонений от текущего значения задающего или опорного сигнала. При отклонении сигнала управления от допустимого значения  $[(+\Delta i) - (-\Delta i)]$  происходит формирование сигналов на переключение силовых ключей преобразователя. Обычно ширина полосы отклонений задается шириной гистерезисной петли релейного компаратора, формирующего импульсы управления силовых ключей. При формировании синусоидального напряжения в качестве задающего сигнала используется сигнал синусоидальной формы с частотой основной гармоники. Подробнее схемотехническая реализация метода рассматривается в § 8.7. Здесь же отметим, что недостатком метода является изменение частоты импульсов управления, которая зависит от скорости изменения модулирующего сигнала  $du_n/dt$ . Например, при модулирующем сигнале синусоидальной формы (рис. 8.7) частота импульсов на интервале значений, близких к амплитуде, выше, чем на интервалах, близких к переходу синусоиды через нуль. Для стабилизации



**Рис. 8.7. Метод гистерезисной модуляции тока в полумостовой схеме:**  
 а — диаграмма тока нагрузки; б — диаграмма выходного напряжения

этой частоты используют специальные методы управления. Гистерезисный метод модуляции обычно применяют при высоких значениях коэффициента  $M_f$  для исключения возможности возникновения низкочастотных гармоник.

**Трехфазный инвертор напряжения.** Схема трехфазного инвертора напряжения представлена на рис. 8.8, где ключи  $S1, S2$  идентичны ключам в ранее рассмотренных схемах однофазных инверторов. В схеме на рис. 8.8 выделен узел  $0$ , образованный соединением конденсаторов  $C1$  и  $C2$ , относительно которого можно рассматривать фазные напряжения  $u_{a0}, u_{b0}$  и  $u_{c0}$ . В сбалансированной трехфазной системе фазные напряжения и токи одинаковы в каждой фазе (с учетом междофазного сдвига) и сумма их значений для двух любых фаз определяет значение напряжения и тока в третьей фазе. Это необходимо учитывать при задании опорных сигналов модуляции.

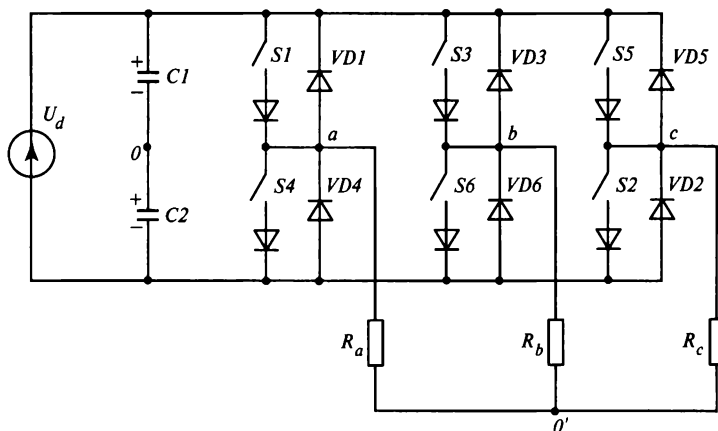


Рис. 8.8. Трехфазная мостовая схема инвертора напряжения

Как и в однофазных, в трехфазных схемах можно организовать модуляцию, используя в качестве опорных модулирующих сигналов синусоидальные сигналы и сигналы несущей частоты треугольной формы.

В процессе модуляции в схеме имеет место восемь состояний ключей  $S1—S6$ , указанных в табл. 8.3. В традиционных методах синусоидальной ШИМ для формирования выходных напряжений используется шесть состояний ключей (I—VI).

Таблица 8.3

Состояние ключей и напряжений фаз  $a$  и  $b$  в схеме трехфазного инвертора напряжения (0 — выключенное, 1 — включенное)

Номер состояния	Состояние ключей						Значения напряжений		
	$S1$	$S3$	$S5$	$S4$	$S6$	$S2$	$u_{a0}$	$u_{b0}$	$u_{ab}$
VIII	0	0	0	1	1	1	0	0	0
I	1	0	0	0	1	1	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$U_d$
II	1	1	0	0	0	1	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	0
III	0	1	0	1	0	1	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$-U_d$
IV	0	1	1	1	0	0	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$-U_d$
V	0	0	1	1	1	0	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	0
VI	1	0	1	0	1	0	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$U_d$
VII	1	1	1	0	0	0	0	0	0



В состояниях VII и VIII выходное напряжение равно нулю. Смена состояний ключей во времени происходит в зависимости от соотношения текущих значений опорного и несущего сигналов. Рассмотрим формирование линейных напряжений на выходе инвертора. В целях единообразия трехфазной и однофазной схем будем рассматривать линейное напряжение  $u_{ab}$  как разность напряжений фаз  $a$  и  $b$ , определенных относительно точки 0. Выбор общей точки не имеет принципиального значения. Например, в качестве такой точки можно взять 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.  $u_{ab} = u_{a0} - u_{b0}$ . Напряжения фаз  $u_{a0}$  и  $u_{b0}$  могут принимать следующие значения:

- на интервалах включенного состояния ключа  $S1$  фаза  $a$  соединяется с шинами  $+U_d$  и  $u_{a0} = \frac{U_d}{2}$ , а на интервалах с включенным состоянием  $S4$  фаза  $a$  соединяется

с шинами  $-U_d$  и  $u_{a0} = -\frac{U_d}{2}$ ;

- на интервалах с включенным состоянием ключей  $S3$  и  $S6$  для фазы  $b$   $u_{b0} = \frac{U_d}{2}$  и  $u_{b0} = -\frac{U_d}{2}$ .

Из табл. 8.3 видно, что состояния ключей  $S1$ ,  $S3$  и  $S5$  противоположны состояниям ключей  $S4$ ,  $S6$  и  $S2$ . Это упрощает алгоритм управления инвертором и его схемотехническую реализацию.

С учетом значений при модуляции (рис. 8.9) условия изменения состояний ключей  $S1$  и  $S2$  на интервале положительных полуволн напряжений следующие:

$$u_{Ma}(\vartheta) > u_n(\vartheta) \quad S1 \text{ включен}; \quad u_{Ma}(\vartheta) < u_n(\vartheta) \quad S1 \text{ выключен};$$

$$u_{Mb}(\vartheta) > u_n(\vartheta) \quad S3 \text{ включен}; \quad u_{Mb}(\vartheta) < u_n(\vartheta) \quad S3 \text{ выключен}.$$

На интервалах отрицательных полуволн  $u_{Ma}$ ,  $u_{Mb}$  условия изменении состояний справедливы для ключей  $S4$  (фаза  $a$ ) и  $S6$  (фаза  $b$ ). При этом в положительный полупериод напряжений  $u_{Ma}$  и  $u_{Mb}$  потенциалы фаз  $a$  и  $b$  равны  $U_d/2$  при включенных ключах  $S1$  и  $S3$  и равны  $-U_d/2$  при выключенных ключах. На интервалах отрицательных полуволн потенциалы фаз  $a$  и  $b$  изменяются от  $-U_d/2$  до  $U_d/2$  в зависимости от состояния ключей (см. табл. 8.3). 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. 8.9 изображены диаграммы сигналов модуляции и напряжений инвертора.

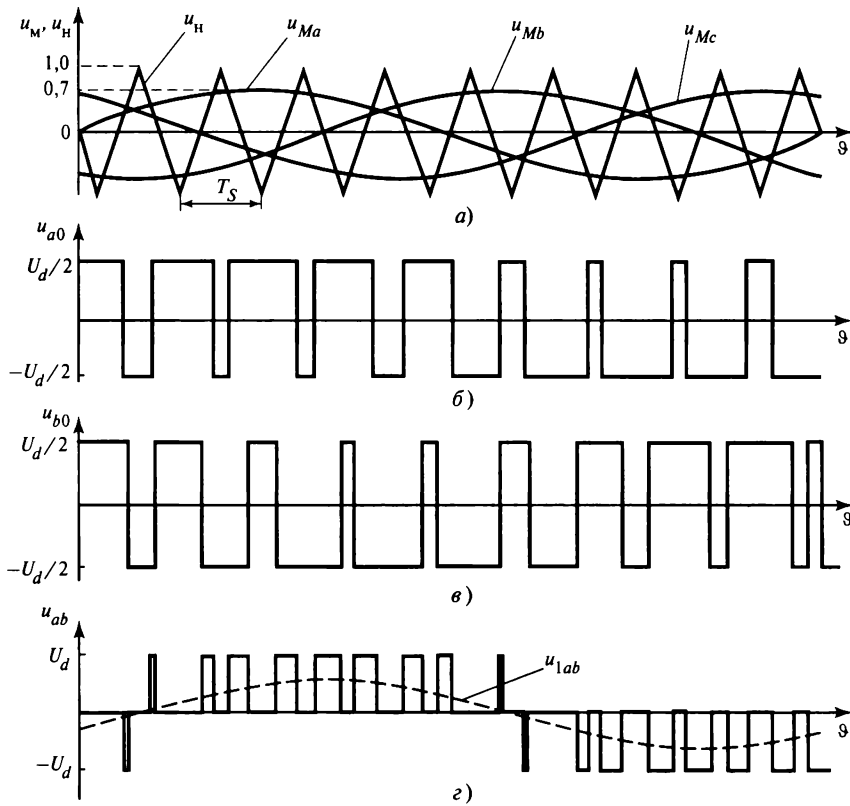


Рис. 8.9. Диаграммы синусоидальной ШИМ в трехфазном инверторе:

а — напряжение модулирующих сигналов; б — напряжение фаз  $u_{a0}$ ; в — напряжение фаз  $u_{b0}$ ; г — линейное напряжение  $u_{ab}$

Согласно табл. 8.3 амплитуда первой гармоники линейного напряжения инвертора  $U_{abm1}$  при коэффициенте амплитудной модуляции  $0 < M_a \leq 1$  может быть записана в виде

$$U_{abm1} = \sqrt{3} M_a \frac{U_d}{2}. \quad (8.11)$$

При переходе в режим сверхмодуляции ( $M_a > 1$ ) амплитуды первых гармоник линейных напряжений возрастают до значения

$$U_{abm1} = \frac{4\sqrt{3}U_d}{2\pi}. \quad (8.12)$$

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, нагрузку ключей по току 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 синусоидальных токов фаз, т.е. первым гармоникам этих токов. При этом следует учитывать, что на интервалах включенных состояний ключей общий ток фазы при активно-индуктивной нагрузке распределяется, например, между ключом  $S1$  и обратным диодом  $D1$ . Таким образом, через ключ  $S1$  ток поступает в нагрузку, а при изменении знака возвращается в источник через обратный диод  $D1$ . 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.

### 8.2.2. Инверторы тока

До промышленного изготовления 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 (см. гл. 1). В то же время использование полностью управляемых ключей (транзисторов, запираемых тиристоров и других электронных приборов) позволяет успешно осуществлять импульсную модуляцию в инверторах тока и напряжения. Возможность использования практически идентичных методов модуляции в схемах инверторов тока и напряжения обусловлено 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 для выходного напряжения или тока. Например, интервалы нулевого напряжения в однофазном мостовом инверторе напряжения (см. табл. 8.1) формируются переводом в проводящее состояние ключей  $S1$  и  $S3$  или  $S4$  и  $S2$  и выключением ключей  $S4$ ,  $S2$  или  $S1$ ,  $S3$  соответственно (см. рис. 8.3). При этом нагрузка шунтируется и отключается от источника напряжения  $U_d$  на стороне постоянного тока. Такая коммутация ключей не допустима в инверторе тока, так как в его схеме на стороне постоянного тока включен реактор  $L_d$  с током  $i_d$ , поступающим в нагрузку, и разрыв этой цепи приводит к недопустимым перенапряжениям, равным  $L_d \frac{di}{dt}$ . На рис. 8.10, *а* представлена однофазная мостовая схема инвертора тока, выполненная на ключах однонаправленной проводимости (запираемых тиристорах) или дополненных последовательными диодами, защищающими управляемый ключ, например транзистор, от воздействия обратных напряжений. Эквивалентная схема для установившегося режима работы инвертора приведена на рис. 8.10, *б*, где источник напряжения  $U_d$  и реактор  $L_d$  представлены

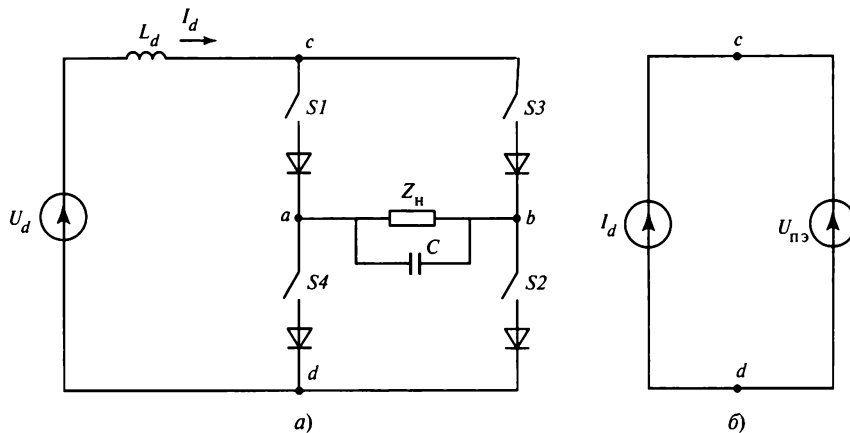


Рис. 8.10. Однофазный инвертор тока на полностью управляемых ключах: а — общая схема; б — эквивалентная схема

источником тока  $I_d$ , а вентильная часть — источником с противоЭДС  $U_{пз}$ . Интервал времени, в котором ток имеет нулевое значение в цепи нагрузки  $a-b$ , может быть создан одновременным включением ключей  $S1, S4$  или  $S3, S2$ . При этом в них протекает ток  $I_d$ , а напряжение  $U_{пз}$  становится равным нулю, т.е. источник тока  $I_d$  шунтируется проводящими ключами. Поскольку в цепях нагрузки могут содержаться индуктивности, то для поглощения их энергии в схеме необходимо включать конденсаторы. Таким образом, в токе нагрузки возможно создать по определенному алгоритму интервалы тока со значениями:  $0, I_d$  и  $-I_d$ . Применяя различные методы синусоидальной модуляции тока, аналогичные для инверторов напряжения, можно обеспечить синусоидальность переменного тока в инверторах тока. Для снижения в спектральном составе тока высших гармоник, обусловленных модуляцией, также используются «легкие» выходные  $LC$ -фильтры, но с подключением конденсаторов на стороне переменного тока инверторного моста. На рис. 8.11 показана форма выходного тока в однофазном инверторе тока при синусоидальной ШИМ.

Однофазные инверторы тока широкого практического применения не получили. Однако трехфазные инверторы тока, схема которого приведена на рис. 8.12, успешно используются в электроприводе средней и большой мощности. Поэтому обеспечение синусоидальности напряжения на их выходе является актуальной задачей, которая может решаться методами синусоидальной ШИМ тока, принцип реализации которых рассмотрен на примере однофазной мостовой схемы. В табл. 8.4 приведены состояния ключей и токи фаз в схеме трехфазного инвертора тока, которые используются при синусоидальной модуляции выходных токов. В отличие от инвертора напряжения, в трехфазном инверторе тока могут иметь место три состояния (VII, VIII, IX), в которых токи фаз равны нулю. Это отличие

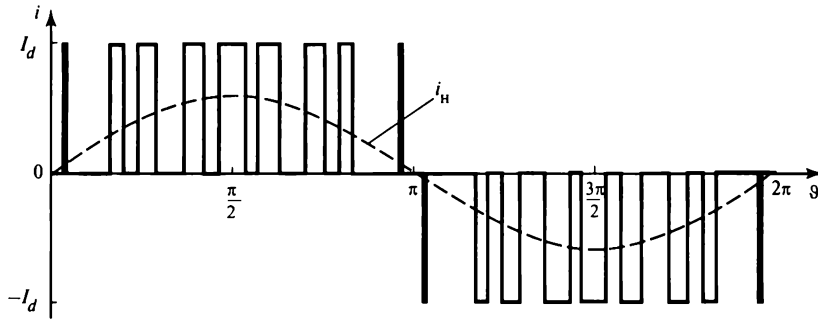


Рис. 8.11. Выходной ток однофазного инвертора тока при синусоидальной модуляции

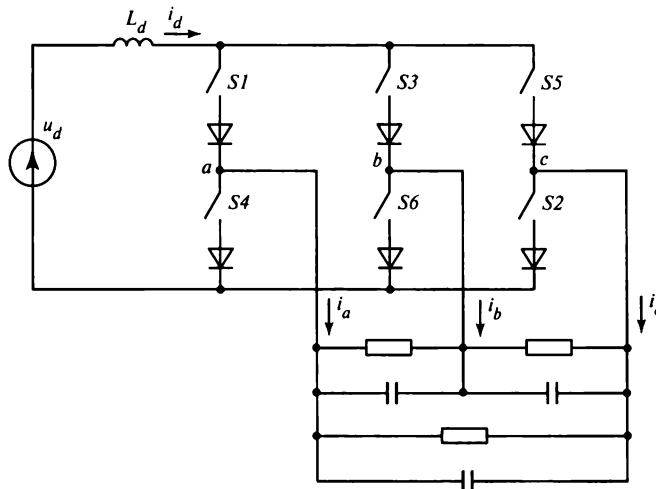


Рис. 8.12. Упрощенная схема трехфазного инвертора тока

вытекает из принципа формирования интервалов тока с нулевыми значениями каждым из трех плеч инверторного моста.

Другим существенным отличием инвертора тока от инвертора напряжения является то, что в инверторе тока значение выходного напряжения непосредственно зависит от нагрузки. Для ее регулирования можно использовать разные способы, включая изменение индекса модуляции  $M_a$ . Для этого необходимо учитывать следующие зависимости первой гармоники линейного тока  $I_a$  от индекса модуляции  $M_a$ :

$$\left. \begin{aligned} I_{a\ m1} &= M_a \frac{\sqrt{3} I_d}{2}, & 0 < M_a \leq 1; \\ \frac{\sqrt{3}}{2} I_d \leq I_{a\ m1} &\leq \frac{4\sqrt{3} I_d}{2\pi}, & M_a > 1. \end{aligned} \right\} \quad (8.13)$$

Состояние ключей и напряжений фаз  $a$  и  $b$  в схеме трехфазного инвертора тока  
(0 — выключенное состояние ключа, 1 — включенное)

Номер состояния	Состояние ключей						Значения токов		
	$S1$	$S3$	$S5$	$S4$	$S6$	$S2$	$i_a$	$i_b$	$i_c$
I	1	0	0	0	0	1	$I_d$	0	$-I_d$
II	0	1	0	0	0	1	0	$I_d$	$-I_d$
III	0	1	0	1	0	0	$-I_d$	$I_d$	0
IV	0	0	1	1	0	0	$-I_d$	0	$I_d$
V	0	0	1	0	1	0	0	$-I_d$	$I_d$
VI	1	0	0	0	1	0	$I_d$	$-I_d$	0
VII	1	0	0	1	0	0	0	0	0
VIII	0	1	0	0	1	0	0	0	0
IX	0	0	1	0	0	1	0	0	0

В соответствии с дуальностью схем инверторов тока и напряжения первая гармоника линейного 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 для селективного подавления отдельных гармоник в спектре выходного тока, подобно тому как это делается в инверторах напряжения.

На рис. 8.13 представлена диаграмма избирательного подавления 3-й и 5-й гармоник тока в однофазном инверторе тока.

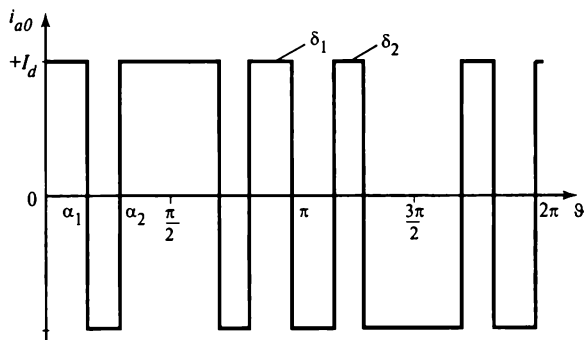


Рис. 8.13. Диаграмма избирательного исключения из спектрального состава выходного напряжения однофазного инвертора тока 3-й и 5-й гармоник

## Контрольные вопросы

1. Сколько комбинаций состояния ключей существует в схеме однофазного мостового инвертора напряжения при однополярной ШИМ?
2. Дайте краткий сравнительный анализ модифицированных ШИМ инвертора напряжения?
3. В чем состоит принцип гистерезисной модуляции ШИМ?
4. Сколько комбинаций состояния ключей при ШИМ возникает в трехфазном инверторе тока?

### 8.3. Преобразование координат в пространстве переменных параметров трехфазных электрических систем

В линейных электрических цепях трехфазных систем токи и напряжения изменяются во времени по синусоидальным законам с заданной частотой и постоянным сдвигом по фазе на угол  $2\pi/3$ . При этом в электрических машинах переменного тока имеет место изменение мгновенных значений отдельных параметров не только во времени, но и в реальном пространстве, как, например, изменяются электромагнитные потоки, создаваемые токами обмоток статора и токами ротора электрических машин переменного тока. Для описания таких систем часто используют преобразование координат трехфазной системы в координаты двухфазной системы, что позволяет упростить методы анализа. Такие эффективные методы, развитые в теории электрических машин, успешно применяются в силовой электронике.

Основой преобразований является то, что в цепях без нулевого проводника трехфазной системы сумма токов или напряжений в каждый момент времени равна нулю. При векторном представлении этих величин, например токов фаз, имеет место соотношение

$$I_a + I_b + I_c = 0. \quad (8.14)$$

В цепях без нулевого проводника системы токов две переменные являются независимыми и достаточными для описания состояния трехфазной электрической системы, иначе, достаточно использования двухкоординатной плоскостной системы для анализа трехфазной системы. Как уже отмечалось, идея представления трехфазной системы в виде двухфазной с различным смысловым значением координатных осей оказалась плодотворной в теории электрических машин [82]. С развитием микропроцессорной техники методы, реализующие такое преобразование координат, стали использоваться для управления трехфазными преобразователями электроэнергии. Рассмотрим некоторые из них.

**Преобразование трехфазной системы в двухфазную с неподвижными осями  $\alpha$  и  $\beta$ .** Предположим, что имеется трехфазная сбалансированная система напряжений

$$\left. \begin{aligned} u_a &= U_m \sin \vartheta; \\ u_b &= U_m \sin \left( \vartheta - \frac{2}{3} \pi \right); \\ u_c &= U_m \sin \left( \vartheta - \frac{4}{3} \pi \right), \end{aligned} \right\} \quad (8.15)$$

где  $\vartheta = \omega t$ ;  $U_m$  — амплитуда напряжения.

Преобразуем (8.15) в двухкоординатную систему, соответствующую комплексной плоскости с координатами  $\alpha$  и  $\beta$ . На рис. 8.14 представлена трехфазная система напряжений (8.15). Допустим, что вектор напряжения фазы  $A$  совпадает с осью действительных чисел  $\alpha$ . Система трехфазных векторов напряжения вращается с угловой скоростью  $\omega$ . Поэтому их координаты в комплексной плоскости, соответствующие проекциям векторов  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$  на оси  $\alpha$  и  $\beta$ , изменяясь во времени, определяют пространственный (обобщенный) вектор  $U_s(\vartheta)$  в комплексной плоскости

$$U_s(\vartheta) = U_{s\alpha}(\vartheta) + jU_{s\beta}(\vartheta). \quad (8.16)$$

Координаты вектора определяются следующим матричным преобразованием:

$$\begin{vmatrix} U_{s\alpha}(\vartheta) \\ U_{s\beta}(\vartheta) \end{vmatrix} = k_{\text{пр}} \begin{vmatrix} 1 & \cos \frac{2}{3} \pi & \cos \frac{4}{3} \pi \\ 0 & \sin \frac{2}{3} \pi & \sin \frac{4}{3} \pi \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_a(\vartheta) \\ u_b(\vartheta) \\ u_c(\vartheta) \end{vmatrix}. \quad (8.17)$$

Коэффициент преобразования  $k_{\text{пр}}$  зависит от выбранных соотношений между модулями преобразуемых векторов трехфазной системы и обобщенного вектора на комплексной плоскости  $U_s(\vartheta)$ . Например, принимая равными значения модулей обобщенного вектора  $U_{sm}$  и модулей векторов сбалансированной системы  $U_m = U_{am} = U_{bm} = U_{cm}$ , по (8.17) получаем  $k_{\text{пр}} = 2/3$ . Для момента совпадения вектора  $U_a(\vartheta)$  с осью  $\alpha$  ( $\vartheta = 0$ ) можно записать следующие значения координат рассматриваемых векторов в комплексной плоскости (рис. 8.14):

$$\left. \begin{aligned} U_{sa} &= U_m = k_{\text{пр}}(u_{a\alpha} + u_{b\alpha} + u_{c\alpha}) = k_{\text{пр}} \left( U_m + \frac{1}{4} U_m + \frac{1}{4} U_m \right) = \frac{2}{3} \left( \frac{3}{2} \right) U_m; \\ U_{s\beta} &= 0 + j \frac{\sqrt{3}}{4} U_m - j \frac{\sqrt{3}}{4} U_m = 0. \end{aligned} \right\} \quad (8.18)$$



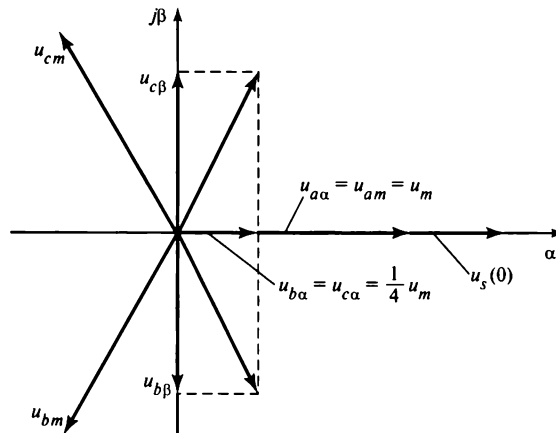


Рис. 8.14. Диаграмма векторов при преобразовании трехфазной системы напряжений к неподвижной двухфазной с координатами  $\alpha$  и  $\beta$

Значение  $k_{пр}$  может изменяться в зависимости от принятых базовых значений преобразуемых координат и модуля обобщенного вектора. При представлении трехфазной системы инвертора в виде действующих значений линейных напряжений используется коэффициент  $k_{пр} = \sqrt{\frac{2}{3}}$ .

Обратное преобразование координат двухфазной системы в трехфазную, т.е. обратное соотношению (8.17), имеет следующий вид:

$$\begin{vmatrix} u_a(\vartheta) \\ u_b(\vartheta) \\ u_c(\vartheta) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ \cos \frac{2}{3} \pi & \sin \frac{2}{3} \pi \\ \cos \frac{4}{3} \pi & \sin \frac{4}{3} \pi \end{vmatrix} \begin{vmatrix} U_{s\alpha}(\vartheta) \\ U_{s\beta}(\vartheta) \end{vmatrix}. \quad (8.19)$$

Координаты вектора  $U_s(\vartheta)$  определяются как его проекции на оси трехфазной системы  $a, b, c$ .

Двухфазная система является ортогональной, и координаты пространственного вектора  $U_s(\vartheta)$  могут быть записаны в виде

$$\left. \begin{aligned} U_{s\alpha}(v) &= U_{sm} \sin(\vartheta); \\ U_{s\beta}(v) &= U_{sm} \cos(\vartheta), \end{aligned} \right\} \quad (8.20)$$

или

$$U_{sm}(\vartheta) = -U_{sm} e^{j\vartheta}.$$

Пространственный вектор  $U_s(\vartheta)$  вращается в комплексной плоскости относительно неподвижных осей  $\alpha$  и  $\beta$  с круговой частотой  $\omega$ . При этом конец вектора перемещается по траектории окружности радиусом, равным модулю вектора  $U_{sm}$ . Таким образом, каждая точка окружности соответствует мгновенным значениям состояния трехфазной системы напряжений. В этом случае появляется возможность оценки состояния сбалансированной трехфазной системы по модулю и фазе одного вектора  $U_s(\vartheta)$ .

**Преобразование трехфазной системы в двухфазную с осями, вращающимися с синхронной скоростью.** В неподвижной системе  $\alpha, \beta$ -координат согласно (8.20) составляющие пространственного вектора  $U_s(\vartheta)$  изменяются по гармоническим законам: синусоидальному по оси  $\alpha$  и косинусоидальному по оси  $\beta$ . Иногда вектор  $U_s(\vartheta)$  целесообразно представлять в двухфазной системе при неизменных значениях ортогональных составляющих. Для этого используется система координат с осями  $d$  и  $q$ , которые вращаются со скоростью  $\omega$ , равной скорости вращения пространственного вектора, представляющего трехфазную сбалансированную систему напряжений  $\alpha, \beta$ -координат. Преобразование вектора  $U_s(\vartheta)$  из системы  $\alpha, \beta$ -координат в систему  $d, q$ -координат может быть представлено в виде

$$\begin{vmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{vmatrix}, \quad (8.21)$$

что соответствует умножению вектора  $U_s(\vartheta)$  на единичный вектор  $e^{-j\vartheta}$ .

Операция умножения пространственного вектора на вектор, вращающийся в противоположную сторону со скоростью  $\omega$ , означает его фиксацию в новой системе  $d, q$ -координат. Учитывая в общем случае фазовый сдвиг на угол  $\varphi$  пространственного вектора относительно системы  $d, q$ -координат, можно записать:

$$U_{dq} = U_s(\vartheta)e^{-j\vartheta} = -U_{sm}e^{-j(\vartheta-\varphi)}e^{-j\vartheta} = -jU_{sm}e^{-j\varphi} = U_{sd} + jU_{sq}, \quad (8.22)$$

где  $U_{dq}$  — пространственный вектор  $U_s(\vartheta)$  в системе  $d, q$ -координат.

Графическое представление (8.21) приведено на рис. 8.15. Обратному переходу от  $d, q$ -координат к  $\alpha, \beta$ -координатам соответствует преобразование

$$U_s(\vartheta) = U_{dq}e^{j\vartheta}. \quad (8.23)$$

При введении новой системы координат было принято, что пространственный вектор  $U_s(\vartheta)$  неподвижен относительно осей  $d$  и  $q$ , которые вращаются со скоро-

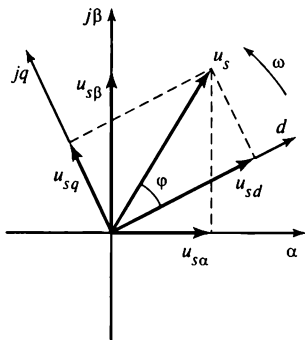
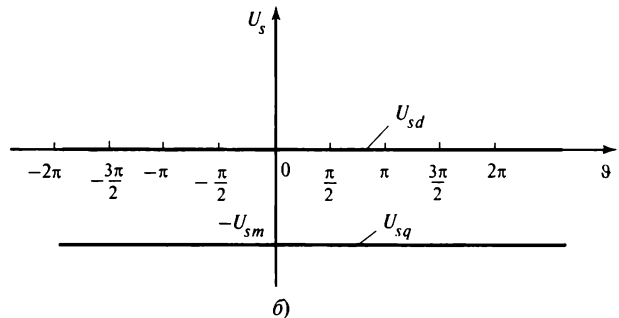
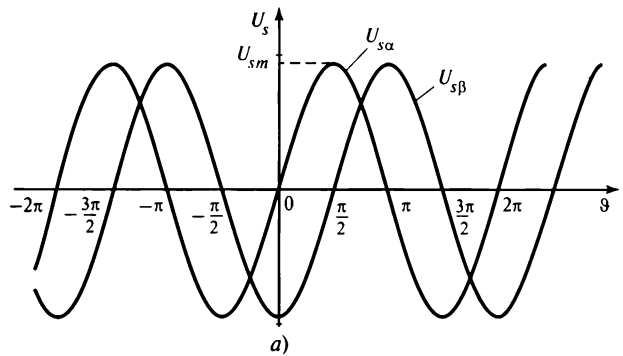


Рис. 8.15. Векторная диаграмма перехода к подвижной системе  $d, q$ -координат



→  
Рис. 8.16. Диаграмма изменения координат во времени при  $\varphi = 0$ :  
 $a$  — система  $\alpha, \beta$ -координат;  $b$  — система  $d, q$ -координат

стью относительно неподвижных осей  $\alpha, \beta$ . Зафиксировав этот вектор относительно неподвижных осей  $d$  и  $q$ , т.е. принимая  $\vartheta = 0$ , получаем

$$\left. \begin{aligned} U_{sd} &= -U_{sm} \cos \varphi; \\ U_q &= -U_{sm} \sin \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (8.24)$$

Из (8.24) видно, что  $d, q$ -координаты пространственного вектора не зависят от времени. Приняв значение угла  $\varphi$  равным нулю, получим следующие значения координат: по оси  $q$  равное нулю, а по оси  $d$  равное максимальному значению обобщенного вектора  $|U_s| = U_{sm}$ . На рис. 8.16 представлены диаграммы, иллюстрирующие зависимость координат вектора от времени в различных системах координат.

Следует отметить, что общим случаем преобразования трехфазной системы в двухфазную является преобразование в ортогональную  $(x, y)$  систему, оси которой вращаются с произвольной скоростью относительно векторов трехфазной системы.

**Преобразование мгновенной мощности трехфазной системы в мощность двухфазной системы.** Для управления составляющими мгновенной мощности в трехфазной системе может быть использовано преобразование сигналов трехфазной системы в двухфазную.

Теория такого преобразования, получившего название  $p-q$ -теории, изложена в [76] и нашла практическое применение для разработки систем управления компенсаторами реактивной мощности и активными фильтрами. Согласно  $p-q$ -теории,

напряжения и токи трехфазной системы преобразуются в напряжения и токи двухфазной системы в  $\alpha, \beta$ -координатах. При этом кроме реальной мощности  $p$ , соответствующей произведению напряжений и токов одноименных составляющих проекций вектора на оси  $\alpha$  и  $\beta$ , вводится также понятие «мнимой» мощности  $q$ , равной произведению разноименных составляющих в этих же координатах:

$$\left. \begin{aligned} p &= u_{\alpha} i_{\alpha} + u_{\beta} i_{\beta}; \\ q &= u_{\alpha} i_{\beta} - u_{\beta} i_{\alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (8.25)$$

Уравнение (8.25) может быть записано в следующей матричной форме:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} u_{\alpha} & u_{\beta} \\ -u_{\beta} & u_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} u_{\alpha} & u_{\beta} \\ -u_{\beta} & u_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha} & u_{\beta} \\ -u_{\beta} & u_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (8.26)$$

где  $i_{\alpha p}, i_{\alpha q}, i_{\beta p}$  и  $i_{\beta q}$  — составляющие тока, определяющие действительную и мнимую мгновенную мощность, находятся из (8.26):

$$i_{\alpha p} = \frac{u_{\alpha} p}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2}; \quad i_{\alpha q} = \frac{-u_{\beta} q}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2}; \quad i_{\beta p} = \frac{u_{\beta} p}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2}; \quad i_{\beta q} = \frac{u_{\alpha} q}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2}. \quad (8.27)$$

Согласно  $p$ - $q$ -теории, действительная и мнимая мощность могут быть представлены как сумма постоянной и переменной составляющих:

$$\left. \begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p}; \\ q &= \bar{q} + \tilde{q}, \end{aligned} \right\} \quad (8.28)$$

где  $\bar{p}$  и  $\bar{q}$  — постоянные составляющие мгновенных мощностей  $p$  и  $q$ , соответствующие активной и реактивной мощности на основной частоте;  $\tilde{p}$  — переменная составляющая действительной мгновенной мощности  $p$ , обусловленная наличием высших гармонических составляющих и равная нулю;  $\tilde{q}$  — переменная составляющая мнимой мгновенной мощности  $q$ , которая также имеет среднее значение, равное нулю, и обусловлена высшими гармоническими составляющими.

Таким образом, для компенсации реактивной мощности на основной частоте и высших гармонических составляющих тока сигнал задания должен содержать информацию о компонентах  $\bar{p}$ ,  $\bar{q}$ ,  $\tilde{p}$  и  $\tilde{q}$  мгновенной мощности. Для этого посредством двух высокочастотных фильтров можно выделить из общих значений  $p$  и  $q$  переменные и постоянные составляющие мощности в соответствии с (8.28).

## Контрольные вопросы

1. Для чего применяется в системах управления инверторов преобразование координат в трехфазных системах?
2. Поясните различие между  $\alpha$ ,  $\beta$ - и  $d$ ,  $q$ -преобразованиями.
3. По каким законам изменяются координаты во времени в  $\alpha$ ,  $\beta$ - и  $d$ ,  $q$ -координатах?
4. Поясните принцип  $p$ ,  $q$ -преобразования в трехфазной системе.
5. Для каких целей используются  $p$ ,  $q$ -преобразования?

## 8.4. Модуляция пространственного вектора

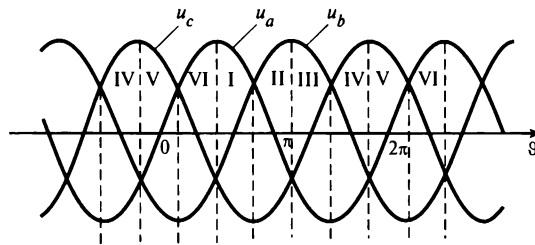
Преобразование параметров трехфазной системы в двухфазную систему координат упрощает методы управления напряжениями и токами трехфазных преобразователей. Кроме того, это преобразование параметров системы хорошо согласуется с управлением электрическими машинами переменного тока посредством статических преобразователей частоты. В этой связи метод модуляции пространственного вектора напряжения трехфазных преобразователей получил широкое распространение. Основой этого метода является представление трехфазной системы напряжений в  $\alpha$ ,  $\beta$ -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 напряжения ключи могут находиться в восьми допустимых для работы преобразователя состояниях, из которых шесть являются активными, а два — нулевыми (см. табл. 8.3). Эти состояния определяются комбинациями включенных и выключенных ключей, которые зависят от значений трехфазных напряжений преобразователя. В этом случае происходит модуляция напряжений в пространстве состояний трехфазной системы преобразователя, которые дискретно изменяются во времени. Учитывая периодичность изменения трехфазной системы напряжения с рабочей частотой выходного напряжения преобразователя, следует отметить, что за один период выходного напряжения имеется шесть активных состояний ключей преобразовательного моста, изменяемых с частотой модуляции в соответствии с допустимыми состояниями ключей при периодической коммутации напряжений фаз. Эту частоту можно рассматривать в качестве несущей, как это принято в классической синусоидальной модуляции. Рассмотрим изменение состояний ключей более подробно, используя понятия «обобщенного» или «пространственного» вектора в системе неподвижных осей с  $\alpha$ ,  $\beta$ -координатами.

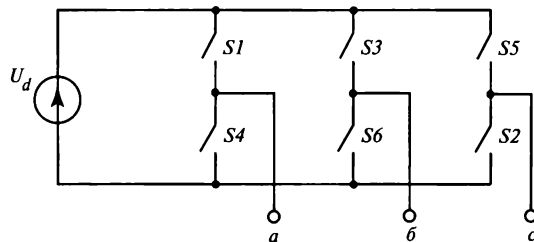
В табл. 8.4 показаны состояния ключей трехфазного моста с учетом изменения основных гармоник выходных напряжений  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  во времени. Диаграммы на рис. 8.17, *а* отражают алгоритм управления, соответствующий управлению каждым ключом фазы на интервале длительностью  $\pi$ , при котором включенному состоянию каждого ключа в группе  $S1$ ,  $S3$ ,  $S5$  соответствует выключенное состояние ключа той же фазы в группе  $S2$ ,  $S4$ ,  $S6$ , и наоборот (рис. 8.17, *б*). Нумерация состояний не имеет принципиального значения, но последовательность ее должна строго соответствовать порядку чередования напряжений  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$ . На рис. 8.17, *а* в качестве первого состоя-

Состояние ключей трехфазного моста

Номер состояния	Ключ			Пространственный вектор $U_i$
	$S1$	$S3$	$S5$	
VIII	0	0	0	0
I	1	0	0	$\frac{2}{3} U_d e^i$
II	1	1	0	$\frac{2}{3} U_d e^{i \frac{\pi}{3}}$
III	0	1	0	$\frac{2}{3} U_d e^{i \frac{2\pi}{3}}$
IV	0	1	1	$\frac{2}{3} U_d e^{i \pi}$
V	0	0	1	$\frac{2}{3} U_d e^{i \frac{4\pi}{3}}$
VI	1	0	1	$\frac{2}{3} U_d e^{i \frac{5\pi}{3}}$
VII	1	1	1	0



а)



б)

Рис. 8.17. Состояние ключей трехфазного моста:

а — диаграммы основных гармоник выходного фазного напряжения; б — схема соединения ключей

ния принято состояние, при котором линейное напряжение  $u_{ab}$  имеет максимальное значение. Каждому состоянию ключа соответствует интервал длительностью  $\pi/3$ , т.е. на границе этих интервалов происходит дискретное изменение состояния ключей  $S1—S6$ . Следует отметить, что при такой длительности интервалов учитываются только шесть активных состояний и не учитываются нулевые, при которых выходные напряжения равны нулю. Поэтому в плоскости  $\alpha, \beta$ -координат можно выделить векторы  $U_1—U_6$ , отражающие положение пространственного (обобщенного) вектора трехфазной системы на границах смены состояний ключей  $S1—S6$ . В результате на плоскости в  $\alpha, \beta$ -координатах образуется шесть секторов, разграниченных векторами  $U_1—U_6$  (рис. 8.18). 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 на диаграмме могут быть соединены между собой прямыми линиями, образовав правильный шестиугольник. Векторы будут разделять его площадь на секторы, соответствующие активным состояниям I—VI ключей. Центр шестиугольника, объединяющий начало векторов, может отражать состояния VII и VIII с нулевыми значениям напряжения. Обычно длина векторов равна максимальным значениям модулирующих функций. В частности, в предельном случае модуляции, когда выходное напряжение в инверторах напряжения приобретает прямоугольно-ступенчатую форму, максимальное значение напряжения фазы, определяющего длину векторов, равно  $\frac{2}{3} U_d$ , где  $U_d$  — напряжение на шинах постоянного тока.

При традиционной синусоидальной модуляции переключение ключей происходит в моменты равенства модулирующих синусоидальных функций с сигналами треугольной формы несущей частоты  $f_n$ . Обычно в качестве задающих (опорных) сигналов используются сигналы синусоидальной формы, амплитуды которых выбираются с учетом коэффициента модуляции  $M_a$ . В общем случае такие сигналы модуляции могут формироваться для каждой фазы, образуя трехфазную систему, которая должна воспроизводиться на выходе преобразователя. Иначе

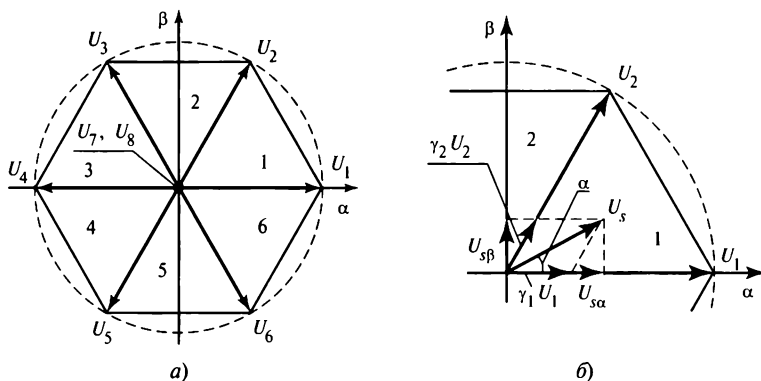


Рис. 8.18. Диаграмма модуляции пространственного вектора

происходит процесс модуляции пространственного вектора, который является единственным сигналом модулирующей функции, выполняя функции задающего сигнала для формирования 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 несущей частоты модуляции. Диапазоны частот  $f_n$  в рассматриваемом и традиционном методах модуляции примерно одинаковы.

По методу модуляции пространственного вектора его значения усредняются 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 при нулевых значениях напряжения. В этом случае производится суммирование векторов напряжения, но с учетом относительной длительности  $\gamma_k$  нахождения пространственного вектора в состоянии  $U_k$ . Длительность  $\gamma_k$  можно рассматривать как коэффициент заполнения при ШИМ постоянного тока. Соответственно время нахождения ключей в состоянии, соответствующем вектору  $U_k$ , равно  $t_k = \gamma_k T_n$ , где  $T_n = 1/f_n$  — период несущей частоты, на которой происходит модуляция. Учитывая, что полное время пребывания в указанных состояниях векторов за период модуляции не должно превышать собственное время периода  $T_k$ , можно записать

$$\gamma_k + \gamma_{k+1} + \gamma_7 + \gamma_8 = 1,$$

или

$$t_k + t_{k+1} + t_7 + t_8 = 1, \quad (8.29)$$

где  $\gamma_k, \gamma_{k+1}$  — относительное время нахождения в состояниях векторов  $U_k$  и  $U_{k+1}$ ;  $\gamma_7, \gamma_8$  — относительное время нахождения в состояниях VII и VIII с нулевыми значениями пространственного вектора в  $k$ -м секторе.

Пространственный вектор  $U_s$  вращается со скоростью, соответствующей частоте выходного напряжения  $\omega$  в системе неподвижных  $\alpha, \beta$ -координат. Модуль и фаза этого вектора для сбалансированной трехфазной системы полностью определяются координатами  $U_{s\alpha}, U_{s\beta}$  в осях  $\alpha, \beta$ . В этом случае значения времени  $t_1, t_2$  в первом секторе могут быть определены из тригонометрических соотношений в ортогональных осях  $\alpha$  с учетом принятых значений  $t_7$  и  $t_8$ , рекомендуемых для различных модификаций рассматриваемого метода модуляции [72].

На рис. 8.18, б приведен фрагмент рис. 8.18, а, из которого можно определить значения времени  $t_1$  и  $t_2$  при расположении пространственного вектора  $U_s$  в первом секторе под фазовым углом  $\alpha$ . Так как обычно частота модуляции  $f_n$  значи-



тельно превышает частоту выходного напряжения инвертора  $f_n$ , можно считать параметры вектора  $U_s$  неизменными на интервале периода  $T_n$ . Согласно рис. 8.18, б

$$U_{s\beta} = \gamma_2 U_2 \sin(\pi/3) = U_s \sin \alpha, \quad (8.30)$$

или, учитывая, что

$$\gamma_2 = \frac{t_2}{T_n} \quad \text{и} \quad M_a = \frac{|U_s|}{|U_2|},$$

получаем  $t_2 = \frac{M_a T_n \sin \alpha}{\sin(\pi/3)}$ .

Аналогично для определения  $t_1$  можно записать:

$$U_{s\alpha} = \gamma_1 U_1 + \gamma_2 U_2 \cos(\pi/3),$$

или

$$M_a \cos \alpha = \gamma_1 + \gamma_2 \cos(\pi/3). \quad (8.31)$$

С учетом (8.30) получим

$$t_1 = \frac{M_a T_n \sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)}.$$

Значения  $t_1$  и  $t_2$ , рассчитанные для каждого угла  $\alpha$  на интервалах в первом 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  $\gamma_k$  и  $\gamma_{k+1}$  в общем случае с добавлением нулевых напряжений на интервалах с коэффициентами заполнения  $\gamma_7$  и  $\gamma_8$ . Управление амплитудой задающего вектора  $U_s$  осуществляется изменением индекса модуляции  $M_a$ . При этом одновременно происходит модуляция напряжений всех фаз, которые связаны с пространственным вектором обратным преобразованием из  $\alpha$ ,  $\beta$ -координат в трехфазную систему напряжений  $a$ ,  $b$  и  $c$ :

$$\begin{vmatrix} u_a(\vartheta) \\ u_b(\vartheta) \\ u_c(\vartheta) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} U_{s\alpha}(\vartheta) \\ U_{s\beta}(\vartheta) \end{vmatrix}. \quad (8.32)$$

В этом случае разница между традиционной синусоидальной модуляцией и модуляцией пространственного вектора заключается в том, что в первом случае

используют в качестве опорных сигналов напряжение всех трех фаз, а в векторном — только один обобщенный вектор — пространственный. В то же время функциональные возможности этих методов различаются схематехническими средствами реализации, которые в конечном итоге определяют преимущества того или иного метода.

Существует большое количество методов модуляции пространственного вектора [72]. Среди них наиболее широко применяется метод с симметричными нулевыми состояниями  $t_7$  и  $t_8$  на интервалах периода модуляции  $T_H$ . В этом случае, учитывая, что обычно в каждом полупериоде частоты модуляции  $T_H/2$  состояния ключей изменяются одинаково, но в обратной последовательности (рис. 8.19), для первого сектора (с переходом для последующих) можно записать

$$\left. \begin{aligned} \frac{T_H}{2} &= t_1 + t_2 + t_7 + t_8; \\ t_7 &= t_8. \end{aligned} \right\} \quad (8.33)$$

Существует метод, в котором на каждом периоде тактовой частоты используется только одно состояние  $t_7$  или  $t_8$ , обеспечивающее нулевое выходное напряжение с разными расположением и длительностью межкоммутационных интервалов. Некоторые методы позволяют 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 индекса модуляции  $M_a$ . Линейной зависимости выходного напряжения при  $M_a = 1$  на рис. 8.18, а соответствует область, ограниченная окружностью, вписанной в шестиугольник. При этом максимальное

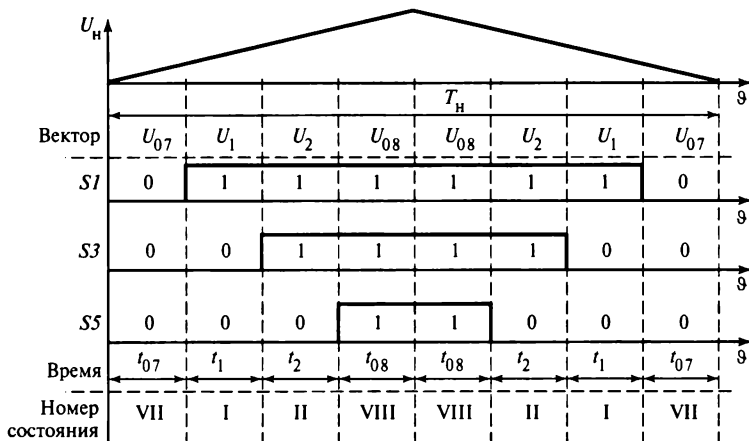


Рис. 8.19. Диаграммы коммутации ключей при модуляции пространственного вектора в секторе 1

значение  $U_s = \frac{U_d}{\sqrt{3}}$ , где  $U_d$  — напряжение на стороне постоянного тока. При переходе в режим сверхмодуляции в пределах области, ограниченной окружностью, описывающей шестиугольник, можно увеличить индекс  $M_a$  до 1,15. В этом режиме интервалы  $t_7$  или  $t_8$  равны нулю. Дальнейший рост величины  $M_a$  приводит к искажению синусоидальной формы выходного напряжения, соответствующего работе с немодулированным напряжением.

### Контрольные вопросы

1. Дайте определение пространственному вектору трехфазной системы напряжений.
2. Как производится ШИМ в системах с управлением пространственным вектором напряжения?
3. Поясните принцип организации ШИМ в системах с пространственным вектором.
4. Какое предельное значение имеет индекс модуляции при ШИМ пространственного вектора?
5. Можно ли использовать ШИМ пространственного вектора в системах с несбалансированной трехфазной системой напряжений?

## 8.5. Модуляция в преобразователях переменного/постоянного тока

### 8.5.1. Инвертирование

В гл. 7 была рассмотрена работа преобразователей переменного/постоянного тока на полностью управляемых ключах без модуляции выходных параметров. Поэтому 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 мощных высокочастотных, полностью управляемых ключей позволило решить эту проблему посредством использования ШИМ. Наиболее полно преимущества преобразователей переменного/постоянного тока с ШИМ проявляются в режимах инвертирования.

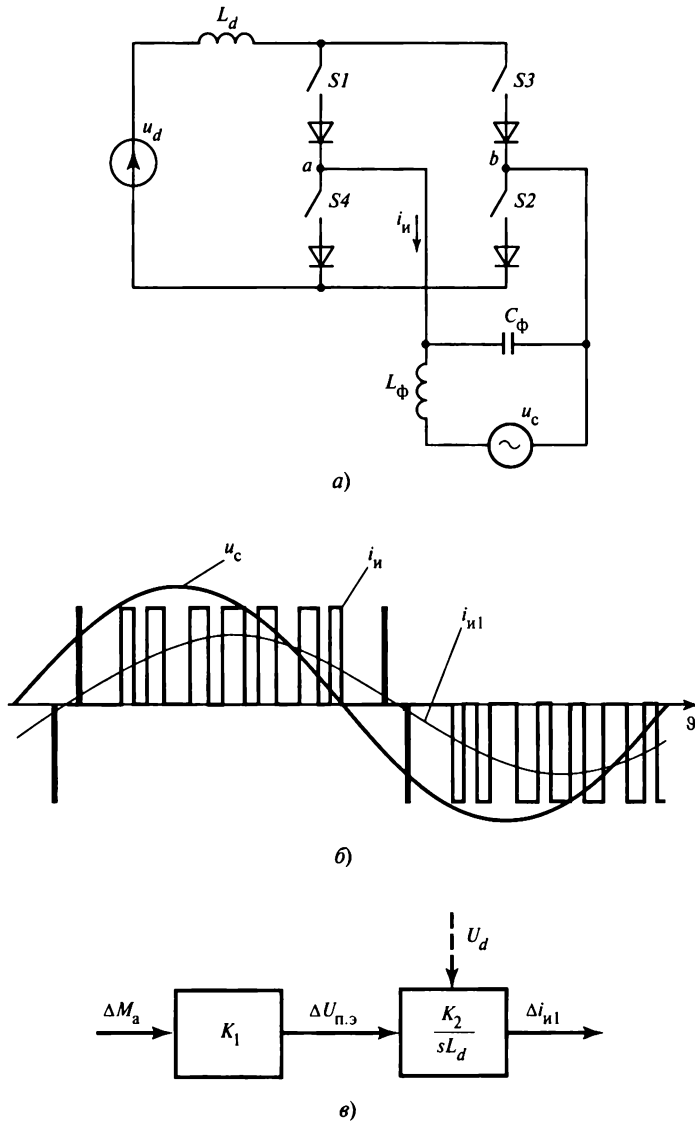
Традиционно в качестве основной схемы этого вида преобразователей, используемых в режимах инвертирования, применялась схема со сглаживающим реактором на стороне постоянного тока, который является характерным признаком инверторов тока (см. рис. 8.20). Необходимость использования этой схемы очевидна, если принять во внимание разницу в мгновенных значениях напряжений на сторонах постоянного и переменного тока. Как уже отмечалось, без применения ШИМ токи фаз в преобразователе имеют форму, приближающуюся к прямоугольной при больших значениях индуктивности реактора  $L_d$  на стороне постоянного тока. Поступление несинусоидального тока в сеть может приводить к недопусти-

мым искажениям напряжения сети. В связи с высоким уровнем гармоник в низкочастотном диапазоне частотного спектра импульсов 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 разделяются реактором 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 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 требовало бы использования реакторов большой индуктивности, 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 базе схем со свойствами инверторов тока и инверторов напряжения. В качестве примеров сравним схемы однофазных преобразователей (см. рис. 8.20), 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 (рис. 8.20, а).** Для фильтрации высших гармоник инвертируемого тока  $i_n$ , обусловленных его модуляцией на повышенной частоте, на стороне переменного тока преобразователя включен «легкий»  $L_\phi C_\phi$ -фильтр, подключенный конденсатором непосредственно к преобразовательному мосту. После фильтрации инвертируемый ток поступает в сеть напряжением  $U_c$ . На рис. 8.20, б показаны диаграммы напряжения сети и инверти-



**Рис. 8.20 (начало). Работа преобразователя переменного/постоянного тока в режиме инвертирования:**

а — схема со свойствами инвертора тока; б — диаграммы напряжения сети  $U_c$  и инвертированного тока  $i_{н1}$ ; в — структурная схема связи выходного тока  $i_{н1}$  и индекса модуляции  $M_a$ ; г — схема со свойствами инвертора напряжения; д — диаграммы напряжения сети  $U_c$  и преобразователя напряжения  $U_{и}$ ; е — структурная схема связи выходного тока  $i_{н1}$  и индекса модуляции  $M_a$ ;  $K_1, K_2$  — коэффициенты

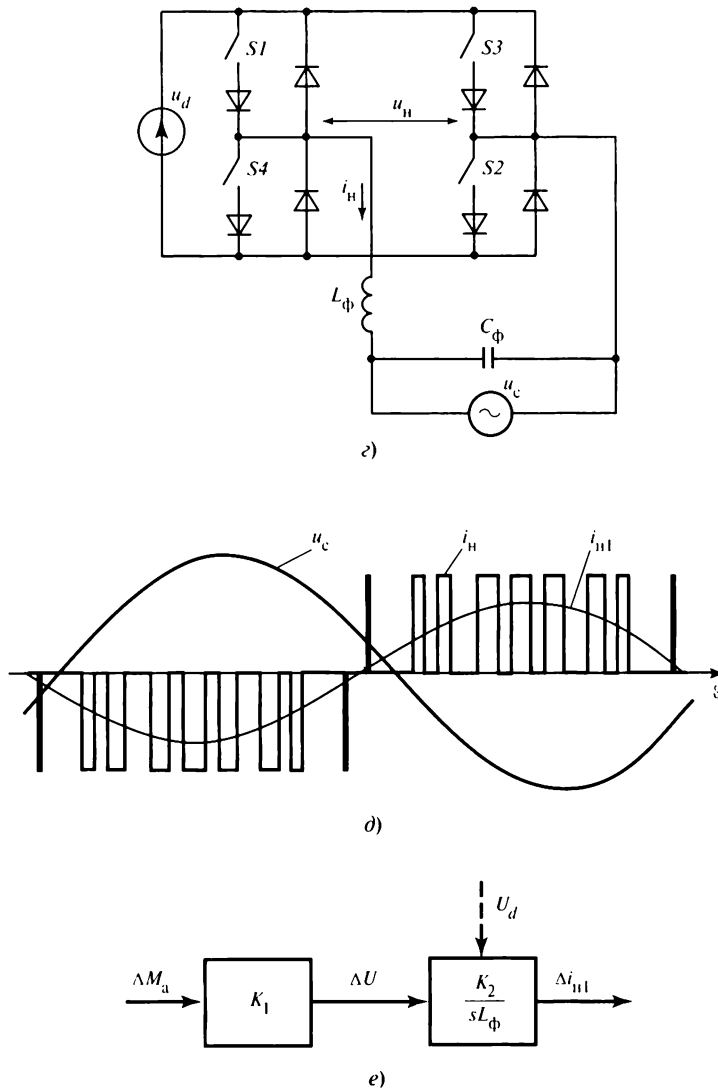


Рис. 8.20. Окончание

руемого тока  $i_n$  до его фильтрации. Этот ток можно представить в виде гармонического ряда

$$i_n(\omega_1 t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{n n} \sin(n\omega_1 t + \varphi_n), \quad (8.34)$$

где  $\omega_1$  — частота первой гармоники;  $I_{n n}$  — амплитуда  $n$ -й гармоники;  $\varphi_n$  — фазовый угол  $n$ -й гармоники.

Ток, поступающий в сеть после фильтрации, равен току реактора  $i_L$ , амплитуда  $n$ -й гармоники которого равна

$$I_{Ln} = \frac{I_{нn}}{\omega_n^2 L_\phi C_\phi - 1}. \quad (8.35)$$

Из (8.35) видно, что высшие гармоники тока с частотами  $\omega_n \gg \omega_1$  могут быть отфильтрованы конденсатором фильтра  $C_\phi$  при малых значениях индуктивности  $L_\phi$ . Это становится возможным благодаря тому, что основные функции сглаживания тока между источниками переменного и постоянного тока, имеющими разные значения напряжения, выполняет реактор, включенный на стороне постоянного тока, индуктивность которого  $L_d$  достаточно велика. По этой причине в преобразователе со свойствами инвертора тока сравнительно просто обеспечить защиту ключей в аварийных режимах, например при возникновении КЗ на стороне переменного тока. Схема эффективно работает с индуктивными накопителями электроэнергии. Недостатком схемы является инерционность процессов, связанных с изменением тока в реакторе большой индуктивности. На рис. 8.20, в приведена упрощенная структурная схема связи изменения индекса модуляции  $\Delta M_a$  с током основной гармоники  $\Delta i_n$ . Эти связи показаны для малых отклонений указанных параметров. Динамические характеристики преобразователя будут определяться значением индуктивности  $L_d$ , представленной на рис. 8.20, в в виде интегрального звена в операторной форме. Влияние  $L_\phi C_\phi$ -фильтра на динамические характеристики существенно меньше, чем индуктивности  $L_d$ , и в структурной схеме не показано.

**Преобразователь со свойствами инвертора напряжения (рис. 8.20, з).** В этой схеме реактор фильтра  $L_\phi$  является основным элементом, сглаживающим ток, обусловленный разностью модулированного напряжения преобразователя  $U_{ab}$  (рис. 8.20, д) и напряжения сети переменного тока. При мощности источника сети, значительно превышающей мощность преобразователя, высшие гармоники тока преобразователя (без учета первой) могут быть приближенно представлены следующим гармоническим рядом:

$$i_{нn}(\omega_1 t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_{нn}}{n\omega_1 L_\phi} \sin(n\omega_1 t + \varphi_n), \quad (8.36)$$

где  $U_{нn}$  — амплитуда  $n$ -й гармоники напряжения инвертора.

В отличие от преобразователя со свойствами инвертора тока, в рассматриваемой схеме уровень высших гармоник определяется индуктивностью фильтра  $L_\phi$ . Это вызывает необходимость повышать ее значение по сравнению со значением индуктивности выходного фильтра в инверторе тока. В то же время из-за повышенных частот модуляции индуктивность  $L_\phi$  в этой схеме значительно меньше индуктивности  $L_d$  в схеме на рис. 8.20, а. Поэтому процессы при управлении

выходным током будут менее инерционными. Структурная схема, отражающая динамические характеристики преобразователя при управлении током  $i_{n1}$ , представлена на рис. 8.20, *е*. Быстродействие преобразователя со свойствами инвертора напряжения часто является определяющим при сравнении с преобразователем со свойствами инвертора тока.

В заключение краткого сравнения преобразователей можно сделать вывод о том, что обе схемы благодаря применению полностью управляемых ключей и принципов широтно-импульсной модуляции будут успешно работать совместно с сетью переменного тока в четырех квадрантах комплексной плоскости. Более подробно работа преобразователей в выпрямительном режиме рассматривается ниже.

### 8.5.2. Выпрямление

Импульсная модуляция в режимах выпрямления используется в целях:

- выделения в спектральном составе тока основной гармоники на стороне сети методом ослабления уровней высших гармоник;
- повышения коэффициента мощности за счет уменьшения реактивной мощности основной гармоники тока и мощности искажения.

Этих целей можно достичь применением схемы преобразователей переменного/постоянного тока, выполненной на базе полностью управляемых ключей (см. рис. 8.20), переходом к формированию токов в области выпрямления. При переходе к режимам выпрямления углы фаз первых гармоник тока соответствуют расположению их векторов в I и IV квадрантах комплексной плоскости. Следует также отметить, что режимы выпрямления и инвертирования в преобразователях переменного/постоянного тока на тиристорах реализуются на основе схем со свойствами инвертора тока. Преобразователи со свойствами инверторов напряжения, работающие совместно с сетью, стали применяться сравнительно недавно в связи с созданием мощных управляемых ключей.

Рассмотрим более подробно режим выпрямления на примере схемы, представленной на рис. 8.20, *з*. Для построения векторной диаграммы представим первые гармоники токов и напряжений в виде комплексных амплитуд, полагая напряжение сети синусоидальным, а ток конденсатора фильтра  $C_\phi$  равным нулю:

$$\left. \begin{array}{l} \text{в режиме выпрямления} \\ \text{в режиме инвертирования} \end{array} \right\} \begin{array}{l} U_c - j\omega_1 L_\phi I_{n1} = U_{n1}; \\ U_c + j\omega_1 L_\phi I_{n1} = U_{n1}, \end{array} \quad (8.37)$$

где  $U_{n1}$  и  $I_{n1}$  — амплитуды первых гармоник напряжения и тока инвертора.

Приняв вектор напряжения сети  $U_c$  в качестве базового, получим согласно (8.35) векторные диаграммы (рис. 8.21) напряжений сети и инвертора при разных значениях фазы тока инвертора в режимах как выпрямления (области I, IV), так и инвертирования (области II, III). На диаграмме окружность  $I$  является геометри-



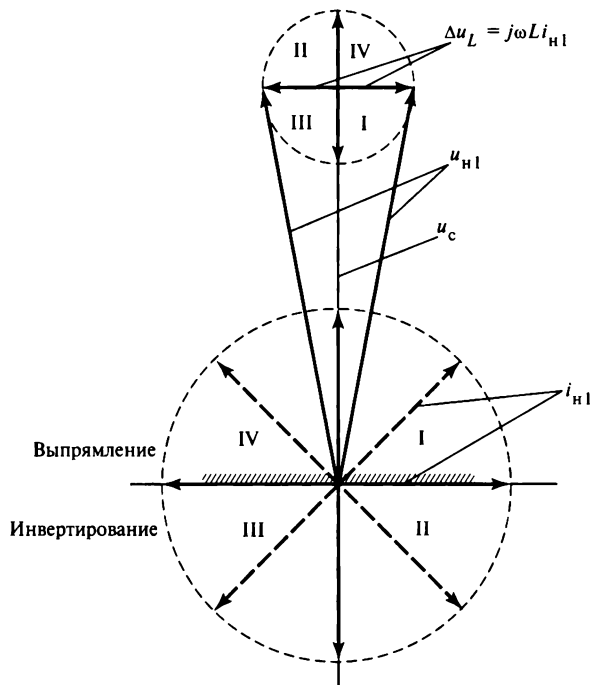


Рис. 8.21. Векторная диаграмма преобразователя постоянного/переменного тока со свойствами инвертора напряжения в режимах выпрямления I, IV и инвертирования II, III

ческим местом точек концов вектора основной гармоники напряжения  $U_{n1}$  преобразователя при изменении фазы вектора тока  $I_{n1}$  в диапазоне углов  $0 < \varphi < 2\pi$ . Геометрическим местом точек концов вектора тока  $I_{n1}$  будет окружность 2. Из (8.35) следует, что радиусу окружности 1 соответствует напряжение на реакторе фильтра  $\Delta U_L = I_{n1} \omega_1 L_\phi$ . Из диаграммы видно, что при работе в областях с опережающим током  $I_{n1}$  (области II, IV) напряжение преобразователя увеличивается на значение напряжения на реакторе  $\Delta U_L$ , а в областях I, III при работе с отстающим током уменьшается.

**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 мощность носит индуктивный характер, а на границе III, IV — емкостной. Такой обмен используется для регулирования 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 включается конденсатор или индуктивный накопитель энергии. Естественно, что 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 работы 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. 8.21 эта граница показана штриховкой в сторону областей I и IV.

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. Эти возможности реализуются в преобразователях со свойствами инвертора тока и инвертора напряжения, что имеет большое значение для создания экологически чистых преобразователей электроэнергии, не создающих высших гармоник тока и напряжения, а также реактивной мощности на частоте основной гармоник. 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. Для этих целей применяются методы коррекции коэффициента мощности на стороне постоянного тока выпрямителей.

**Корректоры коэффициента мощности выпрямителей.** Наиболее распространенная схема коррекции мощности для однофазного неуправляемого преобразователя приведена на рис. 8.22. Основой схемы является повышающий преобразователь

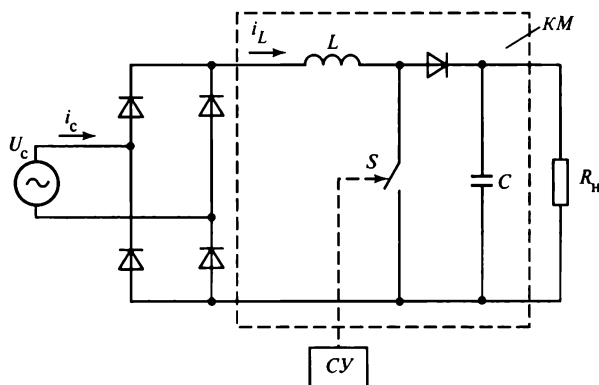


Рис. 8.22. Однофазный выпрямитель:  
 КМ — корректор мощности

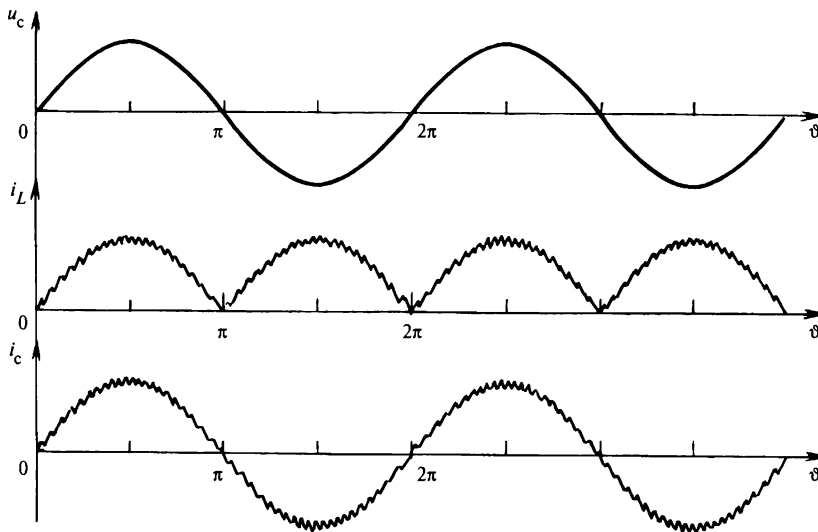


Рис. 8.23. Диаграммы напряжения  $u_c$  сети и тока  $i_c$  сети

зователь постоянного тока в постоянный с последовательно включенным индуктивным накопителем  $L$  (на рис. 8.22, *a* эта часть схемы обведена штриховой линией). Преобразователь формирует синусоидальный входной ток выпрямителя, совпадающий по фазе с напряжением. В режиме непрерывного тока реактора  $i_L$  поддерживается высокий уровень напряжения на выходном конденсаторе по сравнению с выпрямленным напряжением сети. Под воздействием разницы этих напряжений в процессе импульсной модуляции на повышенной частоте происходит формирование тока  $i_L$ . В качестве основных сигналов, поступающих в систему управления  $СУ$  преобразователя, используются сигналы датчиков напряжения сети, тока реактора  $i_L$  и выходного напряжения выпрямителя. На рис. 8.23 приведены диаграммы напряжения и тока корректора мощности. Для обеспечения его работы при более широких изменениях входного и выходного напряжения может быть использован дополнительный, например понижающий, преобразователь постоянного тока в постоянный, включенный на входе повышающего преобразователя. Для этих целей, а также для обеспечения режимов работы с прерывистыми токами в накопительном реакторе  $L$  используются схема Чука и ее разновидности. Рассматриваемые схемы корректоров позволяют сочетать функции регулирования выходного напряжения и обеспечения синусоидальности входного тока при коэффициентах мощности, близких к единице. Эти качества обусловили широкое практическое применение корректоров мощности.

## Контрольные вопросы

1. Почему схема инвертора напряжения на рис. 8.20, б без импульсной модуляции выходного напряжения не используется для совместной работы с сетью переменного тока?
2. Какие функции выполняют фильтры на стороне переменного тока в преобразователях с ШИМ, работающих совместно с сетью, и чем определяется мощность индуктивных и емкостных элементов этих фильтров?
3. Какой из преобразователей, выполненных по схемам со свойствами источника тока или напряжения, является более инерционным?
4. Какие функции выполняют диоды, подключенные параллельно или последовательно к транзисторам в схемах преобразователей?
5. Как изменится напряжение основной гармоники на выходе (до фильтра) однофазного преобразователя со свойствами источника напряжения при переходе из режима работы в квадранте I (выпрямление) в квадрант III (инвертирование)? Исходные данные следующие: действующее значение напряжение сети  $U_c = 220$  В; напряжение на реакторе фильтра  $U_\phi = 10\% U_c$ ; в квадранте I преобразователь работает в режиме выпрямления с коэффициентом мощности  $\cos\varphi = 1$ , а в квадранте III — в режиме инвертирования с коэффициентом мощности  $\cos\varphi = 0,7$ .
6. Как изменится выходное напряжение выпрямителя с корректором мощности, если коэффициент заполнения при работе ключа начнет возрастать при неизменности остальных параметров, характеризующих работу выпрямителя?

## 8.6. Активные силовые фильтры

### 8.6.1. Принципы активной фильтрации

Для снижения уровня нежелательных гармоник напряжения или тока используются пассивные фильтры. Такие фильтры являются комбинацией индуктивных и емкостных элементов, соединенных по схеме двухполюсника или четырехполюсника. Так как электрическое сопротивление пассивных фильтров является частотно-зависимым, они позволяют изменять гармонический состав несинусоидальных токов и напряжений. В электрических системах, предназначенных для преобразования электрической энергии, фильтры используются для обеспечения синусоидальной формы напряжения (тока) в силовых цепях переменного тока и уменьшения пульсаций в цепях постоянного тока. Такие фильтры достаточно подробно рассмотрены в предыдущих главах. При очевидной простоте схемотехнической реализации пассивных фильтров им присущи два основных недостатка:

- ограниченные функциональные возможности, определяемые топологией схемы и параметрами ее элементов;
- неуправляемость.

Эти недостатки существенно снижают эффективность пассивных фильтров при изменении гармонического состава фильтруемых токов (напряжений), в частности при колебаниях частоты, а также при изменениях параметров сети, к которой они подключены. Кроме того, переходные процессы в электрической системе могут приводить к возникновению недопустимых перенапряжений и сверхтоков. Недо-

статком пассивных фильтров является также их чувствительность к изменениям их собственных параметров, например обусловленных старением элементов и т.п.

Активные фильтры в отличие от пассивных содержат управляемые элементы, например транзисторы, позволяющие изменять частотные характеристики фильтра. Однако элементная база электроники до недавнего времени не позволяла создавать активные фильтры для нужд силовой электроники.

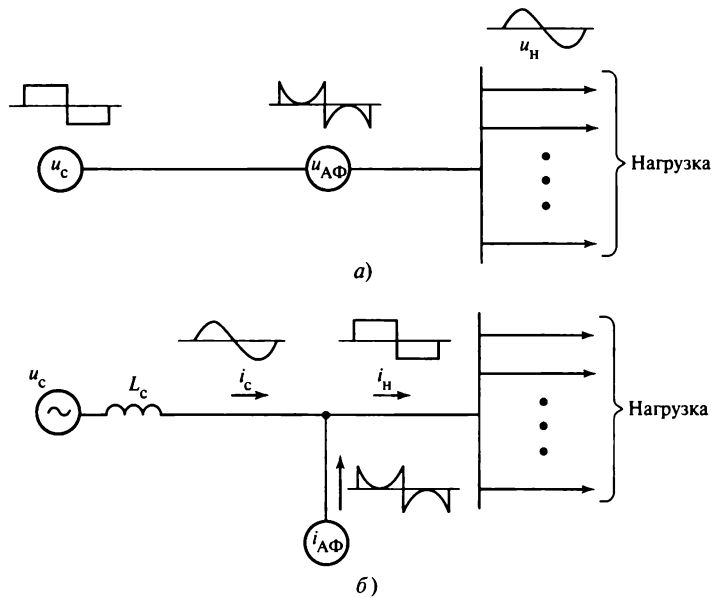
В начале 70-х годов прошлого века были созданы первые активные фильтры малой мощности на основе аналоговых интегральных микросхем. Они получили практическое применение в микроэлектронных устройствах для систем информатики и управления.

Современные, полностью управляемые, быстродействующие ключи (на транзисторах и запираемых тиристорах) стали основой для разработки нового вида силовых электронных устройств — силовых активных фильтров — преобразователей для фильтрации. Это название является общим и не отражает существенных признаков фильтра. Для более точного определения понятия «силовой активный фильтр» необходимо указать границы области применения устройств фильтрации. Во-первых, 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 малой мощности. При этом их основой, как правило, является не преобразователь, а усилитель электрических сигналов.

С учетом изложенного можно дать следующее определение активных фильтров. *Активным (силовым) фильтром (АФ)* называется 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.

Естественно, что активную фильтрацию могут выполнять и другие устройства с более широкими функциями. Например, преобразователь выполняет 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. Рассмотрим принцип действия АФ более подробно.

В зависимости от схемы и принципов управления АФ принято разделять на источники тока и источники напряжения. На рис. 8.24 приведены упрощенные эквивалентные схемы включения активных фильтров в виде источников напряжения  $u_{АФ}$  и источников тока  $i_{АФ}$ . В схеме на рис. 8.24, а источник электропитания  $u_c$  имеет несинусоидальное напряжение. Для обеспечения синусоидальности напряжения на шинах нагрузки  $u_n$  последовательно с источником питания включается



**Рис. 8.24. Упрощенная эквивалентная схема включения АФ:**

*a* — последовательное для АФ источника напряжения  $u_{АФ}$ ; *б* — параллельное для АФ источника тока  $i_{АФ}$

активный фильтр в виде эквивалентного источника напряжения  $u_{АФ}$ . Параметры схемы определяются из следующих соотношений:

$$\left. \begin{aligned} U_H(\vartheta) &= U_{1m} \sin(\vartheta - \varphi_1); \\ U_c &= \sum_{n=1}^{\infty} U_{nm} \sin(n\vartheta - \varphi_n); \\ U_{АФ} &= \sum_{n \neq 1}^{\infty} U_{nm} \sin(n\vartheta - \varphi_n), \end{aligned} \right\} \quad (8.38)$$

или

$$U_H(\vartheta) = U_c(\vartheta) - U_{АФ}(\vartheta),$$

где  $\vartheta_n$  — угловая частота 1-й гармоники.

Полагая потери в АФ и его элементах равными нулю, а нагрузку линейной, определим активную мощность АФ на интервале периода основной гармоники

$$P_{АФ} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[ \sum_{n \neq 1}^{\infty} U_{nm} \sin(n\vartheta - \varphi_n) \right] I_{Hm1} \sin(\vartheta - \varphi_{i1}) d\vartheta = 0, \quad (8.39)$$

где  $I_{Hm1}$  и  $\varphi_{i1}$  — амплитуда и фаза тока 1-й гармоники нагрузки.

Из (8.39) следует, что при принятых допущениях АФ не влияет на баланс активной мощности в системе источник — нагрузка. В то же время активный фильтр непосредственно участвует в обмене мощностью искажения с источником несинусоидального напряжения. Мощность искажения является неактивной и передается по контуру: источник искажения — участок электрической линии, соединяющей источник и АФ. Последним элементом АФ, накапливающим и отдающим энергию, обусловленную искажением напряжения, является накопитель электрической энергии — конденсатор или реактор.

Для фильтрации несинусоидального тока  $i_n$ , создаваемого, как правило, нелинейной нагрузкой, используются АФ, формирующие несинусоидальный ток, равный разности фильтруемого тока  $i_n$  и тока его основной гармоники  $i_{n1}$ . Обычно такой АФ подключается параллельно к нелинейной нагрузке. При этом место подключения АФ выбирается из условия его максимальной близости к шинам нагрузки (рис. 8.24, б). С учетом ранее принятого допущения об отсутствии потерь мощности в АФ можно записать

$$\left. \begin{aligned} i_n(\vartheta) &= \sum_{n=1}^{\infty} I_{mn} \sin(n\vartheta - \varphi_{in}); \\ i_{A\Phi}(\vartheta) &= \sum_{n \neq 1}^{\infty} I_{mn} \sin(n\vartheta - \varphi_{in}); \\ i_c(\vartheta) &= i_n(\vartheta) - i_{A\Phi}(\vartheta) = I_{m1} \sin(\vartheta - \varphi_{i1}); \\ P_{A\Phi} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[ \sum_{n \neq 1}^{\infty} I_{mn} \sin(n\vartheta - \varphi_{in}) \right] U_{m1} \sin(\vartheta - \varphi_{i1}) d\vartheta = 0, \end{aligned} \right\} (8.40)$$

где  $I_{m1}$  и  $\varphi_{i1}$  — амплитуда и фаза напряжения 1-й гармоники сети.

Согласно (8.40) параллельный АФ, работающий в режиме формирования тока, компенсирующего искажения тока нагрузки, также 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 параллельным АФ.

Соотношения (8.39) и (8.40) показывают, что в качестве АФ используются преобразователи переменного/постоянного тока, способные формировать 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 могут быть включены емкостные или индуктивные накопители энергии. Очевидно, что такие АФ в общем случае выполняют функции обмена неактивной мощностью, включающей в себя реактивную мощность основной гармоники. Учитывая, 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. Очевидно,

что преобразователи, формирующие заданный несинусоидальный ток или напряжение, должны выполняться на основе полностью управляемых, быстродействующих ключей, позволяющих использовать методы импульсной модуляции.

### 8.6.2. 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 используются электромагнитный реактор (рис. 8.25) или конденсатор (см. рис. 8.26).

На рис. 8.25, а схема активного фильтра соответствует схеме инвертора со свойствами источника тока, обусловленными реактором с индуктивностью  $L_d$ . Методами импульсной модуляции на выходе АФ ключами  $VT1—VT4$  формируются модулируемые импульсы  $i_{A\Phi}$  по заданному системой управления закону. После фильтрации этого тока высокочастотным фильтром высших гармоник  $\Phi BG$  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. 8.25, б приведены диаграммы напряжения сети и тока АФ при фор-

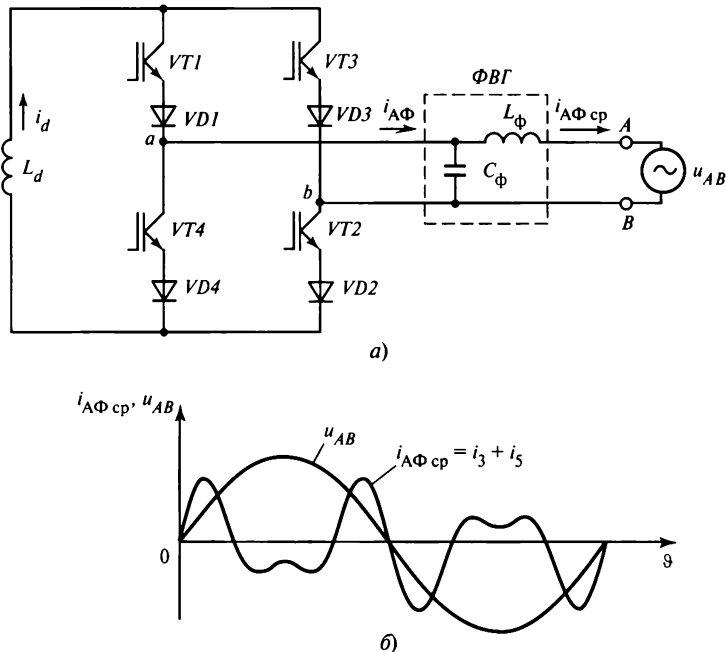


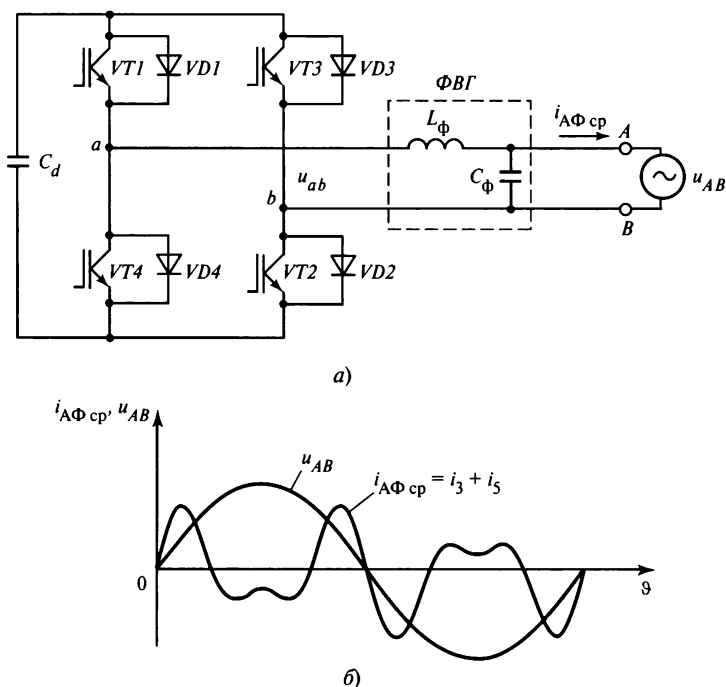
Рис. 8.25. Активный фильтр с индуктивным накопителем:

а — однофазная схема; б — диаграммы тока и напряжения;  $i_3, i_5$  — 3-я и 5-я гармоники тока



мировании выходного тока  $i_{A\Phi \text{ ср}}$ , равного сумме токов 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 ( $L_d = \infty$ ). 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  $f_H$ . В первом приближении можно считать, что значение  $f_H$  должно быть на порядок и более выше верхнего предела диапазона частотного спектра формируемого тока или напряжения.

Схема АФ с емкостным накопителем (рис. 8.26) 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. 8.26, а и тока  $i_{A\Phi}$  в схеме на рис. 8.25, а подобны. Очевидно, что АФ с емкостным накопителем может формировать на выходе напряжение заданной формы. В этом случае АФ включается последовательно с источником напряжения сети. Диаграммы выходных напряжений и токов в АФ с емкостным накопителем для работы с модулирующей функцией, определяемой суммой 3-й и 5-й гармоник выходного тока, приведены на рис. 8.26, б.



**Рис. 8.26.** Активный фильтр с емкостным накопителем: а — однофазная схема; б — диаграммы тока и напряжения

В схемах на рис. 8.25 и 8.26 активные фильтры подключаются параллельно шинам сети, что обычно соответствует представлению их эквивалентными источниками несинусоидального тока требуемой формы. Эти же схемы могут быть включены в сеть последовательно и рассматриваться как эквивалентные источники несинусоидального напряжения. При последовательном, обычно через трансформатор, включении в сеть АФ с индуктивным накопителем необходимо подключать на выходе АФ сопротивление  $Z_{\text{АФ}}$ , обеспечивающее протекание тока основной гармоники нагрузки  $i_n$  в цепи: источник напряжения сети — нагрузка (рис. 8.27). Такая необходимость обусловлена высоким внутренним сопротивлением АФ с индуктивным накопителем. Естественно, что подключаемое сопротивление должно незначительно понижать напряжение основной гармоники сети. Очевидно, что в последовательном АФ предпочтительно использовать схемы с емкостным накопителем, обладающим небольшим входным сопротивлением. 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 более высокому быстродействию и лучшим технико-экономическим показателям. Следует отметить, что схемы с индуктивным накопителем находятся вне конкуренции при использовании сверхпроводящих индуктивных накопителей (СПИН) для решения задач не только компенсации реактивной мощности или мощности искажения, но и обеспечения резерва электрической энергии при исчезновении напряжения сети. Естественно, что в таких случаях рассматриваются фильтрокомпенсирующие устройства большой мощности.

На рис. 8.28 представлена однофазная схема АФ, емкостной накопитель которого параллельно подключен к сети. Такая схема обычно используется для устранения искажений токов, создаваемых нелинейной нагрузкой, например выпрямителем с большой индуктивностью на стороне постоянного тока, обусловленной

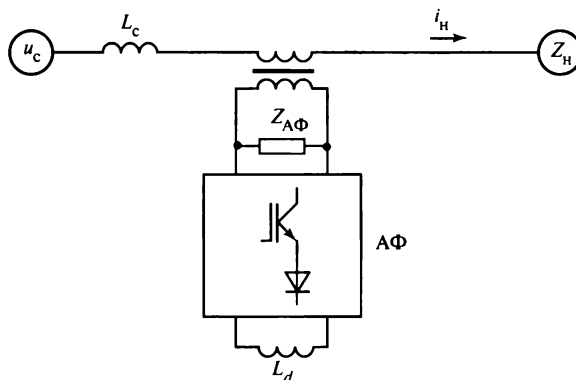
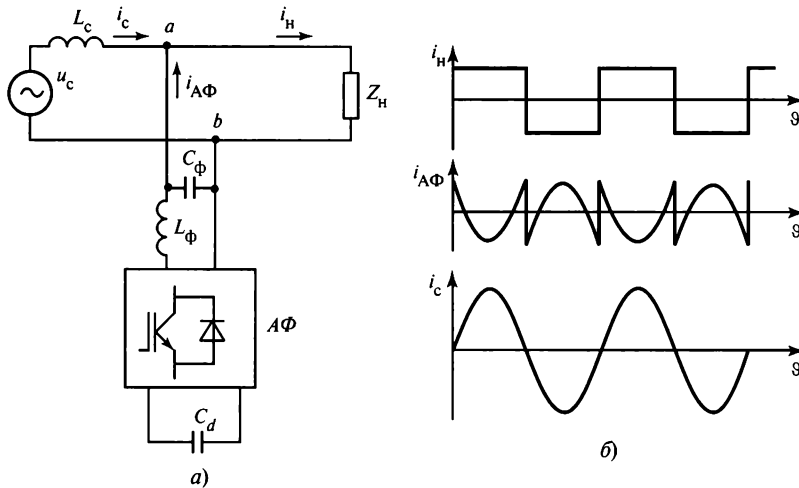


Рис. 8.27. Структурная схема последовательного подключения к сети АФ с индуктивным накопителем



**Рис. 8.28. Параллельно подключенный к сети АФ с емкостным накопителем:**  
 а — схема; б — диаграммы тока

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 выходном сопротивлении сети. В результате напряжение на шинах различных потребителей становится несинусоидальным. Для 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  $i_n$  обеспечивает поступление в сеть синусоидального тока, равного току основной гармоники  $i_{n1}$ .

Как отмечалось выше, одновременно с функцией фильтрации высших гармоник тока АФ может выполнять функции компенсатора реактивной мощности основной гармоники тока нелинейного потребителя. При этом необходимо учитывать, что максимальное значение мощности АФ будет определяться максимальными значениями суммы компенсируемого и фильтруемого токов. Расчет основных элементов силовой части проводится по методикам, применяемым для расчета инверторов напряжения с импульсной модуляцией.

Фильтр с емкостным накопителем, последовательно подключенный к сети, представлен на рис. 8.29. Фильтр позволяет обеспечить синусоидальность напряжения на нагрузке при источнике питания с искаженным, несинусоидальным напряжением  $u_c$ . По существу, последовательно подключенный АФ является высокочастотным вольтодобавочным устройством, позволяющим получить напряжение заданной формы и значения. Однако необходимо учитывать, что АФ с накопителем электрической энергии не может в течение длительного времени генерировать или принимать активную мощность из-за отсутствия ее источников или приемников. В то же время последовательный АФ может устранять низкочас-

тотные колебания напряжения или кратковременные его провалы. Это свойство позволяет расширять функции АФ. Например, широко применяется структура, состоящая из параллельно и последовательно включенных АФ (рис. 8.30). В этой структуре параллельно включенный АФ используется не только для фильтрации и компенсации реактивной мощности, но и в качестве источника постоянного тока

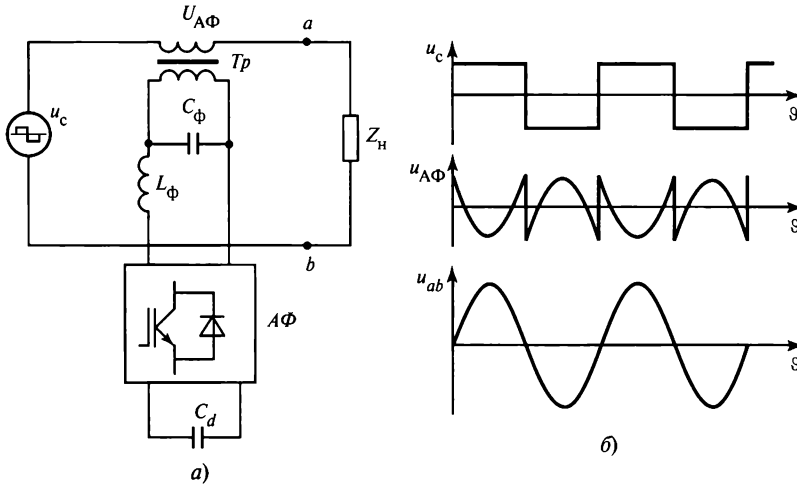


Рис. 8.29. Последовательно включенный АФ с емкостным накопителем: а — схема; б — диаграммы напряжения

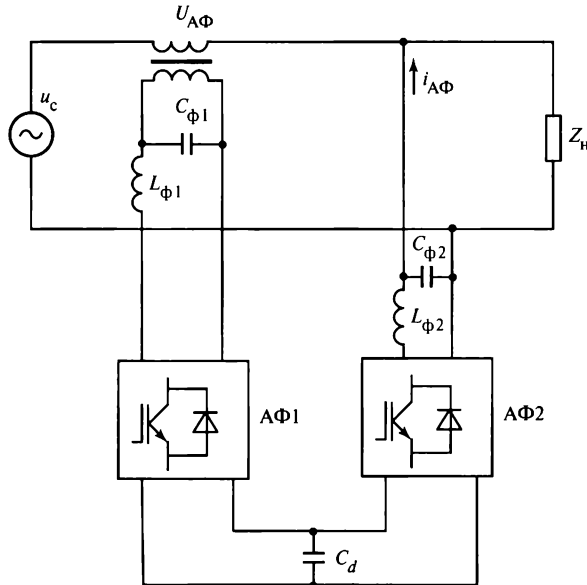


Рис. 8.30. Схема последовательно и параллельно включенных АФ

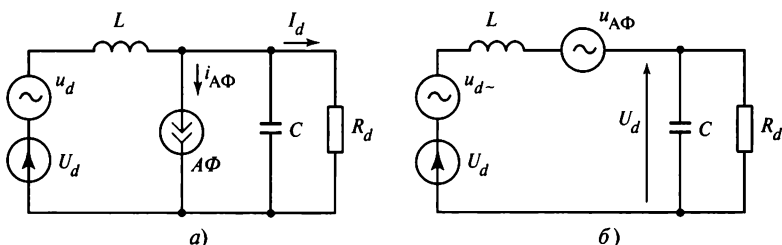


Рис. 8.31. Эквивалентные схемы подключения АФ постоянного тока:  
 а — параллельная; б — последовательная

напряжением  $U_d$ , обеспечивающего обмен активной мощностью между сетью переменного тока и последовательно включенным АФ. В результате последний может быть использован в качестве регулятора напряжения на шинах переменного тока. Более подробно такая структура рассматривается в ч. III, посвященной применению устройств силовой электроники.

Активные фильтры постоянного тока не получили широкого практического применения. Основной причиной этого является наличие большого числа альтернативных схемотехнических решений задачи фильтрации пульсаций постоянного тока. В то же время АФ постоянного тока 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. 8.31. В этих схемах при допущении идеальной фильтрации переменной составляющей должны соблюдаться следующие соотношения:

$$i_{АФ} = i_d; \quad u_{АФ} = u_d \quad (8.41)$$

где  $i_d, u_d$  — переменные составляющие (пульсации) тока и напряжения источника постоянного тока со средним значением  $U_d$ .

### 8.6.3. Гибридные фильтры

**Пассивные фильтры.** Традиционно для обеспечения синусоидальности тока и напряжения в системах электроснабжения используются пассивные фильтры, выполненные на основе индуктивных и емкостных элементов. Принцип фильтрации пассивных фильтров основан на зависимости сопротивлений их элементов от частоты протекаемых в них токов и, обычно, на использовании явлений резонанса в последовательных и параллельных цепях, содержащих такие конденсаторы и реакторы. Пассивные фильтры различаются по схемотехническому исполнению и частотным характеристикам. Среди фильтров, применяемых в электроэнергетике, принято различать расстроенные и подстроенные пассивные фильтры. Расстроенные фильтры имеют резонанс на частоте ниже частоты фильтруемой гармо-

ники. Коэффициент, характеризующий степень расстройки, определяется из соотношения

$$\nu = \frac{\omega_1}{\omega_n} 100 \%, \quad (8.42)$$

где  $\omega_1$  и  $\omega_n$  — угловые частоты основной (1-й) и фильтруемой ( $n$ -й) гармоник тока или напряжения.

Обычно значения  $\nu$  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 больше основной частоты, 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 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 основной частоты, но он не является определяющим для выбора параметров фильтра. Критериями выбора параметров обычно являются минимизация удельных массогабаритных или стоимостных показателей фильтра. Обычно емкость конденсатора фильтра значительно меньше емкости конденсатора расстроенного фильтра, рассчитанного 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 неуправляемость параметров в процессе функционирования является их недостатком, и, как следствие, 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 более подробно.

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 рассеяния в активных элементах фильтра. Из приведенного определения следует, что добротность  $LC$ -контура может быть выражена посредством различных аналитических соотношений и, в частности, для последовательного резонансного контура (рис. 8.32) в виде

$$Q = \rho/R_\Phi, \quad (8.43)$$

где  $\rho = \sqrt{\frac{L_\Phi}{C_\Phi}}$  — характеристическое сопротивление цепи;  $R_\Phi$  — эквивалентное активное сопротивление фильтра.

Добротность определяет повышение напряжения на конденсаторе  $C_\phi$  и реакторе  $L_\phi$  относительно напряжения цепи фильтра. При увеличении добротности крутизна зависимости полного сопротивления от частоты возрастает, а полоса пропускания относительно резонансной частоты  $\omega_p$  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  $\omega_p$ , с другой стороны, возрастает отрицательное влияние на реактивное сопротивление контура отклонений от частоты настройки. Такие отклонения возникают в результате старения элементов фильтра. Возможно также отклонение частоты фильтруемой гармоники от значения  $\omega_p$  и т.п. Более того, может происходить не только снижение эффективности, но и возникновение явления «антирезонанса», при котором происходит возрастание сопротивления фильтра на частоте «антирезонанса» и увеличение соответствующей гармоники 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 (рис. 8.33, а). Согласно этой схеме частота, на которой возникает «антирезонанс», при пренебрежении активным сопротивлением  $R_\phi$  может быть определена из соотношения

$$\omega_{ap} = \frac{1}{\sqrt{(L_\phi + L_c)C_\phi}}. \quad (8.44)$$

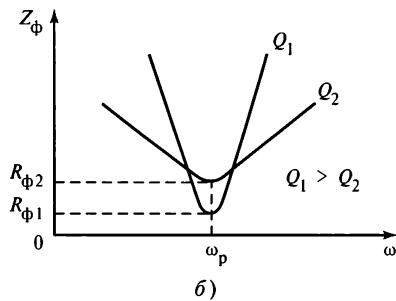
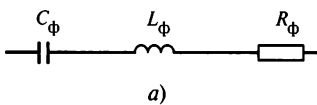


Рис. 8.32. Схема замещения одночастотного пассивного фильтра (а) и зависимость сопротивления фильтра от частоты (б) для разных значений добротности

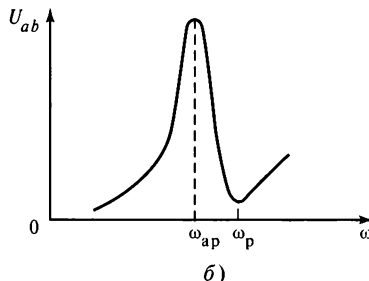
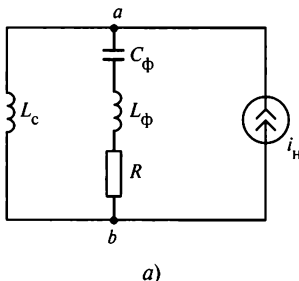


Рис. 8.33. К описанию явления антирезонанса:

а — эквивалентная схема замещения; б — частотная характеристика

При включении фильтра в сеть с источником большой мощности, т.е. малым значением  $L_c$ , частота «антирезонанса» приближается к резонансной частоте  $\omega_p$  фильтра. В результате возникает возможность резкого возрастания соответствующей гармоники напряжения и тока в сети и фильтре, которые приводят к аварийным ситуациям из-за выхода из строя конденсатора фильтра, пробоя изоляции и пр. При этом из-за высокого значения добротности  $Q$  негативные последствия «антирезонанса» возрастут.

Таким образом, уже в статических режимах возникает необходимость поиска компромиссных решений в выборе добротности пассивного фильтра. Особенно значительно добротность влияет на переходные процессы в системе электроснабжения с пассивными фильтрами. 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 установившихся значений. Наличие пассивных фильтров, состоящих из реактивных элементов, не только приводят 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. В этом случае добротность должна быть снижена. Иногда в состав пассивного фильтра вводят дополнительные резистивные элементы, снижающие добротность фильтра, но позволяющие исключить возникновение опасных перенапряжений и перегрузок по току в системе электроснабжения.

**Принципы регулирования гибридных 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 применение. Во-вторых, пассивные фильтры, являясь традиционным средством повышения качества электроэнергии, не требуют создания новых технологий для их изготовления и входят в состав практически всех эксплуатируемых энергосистем.

В настоящее время разрабатываются различные методы управления пассивными фильтрами на основе применения активных фильтров, выполняющих функции исполнительного органа регулятора параметров пассивных фильтров. Установленная мощность активной части снижается более чем на порядок по сравнению с мощностью параллельно включенного активного фильтра. Кроме того, появляется возможность автоматической коррекции параметров фильтра



в процессе эксплуатации. Фильтр, выполненный на основе пассивного фильтра с активной частью, подобной активному фильтру, в отечественной технической литературе принято называть гибридным

Принцип действия гибридного фильтра (ГФ) основан на формировании силовым электронным устройством в цепях пассивных фильтров токов и напряжений, изменяющих частотные характеристики фильтра для повышения его эффективности. В качестве электронного устройства, формирующего токи и напряжения в ГФ, используются устройства, выполненные по схеме активных фильтров, т.е. на полностью управляемых преобразователях переменного/постоянного тока с импульсной модуляцией. Типовые схемы подключения активной части фильтра к пассивной представлены на рис. 8.34. На рис. 8.34, *а* и *в* показаны схемы параллельного подключения, а на рис. 8.34, *б* и *г* — схемы последовательного подключения. Наибольшее распространение получили параллельные способы подключения 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  $z_{АФ}(t)$ , обусловленного усредненными модулированными значениями  $i_{АФ}(t)$

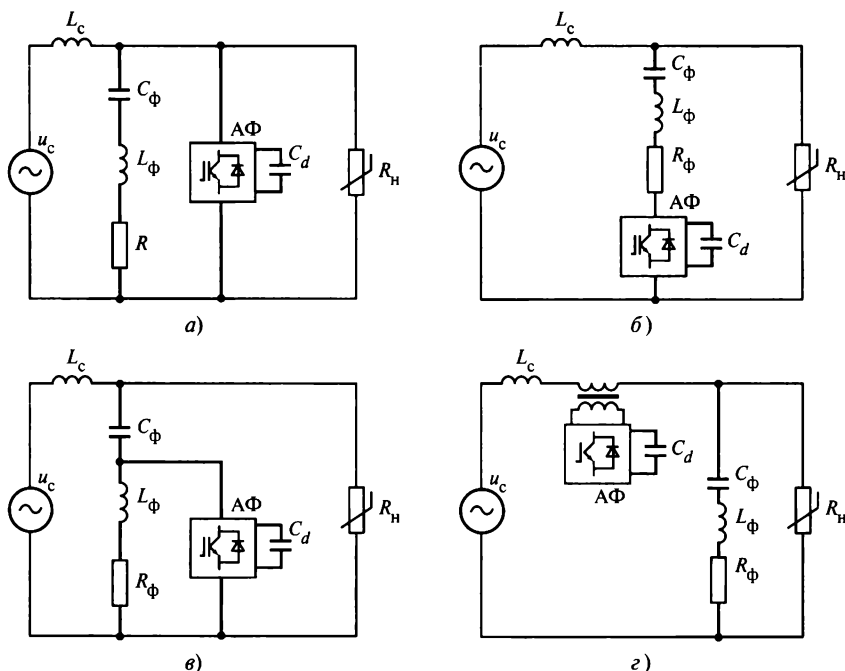


Рис. 8.34. Схемы подключения активной части фильтра к пассивной

и  $u_{\text{АФ}}(t)$ . Для активной части с емкостным накопителем это сопротивление может быть выражено в виде

$$z_{\text{АФ}} = \frac{u_{\text{АФ}}(t)}{i_{\text{АФ}}(t)} = \frac{U_d m(t)}{i_{\text{АФ}}(t)}, \quad (8.45)$$

где  $m(t)$  — модулирующая функция (гладкая составляющая);  $U_d$  — среднее значение напряжения на стороне постоянного тока активной части (на емкостном накопителе).

Из (8.45) следует, что при соответствующей модулирующей функции  $m(t)$  можно обеспечить  $\frac{dz_{\text{АФ}}(t)}{dt} = 0$ , что будет эквивалентно активному сопротивлению. Причем значение его может быть как положительным, так и отрицательным. Положительное значение активного сопротивления соответствует потреблению энергии из накопителя, а отрицательное — ее истоку. Изменению  $z_{\text{АФ}}(t)$  с усредненным интегральным значением за период основной частоты, равным нулю, соответствует обмен неактивной мощностью (реактивной 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  $z_{\text{АФ}}(t)$ , обеспечивающее получение желаемой частотной характеристики ГФ. 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 емкости накопителя. Последняя ограничивает скорость стока или истока энергии при реализации активного сопротивления. Характер эквивалентного сопротивления  $z_{\text{АФ}}(t)$  определяется топологией ГФ, местом 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 обработке сигнала во всем его частотном спектре. Кроме того, упрощается процедура модуляции сигнала. В то же время демпфирование активным сопротивлением фильтра резонансных явлений в системе возможно только при использовании широкого спектра входного сигнала регулятора ГФ [112].

### Контрольные вопросы

1. Какие устройства и элементы лежат в основе силовой части схемы активных фильтров?
2. На какую максимальную мгновенную мощность должны быть рассчитаны однофазный активный фильтр и элементы его силовой схемы для фильтрации тока в форме меандра высотой  $I_d = 30$  А при действующем синусоидальном напряжении 220 В? Фильтр выполнен по схеме источника напряжения. При оценке мощности учитывать только усредненное значение тока, пренебрегая пульсациями, возникающими при модуляции.
3. Какую минимальную частоту модуляции должен иметь активный фильтр, чтобы фильтровать 11-ю гармонику напряжения в сети с частотой 50 Гц?
4. Перечислите основные недостатки пассивных фильтров, обусловленные их неуправляемостью.
5. Чем определяется максимальная мощность активной части гибридного фильтра?
6. Какие основные функции выполняет гибридный фильтр?

## 8.7. Типовые структурные схемы и узлы систем управления с ШИМ в преобразователях переменного/постоянного тока

В общем виде способы реализации управления с ШИМ в преобразователях переменного тока можно разделить на две группы:

- с прямым управлением напряжением без обратной связи по току;
- с обратной связью по току.

Способы реализации управления различаются по используемому методу ШИМ и применяемой элементной базе.

Способы первой группы применяются для инверторов напряжения, например в составе агрегатов бесперебойного питания. В этом случае используются как традиционные методы ШИМ, так и новые, например метод пространственного вектора.

На рис. 8.35 приведена обобщенная структурная схема управления и организации синусоидальной ШИМ трехфазного инвертора напряжения. Формирование импульсов управления ключами преобразователя происходит в моменты времени, определяемые сравнением опорных фазных напряжений  $U_a^*$ ,  $U_b^*$  и  $U_c^*$  с сигналами треугольной формы несущей частоты, вырабатываемыми генератором несущей частоты ГНЧ. При этом учитывается задаваемый индекс модуляции  $M_a$ , который

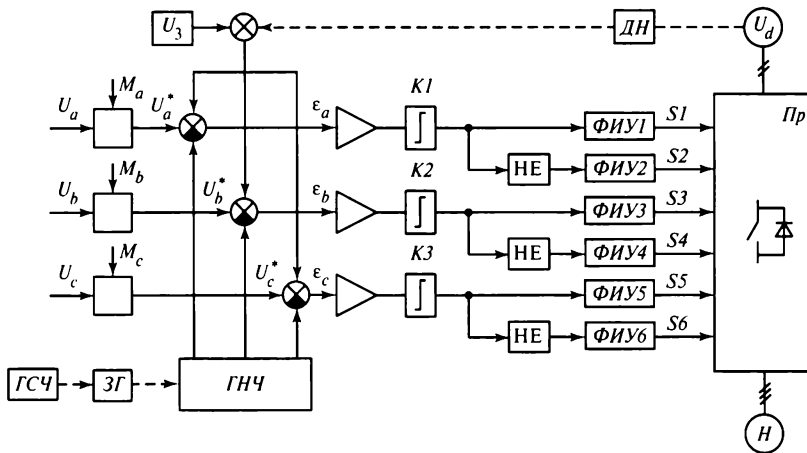
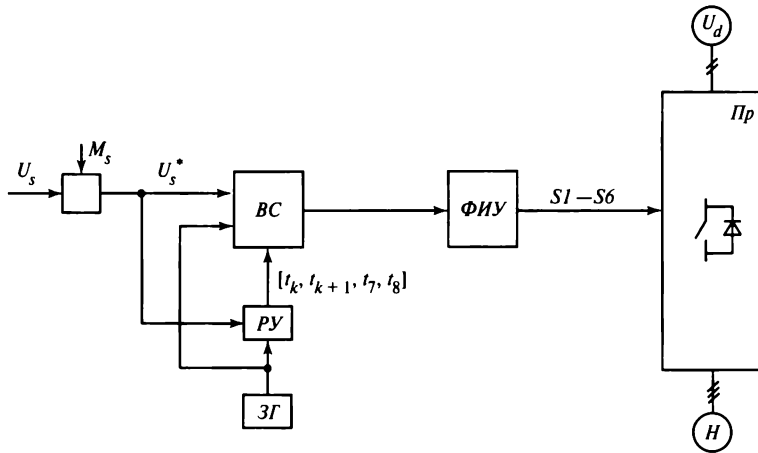


Рис. 8.35. Обобщенная структурная схема управления и организации синусоидальной ШИМ: ЗГ — задающий генератор

определяется системой регулирования (на рис. 8.35 не показана). Формирование импульсов управления ключами осуществляется оконечными каскадами управления, входящими в блок формирования импульсов управления *ФИУ* в моменты срабатывания компараторов *K1—K3*, зависящие от уровня сигналов рассогласования  $\epsilon$ . Управление преобразователем со свойствами источника напряжения осуществляется ключами *S1*, *S3* и *S5*, которые включаются при выключенных ключах *S4*, *S6* и *S2* благодаря логическим элементам НЕ в каналах управления. Штриховой линией показаны возможные связи, улучшающие характеристики преобразователя *Пр*, например добавления к опорным сигналам напряжения 3-й гармоники для расширения линейной части диапазона модуляции напряжения. 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 функции несущей частоты. Для коррекции изменений или контроля пульсаций входного напряжения на стороне постоянного тока может быть предусмотрен канал с датчиком напряжения *ДН*.

Рассмотренная обобщенная структурная схема позволяет реализовать модуляцию как непосредственно на основе сравнения аналоговых, так и цифровых сигналов, формируемых микропроцессорным контроллером. Применение цифровых методов повышает устойчивость системы управления к типовым возмущениям, обусловленным различного рода погрешностями.

На рис. 8.36 приведена упрощенная структурная схема ШИМ пространственного вектора. Управление преобразователем осуществляется относительно одного пространственного вектора, выполняющего роль опорного и определяемого на частоте модуляции расчетным путем микропроцессорными средствами. Опорный вектор  $U_s^*$  с учетом индекса модуляции задается в качестве эталонного значения



**Рис. 8.36. Упрощенная структурная схема управления с ШИМ пространственного вектора:**  
 $t$  — расчетное время для  $k$  и  $k + 1$  секторов

выходного напряжения инвертора. Напряжение поступает из канала автоматического регулирования выходных параметров преобразователя, работающего в системе электропривода. При этом могут одновременно учитываться возмущения со стороны входного напряжения  $U_d$  на стороне постоянного тока. Тактовая частота, соответствующая частоте модуляции  $f_H$  выходного напряжения преобразователя, определяется задающим генератором  $ЗГ$ . Эта же частота определяет число коммутаций ключей преобразователя за период основной частоты выходного напряжения преобразователя. На интервале каждого такта (или полутакта) расчетное устройство  $ПУ$  производит расчет координат вектора  $U_s^*$  для одного сектора. Затем устройством выбора сектора  $BC$  выбирается сектор, соответствующий состоянию вектора  $U_s^*$  в данный момент времени, и производится пересчет его координат в  $\alpha, \beta$ -осях. По результатам перерасчета в  $ФНУ$  формируются сигналы для коммутации ключей преобразователя.

Современные способы реализации управления с ШИМ без обратной связи по току позволяют обеспечить широкий диапазон модуляции напряжения, включая режимы сверхмодуляции, ограничить коммутационные потери и уровень высших гармоник. Кроме того, они хорошо согласуются с микропроцессорными устройствами.

С другой стороны, системы с обратной связью по току обладают более высоким быстродействием при возмущениях со стороны нагрузки, позволяя улучшить динамические характеристики преобразователей. Использование обратной связи по току дает возможность повысить точность управления при изменении мгновенных значений тока, обеспечив эффективную защиту преобразователя от перегру-

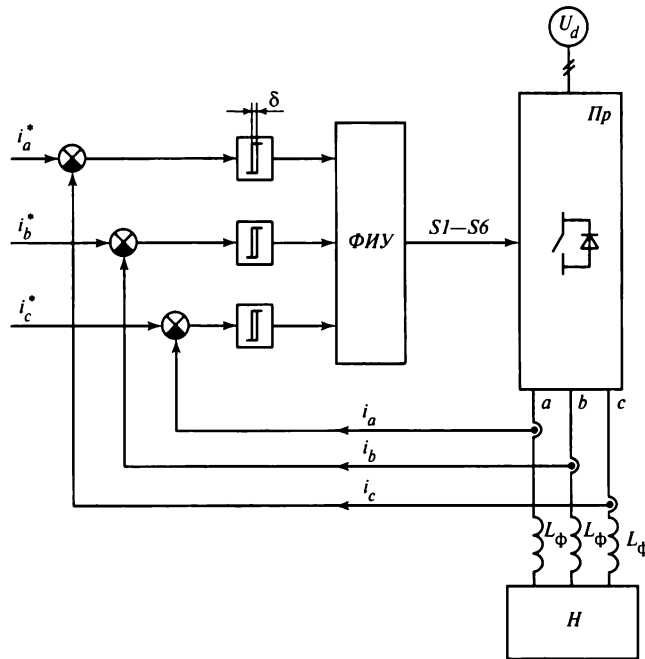


Рис. 8.37. Упрощенная структурная схема управления преобразователем переменного/постоянного тока с отрицательной обратной связью по току нагрузки

зок по току. Способы реализации управления с ШИМ с обратной связью по току широко применяются в преобразователях для электропривода.

На рис. 8.37 представлена упрощенная структурная схема управления преобразователя переменного/постоянного тока со свойствами инвертора напряжения с обратной связью по току нагрузки. Среди них можно выделить гистерезисные схемы с непосредственным «слежением» реального тока  $i_L$  за эталонным его значением  $i_L^*$  в пределах полосы, ширина  $\delta$  которой определяет частоту коммутации ключей. Такие системы получили широкое распространение благодаря простоте практической реализации. Известным недостатком этих систем является изменение частоты коммутации в процессе «слежения» за нелинейным, например синусоидальным, сигналом. Существуют способы, ограничивающие диапазон изменения частоты, но их эффективность не велика, а возможности ограничиваются разностью частот модулируемого сигнала и несущей частоты, отношение которых должно различаться более чем на порядок. Последнее становится особенно существенным 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 ширины полосы  $\delta$  точности управления.

В таких случаях целесообразным становится применение прогнозных методов модуляции [35], учитывающих скорость изменения контролируемых параметров.

Разработка активных фильтров и компенсаторов реактивной мощности привела к необходимости 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 более подробно типовые структуры и звенья систем управления с ШИМ в преобразователях переменного/постоянного тока со свойствами источника напряжения. При этом будем считать, что эти структуры могут выполнять функции регуляторов неактивной мощности:

- активных фильтров;
- гибридных фильтров;
- компенсаторов реактивной мощности основной гармоники.

В этих случаях силовой преобразователь содержит на стороне постоянного тока конденсатор для обмена неактивной мощностью между преобразователем и сетью переменного тока. Обобщенная структурная схема такого преобразователя приведена на рис. 8.38, где ключи силовой части преобразователя  $Pr$  управляются от блока формирователя импульсов управления  $ФИУ$ . Алгоритмы управления реализуются в блоке микропроцессорной системы управления  $МПСУ$ , на вход которой поступают сигналы от датчиков токов нагрузки и преобразователя  $i_L$ ,  $i_H$ , линейного напряжения сети  $U_c$  и напряжения на конденсаторе  $U_d$ . Поскольку для управления отдельными гармониками или частью спектра несинусоидальных сигналов необходима информация о них, в состав  $МПСУ$  должны входить фильтры. Анализ результатов фильтрации сигналов показал, что наиболее эффективными являются цифровые фильтры сигналов, преобразованных из координат трехфазной сбалансированной системы в систему двухфазных ортогональных координат.

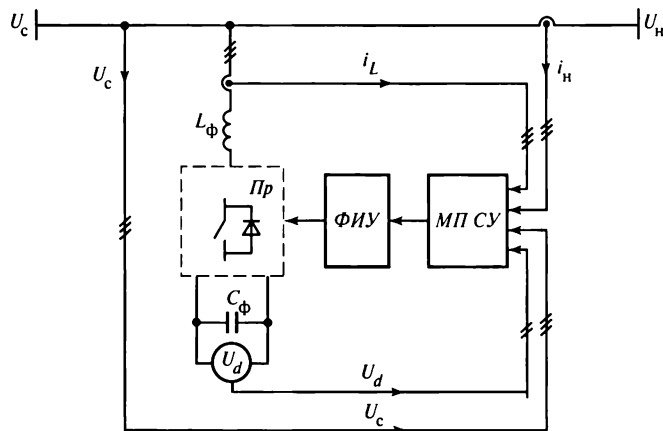


Рис. 8.38. Обобщенная структурная схема регулятора неактивной мощности

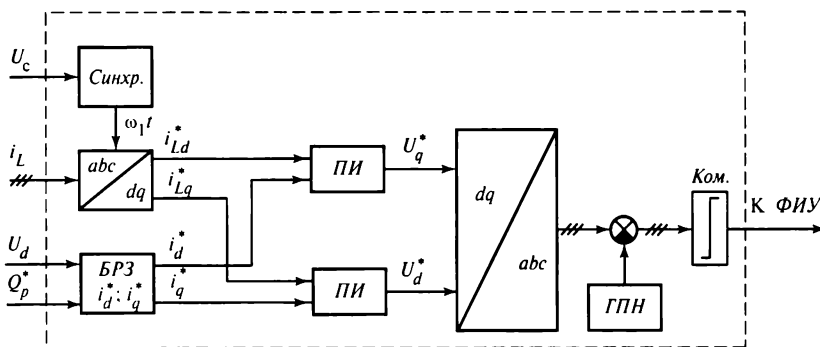


Рис. 8.39. Структурная схема микропроцессорной системы управления для работы преобразователя в режиме компенсатора реактивной мощности

Преобразованная трехфазная/двухфазная система координат должна быть синхронизирована с частотой и фазой напряжения сети. Для этого в микропроцессорную систему управления (МПСУ) входит блок синхронизации *Синхр.* (рис. 8.39), основой которого является система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). «Следящая» система автоматического регулирования ФАПЧ обеспечивает высокую точность подстройки частоты в установившемся режиме.

В структурной схеме МПСУ для компенсатора реактивной мощности основной гармонике (см. рис. 8.39) выделены три основных блока, на вход которых поступают внешние сигналы от датчиков, контролируемых параметров и заданных значений:

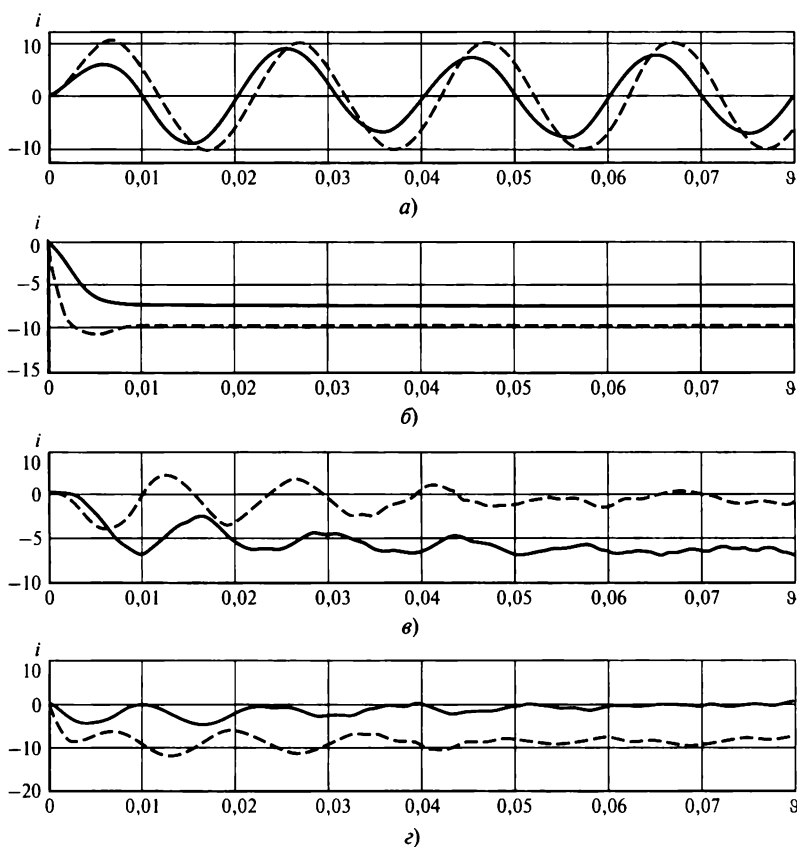
- блок синхронизации (*Синхр.*), обеспечивающий генерацию опорных единичных синусоидальных сигналов, синхронизированных по частоте и фазе с напряжением сети;
- блок синхронного преобразования координат *abc/dq*, на вход которого поступают сигналы от датчиков тока трех фаз преобразователя, контролируемых в реакторах выходных фильтров  $L_\phi$ . Этот блок вычисляет значения токов в  $d, q$ -координатах с использованием единичного сигнала блока синхронизации;
- блок расчета задания БРЗ получает сигналы от датчика напряжения на конденсаторе преобразователя. Сигнал задания значения и сигнал задаваемой реактивной мощности либо поступает от внешней системы управления компенсатором, либо определяется БРЗ. Сигнал, определяющий значение напряжения на конденсаторе, используется для компенсации потерь активной мощности в компенсаторе, обеспечивая поддержание заданного уровня напряжения на конденсаторе.

Разница между реальными и заданными токами в системе  $d, q$ -координат поступает на блоки пропорционально-интегральных ПИ передаточных функций для частотной коррекции сигналов рассогласования, а затем на вход блока обратного преобразования координат *dq/abc*. Выходные сигналы этого блока сравниваются с сигналами генератора пилообразного напряжения ГПН, вырабатывающего сигналы с тактовой частотой коммутации ключей преобразователя. Компаратор *Ком.* формирует импульс управления в фазах, соответствующих разности сигналов



ГПН и блока  $dq/abc$ , которые затем поступают на оконечные каскады формирователей импульсов управления ФИУ. Диаграммы сигналов, иллюстрирующих работу преобразователя в режиме компенсации реактивной мощности основной гармоники, приведены на рис. 8.40. Структурная схема МП СУ для преобразователя, работающего в режиме активного фильтра, показана на рис. 8.41. Эта схема рассчитана на реализацию гистерезисного принципа «слежения» за токами преобразователя. Схема включает в себя два основных блока, определяющих ток задания  $i^*$  в «следающей» системе:

- блок расчета тока компенсации потери РТКП, на вход которого поступает сигнал от датчика напряжения  $U_d$  на конденсаторе преобразователя. Этот блок



**Рис. 8.40. Диаграммы тока в  $d, q$ -координатах:**

*a* — штриховая линия — ток нагрузки, сплошная линия — ток сети (напряжение сети имеет нулевую фазу); *б* — штриховая линия —  $d$ -составляющая тока нагрузки (активная), сплошная линия —  $q$ -составляющая тока нагрузки (реактивная); *в* — штриховая линия —  $d$ -составляющая тока преобразователя, сплошная линия —  $q$ -составляющая тока преобразователя; *г* — штриховая линия —  $d$ -составляющая тока сети, сплошная линия —  $q$ -составляющая тока сети

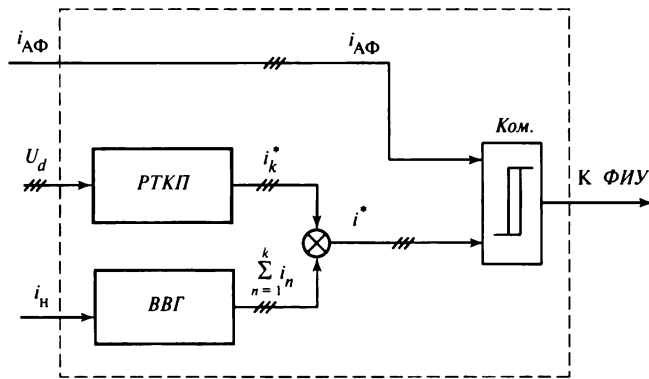


Рис. 8.41. Структурная схема микропроцессорной системы управления для работы преобразователя в режиме активного фильтра

рассчитывает значение активного тока  $i_k^*$ , необходимого для компенсации потерь мощности в преобразователе и, следовательно, поддержания напряжения на конденсаторе на заданном уровне;

- блок выделения высших гармоник *ВВГ* выделяет на основе цифровых фильтров требуемую часть спектра высших гармоник  $i_n$  тока нагрузки  $i_L$ , поступающего в этот блок. Сумма токов  $i_n$  и  $i_k^*$  определяет ток задания  $i^*$ . Выходной ток преобразователя  $i_{AФ}$  и ток задания  $i^*$  поступают на компаратор *Ком.*, обеспечивая формирование импульсов управления для коммутации ключей преобразователя.

На рис. 8.42 приведена структурная схема *ВВГ* на основе выделения высших гармоник из фаз *A* и *B* с последующим определением их содержания в фазе *C*. В этом варианте высшие гармоники токов нагрузки фаз *A* и *B* выделяются цифровыми полосовыми фильтрами *ПФ*. Ток фазы *C* вычисляется по найденным значениям токов двух других фаз.

На рис. 8.43 представлена структурная схема *ВВГ* на основе фильтрации составляющих тока нагрузки в синхронных *d, q*-координатах. В § 8.5 показано, что первые гармоники тока в синхронных координатах имеют постоянные во времени значения. Поэтому их выделяют в виде среднего значения, используя фильтры переменной составляющей. В результате обратного преобразования координат *dq/abc* получают высшие гармоники токов нагрузки. Диаграммы, иллюстрирующие работу блока, представлены на рис. 8.44.

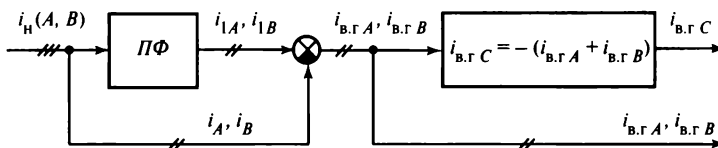
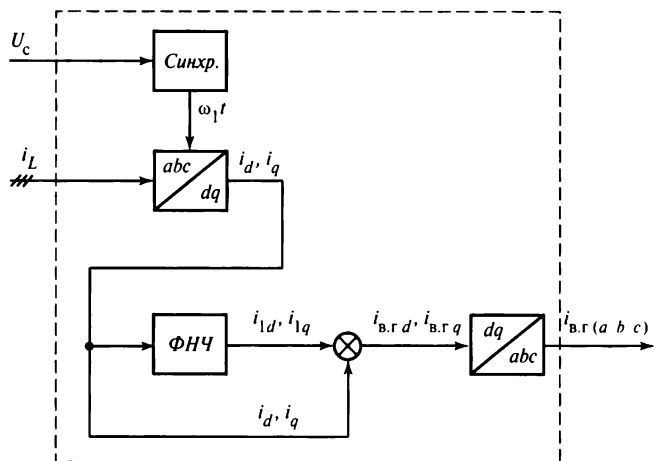
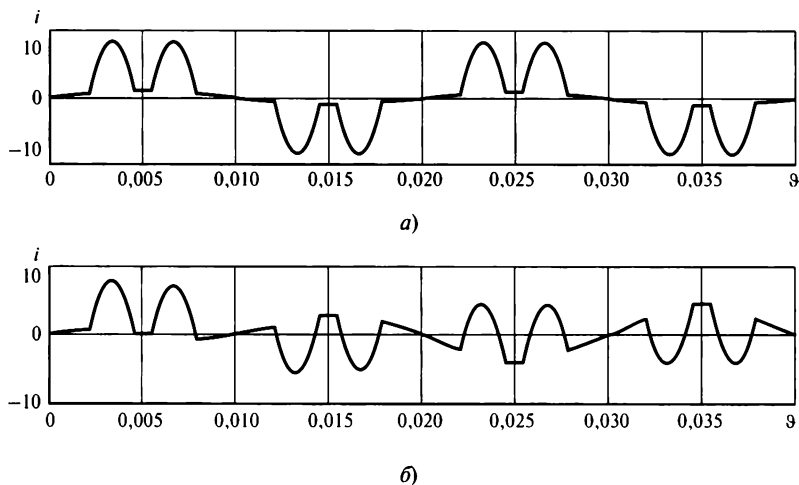


Рис. 8.42. Структурная схема выделения высших гармоник



**Рис. 8.43. Структурная схема выделения высших гармоник на основе фиксации тока нагрузки в синхронных  $d, q$ -координатах:**

$\Phi Н Ч$  — фильтр низких частот



**Рис. 8.44. Выделение высших гармоник тока нагрузки:**

$a$  — ток нагрузки фазы  $A$ ;  $b$  — сумма высших гармоник тока нагрузки фазы  $A$

На рис. 8.45 приведена типовая структурная схема системы управления корректором. Управление осуществляется методом ШИМ коммутации ключа  $S$  в силовой схеме выпрямителя, работающего в режиме с непрерывным током  $i_c$ . Обычно такие корректоры не только осуществляют коррекцию входного тока выпрямителя  $i_c$ , обеспечивая его синусоидальность и  $\cos\varphi = 1$ , но и повышают выходное напря-

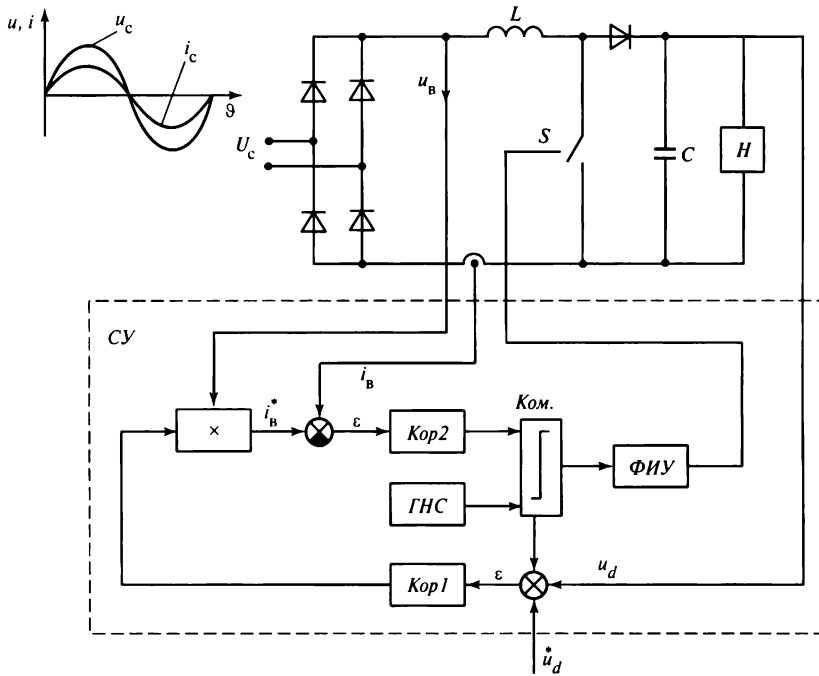


Рис. 8.45. Типовая структурная схема системы управления корректора мощности однофазного выпрямителя

жение, стабилизируя его значение на заданном уровне. Поэтому в системе управления СУ предусмотрены каналы регулирования по выходному напряжению  $U_d$  и по модулю выпрямленного тока  $i_B$ . Первый канал является более инерционным, чем второй, из-за емкости выходного фильтра  $C$ . Произведение сигнала выходного напряжения выпрямителя  $u_B$  и сигнала рассогласования между выходным напряжением  $U_d$  и опорным напряжением  $U_d^*$  является сигналом задания  $i_B^*$  для формирования тока ключа корректора  $S$ . Разность модуля выпрямленного тока  $i_B$  и сигнала задания  $i_B^*$  поступает на вход ШИМ регулятора одновременно с сигналом модуляции треугольной или пилообразной формы, формируемым генератором несущих сигналов ГНС. При равенстве этих сигналов срабатывает компаратор Ком. и на выходе окончательного каскада ФИУ формируется импульс управления ключом  $S$ . При этом коэффициент заполнения импульсов управления изменяется по закону, обеспечивающему синусоидальность входного тока выпрямителя с  $\cos \phi_1 = 1$ , и одновременно стабилизируется напряжение на нагрузке. Для улучшения динамических характеристик выпрямителя в систему управления входят корректоры Кор1 и Кор2 с требуемыми передаточными функциями.

### Контрольные вопросы

1. Дайте сравнительную характеристику систем управления с ШИМ, работающих с разомкнутым и замкнутым по току нагрузки контурами.
2. Какие основные функции выполняет микроконтроллер в системе управления с ШИМ пространственного вектора?
3. Какие функции выполняет генератор несущей частоты в системах с ШИМ?
4. Для чего и какими способами в системах управления активными фильтрами используется выделение высших гармоник из токов нагрузки?
5. Какие общие блоки содержат системы управления статического компенсатора реактивной мощности и активного фильтра?
6. Для чего корректор мощности на рис. 8.45 имеет два канала управления?

# Глава девятая

## РЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

### 9.1. Общие сведения

*Резонансными преобразователями* называются преобразователи, в которых используются электрические цепи с индуктивными и емкостными элементами для коммутации ключей со снижением потерь мощности при коммутации. Раскрывая это определение более подробно, можно сказать, что явления резонанса напряжения или токов в схемах преобразователей используются для решения следующих задач:

- выключения тиристоров за счет прохождения анодных токов через нуль («квазиестественная коммутация»);
- формирования тока и напряжения с формой, близкой к синусоидальной;
- обеспечения «мягкой» коммутации силовых электронных ключей за счет включения их в нуле тока и выключения в нуле напряжения, а также уменьшения значения и скорости изменения коммутируемых токов и напряжения в цепях;
- снижения коммутационных потерь и повышения рабочей частоты преобразователя;
- улучшения электромагнитной совместимости преобразователя с другими техническими средствами и окружающей средой.

Основной недостаток, обусловленный использованием резонансных явлений, — значительное превышение максимальных мгновенных значений преобразуемых токов и напряжений относительно их действующих и средних значений.

На первых этапах развития силовой электроники в тиристорных преобразователях для обеспечения коммутации тиристоров и повышения их рабочей частоты применялись резонансные преобразователи. Такие преобразователи использовались для питания электроплавильных установок и другого электротехнологического оборудования в металлургической промышленности. Создание полностью управляемых быстродействующих приборов (транзисторов и запираемых тиристоров различных видов) исключило необходимость применения резонансных цепей для коммутации ключей. Однако область применения резонансных преобразователей не только не уменьшилась, но и значительно расширилась за счет создания преобразователей с повышенной рабочей частотой ключей, имеющих лучшие удельные массогабаритные показатели и более высокий КПД. Наиболее часто стали применять методы для обеспечения «мягкой» коммутации электронных ключей за счет использования резонансных цепей в преобразователях малой мощности постоянного тока в постоянный (см. гл. 8), являющихся основой вторичных источников питания. Следует отметить, что развитию этого направления способствовали новые технологии создания электронных приборов, позволяющие обеспечить высокую стабильность различных параметров, в частности входных емкостей, которые традиционно относили к «паразитным» параметрам. Однако, учитывая высокие рабочие частоты этих ключей для малых преобразуемых мощностей,

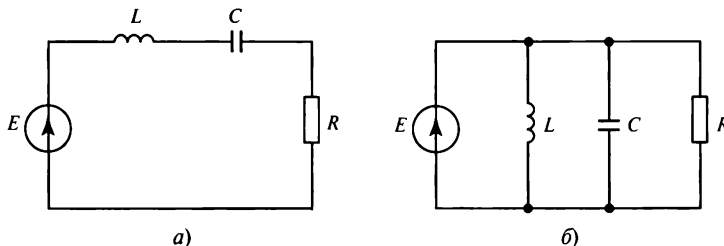
такие емкости можно использовать в качестве элементов резонансных контуров. Кроме того, современные технологии позволяют изготавливать интегральные элементы с монтажными соединениями, имеющими заданные значения индуктивностей, емкостей, резистивных сопротивлений и т.п. Резонансные явления могут быть достигнуты практически без введения дополнительных элементов и ухудшения удельных массогабаритных показателей ВИП в целом. При этом рабочие частоты превышают 10 МГц. В то же время в преобразователях средней мощности использование резонансных явлений позволяет сократить коммутационные потери более чем на порядок.

Схематехника резонансных преобразователей очень разнообразна. Существуют различные системы их классификации, однако 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, учитывая общий характер электромагнитных процессов в резонансных преобразователях, будем использовать следующие обозначения параметров для резонансных цепей второго порядка последовательного и параллельного типов (рис. 9.1):

- резонансная частота идеального (активное сопротивление  $R = 0$ ) резонансного контура  $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ;
- характеристическое сопротивление  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ ;
- добротность последовательного контура  $Q_s = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{\omega_0 L}{R}$ ;
- добротность параллельного контура  $Q_p = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 CR$ ;



**Рис. 9.1. Схемы резонансных контуров:**  
*а* — последовательный; *б* — параллельный

- коэффициент затухания в последовательном и параллельном контурах

$$d_s = \frac{1}{2Q_s} \text{ и } d_p = \frac{1}{2Q_p} \text{ соответственно;}$$

- собственная (свободная) частота колебаний  $\omega_R$  (частота колебаний в контуре с учетом их затуханий за счет активного сопротивления нагрузки  $R$ ) в последова-

$$\text{тельном } \omega_{R_s} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{R^2}{4\omega_0^2 L^2}} \text{ и параллельном } \omega_{R_p} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4\omega_0^2 C^2 R^2}} \text{ контурах.}$$

### Контрольные вопросы

1. Какие преимущества имеют резонансные инверторы?
2. Укажите элементы, которые входят в резонансный контур инвертора.
3. Из каких условий выбирается резонансная частота инвертора?

## 9.2. Преобразователи с резонансным контуром, включающим в себя нагрузку

### 9.2.1. 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. Они также широко используются для непрямого преобразования постоянного тока в постоянный. В этом случае преобразователи состоят из инвертора и выпрямителя. Кроме того, они могут быть выполнены по специальным одноключевым схемам, работающим в так называемом классе E [64]. В этих случаях они могут выполнять функции как инверторов, так и выпрямителей. Далее эти преобразователи будут называться последовательными резонансными инверторами или преобразователями с указанием при необходимости характерных отличий.

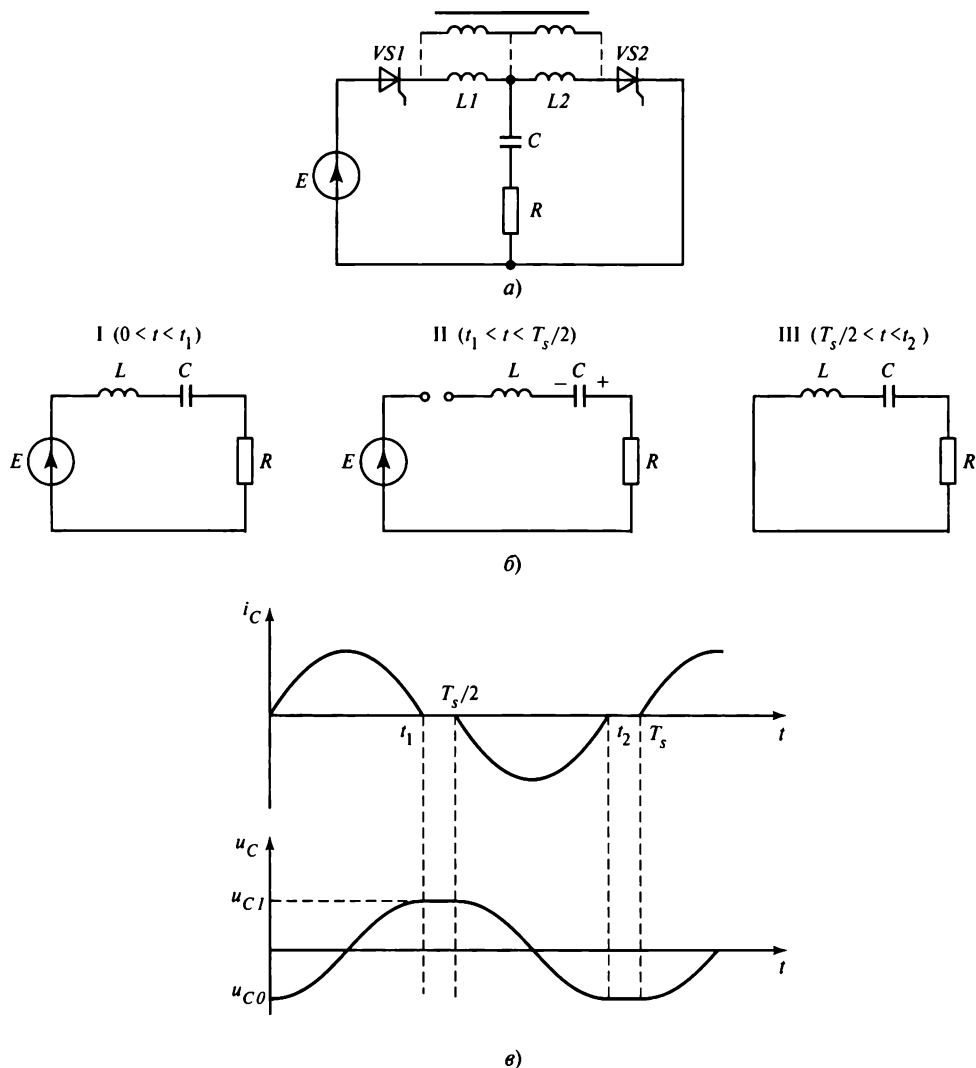
В зависимости от вида ключей преобразователи принято разделять на две группы, выполненные на основе:

- однонаправленных ключей;
- двунаправленных ключей (см. ч. I).

Классическая схема последовательного резонансного инвертора на базе традиционных тиристоров приведена на рис. 9.2, а. Для того чтобы процессы в резонансном контуре имели колебательный характер при включении тиристоров  $VS1$

и  $VS2$ , необходимо выполнение условия  $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ , где  $L = L_1 = L_2$ . Рассмотрим более подробно процессы в режиме периодического включения тиристоров  $VS1$  и  $VS2$ , полагая процессы установившимися. При этом импульсы управления





**Рис. 9.2. Последовательный резонансный инвертор на тиристорах:**

*a* — схема инвертора; *б* — эквивалентные схемы замещения; *в* — диаграммы тока и напряжения при частоте коммутации  $\omega_s < \omega_R$

тиристоров сдвинуты друг относительно друга на время равно  $T_s/2$ . 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 тиристорами  $\omega_s$  должна быть меньше собственной частоты контура  $\omega_R$ , т.е.  $\omega_s < \omega_R$ . За начало периода примем момент включения

тиристора  $VS1$ . Предположим, что к моменту 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 (рис. 9.2, б) и описываются уравнением

$$E = L \frac{di_C}{dt} + i_C R + \frac{1}{C} \int i_C dt. \quad (9.1)$$

Решение (9.1) с учетом начального условия  $U_C(0) = U_{C0}$  имеет вид

$$i_C(t) = \frac{E + U_{C0}}{\omega_{R_s} L} e^{-\delta t} \sin \omega_{R_s} t, \quad (9.2)$$

где  $\delta = \frac{R}{2L}$ ;  $\omega_{R_s} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ .

Из (9.2) с учетом  $i_C(t_1) = 0$  на интервале I определяется момент времени  $t_1$ , 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  $u_C(t) = U_C(t_1) = U_{C1}$ , значение которого также вычисляется с учетом (9.2).

В момент времени  $t = T_s/2$  импульс управления поступает на тиристор  $VS2$  и он включается, переводя инвертор в режим работы, которому соответствует схема замещения на интервале III. Процессы, протекающие на этом интервале, также определяются по (9.1), но при условии отсутствия в нем ЭДС  $E$  и нового начального условия для напряжения на конденсаторе, которое равно  $U_{C1}$ , так как его значение не изменяется на интервале II. Решение этого уравнения на интервале III имеет следующий вид:

$$i_C(t) = \frac{U_{C1}}{\omega_{R_s} L} e^{-\delta t} \sin \omega_{R_s} t. \quad (9.3)$$

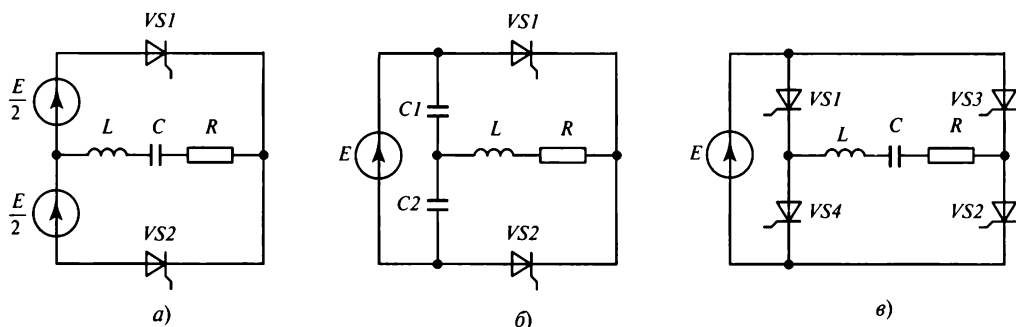
Допустим, что в установившемся режиме работы инвертора значения напряжения на конденсаторе в начале и в конце периода равны, (в начале интервала I  $u_C = U_{C0}$ ). Тогда рассмотренные процессы периодически будут повторяться. Рабочая частота инвертора в прерывистом режиме ограничена резонансной частотой контура  $\omega_0$ , которая теоретически может быть достигнута при  $R = 0$  и нулевом значении времени выключения тиристорov  $VS1$  и  $VS2$ . В реальной схеме необходимо обеспечить длительность бестоковой паузы на интервале II большей, чем время выключения тиристора  $t_{\text{выкл}}$ , т.е.  $t_{\text{выкл}} < \frac{T_s}{2} - T_R$ .

Режим прерывистого тока  $i_C$  позволяет увеличить максимальное мгновенное значение тока относительно его среднего значения, потребляемого из источника питания, и ухудшает 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  $L2$ , как показано пунктирной линией на рис. 9.2, *а*. В этом случае включение одного из тиристоров приводит к появлению ЭДС на индуктивности, подключенной к другому тиристору, вызывая принудительное выключение тиристора, проводившего ток на предыдущем интервале. В этом случае можно обеспечить более высокую частоту коммутации тиристоров, т.е.  $\omega_s > \omega_{R_s}$ .

Более эффективным способом снижения пульсаций входного тока и улучшения синусоидальности выходного напряжения является применение полумостовых и мостовых схем (рис. 9.3). Полумостовая схема может быть выполнена со средней точкой в цепи питания или посредством образования общей точки за счет разделения последовательно соединенных конденсаторов (рис. 9.3, *б*). Следует отметить, что мостовая схема увеличивает мощность инвертора за счет удвоения числа тиристоров, а также имеет более широкие функциональные возможности для управления выходным напряжением посредством ШИР.

Использование двунаправленных ключей (рис. 9.4, *а*) позволяет выполнять последовательные резонансные преобразователи на основе схем со свойствами инвертора напряжения. В этом случае возможен обмен реактивной энергией между резонансным контуром и входным источником напряжения, т.е. обеспечивается работа преобразователя в режимах с непрерывным током контура в широком частотном диапазоне. При этом происходит частичное снижение коммутационных потерь при включении или выключении ключей.

Наличие обратных диодов позволяет применять обычные тиристоры при условии их принудительной коммутации. Однако наиболее полно преимущества резо-



**Рис. 9.3. Схемы последовательных резонансных инверторов:**

*а* — полумостовая схема со средней точкой в цепи питания; *б* — полумостовая схема с общей точкой, полученной за счет разделения последовательно соединенных конденсаторов; *в* — мостовая схема

нансных преобразователей с двунаправленными ключами проявляются при использовании полностью управляемых ключей — транзисторов и запираемых тиристоров со встречноключенными диодами, называемых также «обратными».

На рис. 9.4 приведены типовые схемы резонансных инверторов, выполненных на основе двунаправленных ключей, со свойствами источника напряжения на стороне постоянного тока. Преобразователь постоянного тока в постоянный (рис. 9.4, з)

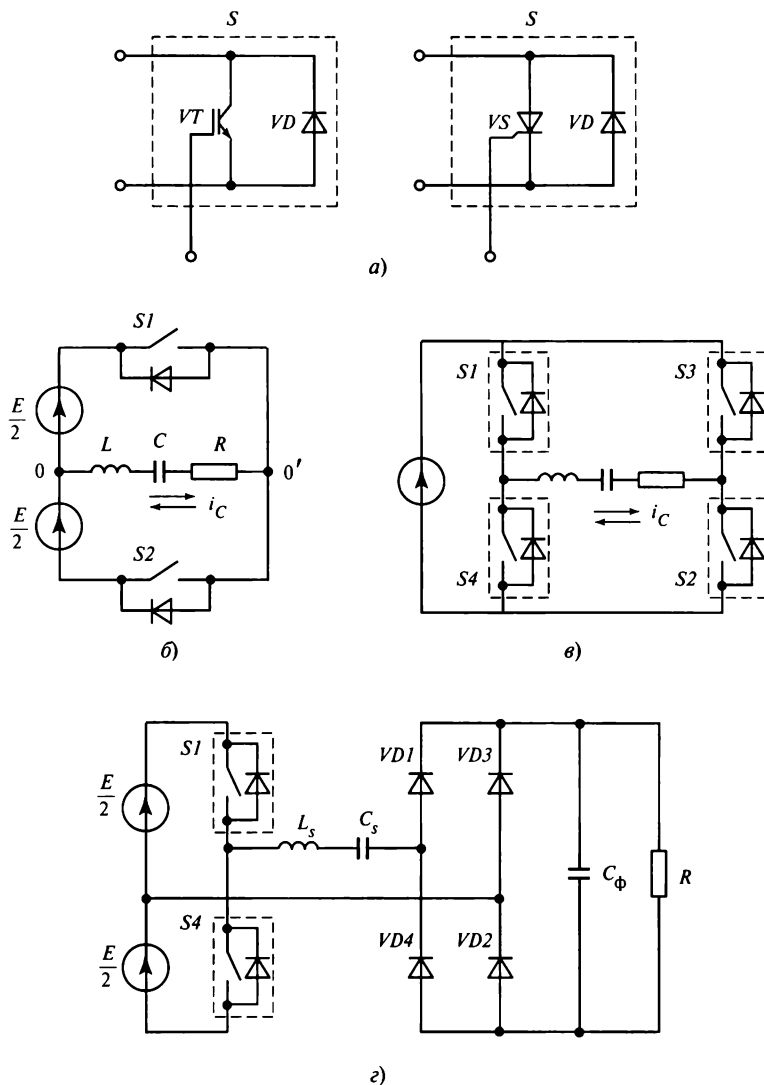


Рис. 9.4. Схемы преобразователей на основе двунаправленных ключей:

а — схемы двунаправленных ключей; б — полумостовой инвертор; в — мостовой инвертор; з — преобразователь постоянного тока в постоянный

состоит из резонансного полумостового инвертора и выпрямителя с выходным емкостным фильтром. Полагая значение емкости  $C_\Phi$  достаточно большим, можно считать напряжение на выходе выпрямителя идеально сглаженным и равным среднему значению напряжения на нагрузке  $U_{\text{вых}}$ . Принцип действия преобразователя состоит в формировании переменного напряжения на выходе полумостового инвертора, 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 напряжений, зависят от частоты коммутации ключей  $\omega_s$  и собственной частоты резонансного контура  $\omega_R$ . Учитывая схожесть характеров процессов, протекающих в приведенных на рис. 9.4 схемах, рассмотрим более подробно полумостовую схему на транзисторах (рис. 9.5, 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.

Различают следующие установившиеся режимы работы схем:

- прерывистого тока частотой  $\omega_s < 0,5\omega_0$ ;
- непрерывного тока частотой  $\omega_s < \omega_0$ ;
- непрерывного тока частотой  $\omega_s > \omega_0$ .

**Режим прерывистого тока при  $\omega_s < 0,5 \omega_0$ .** Предположим, что в момент времени  $t = 0$  (рис. 9.5, б) напряжение на конденсаторе  $U_C = 0$  и все ключи выключены. При поступлении импульса управления на транзистор  $VT1$  он включается и в нем протекает ток контура  $i_C$  в течение полупериода  $\frac{T_0}{2} = \frac{\sqrt{LC}}{2}$ . 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 времени  $t = t_1$  ключ выключен и колебательный процесс прекращается. Следующий период колебаний возникнет при подаче импульса управления на транзистор  $VT2$  (для равномерной нагрузки ключей) в момент времени  $t_2 = T_s/2$ . Пауза длительностью  $t_{d\text{вкл}}$  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  $t_{d\text{вкл}}$  возрастает и возможно управление действующим значением тока нагрузки  $I_R$ , но в режиме прерывистого тока  $i_C$ , спектральный состав которого ухудшается при увеличении  $t_{d\text{вкл}}$ . 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 происхо-

дит 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 обеспечивается паузой  $t_{d\text{вкл}}$ , т.е. должно соблюдаться условие надежного выключения:

$$\frac{T_s}{2} - T_0 \geq t_q, \quad (9.4)$$

где  $t_q$  — время выключения тиристора.

**Режим непрерывного тока при  $\omega_s < \omega_0$ .** Упрощенный анализ режимов работы с непрерывным током резонансного контура  $i_C$  может быть выполнен методом основной гармоники (см. гл. 4). Согласно этому методу учитывается только основ-

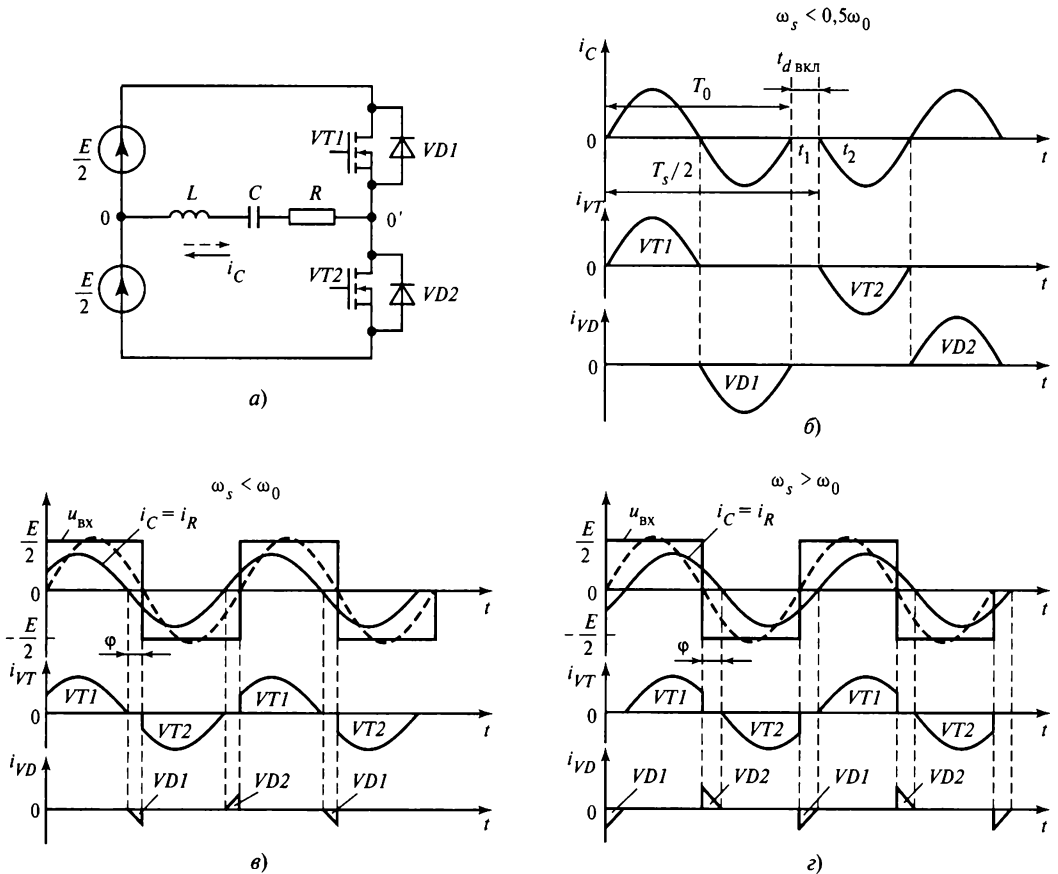


Рис. 9.5. Режим работы последовательного полумостового инвертора: а — схема; б, в, г — диаграммы тока и напряжения при различных режимах

ная гармоника поступающего на  $LCR$ -контур напряжения, имеющая форму меандра. При работе с частотой ниже резонансной ток в резонансном контуре будет иметь емкостный характер, опережая первую гармонику напряжения  $u_{вх}$ . Диаграмма токов и напряжения в преобразователе для этого режима представлена на рис. 9.5, 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. Потери в этом случае будут тем меньше, чем меньше мгновенные значения тока, коммутируемого с диода на транзистор. Таким образом, будет обеспечено частичное снижение коммутационных потерь. Если инвертор работает с частотой  $\omega_s = \omega_0$ , то угол сдвига между первыми гармониками тока  $i_C$  и напряжения  $u_{вх}$  будет равен нулю, что соответствует общему резистивному характеру сопротивления контура. В этом случае обратные диоды не проводят ток  $i_C$ , и каждый из транзисторов схемы в течение одного полного полупериода проводит 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  $i_C$  носит индуктивный характер, отставая от первой гармоники напряжения, поступающего на контур (рис. 9.5, з). 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 будет переходить в диоды. При этом будет увеличиваться мощность потерь на интервале коммутации. При  $\omega_s < \omega_0$  потери будут малы при выключении транзисторов, а при  $\omega_s > \omega_0$  — при их включении.

Положительным фактором при работе с непрерывными токами является улучшение формы выходного напряжения инвертора.

Оценивая различные режимы работы, следует отметить, что режим прерывистого тока может быть реализован с малыми коммутационными потерями при любой элементной базе, включая традиционные тиристоры. Однако при этом рабочие частоты обычно не превышают 3—5 кГц. В этой связи более перспективными для средних мощностей являются схемы на IGBT (МОП БТ), позволяющие работать в частотном диапазоне свыше 20 кГц. На этих частотах улучшаются технико-экономические, в первую очередь, удельные массогабаритные, показатели.

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 при увеличении сопротивления  $R$  колебательные свойства контура исчезают и при  $R \rightarrow \infty$  инвертор становится неработоспособным. Поэтому инверторы с последовательным резонансным

контурам 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 различные 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 способом в схемах с последовательным резонансным контуром. Рассмотрим этот способ более подробно на примере мостовой схемы инвертора напряжения на двунаправленных ключах, состоящих из транзисторов и встречноключенных диодов (см. рис. 9.4, в). Так же как и при рассмотрении процессов работы этого типа схем, воспользуемся методом основной гармоники с учетом соответствующих допущений, указанных ранее при использовании этого метода.

На резонансный контур мостовой схемы поступает напряжение формы меандра амплитудой  $E$  в действующем режиме, напряжение первой гармоники которого может быть записано в виде

$$U_{\text{вх}1} = \frac{4}{\sqrt{2}\pi} E \sin \omega_s t. \quad (9.5)$$

Эквивалентная схема нагрузки инвертора представлена на рис. 9.6. Так как эквивалентная схема является линейной, то напряжение первой гармоники на нагрузке определяется соотношением

$$u_{R1} = \frac{U_{\text{вх}1} R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2}}. \quad (9.6)$$

Учитывая принятое ранее обозначение добротности последовательного контура  $Q_s$  на резонансной частоте  $\omega_s$ , а также вводя коэффициент  $\nu = \omega_s / \omega_0$ , согласно (9.5) и (9.6) можно определить модуль передаточной функции первых гармоник входного  $U_{\text{вх}1}(\omega_s)$  и выходного  $U_{R1}(\omega_s)$  напряжения:

$$|W(j\omega_s)| = \left| \frac{U_{R1}(j\omega_s)}{U_{\text{вх}1}(j\omega_s)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s^2 \left(\nu - \frac{1}{\nu}\right)^2}}. \quad (9.7)$$

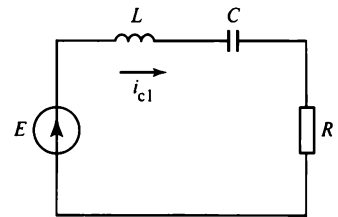
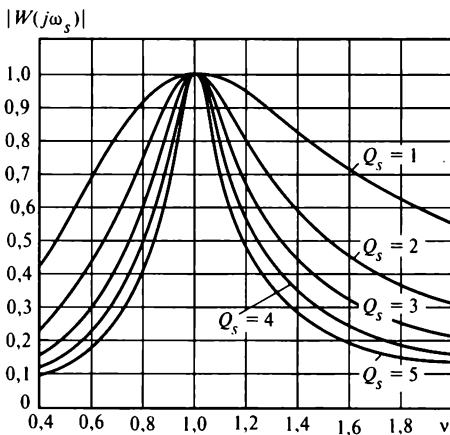


Рис. 9.6. Эквивалентная схема мостового последовательного резонансного инвертора



На основании (9.7) можно построить зависимости значений выходных напряжений от коэффициента кратности частот  $\nu$ . Для этого целесообразно использовать относительные единицы, приняв за базовые значения действующее значение первой гармоники входного напряжения  $U_{вх1}$  и резонансную частоту  $\omega_0$ . При указанных базовых единицах на оси ординат показан модуль передаточной функции  $|W(j\omega_s)|$  по напряжению, а по оси абсцисс — коэффициент кратности рабочей и резонансной частот  $\nu = \omega_s/\omega_0$ . Примеры таких зависимостей для разных значений добротности  $Q_s$  в схеме мостового инвертора приведены на рис. 9.7. 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. 9.4, в). Принцип ШИР мостового инвертора напряжения состоит в формировании выходного напряжения прямоугольной формы, длительность полуволн которого  $\lambda = \pi - \alpha$  (рис. 9.8), где  $\alpha$  — 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

$$U_{вх1} = \frac{4E}{\sqrt{2}\pi} \cos \alpha. \quad (9.8)$$



↑

Рис. 9.7. Зависимость модуля передаточной функции  $|W(j\omega_s)|$  от коэффициента кратности рабочей частоты  $\nu$  при различных значениях добротности  $Q_s$

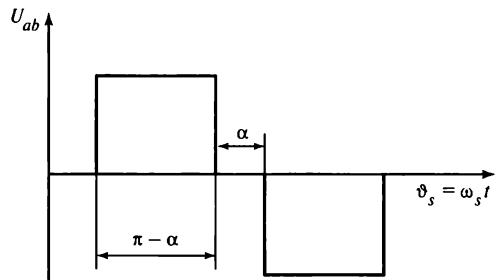


Рис. 9.8. Диаграмма напряжения на выходе инверторного моста (см. рис. 9.3, в) при ШИР

На интервалах нулевых значений напряжения должна обеспечиваться проводимость тока резонансного контура.

Недостатком этого способа регулирования является ухудшение гармонического состава тока в контуре. В то же время его использование одновременно с частотным регулированием — хорошее компромиссное решение, при котором недостатки обоих методов регулирования не вызывают существенного ухудшения технико-экономических характеристик инвертора. Оценивая в целом рациональную область применения инверторов с последовательным резонансным контуром, включающим в себя нагрузку, можно сделать вывод, что наиболее эффективно они могут использоваться для формирования высокочастотного напряжения в установках высокого напряжения и с мало изменяющейся нагрузкой, не критичной к гармоническому составу напряжения.

### 9.2.2. Преобразователи с параллельным соединением нагрузки и колебательного контура или его элементов

Классическим вариантом схемы инвертора с параллельным соединением колебательного контура и нагрузки является инвертор тока на основе тиристоров (рис. 9.9, а). Принцип действия такого инвертора подробно рассмотрен в гл. 7.

Первые резонансные инверторы были созданы для индукционного нагрева металла токами повышенной частоты. Входной реактор в такой схеме имеет большую индуктивность  $L_d$  и обеспечивает непрерывный и практически сглаженный ток в широком диапазоне изменения активной нагрузки. Поэтому его схема замещения может рассматриваться, согласно общепринятой терминологии в электротехнике, как дуальная (рис. 9.9, б). Следовательно, процессы изменения выходного напряжения в инверторе тока подобны процессам изменения выходного тока

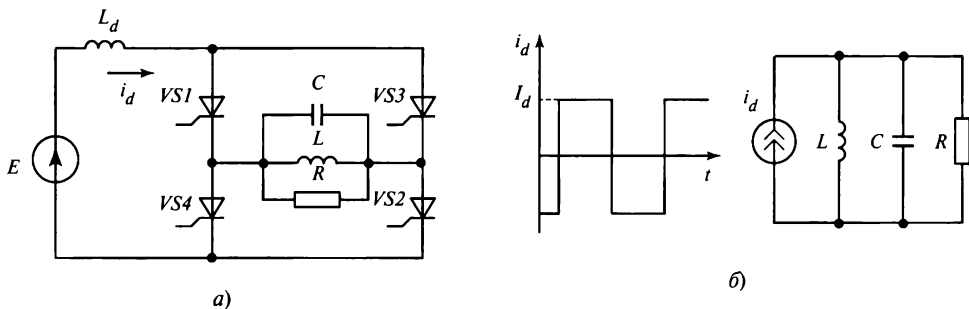


Рис. 9.9. Резонансный инвертор с параллельным соединением элементов колебательного контура и нагрузки:

а — схема; б — эквивалентная схема в установившихся режимах работы

в инверторах напряжения. Согласно схеме замещения инвертора тока, в отличие от (9.1), процессы в схеме будут описываться следующим уравнением:

$$I_d = C \frac{du_n}{dt} + \frac{u_n}{R} + \frac{1}{L} \int u_n dt, \quad (9.9)$$

где  $u_n$  — мгновенное значение выходного напряжения (на нагрузке  $R$ ) инвертора тока;  $I_d$  — амплитуда входного тока в форме меандра в установившемся режиме работы.

Решение этого уравнения с учетом начальных условий имеет вид

$$u_n = \frac{I_d}{\omega_R C} e^{-\delta t} \sin \omega_{R_s} t, \quad (9.10)$$

где  $\delta = \frac{R}{2L}$ ;  $\omega_{R_s} = \sqrt{\omega^2 - \delta^2}$ .

Из (9.2) и (9.10) следует, что процесс изменения тока  $i_C$  в последовательном резонансном инверторе напряжения аналогичен процессу изменения напряжения  $u_n$  в параллельном резонансном инверторе тока, что соответствует их дуальности. Согласно принципу действия инвертора тока его схема должна выполняться на однонаправленных ключах. Если в качестве ключей используются транзисторы, не способные выдерживать обратное напряжение, то последовательно с ними включается диод. Поэтому схема хорошо согласуется с применением тиристоров, способных выдерживать обратное напряжение, что определило ее распространение на ранних этапах развития резонансных инверторов. 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

$$t_q \geq \frac{\beta}{\omega_s}, \quad (9.11)$$

где  $t_q$  — время выключения тиристора;  $\beta$  — угол сдвига между первыми гармониками тока и напряжения, имеющий емкостной характер. На практике минимально допустимое значение угла  $\beta_{\min}$  мало, особенно для быстродействующих тиристоров. В этой связи вполне приемлемо допущение работы при  $\omega_s = \omega_0$ .

Достоинствами схемы рассматриваемого инвертора являются:

- ограничение входным реактором максимальных значений входных и, следовательно, коммутируемых тиристорами токов;
- высокие фильтрующие свойства инвертора, обусловленные параллельным включением конденсатора;
- способность работать в режиме малых нагрузок, включая холостой ход при  $R \rightarrow \infty$ .

Анализируя частотные зависимости выходного напряжения  $u_H$  от частоты коммутации  $\omega_s$ , получим функции, сходные с приведенными на рис. 9.7, для последовательного резонансного инвертора в режимах непрерывного тока контура. Однако в рассматриваемом случае на оси ординат должны быть модули входного сопротивления инвертора  $|Z(j\omega_s)|$ , определяемые по формуле

$$|Z(j\omega_s)| = \left| \frac{U_H}{I_{\text{вх}1}}(j\omega_s) \right|, \quad (9.12)$$

где  $I_{\text{вх}1} = \frac{4I_d}{\sqrt{2\pi}}$  — действующее значение первой гармоники входного тока прямоугольной формы.

При этом необходимо учитывать, что амплитуда переменного тока в установившемся режиме без учета потерь в элементах схемы является функцией активной мощности нагрузки:

$$I_d = \frac{U_H^2}{RE}, \quad (9.13)$$

где  $U_H$  — действующее значение напряжения на нагрузке  $R$ .

Естественно, что практическая реализация этих зависимостей для частот более 5 кГц возможна только в инверторах тока, выполненных на полностью управляемых ключах, например транзисторах. Однако если ключи не способны выдерживать обратное напряжение, то требуется последовательно с транзистором включать диод.

Мостовая схема инвертора тока на транзисторах с параллельным резонансным контуром приведена на рис. 9.10. В этой схеме можно применять не только частотное управление выходным напряжением, но и метод ШИР входного тока, аналогичный рассмотренному для мостового инвертора напряжения с последовательным резонансным контуром. 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. 9.9, а) рассматривался

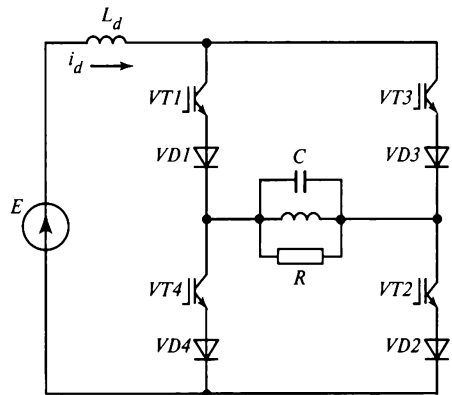


Рис. 9.10. Схема мостового резонансного инвертора с параллельным соединением элементов резонансного контура и нагрузки

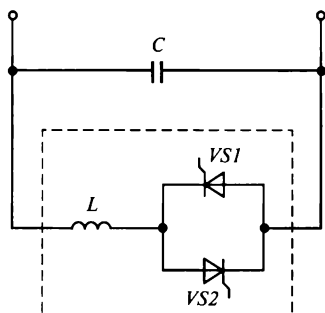


Рис. 9.11. Колебательный контур с регулируемой индуктивностью на основе тиристора

при допущении большого напряжения индуктивности входного реактора  $L_d$ , когда  $\omega_s L_s \rightarrow \infty$ . Однако, не изменяя схемы этого вида инвертора, можно существенно изменить его характеристики, т.е. токи и напряжения в схеме. 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, но при этом ограничиваются диапазоны допустимого изменения нагрузки и регулирования выходного напряжения.

Следует отметить, что возможности регулирования напряжения инвертора тока могут быть существенно улучшены без использования частотного или широтно-импульсного метода регулирования. Для этого используется регулирование индуктивности реактора, соединенного последовательно со встречноключенными тиристорами. Принцип действия этой схемы основан на изменении интервалов проводимости тиристоров. Цепь, содержащая реактор и тиристоры, подключается параллельно основному конденсатору колебательного контура на выходе инвертора тока (рис. 9.11). Кроме того, нагрузка может параллельно подключаться к одному из элементов последовательного резонансного контура. Обычно подключение нагрузки производится относительно конденсатора колебательного контура непосредственно или через трансформатор  $Tr$  (рис. 9.12, а). В таких случаях, как правило, используются инверторы напряжения с двунаправленными ключами, что позволяет обеспечить работу и регулирование выходного напряжения в более широком частотном диапазоне. Эквивалентная схема инвертора с параллельным

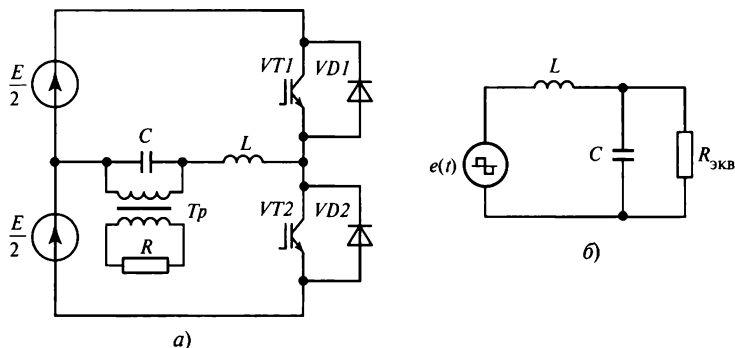


Рис. 9.12. Последовательный резонансный инвертор с параллельным подключением нагрузки к конденсатору колебательного контура:

а — схема; б — эквивалентная схема замещения

подключением нагрузки приведена на рис. 9.12, б. Из схемы видно, что инвертор может работать в режимах малых нагрузках, включая режим холостого хода. Максимальное значение выходного напряжения достигается при работе на резонансной частоте  $\omega_0$ , когда частота коммутации  $\omega_s = \omega_0$ . Максимальное значение выходного напряжения определяется значением добротности последовательного контура  $1/Q_s$ . Для регулирования напряжения при малых нагрузках повышают рабочую частоту напряжения выше резонансной.

### 9.2.3. Инверторы с параллельно-последовательным резонансным контуром

Параллельно-последовательный резонансный инвертор является комбинированным устройством, в котором использованы 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 разнообразные 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. В этом варианте схема частично обладает свойствами последовательного и параллельного резонансных инверторов. Эквивалентная схема такого инвертора представлена на рис. 9.13. Анализ зависимости выходного напряжения от частоты коммутации ключей показывает, что схема нормально работает при малых значениях нагрузки, включая холостой ход. При этом регулирование выходного напряжения может осуществляться регулированием частоты  $\omega_s$ . Токи короткого замыкания на выходе инвер-

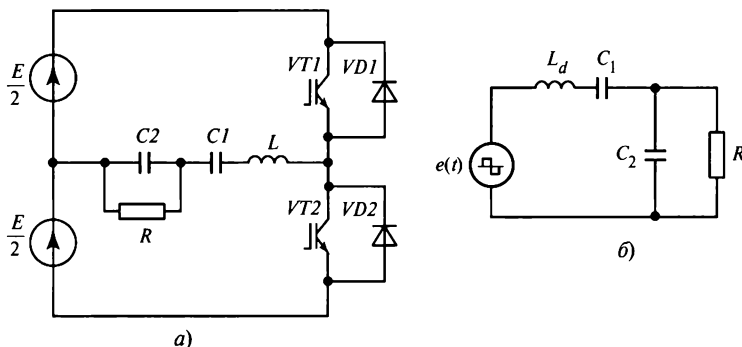


Рис. 9.13. Параллельно-последовательный резонансный инвертор: а — схема; б — эквивалентная схема замещения

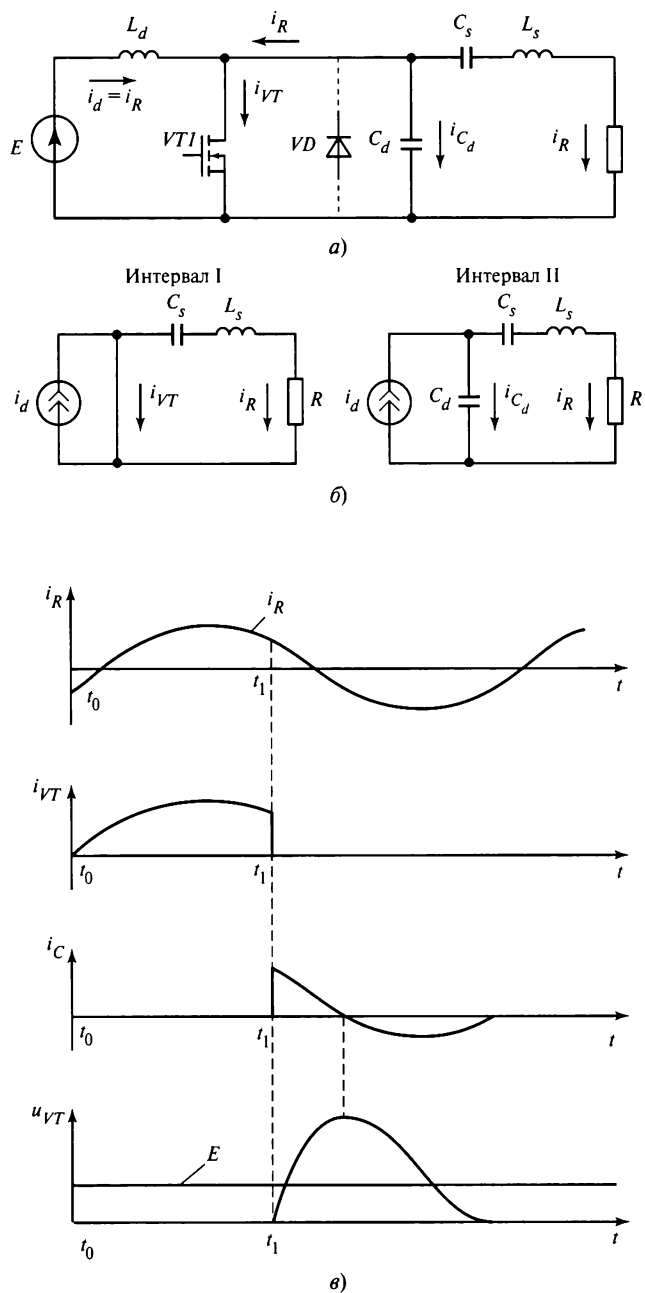
тора ограничиваются за счет последовательной цепи до значений, определяемых рабочей частотой напряжения. Из принципа действия схемы следует, что, изменяя соотношения емкостей конденсаторов  $C1$  и  $C2$ , можно обеспечить наиболее благоприятный режим работы инвертора для заданных технических характеристик.

### 9.2.4. Преобразователи класса E

**Инвертор класса E** (рис. 9.14) питается от источника постоянного тока через реактор, индуктивность которого обеспечивает свойства источника тока на входе инвертора. Особенностью инвертора класса E является формирование одним транзистором импульсов тока повышенной частоты, поступающих на последовательный резонансный  $L_s C_s$ -контур высокой добротности ( $Q_s \geq 7$ ), соединенный с нагрузкой  $R$ . Частота коммутации ключа инвертора  $\omega_s$  немного превышает резонансную частоту последовательного контура  $\omega_0$ . Схема инвертора, обеспечивая «мягкую» коммутацию, обладает высоким КПД. Такая схема используется для создания инверторов мощностью менее 100 Вт с изменяющимся выходным напряжением и практически неизменной нагрузкой.

Инвертор (рис. 9.14, а) работает 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 обратный диод  $VD$  не подключается (на рис. 9.14, а показано штриховой линией). При оптимальном режиме работы нагрузка  $R$  неизменна. В инверторе обеспечиваются минимальные потери и соответственно максимальный КПД [64].

На рис. 9.14, б приведены эквивалентные схемы инвертора для разных состояний транзистора при работе в оптимальном режиме. Схема для интервала I соответствует включенному состоянию транзистора, а интервала II — выключенному. На рис. 9.14, в показаны диаграммы изменения тока и напряжения в элементах схемы в установившемся режиме работы инвертора. На интервале I транзистор  $VT$  включен. В момент времени  $t = t_0$  в транзисторе протекает ток  $i_{VT} = i_d + i_R$ . Ток  $i_d$  равен току входного реактора  $L_d$ , значение которого в установившемся режиме можно приближенно считать постоянным и равным среднему значению тока  $I_d$ , так как конденсатор  $C_s$  последовательного колебательного контура в установившемся режиме блокирует постоянную составляющую тока, равную  $I_d$ . Другая составляющая тока  $i_R$  соответствует току контура, включающего в себя нагрузку. Как видно из диаграммы на рис. 9.14, в, ток транзистора начинается с нуля, так как начальное условие включения транзистора  $VT$  в оптимальном режиме работы определяется равенством  $i_{VT}(t_0) = I_d + i_R(t_0) = 0$ . Это соотношение определяется источником тока  $I_d$ , создаваемого входным напряжением  $E$  и индуктивностью  $L_d$  и током последовательного  $L_s C_s R$ -контура. Иначе говоря, напряжение в конденса-



**Рис. 9.14. Инвертор класса E:**

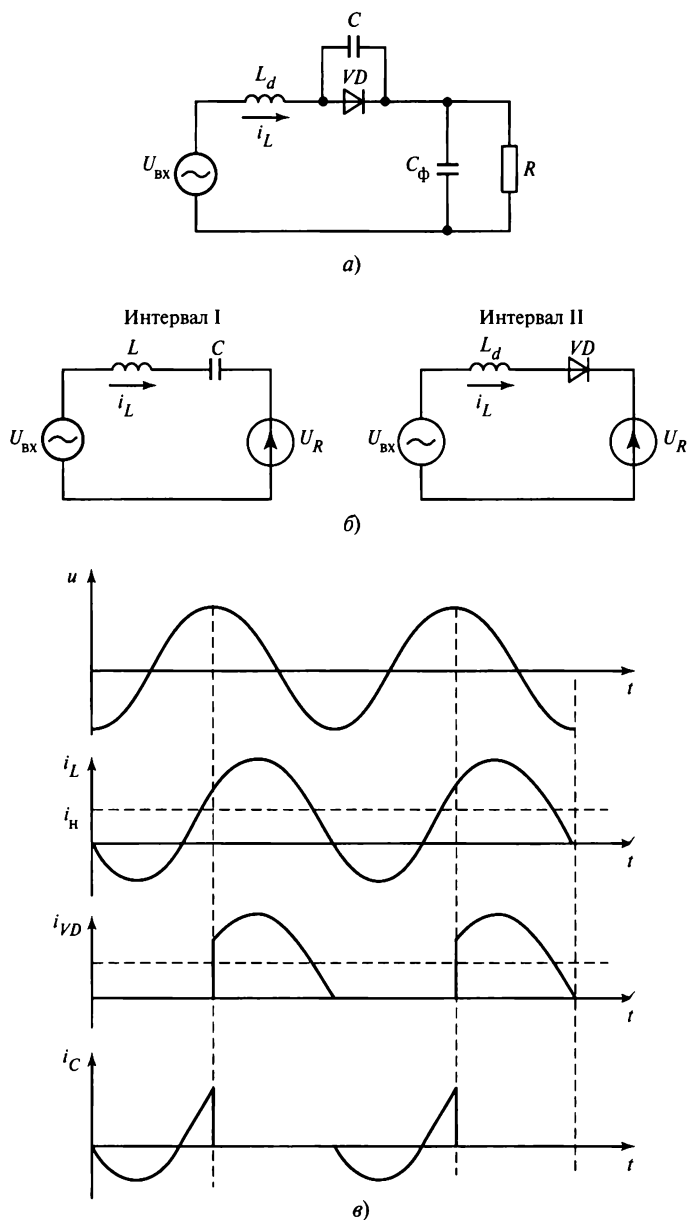
а — схема; б — эквивалентные схемы замещения; в — диаграммы тока и напряжения



торе  $C_d$  в конце предыдущего интервала и, следовательно, в начале рассматриваемого при  $t = t_0$  было равно нулю, т.е. конденсатор  $C_d$  полностью был разряжен к моменту времени  $t = t_0$ . 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 времени  $t = t_1$  транзистор  $VT$  выключается и процессы в инверторе соответствуют эквивалентной схеме для интервала II (см. рис. 9.14, б). В конденсатор  $C_d$  поступает ток  $i_{C_d}$ , но так как напряжение на емкости является интегральной функцией от протекающего в ней тока, то его значение плавно увеличивается от нулевого значения. Следовательно, выключение транзистора  $VT$  происходит практически без потерь мощности. Пока ток  $i_{C_d} > 0$ , напряжение  $u_{C_d}$  увеличивается, достигая максимального значения в момент прохождения тока  $i_{C_d}$  через нуль. В момент времени  $t = t_0 + T$  в оптимальном режиме работы, т.е. в конце периода коммутации транзистора, напряжение  $u_{C_d}$  спадает до нуля. Далее процессы периодически 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 учитывать, что оптимальный и близкие к нему режимы обеспечиваются строго определенными соотношениями параметров элементов схемы. Устранение коммутационных потерь в схеме связано с повышением максимальных значений напряжения на транзисторе ( $u_{C_d} \approx 3E$ ) и тока ( $i_{VT} \approx 3I_d$ ).

Увеличение нагрузки инвертора, т.е. снижение сопротивления  $R$  ниже оптимального значения, или изменение других параметров элементов, нарушающих оптимальный режим, вызывает изменение процессов в схеме и повышение коммутационных потерь. В этом режиме, отличном от оптимального, напряжение  $u_{C_d} = u_{VT}$  меняет знак раньше, чем ток  $i_{C_d}$  становится равным нулю. Для исключения обратного напряжения на транзисторе  $VT$  к нему необходимо подключать обратный диод  $VD$ . Изменение полярности напряжения приводит к переходу тока  $i_{C_d}$  в диод и увеличению коммутационных потерь. Наилучшим образом достоинства схемы проявляются в оптимальном режиме или при несущественных отклонениях от него. В этом режиме возможно также регулирование выходного напряжения посредством незначительного изменения частоты коммутации транзистора.

**Выпрямитель класса Е (рис. 9.15).** Структурная схема преобразователя постоянного тока в постоянный часто состоит из инвертора и выпрямителя. Поэтому повышение КПД преобразователя связано с уменьшением потерь в обоих звеньях преобразователя. Схема на рис. 9.15, а выполнена на одном диоде и содержит



**Рис. 9.15. Выпрямитель класса E:**

а — схема; б — эквивалентные схемы замещения; в — диаграммы тока и напряжения

резонансное последовательное звено, обеспечивающее выключение диода выпрямителя в нуле тока. На вход выпрямителя поступает напряжение  $u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх } m} \sin \omega t$  высокой частоты. Параллельно диоду  $VD$  подключен конденсатор  $C$ , емкость которого рассчитана на создание резонанса с индуктивностью на частоте входного напряжения  $\omega$ . Выпрямленное напряжение сглаживается емкостным фильтром  $C_{\text{ф}}$ , емкость которого определяется допустимым уровнем пульсаций и может быть достаточно большой. Наличие нелинейного элемента — диода  $VD$  затрудняет проведение анализа процессов в схеме. Однако на качественном, приближенном уровне эти процессы можно проанализировать при рассмотрении эквивалентных схем для двух состояний диода  $VD$  — выключенного (интервал I) и включенного (интервал II) (рис. 9.15, б). Нагрузка  $R$  и фильтр  $C$  представлены источником постоянного напряжения со средним значением  $U_R$ . 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  $u_{\text{вх}}(t)$  и  $U_R$  приложена к  $LC$ -контур, настроенному в резонанс на частоту входного источника. На этом интервале ток контура протекает через конденсатор  $C$ , напряжение на котором является обратным для диода  $VD$ . Когда входное напряжение достигает максимального значения  $U_{\text{вх } m}$ , диод  $VD$  включается и ток индуктивности  $i_L$  переходит из конденсатора  $C$  в диод  $VD$ . Режим работы схемы соответствует интервалу II. Выключение диода  $VD$  происходит при спадании тока  $i_L$  до нуля в момент, определяемый разностью напряжений  $u_{\text{вх}}(t)$  и  $U_R$ :

$$i_L = \frac{U_{\text{вх } m}}{R} \sin(\omega t - \varphi) - I_R. \quad (9.14)$$

Выключение диода в нуле тока практически исключает потери мощности при переходе из проводящего в выключенное состояние.

### Контрольные вопросы

1. Какой принцип положен в основу резонансных преобразователей и какими преимуществами они обладают по сравнению с другими схемами?
2. Полумостовой инвертор с последовательным резонансным контуром работает в режиме прерывистого тока с частотой  $f_s = 1\,000$  Гц. Определить емкость  $C_s$  контура при следующих параметрах:  $L = 10$  мГн;  $R = 10$  Ом; время выключения тиристоров  $t_q = 100$  мкс. Коммутация тиристоров естественная под воздействием колебательных процессов в  $LCR$ -контуре.
3. Для чего и в каких схемах используются двунаправленные ключи в резонансных инверторах?
4. Перечислите способы регулирования выходного напряжения в инверторах с последовательным резонансным контуром.

5. Как влияет на выходное напряжение снижение нагрузки в схеме с последовательным резонансным контуром?
6. Как изменится собственная частота в параллельном резонансном контуре с параметрами  $L = 1$  мГн,  $C = 10$  мФ;  $R = 10$  Ом, если сопротивление нагрузки уменьшится до 5 Ом?
7. Назовите преимущества схемы резонансного инвертора класса E.
8. Какие факторы ограничивают максимальную рабочую частоту резонансных инверторов?

### 9.3. Преобразователи с квазирезонансной коммутацией ключей

#### 9.3.1. 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 в нуле напряжения в зависимости от схемы и типа квазирезонансного ключа. Так как полупроводниковый ключ является нелинейным элементом на интервалах коммутации, то форма тока или напряжения в контуре, включающем коммутируемый ключ, является несинусоидальной и не соответствует законам, описывающим резонансные явления. 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, называются схемами с *квазирезонансной коммутацией* [107, 124].

Квазирезонансная коммутация используется для уменьшения 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 уменьшению уровня электромагнитных помех.

Ключи с квазирезонансной коммутацией получили наибольшее практическое применение в преобразователях постоянного тока в постоянный. В таких преобразователях дополнительно к полупроводниковым как одно-, так и двунаправленным ключам подключаются реакторы и конденсаторы с малыми значениями индуктивности и емкости. В отдельных случаях, например при высоких частотах коммутации, в качестве таких параметров могут использоваться собственные емкостные и индуктивные параметры ключей, традиционно относящихся к «паразитным». Естественно, что перевод этих параметров в категорию функционально необходимых требует специальных технологий.

Использование индуктивных и емкостных элементов, связанных с полупроводниковыми ключами, позволяет формировать желаемые траектории переключения

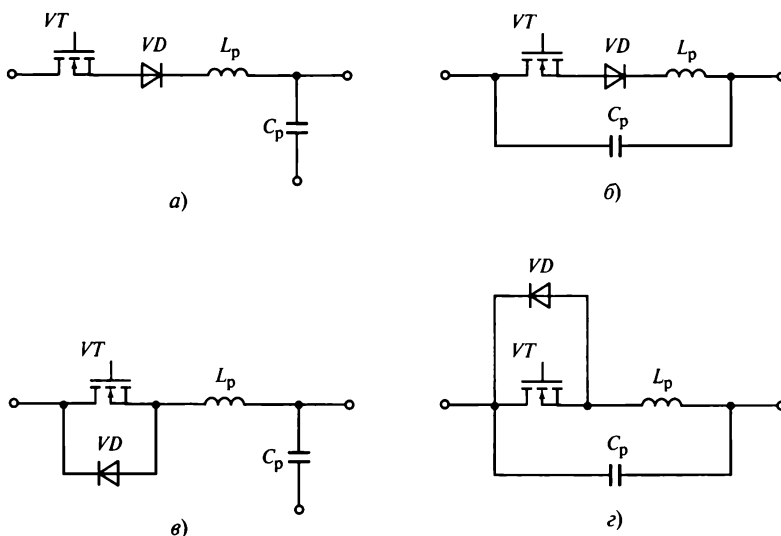
ключей, решая задачи «мягкой» коммутации. По существу эти элементы являются малодиссипативными цепями формирования траектории переключения или снабберами. Свойство малодиссипативности вытекает из отсутствия в явном виде в этих цепях резистивных элементов.

**Ключи с коммутацией в нуле тока (КНТ).** На рис. 9.16 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 емкостью  $C_p$  и реактор индуктивностью  $L_p$ , соединенные с ключом, являются элементами резонансного контура

для создания колебаний тока частотой  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$ . При включении однонаправ-

ленного ключа (рис. 9.16, а, б) ток нарастает плавно с нулевого значения  $i_L(0) = i_{VT}(0)$ . В  $L_p C_p$ -контуре возникает колебательный процесс и при прохождении тока  $i_L$  через нуль на интервале первого полупериода ключ выключается.

Поскольку в рассмотренном случае протекание тока в ключе происходит на интервале одного полупериода, такой режим работы квазирезонансных преобразователей называют *однополупериодным*. Включение двунаправленного ключа (рис. 9.16, в, г) также связано с плавным нарастанием тока и с последующим возникновением колебательного процесса на частоте  $\omega_0$ . Длительность колебательного процесса должна соответствовать полному периоду колебаний, так как отрица-



**Рис. 9.16. Ключи с коммутацией в нуле тока:**

а, б — однополупериодные; в, г — двухполупериодные;  $L_p$  — элемент резонансной цепи

тельная полуволна тока протекает во встречно-параллельно включенном диоде  $VD$ . Такие ключи называются *двухполупериодными*. Выключение ключа также происходит при нулевом значении тока  $i_L$ , но в конце второго полупериода.

Таким образом, однополупериодные ключи с КНТ выполняются на основе однонаправленных ключей, а двухполупериодные — на основе двунаправленных. Далее при рассмотрении квазирезонансных преобразователей будут использоваться термины «одно- и двухполупериодные», так как они в большей мере отражают характерные свойства преобразователей.

**Ключи с коммутацией в нуле напряжения (КНН).** Схемы ключей для квазирезонансной коммутации в нуле напряжения приведены на рис. 9.17. Как и в схеме ключей типа КНТ, элементы  $L_p$  и  $C_p$  создают колебания на резонансной частоте  $\omega_0$ . 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 подобно переключению посредством индуктивности  $L_p$  в нуле тока в схемах на рис. 9.16. В схемах с двунаправленным ключом (см. рис. 9.17, *а, б*) диод  $VD$  шунтирует отрицательную полуволну колебаний. Поэтому ключи работают в однополупериодном режиме. При включении диода последовательно с ключом (см. рис. 9.17, *в, г*) схема будет работать в двухполупериодном режиме.

Наличие реактивных элементов позволяет включать и выключать ключи при нулевом значении напряжения. Большинство схем преобразователей постоянного

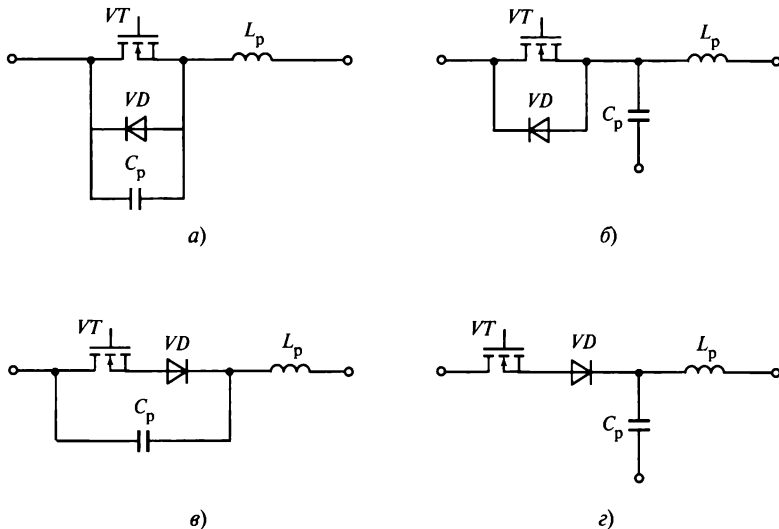


Рис. 9.17. Ключи с коммутацией в нуле напряжения: *а, б* — однополупериодные; *в, г* — двухполупериодные

тока в постоянный выполняются 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;
- 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.

### 9.3.2. Принцип действия квазирезонансных преобразователей постоянного тока в постоянный

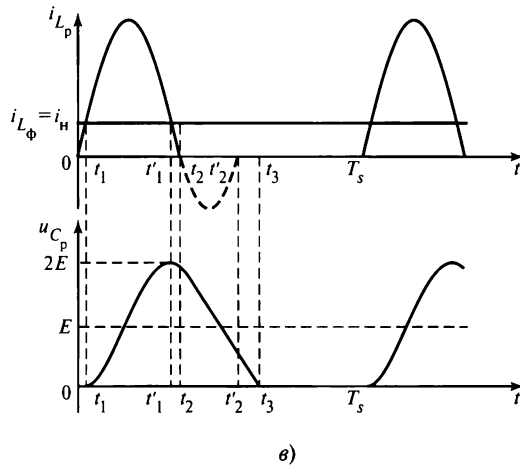
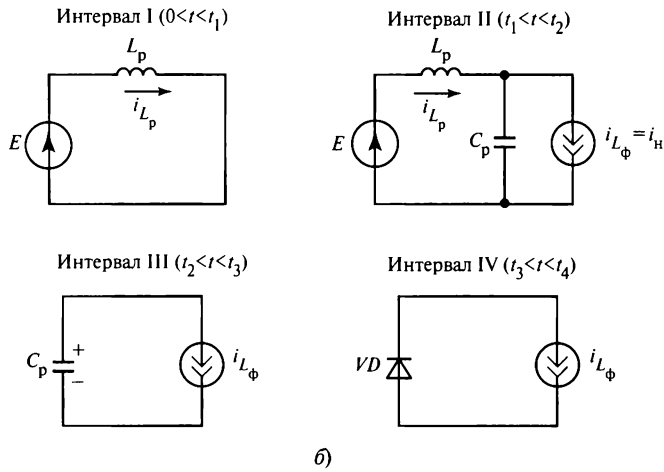
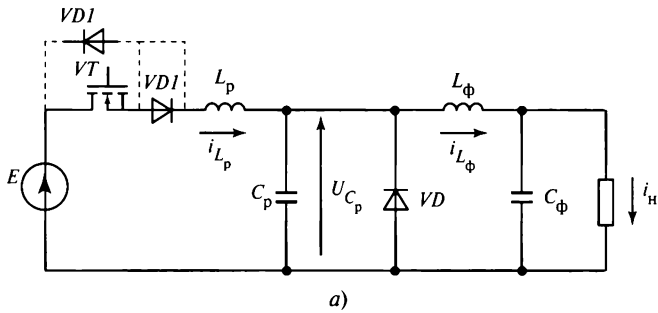
**Преобразователи с КНТ.** Практически все базовые схемы преобразования постоянного тока в постоянный могут быть выключены с квазирезонансной коммутацией на основе ключей с КНТ.

Рассмотрим схему понижающего преобразователя, представленную на рис. 9.18, а. Схеме однополупериодного ключа соответствует схема на рис. 9.16, а. Преобразователь работает в импульсном режиме с частотой  $f_s = 1/T_s$ . Допустим, что элементы схемы идеальны, пульсации входного напряжения  $u_{вх}$  и тока фильтра  $i_{L_\phi}$  равны нулю, режим работы — установившийся с постоянным коэффициентом заполнения  $\gamma = t_{вкл}/T_s$ , заданным последовательностью импульсов управления.

Предположим, что при  $t < 0$  транзистор  $VT$  был выключен и в момент времени  $t = 0$  на него поступил импульс управления на включение. После включения транзистора  $VT$  схему преобразователя с учетом принятых допущений можно представить схемой замещения (рис. 9.18, б), которая будет соответствовать режиму работы на интервале I ( $0 < t < t_1$ ). На этом интервале ток реактора фильтра  $I_{L_\phi}$  протекает в обратном диоде  $VD$ , шунтируя выходной фильтр и нагрузку. Согласно эквивалентной схеме для интервала I можно записать

$$L_p \frac{di_{L_p}}{dt} = E; \quad i_{L_p} = \frac{E}{L_p} t; \quad i_{VD} = I_{L_\phi} - i_{L_p}. \quad (9.15)$$

В момент времени  $t = t_1$  ток  $i_{L_p}$  становится равным току  $I_{L_\phi}$  и диод  $VD$  выключается. Эквивалентная схема преобразователя соответствует схеме замещения



**Рис. 9.18. Понижающий преобразователь постоянного тока с КНТ:**

а — схема; б — эквивалентная схема замещения на разных интервалах работы; в — диаграммы тока и напряжения



на интервале II ( $t_1 < t < t_2$ ). Согласно схеме для этого интервала можно записать соотношения

$$\left. \begin{aligned} C \frac{du_{C_p}}{dt} &= i_{L_p} - I_{L_\Phi}; \\ L_p \frac{di_{L_p}}{dt} &= E - u_{C_p}. \end{aligned} \right\} \quad (9.16)$$

Принимая  $t_1 = 0$  и учитывая, что  $u_{C_p}(0) = 0$  и  $i_{L_p}(0) = I_{L_\Phi}$ , из (9.16) получаем следующие выражения для интервала II:

$$\left. \begin{aligned} i_{C_p}(t) &= I_{L_\Phi} + \frac{E}{\rho} \sin \omega_0 t; \\ u_{C_p}(t) &= E(1 - \cos \omega_0 t), \end{aligned} \right\} \quad (9.17)$$

где  $\rho = \sqrt{\frac{L_p}{C_p}}$ ;  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$ .

При  $t = t_1'$  ток контура  $i_{L_p}$  становится меньше тока нагрузки  $I_{L_\Phi}$  и не может в однонаправленном ключе изменить направление. Поэтому он протекает в конденсаторе  $C_p$  и эквивалентная схема для интервала II не меняется.

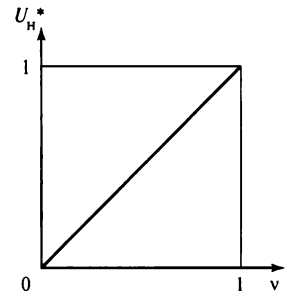
В момент времени  $t = t_2$  ток  $i_{L_p}$  спадает до нуля, транзистор  $VT$  выключается и начинается интервал III ( $t_2 < t < t_3$ ), которому соответствует новая схема замещения преобразователя. Напряжение  $u_{C_p}$  изменяется линейно:

$$u_{C_p} = \frac{1}{C_p} \int I_{L_\Phi} dt = \frac{I_{L_\Phi} t}{C_p}. \quad (9.18)$$

Процесс разряда конденсатора до нулевого напряжения заканчивается в момент времени  $t = t_3$ . Эквивалентная схема соответствует интервалу IV ( $t_3 < t < T_s$ ). На этом интервале происходит включение обратного диода  $VD$ , на входе фильтра, в котором протекает ток  $I_{L_\Phi}$ . Интервал IV заканчивается в момент времени  $t = T_s$ , когда импульс управления поступает на включение транзистора  $VT$ , и начинается новый период работы схемы в интервале I. Далее процессы (см. рис. 9.18, в) периодически повторяются.

Использование в схеме понижающего преобразователя двухполупериодного ключа, показанного пунктиром на рис. 9.18, а, изменяет характер процессов

**Рис. 9.19.** Регулировочная характеристика входного напряжения понижающего преобразователя с КНТ

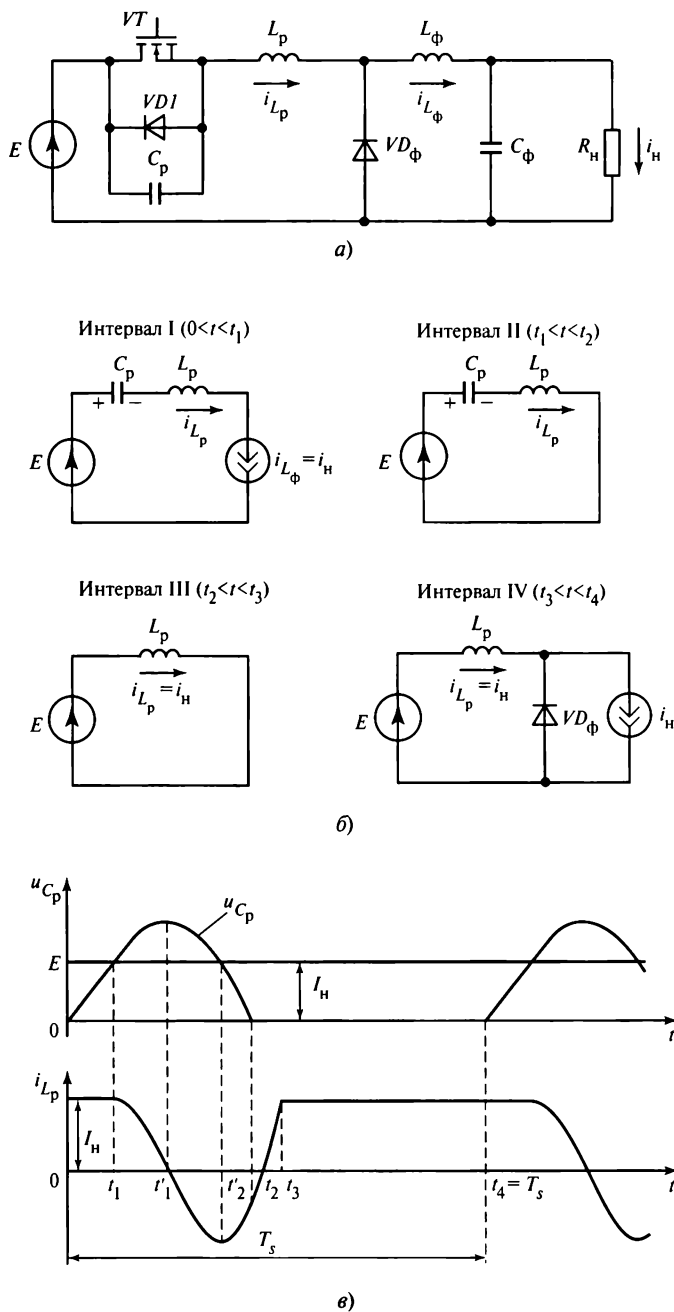


в схеме в момент времени  $t = t_2$ , так как после прохождения тока  $i_{L_p}$  через нуль он протекает в противоположном направлении через встречноключенный транзистору диод  $VD1$ . Перезаряд конденсатора  $C_p$  продолжается по колебательному закону до момента времени  $t = t_2'$ , когда заканчивается вторая полуволна тока  $i_{L_p}$  в диоде  $VD1$ , что соответствует двухполупериодному режиму работы. Соответственно начало линейного разряда конденсатора смещается во времени от  $t = t_2$  до  $t = t_2'$ . Выключение двунаправленного ключа, включающего диод  $VD1$ , происходит в момент времени  $t = t_2'$ , когда схема замещения соответствует режиму работы на интервале III.

Использование двухполупериодного режима придает схеме дополнительные положительные свойства. Во-первых, в этом режиме нагрузка мало влияет на разряд конденсатора  $C_p$ , что делает регулировочные характеристики практически линейными и слабозависимыми 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 изменяется. Переменной величиной в регулировочных характеристиках является коэффициент кратности частот  $\nu = \omega_s / \omega_0$ , который можно рассматривать в качестве аналога коэффициента заполнения  $\gamma$  при ШИМ. Основными возмущающими факторами, влияющими на выходное напряжение  $U_{вх}$ , являются входное напряжение  $E$  и нагрузка. На рис. 9.19 представлена регулировочная характеристика квазирезонансного преобразователя в относительных единицах:  $U_n^* = U_n / E$ ,  $\nu = \omega_s / \omega_0$ . Из рисунка видно, что при использовании двунаправленного ключа нагрузка не влияет на регулировочные характеристики.

**Преобразователи с КНН.** Аналогично ключам с КНТ, ключи с КНН применяются во всех базовых схемах преобразователей постоянного тока в постоянный. Рассмотрим более подробно работу понижающего преобразователя, заменив ключ с КНТ на КНН. Однополупериодный ключ выполнен по схеме, приведенной на рис. 9.17, а. Это позволит получить подобие процессов изменения тока  $i_{L_p}$  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. 9.20.



**Рис. 9.20. Понижающий преобразователь постоянного тока с КНН:**

а — схема; б — эквивалентная схема замещения на разных интервалах работы; в — диаграммы тока и напряжения

В момент времени  $t = 0$  транзистор  $VT$  выключается и схема замещения соответствует интервалу I ( $0 < t < t_1$ ). На интервале I транзистор  $VT$  выключен и конденсатор  $C_p$  заряжается током нагрузки  $I_{L_\phi}$  по линейному закону

$$u_{C_p} = \frac{I_{L_\phi}}{C_p} t. \quad (9.19)$$

В момент времени  $t = t_1$  напряжение на конденсаторе  $C_p$  становится равным входному напряжению  $E$ . Диод  $VD_\phi$  включается, и начинается колебательный процесс в  $L_p C_p$ -контуре. Эквивалентная схема на интервале II ( $t_1 < t < t_2$ ) изменяется (рис. 9.20, б). На этом интервале процессы описываются следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} u_{C_p} &= U_{C_p \max} \sin \omega_0 t + E; \\ i_{L_p} &= I_{L_\phi} \cos \omega_0 t, \end{aligned} \right\} \quad (9.20)$$

где  $U_{C_p \max} = I_{L_\phi} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}}$ .

В результате возникшего колебательного процесса напряжение на конденсаторе увеличивается до значения  $E + I_{L_\phi} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}}$ . Ток  $i_{L_p}$  спадает 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  $I_{L_\phi} \approx I_n$  должен обеспечить превышение  $u_{C_p}$  над величиной входного напряжения, т.е.

$I_{L_\phi} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} > E$ . Это необходимо для исключения включения ключа на напряжение отличное от нулевого. После спадания тока  $i_{L_p}$  до нуля при  $t = t_1'$  он изменяет свое направление на противоположное, продолжая разряд конденсатора. В момент времени  $t = t_2'$  напряжение на конденсаторе  $C_p$  становится равным нулю и отри-

цательная составляющая тока  $i_{L_p}$  протекает в диоде  $VD1$ , который при  $t = t_2'$  переходит в проводящее состояние. В момент времени  $t = t_2$  эквивалентная схема соответствует интервалу III ( $t_2 < t < t_3$ ). На этом интервале ток  $i_{L_p}$  изменяется линейно, достигая при  $t = t_2$  нулевого значения, диод  $VD1$  выключается и включается транзистор  $VT$ , на котором к этому моменту присутствует импульс управления. Далее ток  $i_{L_p}$  линейно возрастает до значения  $i_{L_p} = I_{L_\phi}$  ( $t = t_3$ ). Когда ток  $i_{L_p}$  достигает значения  $I_{L_\phi}$ , обратный диод  $VD_\phi$  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 времени  $t = t_4$  транзистор  $VT$  выключается и начинается новый период работы преобразователя.

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 изменяют частоту  $f_s$  при неизменной длительности включенного состояния транзистора, то при работе с КНН сохраняют неизменной длительность выключенного состояния транзистора. При этом в 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. 9.17, в).

### 9.3.3. Преобразователи с коммутацией в нуле напряжения и ограничением максимального напряжения на ключах

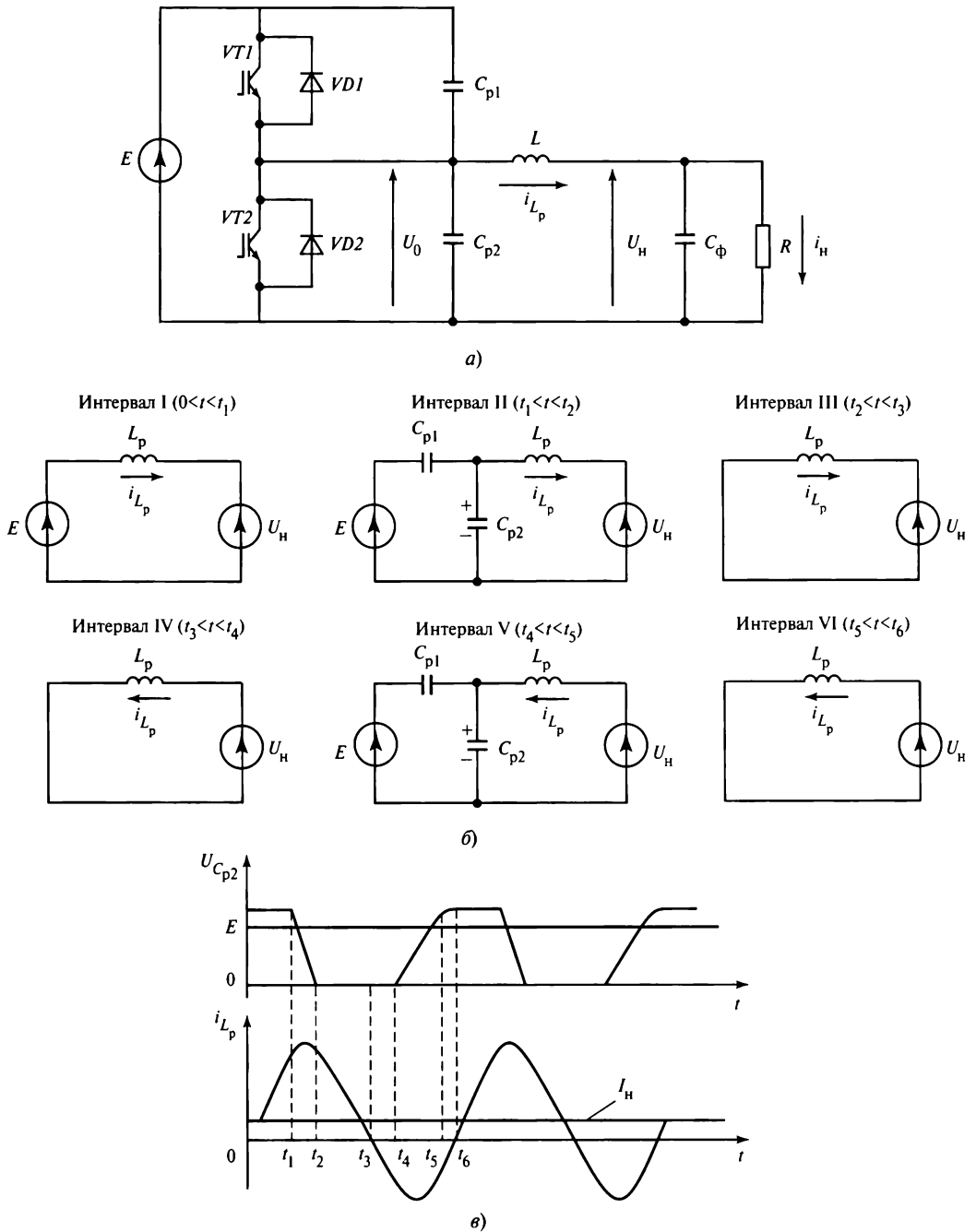
Существенным признаком этого типа преобразователей является использование не менее одного плеча с двунаправленными ключами и параллельно подключенными к ним конденсаторами, сходными по топологии с полумостовой однофазной схемой. Последняя может рассматриваться как схема модуля одной фазы для мостовых инверторов. Одноплечевая схема используется в преобразователях постоянного тока в постоянный. В этой схеме применяются ключи с более низким значением максимального напряжения. 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 [33]. Рассмотрим работу схемы в режиме с «мягкой» коммутацией.

На рис. 9.21 представлена принципиальная схема силовой части преобразователя, выполненного на основе транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  со встречноключенными 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  $\omega_s$  — частота коммутации транзисторов. Допустим, что элементы схемы идеальны и выходное напряжение  $U_H$  не имеет пульсаций. Последнее допущение позволяет представить нагрузку  $R$  с фильтром  $C_\Phi$  источником напряжения со средним значением  $U_H$ , что и используется при составлении эквивалентных схем для разных интервалов работы схемы.

В момент времени  $t = 0$  транзистор  $VT1$  включен и проводит ток  $i_{L_p}$ . Этому состоянию соответствует эквивалентная схема интервала I ( $0 < t < t_1$ ), в которой ток изменяется линейно:

$$i_{L_p} = \frac{E}{L_p} t. \quad (9.21)$$

В момент времени  $t = t_1$  транзистор  $VT1$  выключается при нулевом напряжении, так как напряжение на конденсаторе  $C_{p1}$  было равно нулю. С этого момента времени транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  и диоды  $VD1$ ,  $VD2$  выключены и начинается интервал II ( $t_1 < t < t_2$ ), которому соответствует новая эквивалентная схема, включающая резонансный  $L_p C_p$ -контур, 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 малую длительность интервала ( $t_1 - t_2$ ) незначительно. В этой связи можно допустить значение тока неизменным и определяющим характер переходных процессов на этом интервале. Напряжения на конденсаторах  $C_{p1}$  и  $C_{p2}$  изменяется по закону, близкому к линейному. При  $t = t_2$  напряжение на конденсаторе  $C_{p1}$  увеличивается до  $E$ , а на  $C_{p2}$  уменьшается до нуля и имеет тенденцию изменить полярность, но включение диода  $VD2$  препятствует этому. На интервале III ( $t_2 < t < t_3$ ) ток  $i_{L_p}$  спадает линейно до нуля под воздействием напряжения  $U_H$ . В момент времени  $t = t_3$  ток  $i_{L_p}$  достигает нуля и изменяет свое направление. На интервале IV ( $t_3 < t < t_4$ ) ток протекает в транзисторе  $VT2$ , так как при  $t = t_3$  он включился в связи с выключением диода  $VD2$  из-за изменения направления тока  $i_{L_p}$ . К этому моменту вре-



**Рис. 9.21. Преобразователь с КНН:**

*а* — схема; *б* — эквивалентные схемы замещения на разных интервалах работы; *в* — диаграммы напряжения и тока

мени сформирован импульс управления на включение транзистора  $VT2$ . В момент времени  $t = t_4$  транзистор  $VT2$  выключается и начинается интервал V ( $t_4 < t < t_5$ ), который сходен с интервалом II, так как все полупроводниковые приборы выключены. Напряжение  $u_{C_{p2}}$  увеличивается до значения  $E$  под воздействием тока противоположного направления. В момент времени  $t = t_5$  включается диод  $VD1$  (интервал VI) и он начинает проводить ток  $i_{Lp}$ , который линейно изменяется от отрицательного значения до нуля при  $t = t_6$ . Затем процессы периодически повторяются. Эквивалентные схемы на интервале III и VI подобны и различаются направлением тока  $i_{Lp}$ .

Из диаграмм на рис. 9.21, в следует, что малыми длительностями интервалов II и V, соответствующими резонансным процессам, при  $f_p \gg f$  можно пренебречь. Среднее значение выходного напряжения равно

$$U_{\text{вых}} = \gamma E, \quad (9.22)$$

$$\text{где } \gamma = \frac{\Delta t_{\text{вкл}}}{T_s} \approx \frac{t_1 + (t_6 - t_5)}{T}.$$

Согласно (9.20) в схеме для регулирования выходного напряжения может быть использован ШИМ.

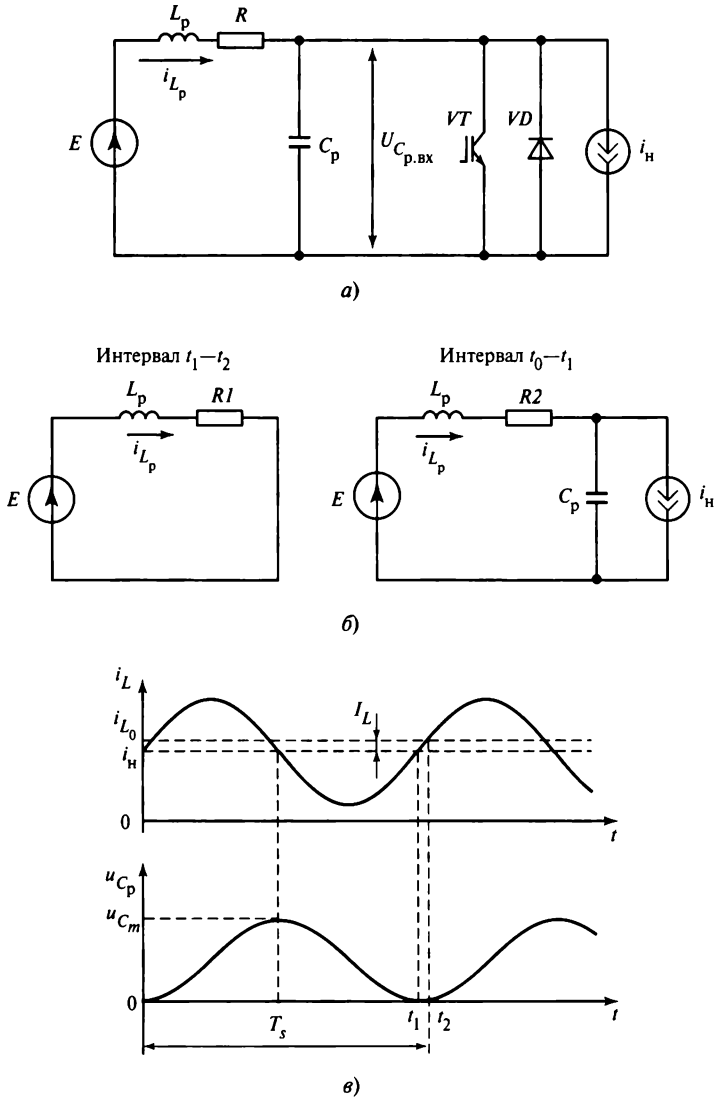
Принцип коммутации в нуле напряжения в преобразователе постоянного тока в постоянный может быть использован также в инверторе, работающем на индуктивную нагрузку. В этом случае алгоритм управления с одним плечом, включающим в себя параллельные конденсаторы, соответствует формированию переменного напряжения. В зависимости от числа плеч инвертор может быть полумостовым или, например, трехфазным.

### 9.3.4. Инверторы с коммутацией в нуле напряжения, создаваемой входным колебательным звеном

Одним из способов обеспечения коммутации ключей инвертора в нуле напряжения является создание на стороне постоянного тока пульсирующего с повышенной частотой напряжения [64]. Этот способ основан на возбуждении последовательного или параллельного колебательного контура 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. 9.22, а.

Предположим, на выходе схемы в качестве нагрузки включен источник тока. Такой источник может представлять в качестве элемента схемы замещения индуктивность нагрузки или выходного фильтра фазы инвертора, значение которой существенно превышает входную индуктивность  $L_p$ . Реактор  $L_p$  и конденсатор  $C_p$





**Рис. 9.22. Инвертор с колебательным контуром на входе:**

а — схема; б — эквивалентные схемы замещения на разных интервалах работы; в — диаграммы тока и напряжения

являются элементами входного колебательного контура. Резистор сопротивлением  $R$  представляет собой суммарные активные потери в схеме. Если создать колебания в контуре на резонансной частоте и принять  $R = 0$ , напряжение на конденсаторе будет изменяться с частотой  $\omega_0$  от 0 до  $E$ , а среднее значение тока  $I_{Lp}$

в реакторе  $L_p$  будет равно току нагрузки. При отсутствии потерь этот процесс будет незатухающим (рис. 9.22, б) и для него можно записать

$$\left. \begin{aligned} i_{L_p} &= E \sqrt{\frac{C_p}{L_p}} \sin \omega_0 t + I_H; \\ u_{C_p} &= E(1 - \cos \omega_0 t). \end{aligned} \right\} \quad (9.23)$$

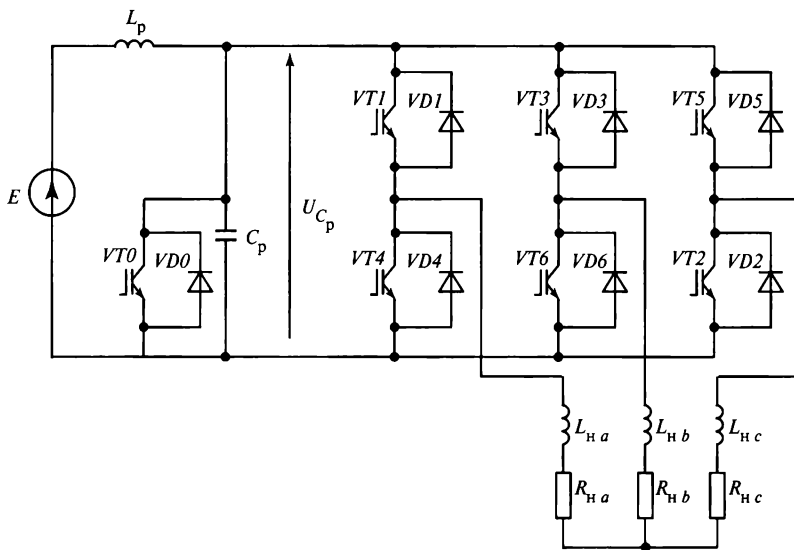
С учетом реальных потерь в контуре для поддержания колебательного процесса необходимо добавлять энергию, равную потерям на эквивалентном сопротивлении  $R$ .

Колебательные процессы в схеме на рис. 9.22, а поддерживаются периодическим включением и выключением транзистора  $VT$  при напряжении на конденсаторе  $u_{C_p}$  близком к нулю. В момент времени  $t = t_1$  транзистор  $VT$  включается (рис. 9.22, в) и ток  $i_{L_p}$  в реакторе нарастает под воздействием напряжения  $E$  по закону, близкому к линейному. В момент времени  $t = t_2$  ток  $i_{L_p} = I_{L_{\max}}$  и транзистор  $VT$  выключается (см. рис. 9.22, в). Цепь колебательного  $L_p C_p$ -контура восстанавливается, и колебания продолжают. Таким образом, на выходе схемы формируется пульсирующее напряжение квазисинусоидальной формы, изменяющееся от нуля до значения, близкого к  $E$  (см. рис. 9.22, б).

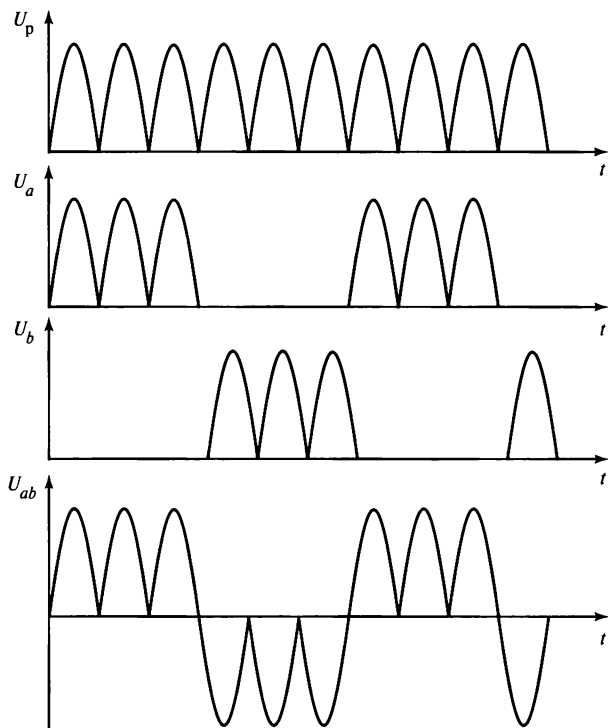
Входное напряжение инвертора периодически снижается до нуля. В эти моменты времени может осуществляться коммутация инверторных ключей с минимизацией потерь мощности при переключении. Очевидно, что переключения в этом случае должны быть связаны моментами прохождения входного напряжения через нулевые значения, что ограничивает возможности управления выходным напряжением.

На рис. 9.23 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 интервале проводящего состояния ключей  $VT1$ — $VT6$ . Частота коммутации ключа  $VT0$  в этом случае значительно превышает частоту выходного напряжения инвертора (рис. 9.23, б). Из приведенных диаграмм видно, что схеме присущи следующие основные недостатки:

- повышенные максимальные значения напряжения на ключах инвертора по сравнению с входным напряжением постоянного тока;
- дополнительные гармоники выходного напряжения под воздействием пульсаций напряжения на контуре;
- ограниченный диапазон регулирования выходного напряжения, имеющего, кроме того, дискретный характер.



а)



б)

**Рис. 9.23. Инвертор с КНН:**  
а — схема; б — диаграммы напряжения

Во избежание перечисленных недостатков применяются другие модификации схем резонансного звена, например схемы с параллельным соединением реактора и конденсатора колебательного контура.

### Контрольные вопросы

1. В чем состоит принцип действия квазирезонансных преобразователей?
2. Приведите примеры схем квазирезонансных ключей с КНН и КНТ.
3. Какой основной способ регулирования выходного напряжения в квазирезонансных преобразователях?
4. Приведите пример схемы с КНН повышающего преобразователя постоянного тока в постоянный.
5. Какие факторы влияют на выбор частоты резонансного контура?
6. Перечислите достоинства и недостатки инверторов с резонансным звеном на стороне постоянного тока.

# Глава десятая

## МОДУЛЬНЫЕ, МНОГОУРОВНЕВЫЕ И ЯЧЕЙКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

### 10.1. Общие положения

В общем случае под модулем понимается конструктивно и функционально законченное устройство силовой электроники. При включении в систему устройства модулей допускается некоторая подстройка или введение однотипных элементов и дополнительных соединений.

Под ячейкой подразумевается конструктивно законченное (полностью или частично) устройство, состоящее из однотипных элементов.

Основной целью модульного и ячейкового конструирования является минимизация времени и производственных затрат на создание однотипных преобразователей. В то же время этот подход является наиболее рациональным при решении конкретных задач уменьшения высших гармоник тока и напряжения, резервирования и др. Он позволяет решать следующие задачи:

- наращивать 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 значений тока и напряжения;
- согласовывать входные и выходные значения тока и напряжения;
- унифицировать элементную базу.

Первые модульные и ячейковые преобразователи были созданы для вторичных источников питания, используемых в автономных объектах и прежде всего в летательных аппаратах [121]. Теоретическое обоснование этот подход получил в работах по развитию теории структурно-алгоритмического синтеза источников вторичного электропитания [73]. Эти же принципы проектирования широко использовались в электроэнергетике при создании электропередачи на постоянном токе [87]. В [73] описан анализ различных видов аппроксимации гармонического сигнала напряжения, состоящего из  $N$  ступеней (рис. 10.1). Очевидно, что коэффициент искажения в данном случае зависит от двух переменных — длительности интервала квантования  $\theta_n$  и уровня квантования  $A_n$ . Минимизация коэффициента искажения разрешается посредством системы трансцендентных уравнений

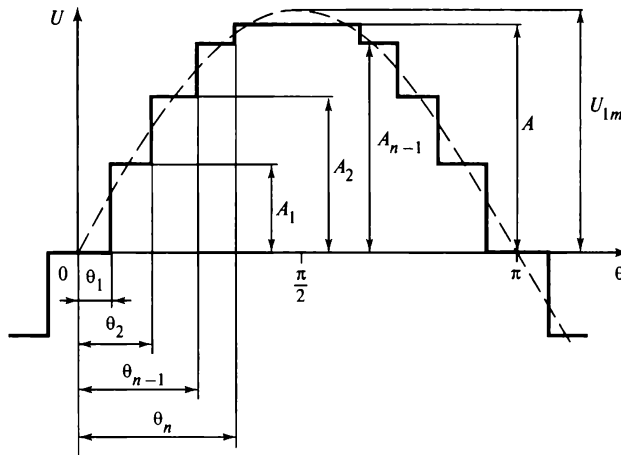


Рис. 10.1. Диаграмма напряжения при ступенчатой АИМ

в численном виде. Полученные решения имеют сложную техническую реализацию. Поэтому на практике за относительный принимают уровень кратный наименьшему уровню первой ступени. Более рациональным способом является сочетание амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) с ШИМ. В этом случае минимизируется частота импульсной модуляции, а число ступеней выбирается согласно наилучшему использованию элементной базы или определяется как оптимальное технико-экономическое решение в целом.

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;
- многоуровневые преобразователи;
- каскадное соединение преобразователей.

### Контрольные вопросы

1. Перечислите преимущества модульного проектирования.
2. В чем заключается принцип амплитудно-импульсной модуляции в модульных преобразователях?
3. Какие преимущества дает сочетание амплитудной и широтной импульсной модуляции?
4. Перечислите основные способы модульного и ячейкового проектирования.
5. Приведите пример формы напряжения амплитудной модуляции из четырех уровней напряжения прямоугольной формы модулей инверторов.

## 10.2. Параллельное соединение выпрямителей и преобразователей постоянного тока в постоянный

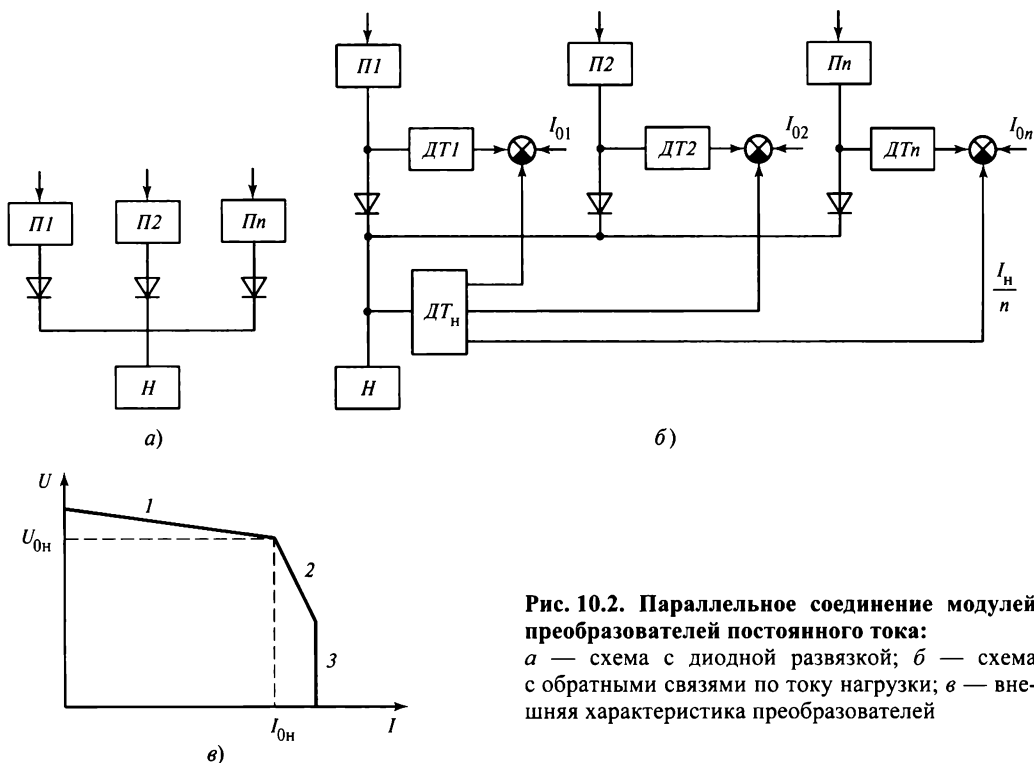
Основной целью параллельного соединения выпрямителей являются увеличение мощности, резервирование изделий, улучшение качества выходных и входных параметров преобразователей, снижение частот модуляции преобразователей постоянного тока в постоянный.

Реализация первого и второго способов сводится к организации параллельной работы преобразователей с выходом на постоянном токе. Следует отметить, что 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).

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 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 структурная схема параллельного соединения модулей может быть заменена структурной схемой, содержащей коммутируемые по специальной команде выходные шины 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.

Рассмотрим следующие виды параллельной работы.

*Параллельная работа преобразователей постоянного тока на общие шины с произвольным распределением мощности между отдельными преобразователями при условии, что мощность нагрузки не превышает номинальную мощность отдельного преобразователя* (иногда такую работу называют не параллельной, а совместной), осуществляется включением их на общие шины через разделительные диоды (рис. 10.2). Последние выполняют функции элементов защиты выходных шин от внутренних коротких замыканий. При одинаковых выходных параметрах и точной подстройке каналов регулирования выходного напряжения может быть достигнуто равномерное распределение нагрузки между преобразователями. Однако практическая реализация равномерности загрузки в различных режимах эксплуатации затруднительна. Это обусловлено тем, что регулируемые преобразователи имеют высокую точность стабилизации выходного напряжения и, следова-



**Рис. 10.2.** Параллельное соединение модулей преобразователей постоянного тока: *а* — схема с диодной развязкой; *б* — схема с обратными связями по току нагрузки; *в* — внешняя характеристика преобразователей

тельно, малый статизм внешних характеристик. В связи с этим для данного вида работы должно соблюдаться условие

$$I_n \leq I_{i\text{ном}}, \quad (10.1)$$

где  $I_n$  — ток нагрузки;  $I_{i\text{ном}}$  — номинальный ток  $i$ -го преобразователя (рис. 10.2, *а*).

**Параллельная работа на общие шины с распределением мощности нагрузки пропорционально номинальной мощности каждого преобразователя.** При одинаковых мощностях преобразователей распределение нагрузки между ними будет равномерным при введении обратных связей между нагрузкой и каждым преобразователем (рис. 10.2, *б*). В этом случае сигнал с датчика тока нагрузки распределяется по каналам обратной связи, сравнивается с сигналом по току отдельного преобразователя и их разность поступает в систему регулирования выходного напряжения. В такой схеме оказывается возможным распределение тока нагрузки между преобразователями согласно значениям токов преобразователей. В частности, может быть достигнуто равномерное распределение тока нагрузки между работающими преобразователями, когда  $I_i = I_n / n$ . Статическая точность распределения будет определяться коэффициентом усиления обратных связей по току. На практике такие системы обеспечивают точность распределения не менее  $\pm 10\%$  при токе каждого преобразователя не более  $50\% I_{\text{ном}}$ . Для обеспечения устойчи-

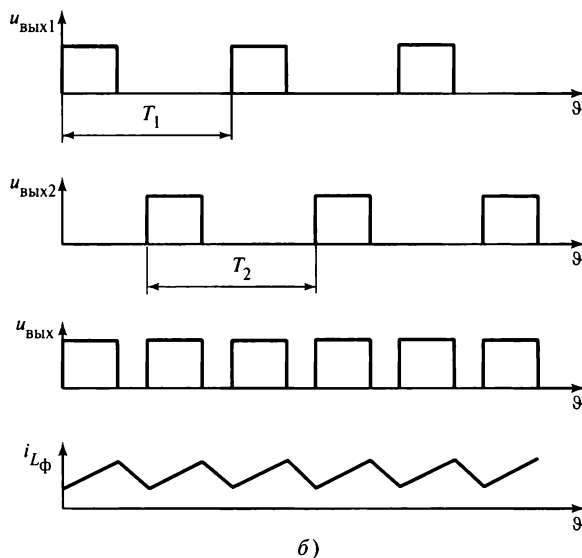
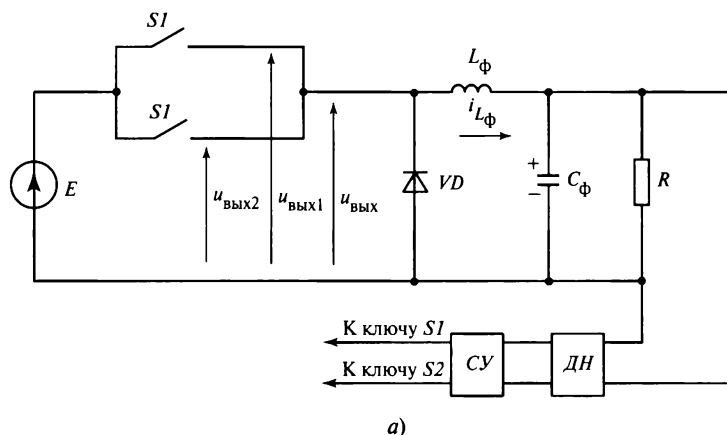


вой параллельной работы и исключения режима автоколебаний необходимо учитывать частотно-зависимые параметры каналов регулирования по току.

*Параллельная работа на общие шины с произвольным распределением мощности нагрузки между отдельными преобразователями, но с ограничением загрузки каждого из них на уровне номинальной (или допустимой) перегрузочной мощности* может быть осуществлена для преобразователей, имеющих внешнюю характеристику, подобную изображенной на рис. 10.2, в. Участок 1 соответствует режиму работы с «малым» статизмом. При достижении номинальной нагрузки преобразователь переходит в режим работы с «большим» статизмом (участок 2). Далее при перегрузках и внешних КЗ преобразователь функционирует в режиме стабилизации выходного тока (участок 3) или происходит отключение преобразователя. При параллельной работе преобразователей с такой внешней характеристикой выходные напряжения устанавливаются равными с точностью, определяемой параметрами установок (практически в пределах зоны стабилизации). Преобразователи включаются по схеме, соответствующей рис. 10.2, а. Подключенная нагрузка распределяется между преобразователями неравномерно. Однако по мере достижения номинальной нагрузки одним из преобразователей он переходит в режим работы, соответствующий участку 2, и начинает снижать свое выходное напряжение. При последующем увеличении нагрузки подключается другой преобразователь и т.д. Такой способ реализации параллельной работы является наиболее перспективным, так как не требуется введение дополнительных обратных связей и каких-либо схемных и структурных ограничений на модульное агрегатирование системы [105].

Переход преобразователя в режим работы с ограничением по току (участок 2 на рис. 10.2, в) происходит при превышении выходным током установленного значения, когда подключается контур ограничения тока параллельно главной обратной связи по напряжению.

В § 5.2 рассмотрено параллельное и последовательное соединения двух трехфазных мостовых выпрямителей на общие шины. При параллельном соединении преобразователей и одинаковых трансформаторах и вентилях ток увеличивается в 2 раза, а при последовательном соединении при тех же условиях удваивается напряжение. Но наиболее часто параллельное соединение используется для улучшения гармонического состава входного тока и выходного напряжения. Входной ток при соединении двух мостов становится трехступенчатым и содержит меньше высших гармоник тока. В выходном 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 можно улучшить 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, так как технологически сложно обеспечить заданные значения коэффициента трансформации.



**Рис. 10.3.** Параллельная работа ячеек преобразователя постоянного тока в постоянный: *а* — схема; *б* — диаграммы напряжения и тока

При параллельном подключении преобразователей к общему фильтру (рис. 10.3) каждый преобразователь работает со сдвигам импульсов управления  $T/n$ , где  $n$  — число параллельно работающих ячеек. Рабочую частоту модуляции и объем фильтров можно снизить в  $n$  раз, а частоту работы каждого ключа увеличить до предельно допустимой, полагая, что фильтр способен фильтровать пульсации в увеличенном частотном диапазоне. В этом случае происходит параллельная работа основных, содержащих ключи, ячеек преобразователя.

Возможно объединение  $S1$  и других типов схем преобразователей, позволяющее повысить общую частоту модуляции преобразователей.

### Контрольные вопросы

1. Приведите пример структуры параллельного включения управляемых выпрямителей с делением тока нагрузки между ними в заданной пропорции.
2. Для чего параллельно работающие выпрямители могут включаться на общие шины через последовательно включенные диоды?
3. Как может обеспечиваться исключение перегрузки отдельных выпрямителей, работающих на общие шины без обратных связей по току?
4. Как определяются значения нагрузки отдельных преобразователей, работающих на общие шины с ограничением тока нагрузки каждого преобразователя?
5. В чем преимущество параллельной работы выпрямителей без обратных связей?

### 10.3. Параллельное соединение автономных инверторов

Обеспечение параллельной работы модулей переменного тока является сложной задачей, так как при этом возникает необходимость синхронизации напряжения параллельно работающих инверторов. На рис. 10.4, а представлена упрощенная эквивалентная схема двух параллельно работающих модулей инверторов напряжения в однофазном исполнении при допущении, что выходное напряжение синусоидально [104].

Синусоидальность обеспечивается выходными фильтрами. При совпадении векторов  $U_1$  и  $U_2$  уравнивающий ток между модулями не развивается (рис. 10.4, б). При совпадении векторов по фазе, но различии по амплитуде возникает реактивный уравнивающий ток  $I_y$ . Для модуля с большим напряжением он пропорционален индуктивной нагрузке. Значение этого тока может быть определено по формуле

$$I_y = \frac{\Delta U}{2X_{L\phi}} = \frac{k_{сх}\Delta U_d}{2\omega L_\phi}, \quad (10.2)$$

где  $\Delta U = |U_{и1} - U_{и2}|$  — модуль разности векторов действующих значений первых гармоник выходного напряжения инверторов;  $\Delta U_d$  — разность средних значений напряжения на входе инвертора;  $k_{сх}$  — коэффициент схемы, учитывающий

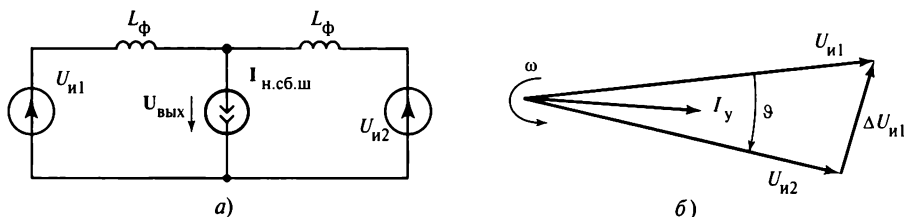


Рис. 10.4. Эквивалентная схема (а) и векторная диаграмма выходного напряжения модулей преобразователя

связь между выходным напряжением  $U_1$ ,  $U_2$  и средним напряжением на входе инвертора  $U_d$ .

При расфазировке векторов напряжения  $U_1$ ,  $U_2$  появляется активная составляющая уравнивающего тока между модулями. При небольших углах расфазировки и равенства напряжений  $U_1$ ,  $U_2$  уравнивающий ток приближенно определяется:

$$I_y \approx k_{cx} \frac{U_d \operatorname{tg} \vartheta}{2\omega L_\phi}, \quad (10.3)$$

где  $\vartheta$  — угол расфазировки.

Модуль инвертора с опережающим напряжением  $U_{н1}$  отдает активную мощность, а отстающий по фазе напряжения модуль потребляет активную мощность (со сборных шин), что аналогично возникновению уравнивающих 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. При модульном проектировании целесообразно использовать однофазные модули, выполненные по схеме инвертора напряжения.

Регулирование значения выходного напряжения в таких инверторах осуществляют разными способами. В частности, используется регулирование входного напряжения на стороне постоянного тока посредством регулятора постоянного напряжения (РПН). При широтно-импульсной модуляции (ШИМ) в параллельно работающих модулях применяется дополнительная информационная шина, которая позволяет выравнять выходные напряжения инверторов, а следовательно, и амплитуду первых гармоник выходных напряжений модулей инверторов.

Синхронизация модулей инверторов 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 гарантированного электропитания необходимо учитывать следующее:

- 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 (ФАПЧ), так и прямой импульсной синхронизацией. При прямой синхронизации в качестве ЗГ используется релаксационная автоколебательная схема. В этом случае не обязательно, чтобы частота синхрони-

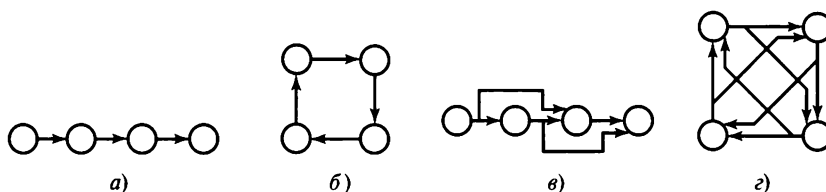
зирующего сигнала была больше собственной частоты ЗГ, как это обычно требуется для аналогичных устройств. Отличительной особенностью прямой синхронизации является уменьшение частоты ЗГ, если цепь синхронизации образует кольцо с выхода на вход. Кольцо синхронизации при этом охватывает один или несколько ЗГ. Таким образом, при прямой синхронизации для сохранения постоянства частоты системы необходимо 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 и определяется временными задержками импульсных цепей и ключевых элементов.

При синхронизации способом ФАПЧ в качестве ЗГ используется генератор с плавно перестраиваемой частотой. Кроме того, в системе управления имеется блок регулирования, который изменяет эту частоту в зависимости от знака и значения фазового рассогласования синхросигнала и выходного сигнала ЗГ. В отличие от системы прямой синхронизации возможно использование синхросигнала с частотой, меньшей выходной частоты ЗГ. Частота ФАПЧ задающего генератора при охвате его кольцом синхронизации будет такой же, что и в автономном (несинхронизированном) режиме. Замыкание в кольцо синхронизации нескольких ФАПЧ задающего генератора приводит к установлению в такой системе частоты, близкой к средней частоте включенных ЗГ. В структурах с однонаправленной системой, как в случае прямой, так и в случае ФАПЧ синхронизации, вся система ЗГ работает по частоте головного генератора.

Требования к надежности и конструктивной простоте структур синхронизации могут быть сформулированы следующим образом:

- минимальное число информационных связей между инверторными модулями;
- тождественность всех модулей;
- максимальная симметричность систем информационных связей и зависимых режимов работы модулей;
- минимальная сложность аппаратурной реализации.

На рис. 10.5 приведены структуры систем синхронных связей для синфазной синхронизации. В этих структурах нет конструктивно централизованных уст-



**Рис. 10.5. Структуры систем синхронных связей:**

*a* — линейка; *б* — кольцо; *е* — линейка с обходами; *z* — кольцо с обходами

ройств, и, следовательно, они удовлетворяют основному требованию надежности. Ключи в цепях сигналов встраиваются в каждый модуль. Централизованным общим устройством можно считать сборную синхрошину, ее надежность может быть обеспечена конструктивными мерами. Наиболее полно сформулированным выше требованиям отвечают варианты: линейка (рис. 10.5, а), кольцо для ФАПЧ синхронизации (рис. 10.5, б), кольцо с обходами (рис. 10.5, в), линейка с обходами (рис. 10.5, г) для прямой синхронизации. Рассмотрим эти структуры более подробно.

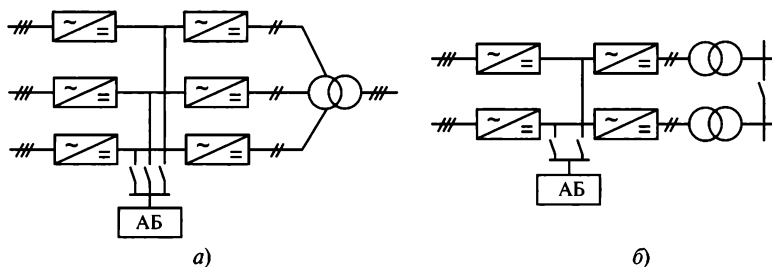
В кольце ФАПЧ частота близка к среднему значению частоты собственных генераторов, поэтому любое изменение собственной частоты одного ЗГ сказывается на всей системе. При малом числе ЗГ в кольце изменение частоты может быть значительным. Для определения неисправного ЗГ можно использовать соединение датчика частоты и датчика знака неисправности генератора. Например, если частота меньше номинальной и фаза данного ЗГ отстает от фазы поступающего на него синхросигнала, то у генератора занижена собственная частота. Этот метод связан с большим статизмом по фазе для ФАПЧ синхронизации.

Кольцо прямой синхронизации (рис. 10.5, б) работает на частоте генератора с наибольшей собственной частотой. Этот генератор выполняет функции ведущего, генерация подстраиваемых ЗГ инициируется его синхросигналами. При понижении собственной частоты ведущего ЗГ его функции переходят к другому ЗГ без нарушения нормальной работы кольца. При повышении собственной частоты ЗГ все кольцо начинает работать на этой повышенной частоте. При этом несинфазное отставание последующих генераторов становится незначительным и его надежное распознавание в условиях помех технически затруднительно.

Наиболее просто изменять частоту одного ЗГ в структуре линейки с обходами (рис. 10.5, в). В ней всегда имеется ведущий генератор, который однозначно определяет частоту всех последующих. При отклонении частоты от заданной подлежит отключению именно этот ведущий генератор. Точность поддержания частоты ведомого ЗГ не сказывается 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 АИМ. В этом случае происходит наращивание мощности системы в целом и может обеспечиваться резервирование отдельных модулей. Выходное напряжение формируется подобно указанному на рис. 10.1 только при кратных соотношениях квантования по длительности интервалов и высоте ступеней напряжения. При этом используется параллельное соединение ступеней напряжения в пределах совпадения по частоте



**Рис. 10.6. Структурные схемы соединения модулей АБП:**

*а* — трехфазная система однофазных модулей; *б* — дублированная однофазная система

выходного напряжения. Длительность интервалов определяется делителем частоты задающего генератора. Естественно, что в пределах каждой ступени возможна организация ШИМ. Обобщенная структура соединения модулей инверторов приведена на рис. 10.6.

### Контрольные вопросы

1. Какие условия необходимо выполнять при функционировании параллельно включенных инверторов?
2. Какими способами осуществляется синхронизация частоты параллельно работающих инверторов?
3. Каким способом осуществляется деление нагрузки между параллельно работающими инверторами?
4. Как может быть создан трехфазный инвертор на основе трех однофазных модулей?

## 10.4. Умножители и делители выпрямленного напряжения на основе конденсаторно-диодных ячеек

Для изменения выходного напряжения в традиционных схемах применяется трансформатор. Увеличение или уменьшение выходного напряжения можно получить за счет соединения конденсаторно-диодных ячеек, включенных последовательно. Такие схемы называются бестрансформаторными и более выгодны в технико-экономическом отношении. В таких схемах трансформатор выполняет функции гальванической развязки и может быть при необходимости исключен из схемы.

**Умножители напряжения.** Симметричная простейшая схема удвоителя напряжения представлена на рис. 10.7. В один полупериод конденсатор  $C1$  через диод подключается к сети. Конденсатор  $C1$  заряжается до амплитудного значения входного напряжения. В другой полупериод аналогично заряжается конденсатор  $C2$ . На нагрузке создается удвоенное напряжение вторичной обмотки трансформатора  $Tr$ . Пульсация напряжения может быть определена по методике, разработанной для выпрямителей с емкостным выходным фильтром. Суммарное среднее значе-

ние выпрямленного напряжения примерно равно удвоенному значению напряжения на вторичной обмотке трансформатора (или напряжению сети при отсутствии трансформатора). Очевидно, что уровень пульсаций и среднее значение зависят от напряжения на нагрузке [70].

На рис. 10.8, а представлена несимметричная схема удвоения напряжения. В отрицательный полупериод ( $\varphi_b > \varphi_a$ ) включается диод  $VD1$  и конденсатор  $C1$  заряжается до значения амплитуды напряжения вторичной обмотки трансформатора. В другой полупериод конденсатор  $C2$  заряжается через диод  $VD2$  от двух последовательно соединенных источников — конденсатора  $C1$  и вторичной обмотки трансформатора. Таким образом получают удвоенное напряжение. Используя несимметричную ячейку, можно умножить напряжение в  $2n$  раз для системы, состоящей из  $n$ -ячеек. Например, для  $n = 3$  (рис. 10.8, б) получают шестикратное умножение входного напряжения.

В схеме двухтактного выпрямления конденсаторы каждой ячейки заряжаются поочередно. В этом случае используются соединения однофазных мостов, но в целом выпрямитель состоит из соединенных между собой однотактных умножителей (см. рис. 10.8, б). При этом подзаряд выходных конденсаторов происходит каждый полупериод, что соответствует работе мостовых схем.

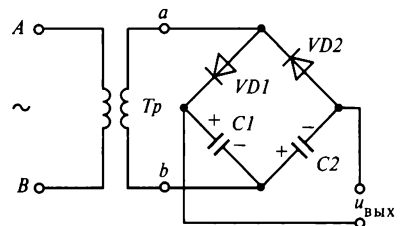
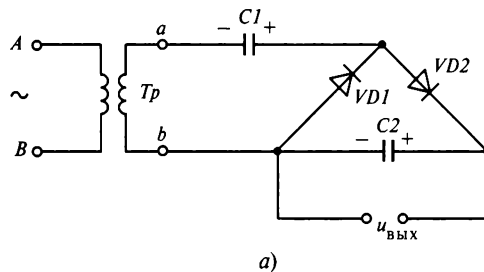
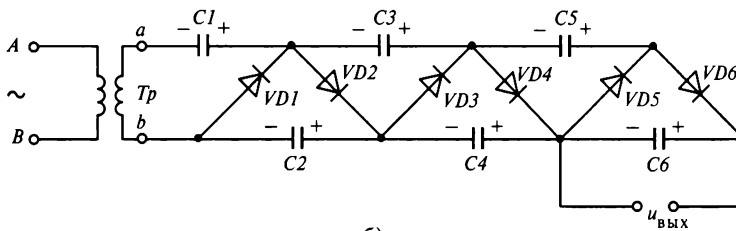


Рис. 10.7. Схема однофазного симметричного удвоителя напряжения



а)



б)

Рис. 10.8. Схемы несимметричных умножителей напряжения: а — схема удвоения напряжения; б — схема шестикратного умножения



В схемах с умножением напряжения могут использоваться ячейки трехфазного исполнения. В этом случае применяется последовательное соединение конденсаторов и трехфазных мостовых диодных ячеек аналогично двухфазным мостовым [1].

**Делители напряжения.** В схемах диодно-конденсаторных делителей напряжения используются полностью управляемые ключи. Один интервал времени диодно-конденсаторные ячейки подключены к источнику высокого напряжения последовательно, другой интервал времени эти ячейки с помощью полностью управляемых ключей включаются параллельно и подключаются к нагрузке.

Упрощенная схема делителя напряжения представлена на рис. 10.9 [71]. Когда ключи  $S1$  и  $S2$  включены, ключи  $S3$ ,  $S4$  выключены и диодно-конденсаторные ячейки включаются последовательно. При этом происходит их заряд от сети выпрямленного высокого напряжения. Значение тока подзаряда в выпрямителе с емкостным фильтром, состоящим из четырех последовательно соединенных конденсаторов, ограничивается внутренним сопротивлением сети и сопротивлениями включенных диодов. При включенных ключах  $S3$ ,  $S4$  ключи  $S1$ ,  $S2$  выключены. При этом конденсаторы всех ячеек оказываются подключенными параллельно нагрузке. Ток подзаряда выходного конденсатора  $C_d$ , подключенного к нагрузке  $R_d$ , определяется разностью напряжений заряженных конденсаторов ячеек и конденсатора  $C_d$ . Очевидно, что значение тока подзаряда зависит от нагрузки  $R_d$ . Когда напряжения на конденсаторах ячеек и выходном конденсаторе становятся равными, ключи  $S3$ ,  $S4$  выключаются, а входные ключи  $S1$ ,  $S2$  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.

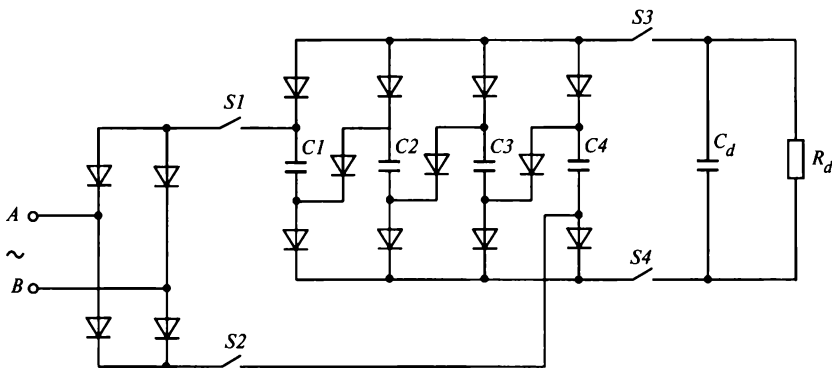


Рис. 10.9. Диодно-конденсаторный делитель напряжения

## Контрольные вопросы

1. В чем состоит принцип умножения напряжения в выпрямителях на основе диодно-конденсаторных ячеек?
2. Приведите пример схемы с четырехкратным умножением входного напряжения на основе использования диодно-конденсаторных ячеек?
3. За счет чего обеспечивается деление выходного напряжения в схемах на основе диодно-конденсаторных ячеек?
4. Какие основные недостатки имеют схемы на основе диодно-конденсаторных ячеек?

## 10.5. Многоуровневые преобразователи

Для повышения рабочего напряжения преобразователей отдельные виды приборов соединяют последовательно. В то же время использование технологии многоуровневого соединения не только приводит к повышению напряжения относительно номинальных параметров ключей, но и улучшает гармонический состав тока и напряжения. В многоуровневых преобразователях возникает возможность сочетания АИМ и ШИМ. Одновременно снижаются уровни скорости изменения тока и напряжения ( $di/dt$  и  $du/dt$ ) на ключах, уменьшаются помехи и частота модуляции преобразователя. Термин «многоуровневый» относится как к инверторам, так и к выпрямителям.

Рассмотрим основные топологии преобразователей на примере многоуровневых инверторов, используемых в электроприводе для преобразователей частоты и в электроэнергетике для линий передачи переменного тока и создания гибких линий посредством применения СТАТКОМ, активных фильтров и т.п. [77].

Существуют две основные топологии создания многоуровневых преобразователей:

- с последовательным соединением конденсаторов;
- с последовательным соединением мостовых однофазных ячеек.

В первой топологии различают соединение конденсаторов с диодной блокировкой и блокировкой конденсаторов посредством ключей основной схемы. Выделяют также преобразователи с каскадным соединением схем различной топологии и др.

**Схемы на основе конденсаторов с диодной блокировкой.** На рис. 10.10 представлена схема трехуровневого инвертора. Принцип действия схемы виден из эквивалентных схем для одного плеча, например фазы  $a$  (рис. 10.11):

I — транзисторы  $VT11$ ,  $VT12$  выключены,  $VT41$ ,  $VT42$  включены;

II — транзисторы  $VT11$  и  $VT42$  выключены,  $VT12$ ,  $VT41$  включены;

III — транзисторы  $VT41$ ,  $VT21$  выключены,  $VT11$ ,  $VT12$  включены.

Поскольку конденсаторы  $C1$  и  $C2$  заряжены до половины входного напряжения, и осуществляется только амплитудная модуляция, в фазе  $a$  формируется выходное напряжение прямоугольной формы. В состоянии I напряжение равно нулю относительно шины моста «0», в состоянии II выходное напряжение равно напряжению на конденсаторе  $C1$  или  $C2$ , в состоянии III — полному входному

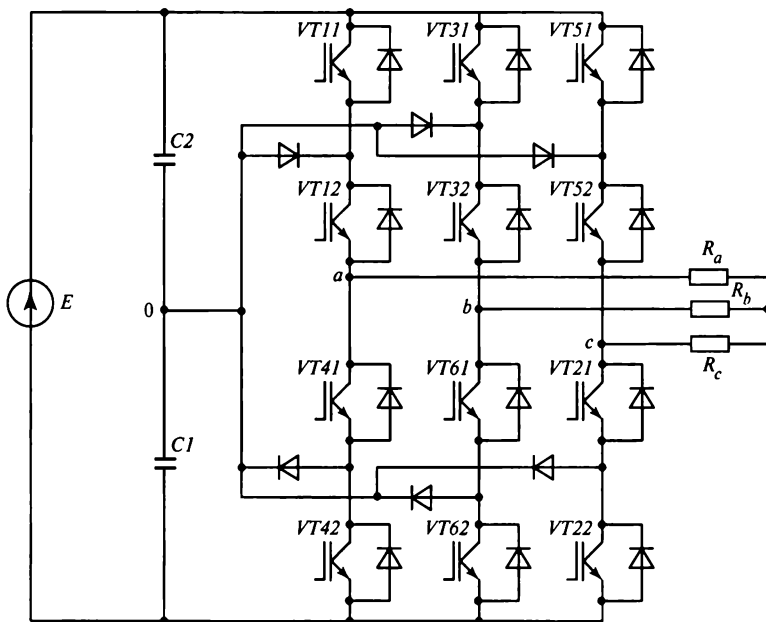


Рис. 10.10. Схема трехуровневого инвертора на основе конденсаторов с диодной блокировкой

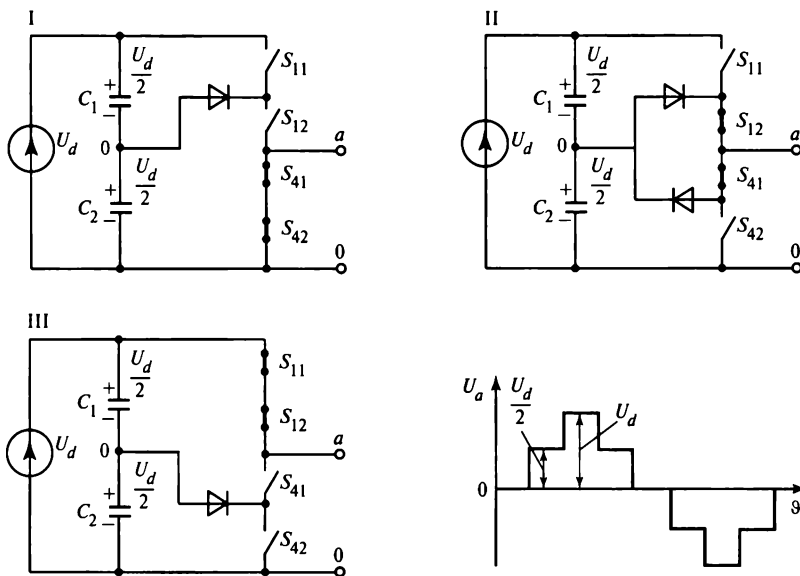


Рис. 10.11. Эквивалентные схемы замещения плеча фазы *a* и диаграмма выходного напряжения при АИМ:

I, II, III — состояния ключей

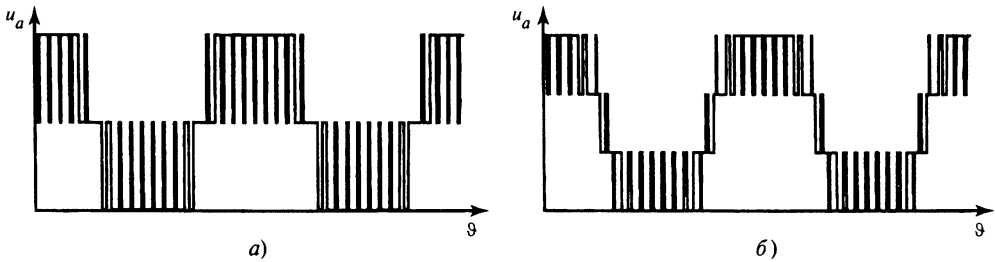


Рис. 10.12. Напряжение фазы многоуровневых преобразователей с ШИМ: а — трехуровневой; б — четырехуровневой

напряжению  $U_d$ . В этой схеме (см. рис. 10.10) коммутируется напряжение  $U_d/2$ , следовательно, меньше потери на коммутацию и лучше гармонический состав выходного напряжения. При этом 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 решена модуляцией уровней напряжения. При увеличении числа уровней напряжения балансировка напряжения затрудняется. На рис. 10.12 представлены диаграммы выходного напряжения трех- и четырехуровневого инверторов, сочетающие ступенчатую аппроксимацию с ШИМ.

Очевидными недостатками схем с диодной блокировкой являются большое количество управляемых ключей, например транзисторов, и наличие блокирующих диодов. Однако эти недостатки компенсируются повышением мощности преобразователя и уменьшением высших гармоник в выходном напряжении. При увеличении числа ступеней напряжение на блокирующих диодах первой ступени возрастает, что требует их последовательного соединения или увеличения класса по напряжению. Использование в качестве блокировки управляемых ключей основной схемы позволяет исключить диоды. Такая схема является разновидностью схемы с диодной блокировкой.

**Преобразователи с ячейко-гнездовой структурой конденсаторов.** Пример трехуровневого инвертора с такой структурой представлен на рис. 10.13. В этой схеме конденсатор  $C$  заряжается до значения напряжения  $U_d/2$  и, будучи последовательно-встречно подключенным к основному источнику создает третий уровень выходного напряжения. Например, при включенных тран-

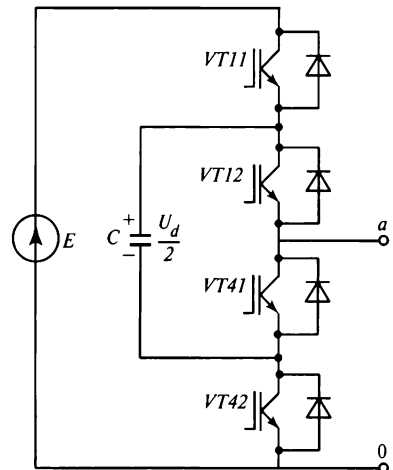


Рис. 10.13. Схема одного плеча трехуровневого преобразователя с ячейко-гнездовой структурой конденсаторов

зисторах  $VT11$  или  $VT42$  и выключенных остальных транзисторах формируется напряжение фаз  $U_d/2$ , при включенных транзисторах  $VT11$  и  $VT12$  формируется напряжение фазы, равное  $U_d$ . Очевидно, что для этой схемы также сложной задачей является обеспечение балансировки напряжения. Например, в пятиуровневом инверторе количество последовательно соединенных конденсаторов увеличивается в 6 раз. Кроме того, по сравнению с другими схемами увеличивается емкость конденсаторов.

**Преобразователи с ячейко-цепочечной схемой.** Альтернативной многофазным схемам является ячейко-цепочечная топология многоуровневых схем, которые обычно имеют ячейку, выполненную на базе однофазной мостовой схемы. В основе ее лежит последовательное сложение напряжений отдельных ячеек преобразователей. В качестве источников питания ячеек могут быть использованы элементы нетрадиционных источников питания, таких, как солнечные или топливные батареи, но чаще всего обычные выпрямители с входными трансформаторами. В этих случаях усложняется реализация инверторного режима работы. Диодная схема выпрямления позволяет сравнительно просто создавать такие ячейки. При этом легко решается задача создания схемы многофазного выпрямителя со ступенчатой формой входного тока. На рис. 10.14 приведена схема одной из ячеек многоуровневого многофазного преобразователя. Из трех ячеек в каждой фазе можно образовать 18-пульсную систему с трансформаторами, имеющими различную схему соединения вторичных обмоток, напряжение которых сдвинуто по фазе на  $20^\circ$  (рис. 10.15). В этом случае для разных схем соединения можно исключить из первичного тока 5, 7 и 13-ю гармоники тока, потребляемого из сети. Каждая ячейка содержит однофазный инвертор напряжения. В зависимости от состояния ключей выходной ячейки значения и знак выходного напряжения изменяются от 0 до  $U_d$ .

Применяя принципы импульсной модуляции, осредненное значение этих величин можно изменять. На рис. 10.16, *а* приведена форма напряжения фазы преобразователя из трех ячеек без ШИМ. При синусоидальной ШИМ получают квазисинусоидальное напряжение при низких значениях частоты модуляции. Например, при синусоидальной ШИМ выходного напряжения получают напряжение, форма которого представлена на рис. 10.16, *б*. Таким образом, возможно

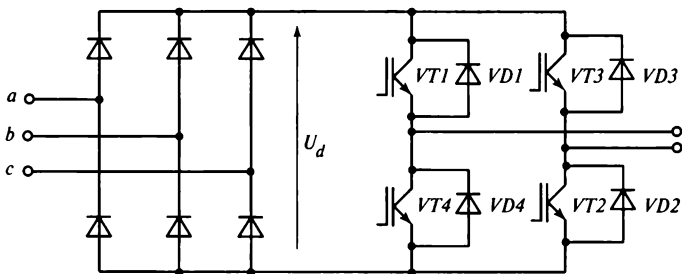


Рис. 10.14. Схема одной ячейки многоуровневого многофазного преобразователя

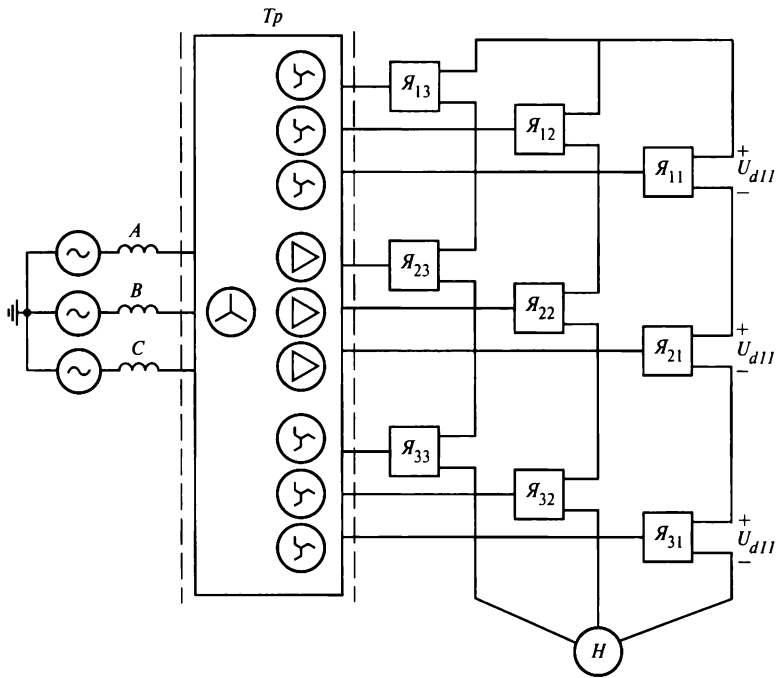


Рис. 10.15. Трехфазный многоуровневый преобразователь с ячейко-цепочечной топологией

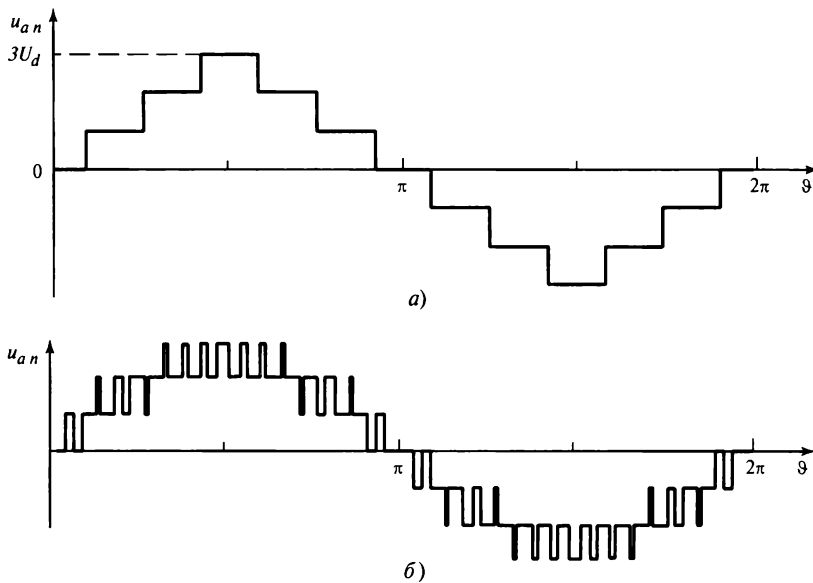


Рис. 10.16. Выходное напряжение фазы ячейко-цепочечной трехуровневой схемы:

сочетание ШИМ и АИМ выходного напряжения. При возрастании числа ступеней можно снижать частоту импульсной коммутации ключей. Организация инверторного режима каждой ячейки осуществляется различными способами, в частности при использовании полностью управляемых преобразователей каждой ячейки.

Однофазные преобразователи ячеек могут быть выполнены на основе многоуровневых схем, что позволяет повысить напряжение на каждой ячейке при одинаковой элементной базе. Кроме того, это дает возможность увеличить число ступеней для АИМ. В многоуровневых устройствах возможна организация эффективной АИМ за счет увеличения числа ступеней в модулируемом напряжении. Например, в схемах с четырьмя ячейками в фазе можно сформировать напряжение с 81 уровнем, применяя способ трехкратного увеличения напряжения в последовательно соединенных ячейках на стороне переменного тока. В результате можно сформировать 40 положительных и 40 отрицательных ступеней напряжения, а также один нулевой уровень напряжения [53]. Очевидно, что выбор ступеней является типичной многофакторной оптимизационной задачей. На ее решение влияют уровень выходного напряжения, требования к частоте модуляции, область применения, глубина регулирования и другие факторы

### Контрольные вопросы

1. Какие достоинства и недостатки имеет АИМ?
2. Для чего используется модульное проектирование?
3. Рассчитайте количество ступеней, амплитуду и фазовый угол для формирования напряжения с коэффициентом гармоник менее 5 %.
4. Какие преимущества имеет схема параллельной работы выпрямителя с внешней характеристикой, имеющей ограничения по току?
5. Определите угол сдвига  $\alpha$  между напряжениями положительной и отрицательной величины, прямоугольной формы, исключаяющий третью гармонику напряжения.
6. Какое основное требование предъявляется к соединению параллельно работающих ЗГ автономных инверторов?
7. Начертите схему четырехуровневого инвертора с диодной блокировкой.
8. Поясните принцип соединения многоуровневых инверторов без диодной блокировки.
9. Дайте сравнительную характеристику топологий многоуровневых инверторов.
10. Рассчитайте первую гармонику напряжения, сформированную из равносмещенных пяти ступеней напряжения прямоугольной формы.

# Часть третья

## ПРИМЕНЕНИЕ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

### Глава одиннадцатая

### ЭЛЕКТРОПРИВОД

#### 11.1. Управление машинами постоянного тока

##### 11.1.1. Основные характеристики машин 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 вращения 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. Традиционно для переключения тока используются коллекторные электрические машины, в которых электроэнергия в виде постоянного тока поступает в коллектор, объединяющий контакты со всеми витками обмотки через специальные щетки. Механический коллектор при вращении якоря производит переключения тока якорной обмотки.

Существуют последовательный, смешанный и независимый способы подачи тока на обмотку возбуждения, создающей магнитное поле. Обычно в транспортном электроприводе применяются 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 преимущественно для изменения скорости ее вращения. Рассмотрим управление машиной постоянного тока с независимым возбуждением, а в качестве управляющих устройств различные виды преобразователей переменного тока в постоянный. На рис. 11.1 представлена принципиальная схема машины постоянного тока, на якорную обмотку которой

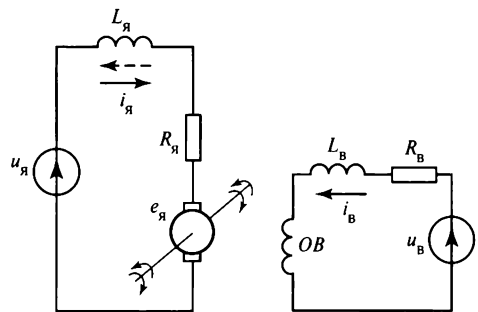


Рис. 11.1. Принципиальная схема машины постоянного тока с независимым возбуждением



поступает напряжение  $u_{\text{я}}$ , а на обмотку возбуждения — напряжение источника постоянного тока. Мгновенные значения токов и напряжений машины связаны следующими соотношениями:

напряжение обмотки возбуждения

$$u_{\text{в}} = i_{\text{в}} R_{\text{в}} + L_{\text{в}} \frac{di_{\text{в}}}{dt}, \quad (11.1)$$

где  $i_{\text{в}}$  — ток обмотки возбуждения;  $L_{\text{в}}$ ,  $R_{\text{в}}$  — индуктивность и активное сопротивление обмотки возбуждения;

напряжение якоря

$$u_{\text{я}} = i_{\text{я}} R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + e_{\text{я}}, \quad (11.2)$$

где  $i_{\text{я}}$  — ток якоря;  $e_{\text{я}}$  — ЭДС, возникающая при вращении якоря;  $L_{\text{я}}$ ,  $R_{\text{я}}$  — индуктивность и активное сопротивление якоря;

ЭДС якоря зависит от потока возбуждения  $\Phi_{\text{в}}$

$$e_{\text{я}} = k_{\text{я1}} i_{\text{в}} \omega = k_{\text{я2}} \Phi_{\text{в}} \omega, \quad (11.3)$$

где  $k_{\text{я1}}$ ,  $k_{\text{я2}}$  — коэффициенты пропорциональности;  $\omega$  — угловая скорость вращения ротора.

Момент, развиваемый на валу машины:

$$M_{\text{в}} = k_{\text{м1}} i_{\text{в}} i_{\text{я}} = k_{\text{м2}} i_{\text{я}} \Phi_{\text{в}}, \quad (11.4)$$

где  $k_{\text{м1}}$ ,  $k_{\text{м2}}$  — коэффициенты пропорциональности.

Момент нагрузки  $M_{\text{н}}$  с учетом трения уравнивается развиваемым моментом на валу машины

$$M_{\text{в}} = M_{\text{н}} + J \frac{d\omega}{dt} + k_{\text{т}} \omega, \quad (11.5)$$

где  $J$  — момент инерции вращающихся частей машины;  $k_{\text{т}}$  — коэффициент трения.

В установившемся режиме можно принять скорость вращения  $\omega$  постоянной и равной усредненному значению  $\omega_{\text{ср}}$ . В этом случае, пренебрегая трением, можно считать, что сумма моментов на валу машины равна нулю и производные, обусловленные отклонениями тока якоря  $i_{\text{я}}$  и скорости, также равны нулю. Тогда с учетом (11.1)–(11.5) среднее установившееся значение скорости будет равно

$$\omega_{\text{ср}} = \frac{U_{\text{я}} - I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{k_{\text{я2}} \Phi_{\text{в}}} = \frac{U_{\text{я}}}{k_{\text{я2}} \Phi_{\text{в}}} - \frac{M_{\text{в}} R_{\text{я}}}{k_{\text{я2}} k_{\text{м2}} \Phi_{\text{в}}^2}. \quad (11.6)$$

Из (11.6) следует, что ток якоря  $I_{\text{я}}$  и момент двигателя  $M_{\text{в}}$  являются независимыми переменными при управлении скоростью  $\omega_{\text{ср}}$ . В электроприводе принято называть зависимости  $\omega(M)$  механическими характеристиками, а  $\omega(I_{\text{я}})$  —

электрическими. При этом предельные возможности длительной работы двигателя ограничиваются номинальной мощностью

$$P_{\text{ном}} = M_{\text{ном}} \omega_{\text{ном}}, \quad (11.7)$$

где  $M_{\text{ном}}$  и  $\omega_{\text{ном}}$  — номинальные значения момента и скорости вращения.

Режимы работы двигателя определяются нагрузкой и зависят от условий ее работы. На рис. 11.2 приведены типовые характеристики для разных режимов работы двигателя с независимым возбуждением. За базовые величины приняты номинальные значения момента  $M_{\text{ном}}$  и тока  $I_{\text{я ном}}$  [78]. Двигатель постоянного тока является реверсивной машиной, работающей при разных направлениях вращения вала. На рис. 11.2 двигательному режиму соответствуют участки характеристик  $ac$  и  $a'c'$ .

В электроприводе постоянного тока различают тормозной режим с рекуперацией энергии в сеть, тормозной режим с противовключением и режим динамического торможения. Режиму с рекуперацией энергии соответствуют участки  $ab$  и  $a'b'$ . В этом режиме ЭДС якоря двигателя превышает напряжение от сети и электроэнергия из двигателя поступает в сеть. В режиме с противовключением необходимо изменить знак направления скорости или момента вращения. Этому режиму соответствуют участки характеристик  $cd$  и  $c'd'$ . Режиму динамического торможения соответствует характеристика, проходящая через начало координат. Энергия, запасенная в двигателе, рассеивается во внешнем резисторе, подключенном к якорю двигателя.

При последовательном зависимом возбуждении характеристики машины постоянного тока изменяются. Для установившегося режима справедливы следующие соотношения:

$$E_{\text{я}} = k_{\text{я1}} \omega_{\text{ср}} I_{\text{я}}; \quad (11.8)$$

$$\omega_{\text{ср}} = \frac{U_{\text{я}} - (R_{\text{я}} + R_{\text{в}}) I_{\text{я}}}{k_{\text{я1}} I_{\text{я}}}; \quad (11.9)$$

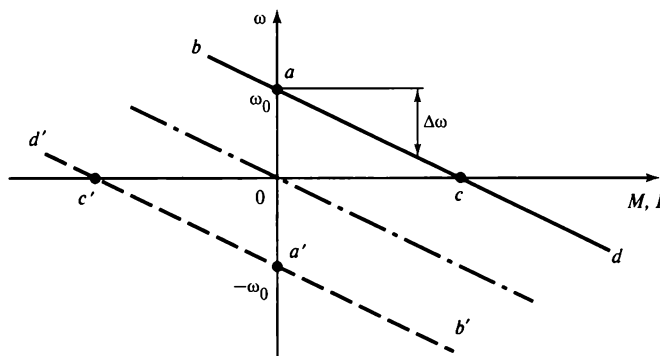


Рис. 11.2. Механические характеристики электропривода постоянного тока

$$M_{\text{в}} = k_{\text{м3}} I_{\text{я}}^2, \quad (11.10)$$

где  $k_{\text{м3}}$  — коэффициент пропорциональности.

Из (11.9) следует, что скорость машины зависит от тока якоря  $I_{\text{я}}$  и его напряжения  $U_{\text{я}}$ . Последовательное возбуждение позволяет увеличить пусковой момент и обеспечить более быстрый выход на режим работы при номинальной мощности.

Рассмотрим режимы работы машины при изменении величины и полярности напряжения преобразователя, управляющего двигателем с независимым возбуждением по отношению к ЭДС якоря. Предположим, что преобразователь, управляющий двигателем, имеет двустороннюю проводимость. Кроме того, будем считать положительные значения скорости и момента в квадранте I плоскости соответствующими режиму прямого вращения двигателя, а в квадранте III — обратному вращению (рис. 11.3). При принятых обозначениях рассмотрим следующие режимы работы в разных квадрантах [79]:

- прямое вращение;
- торможение при прямом вращении;
- обратное вращение;
- торможение при обратном вращении.

При прямом вращении двигатель работает при напряжении питания  $U_{\text{я}}$ , превышающем ЭДС, создаваемую в якоре машины  $E_{\text{я}}$ . Этот режим работы соответствует двигательному режиму в квадранте I. В установившемся режиме момент,

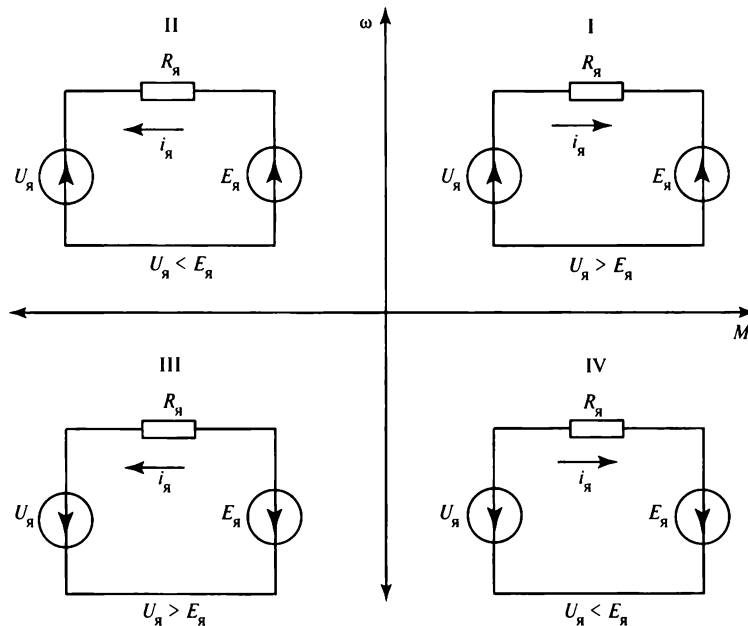


Рис. 11.3. Области режимов работы машины постоянного тока

развиваемый на валу машины, равен моменту нагрузки. При этом машина потребляет ток якоря. В квадранте II машина работает в режиме торможения. Этот режим соответствует рекуперации энергии вращения двигателя в сеть. Для приема энергии источник питания  $U_{\text{я}}$  должен иметь двустороннюю проводимость тока и соответствующую мощность. Электродвижущая сила якоря  $E_{\text{я}}$  превышает напряжение источника питания  $U_{\text{я}}$ , ток якоря изменяет свое направление и протекает 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. Изменение направления вращения соответствует изменению полярности ЭДС якоря на щетках, но направление тока якоря совпадает с полярностью ЭДС источника питания, что соответствует потреблению из него энергии.

В квадранте IV машина переходит в режим торможения и происходит рекуперация энергии вращающейся машины в источник питания. Этот режим также соответствует генераторному, но при другом направлении вращения машины.

### 11.1.2. Управление посредством преобразователей переменного/постоянного тока

Для управления скоростью двигателя постоянного тока или моментом на валу машины применяют управляемые выпрямители  $УВ$ , позволяющие изменять напряжение на якоре машины (рис. 11.4). Кроме того, для создания тока  $i_{\text{в}}$  в обмотке  $ОВ$  возбуждения используют выпрямители. При мощностях менее  $10 \text{ кВ} \cdot \text{А}$  применяют однофазные мостовые выпрямители или со средней точкой в цепи питания, а при мощности более  $10 \text{ кВ} \cdot \text{А}$  — выпрямители, выполненные по трехфазной мостовой схеме.

Наиболее простой и надежной элементной базой для управляемых выпрямителей являются тиристоры. Они позволяют осуществлять естественную коммутацию под воздействием сети переменного тока. Основные недостатки тиристорных выпрямителей следующие:

- низкие значения полного коэффициента мощности, зависящего от угла управления;
- значительное искажение входного переменного тока;
- рост пульсаций выпрямленного напряжения с увеличением угла управления.

Для увеличения коэффициента мощности в простейшем случае используется нулевой вентиль, включенный на стороне постоянного тока. Уменьшение искажения входного тока

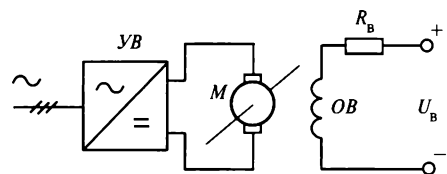


Рис. 11.4. Структурная схема управления машиной постоянного тока с независимым возбуждением

достигается применением входных  $LC$ -фильтров. В целях уменьшения уровня пульсаций на стороне постоянного тока включают сглаживающий реактор. Однако использование реактора и пассивных входных фильтров приводит к увеличению массогабаритных показателей выпрямителя. Кроме того, при малых нагрузках возникает режим прерывистого тока якоря и увеличивается среднее значение выпрямленного напряжения. Такой же прерывистый режим тока якоря возникает при больших значениях угла управления, т.е. при глубоком регулировании. Кроме того, усложняется система управления выпрямителем.

При необходимости реверсивной работы двигателя и обеспечения его эффективного торможения с рекуперацией энергии в сеть используются электромеханические системы с переключающимися управляемыми преобразователями (рис. 11.5) переменного/постоянного тока с переключением. При обеспечении режима торможения с рекуперацией энергии в сеть один из тиристорных преобразователей переводится в режим инвертирования. Такое переключение не требует перехода к «принудительной» коммутации тиристорov. Оно связано с переводом одного из тиристорных преобразователей в режим инвертирования с потреблением емкостной мощности из сети, что соответствует «естественной» коммутации тиристорov. Эта же схема применяется при реверсивной работе машины постоянного тока при функционировании обоих преобразователей в выпрямительном режиме.

При мощности машины постоянного тока свыше 0,5 МВт используются многофазные тиристорные преобразователи переменного/постоянного тока. Это позволяет улучшить качество потребляемого из сети тока и разгрузить тиристоры по току или напряжению. Кроме того, в преобразователях снижаются пульсации на стороне постоянного тока при повышении частоты их гармонических составляющих.

Уровень развития силовой электроники позволяет в настоящее время использовать полностью управляемые ключи в виде силовых транзисторов или полностью управляемых тиристорov. В частности, преобразователи переменного/постоянного тока

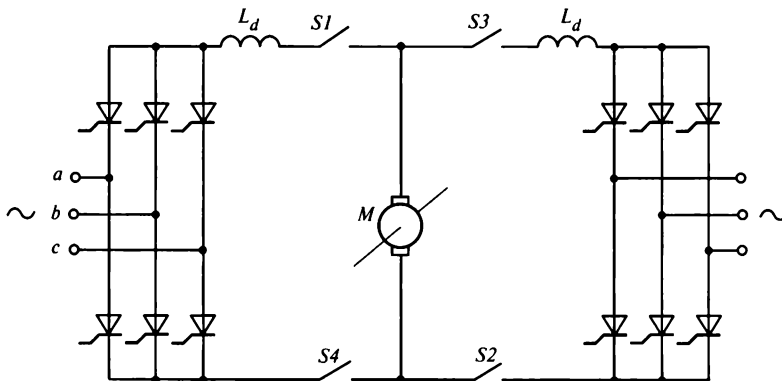


Рис. 11.5. Схема подключения машины постоянного тока к двухкомплектному тиристорному преобразователю переменного/постоянного тока

мощностью 1 мВт и более могут создаваться на транзисторах МОПБТ или запираемых тиристорах типа GCT. При этом многие недостатки, присущие традиционному преобразователю, будут устранены. Для этого достаточно использовать схемы преобразователей со свойствами как источника тока, так и напряжения с ШИМ на повышенной частоте модуляции, что позволит повысить коэффициент мощности, а также улучшить формы питающего напряжения и потребляемого из сети тока.

### 11.1.3. Управление импульсными преобразователями постоянного тока в постоянный

Для управления двигателями малой и средней мощности используются схемы на основе импульсных преобразователей. В настоящее время в импульсных преобразователях применяются полностью управляемые ключи и редко тиристоры с «принудительной» коммутацией. Рассмотрим схемы, выполненные на основе силовых транзисторов типа МОПБТ. На рис. 11.6, а представлена простейшая схема понижающего импульсного преобразователя для управления двигателем

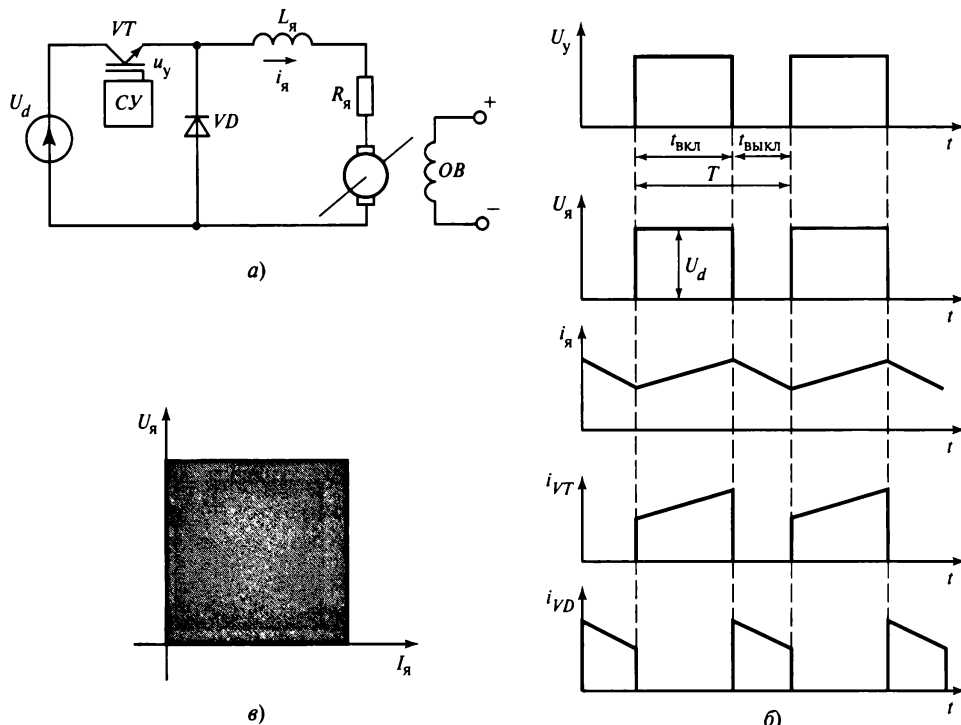


Рис. 11.6. Схема управления понижающим импульсным преобразователем: а — схема; б — диаграммы напряжения и тока; в — область управления в квадранте I

постоянного тока. Схема обеспечивает работу только в одном квадранте, соответствующем прямому двигательному режиму. Среднее значение напряжения в режиме непрерывного тока якоря  $i_{я}$  определяется коэффициентом заполнения импульсов  $\gamma$

$$U_{я} = \gamma U_d \tag{11.11}$$

Пульсация тока  $i_{я}$  в якоре зависит от рабочей частоты ключа и в общем случае является незначительной в режиме непрерывного тока. При независимом возбуждении пульсация тока зависит от значений активного сопротивления  $R_{я}$  и индуктивности  $L_{я}$  якорной обмотки. Для исключения перенапряжений при выключении транзистора  $VT$  в схеме предусмотрен обратный диод  $VD$ , который проводит ток якоря при выключении транзистора  $VT$  (рис. 11.6, б). Область управления напряжением якоря двигателя показана на рис. 11.6, в.

Для рекуперации энергии в сеть постоянного тока используется схема с параллельным ключом (рис. 11.7, а). Схема работает в режиме возврата энергии, накопленной в двигателе, в сеть постоянного тока при торможении. Среднее значение напряжения, поступающего на якорь двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, на интервале включенного состояния ключа  $VT$  определяется по формуле

$$U_{я} = (1 - \gamma)U_d \tag{11.12}$$

Диод  $VD$  блокирует ток, который поступает на шунтирующий ключ от источника постоянного тока  $U_d$ . При выключении транзистора ток якоря поступает в источник постоянного тока, реализуя режим рекуперации энергии при торможении двигателя. Частота работы ключа выбирается достаточно высокой, что обеспечивает малое значение пульсаций тока якоря. Очевидно, что эффективность торможения двигателя с независимым возбуждением зависит от скорости его вращения, определяющей величину  $E_{я}$ . Поэтому для независимого возбуждения

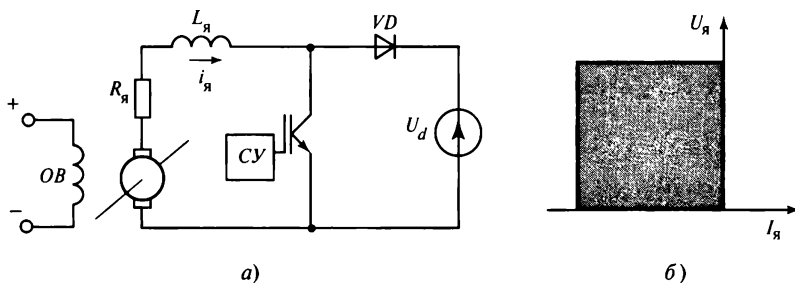


Рис. 11.7. Схема торможения двигателя в импульсном режиме с рекуперацией энергии в источник:  
 а — схема; б — область управления в режиме тормоза в квадранте IV

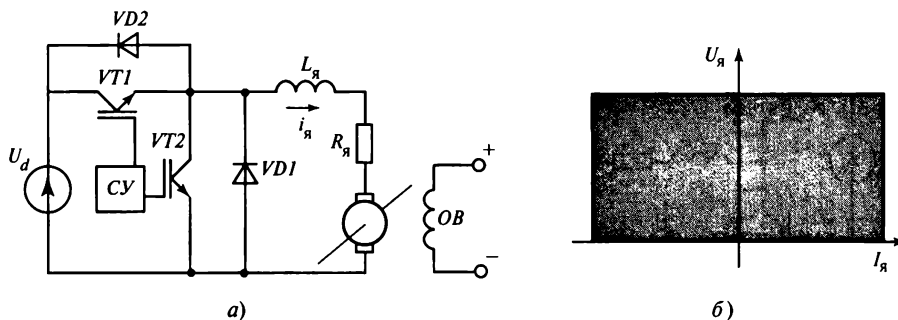


Рис. 11.8. Схема импульсного управления скоростью и режимом торможения с рекуперацией энергии:

*a* — схема; *б* — области управления в квадрантах I и II

существует минимальное значение скорости двигателя, ниже которой возврат энергии в сеть постоянного тока при торможении прекращается. Обычно схемы управления вращением и торможением совмещаются в одном устройстве (рис. 11.8).

При динамическом торможении происходит рассеяние мощности в активном сопротивлении. Этот способ торможения не является экономичным, но при малой мощности двигателя, редко работающего в режиме торможения, такая схема торможения предпочтительна. Схема динамического торможения двигателя постоянного тока представлена на рис. 11.9. Принцип действия этой схемы основан на импульсном управлении состоянием параллельно подключенного транзистора. Мощность рассеяния в резисторе  $R_T$  определяется значением сопротивления и коэффициентом заполнения  $\gamma$ :

$$P_T = I_{\text{я}}^2 R_T (1 - \gamma), \quad (11.13)$$

где  $I_{\text{я}}$  — среднее значение тока якоря двигателя.

Схемы торможения, в которых совмещаются динамическое торможение с рекуперативным, позволяют быстро переходить от одного способа торможения к другому в зависимости от условий, предъявляемых к переходным процессам в режиме торможения.

Наиболее полно режимы управления двигателем постоянного тока реализуются устройством, способным работать в четырех квадрантах плоскости, с координатами напряжения  $u_{\text{я}}$  и тока якоря  $i_{\text{я}}$ . Схема такого электронного устройства выполняется на основе полностью управляемых

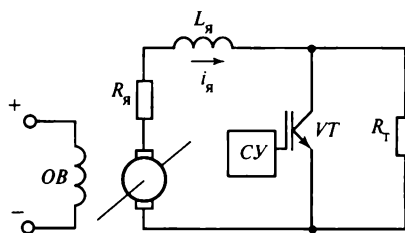
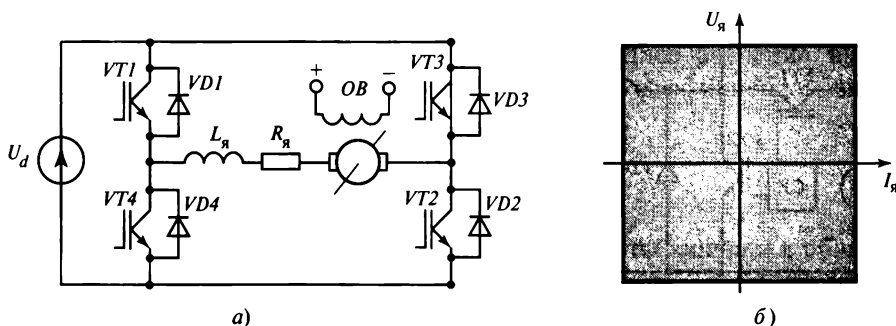


Рис. 11.9. Схема динамического торможения двигателя постоянного тока с независимым возбуждением





**Рис. 11.10.** Схема импульсного управления машиной постоянного тока с независимым возбуждением:

*a* — схема; *б* — области управления в квадрантах I—IV

ключей, например силовых транзисторов типа МОПБТ (рис. 11.10). В квадранте I машина постоянного тока работает в прямом двигательном режиме, при этом работают транзисторы *VT1* и *VT2*. При выключении транзистора *VT1* ток двигателя постепенно убывает через включенный транзистор *VT2* и диод *VD4*. На этом интервале формируется пауза с нулевым напряжением. При выключении транзисторов *VT1* и *VT2* ток быстро убывает под воздействием источника постоянного тока напряжением  $U_d$ . Таким образом становится возможной организация управления двигателем посредством организации как однополярной, так и двухполярной ШИМ постоянного тока. Аналогичным образом машина постоянного тока управляется в двигательном реверсивном режиме. При этом основными рабочими транзисторами становятся транзисторы *VT3* и *VT4*, при включенном состоянии которых напряжение обратной полярности поступает на якорь в двигательном режиме. Также становится возможной организация ШИМ напряжения, поступающего на якорь. Этот режим работы соответствует работе в квадранте II (см. рис. 11.3). Режим торможения при прямом вращении якоря реализуется работой транзистора *VT4*, а транзисторы *VT1*, *VT2* и *VT3* выключены. При выключении транзистора *VT4* машина работает в генераторном режиме (квадрант II) и энергия из машины поступает через диоды *VD1* и *VD2* в источник постоянного тока якоря напряжением  $U_d$ . Аналогично происходит торможение при реверсивном вращении якоря (квадрант III). В этом режиме при выключении транзистора *VT2* все транзисторы оказываются выключенными и энергия поступает от двигателя, переходящего в генераторный режим, в источник постоянного тока через диоды *VD3* и *VD4*.

#### 11.1.4. Автоматическое управление двигателем постоянного тока

Автоматическое управление двигателем в электроприводе связано с параметрами регуляторов, управляющих преобразователем. Рассмотрим автоматическое управление двигателем постоянного тока с независимым возбуждением. При

этом будем считать управляющее звено, например выпрямитель, безынерционным. Уравнение (11.2) запишем в дифференциальном виде

$$\frac{U_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} = T_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + \frac{k_{\text{я}} i_{\text{в}} \omega}{R_{\text{я}}} + i_{\text{я}}, \quad (11.14)$$

где  $\omega$  — скорость вращения вала двигателя;  $T_{\text{я}} = L_{\text{я}}/R_{\text{я}}$  — электрическая постоянная времени цепи якоря;  $k_{\text{я}}$  — коэффициент пропорциональности.

Пренебрегая трением, уравнение запишем в виде

$$M_{\text{в}} - M_{\text{н}} = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (11.15)$$

где  $M_{\text{в}}$  — вращающий момент;  $M_{\text{н}}$  — момент нагрузки;  $J$  — момент инерции вращающихся частей двигателя.

Исключив из (11.4) момент  $M_{\text{в}}$  и ток якоря  $i_{\text{я}}$ , учитывая (11.3) и (11.4), а также проведя линеаризацию потока возбуждения в рабочей точке, получим следующее уравнение двигателя в операторной форме [55]:

$$(T_{\text{я}} T_{\text{эм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1) \omega(s) = k_1 U_{\text{я}}(s) - k_2 (T_{\text{я}} s + 1) M_{\text{н}}, \quad (11.16)$$

где  $T_{\text{эм}} = \frac{JR_{\text{я}}}{k_{\text{м1}} k_{\text{я1}} I_{\text{в}}^2}$  — электромеханическая постоянная времени;  $k_1 = k_{\text{я1}} J_{\text{в}}$ ;  $k_2 =$

$\frac{R_{\text{я}}}{k_{\text{м1}} k_{\text{я1}} I_{\text{в}}^2}$  — передаточные коэффициенты;  $J_{\text{в}}$  — момент инерции.

Согласно (11.16) передаточные функции двигателя имеют вид:

- по управлению

$$W_{\text{у}}(s) = \frac{k_1}{(T_{\text{я}} T_{\text{эм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1)s}; \quad (11.17)$$

- по возмущению

$$W_{\text{м}}(s) = \frac{k_2 (T_{\text{я}} s + 1)}{(T_{\text{я}} T_{\text{эм}} s^2 + T_{\text{эм}} s + 1)s}, \quad (11.18)$$

где  $W_{\text{у}}$  и  $W_{\text{м}}$  — передаточные функции безынерционных выпрямителя и двигателя.

Структурная схема системы автоматического регулирования (САР) двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, изображенная на рис. 11.11, выполнена с отрицательной обратной связью по скорости  $\omega$ . При этом система упрощена, так как в ней безынерционными звеньями приняты датчик скорости

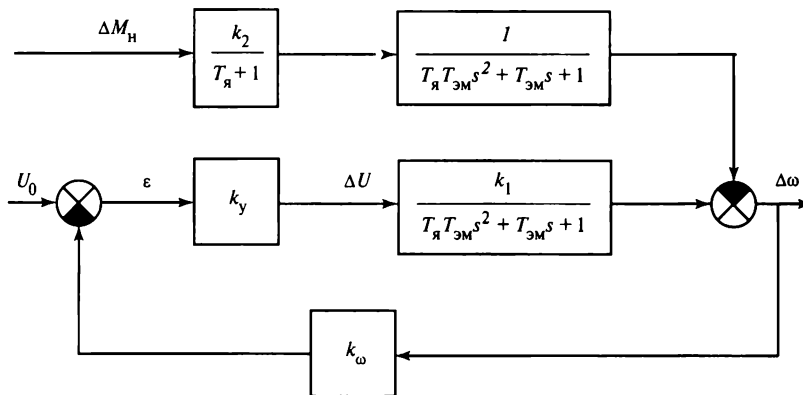


Рис. 11.11. Структурная схема САР скорости вращения двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

с коэффициентом усиления  $k_{\omega}$  и преобразователь, управляющий якорной цепью, с коэффициентом передачи  $k_y$ . Из приведенной структуры САР двигателя видно, какие его параметры определяют динамические характеристики электропривода постоянного тока.

### Контрольные вопросы

1. Какие параметры машины постоянного тока влияют на момент, развиваемый на ее валу?
2. Укажите основные области режимов работы машин постоянного тока.
3. Назовите преимущество машин постоянного тока по сравнению с машинами переменного тока, которое определило их широкое применение.
4. Дайте сравнительную характеристику методов управления, основанных на преобразователях с коммутацией от сети переменного тока и импульсных преобразователях постоянного тока.
5. Приведите и поясните пример схемы импульсного управления на полностью управляемых ключах в четырех квадрантах.

## 11.2. Управление асинхронными машинами

### 11.2.1. Общие положения

Асинхронный двигатель является одним из наиболее распространенных двигателей, используемых для превращения электрической энергии в механическую. Поэтому задачи управления его скоростью и моментом всегда актуальны. Однако трудности управления скоростью вращения двигателя и большие пусковые токи затрудняли их решение. В связи с этим на транспортных средствах до сих пор применяются двигатели постоянного тока, отличающиеся от асинхронных двигателей высокой управляемостью. Это имеет место несмотря на преобладающее использо-

вание электрической энергии в виде переменного тока и необходимость преобразования переменного тока в постоянный. Однако развитие силовой электроники изменило эту ситуацию. В настоящее время используются средства полупроводниковой техники, позволяющие обеспечить высокую и точную управляемость асинхронными двигателями.

Принцип действия асинхронного двигателя основан на взаимодействии трехфазного переменного тока с индуцируемым им током в обмотке или короткозамкнутых проводниках ротора. Первичная обмотка, к которой подводится трехфазный переменный ток, располагается на неподвижной части двигателя — статоре. Статорная обмотка намотана с учетом ее разбиения по фазам на несколько полюсов. Поэтому если число полюсных пар  $p$ , а на одной паре полюсов размещена одна обмотка, то образуется электромагнитное поле, вращающееся со скоростью, которую можно определить по формуле:

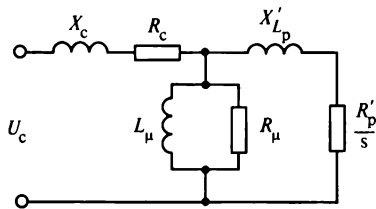
$$\omega_c = \omega_0 / p, \quad (11.19)$$

где  $\omega_0$  — частота питающей трехфазной сбалансированной сети.

Электромагнитное поле, вращаясь со скоростью  $\omega_c$ , индуцирует через воздушный зазор в роторных обмотках ЭДС, а следовательно, и токи, значение которых зависит от положения ротора. Электродвижущая сила в роторе зависит от скорости вращения ротора и числа витков обмоток статора и ротора. Следует отметить, что в асинхронном двигателе обычно ротор конструктивно выполнен в виде так называемой «беличьей клетки». В этом случае он рассчитывается как обмотка трансформатора с числом витков равным числу стержней клетки. Эквивалентная схема замещения асинхронного двигателя может быть получена аналогично схеме замещения трансформатора с учетом того, что электромагнитный поток передается через воздушный зазор от статора к ротору. При этом считается, что обмотка статора подобна первичной обмотке, а обмотка ротора — вторичной. При скольжении  $s = 1$ , когда ротор находится в заторможенном состоянии, коэффициент трансформации определяется соотношением числа витков обмоток статора и ротора. При вращении ротора индуцированная ЭДС зависит от скольжения  $s$ . Скорость вращения ротора  $\omega_p$  отличается от скорости изменения магнитного потока в статоре  $\omega_c$  и зависит от скольжения  $s$ , что выражается соотношением

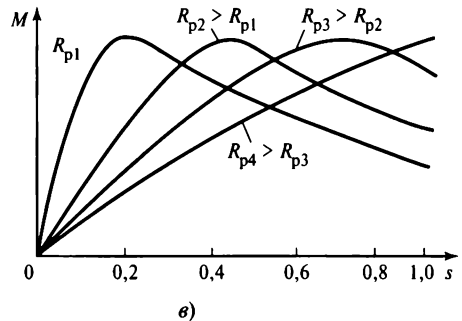
$$s = \frac{\omega_c - \omega_p}{\omega_c}. \quad (11.20)$$

Схема замещения одной фазы асинхронного двигателя представлена на рис. 11.12. В этой схеме сопротивление ротора приведено к обмотке ротора с уче-



**Рис. 11.12.** Эквивалентная схема замещения одной фазы асинхронного двигателя:

$X_c, R_c$  — реактивное и активное сопротивления статора;  $X'_{Lp}$  и  $R'_p$  — реактивное и активное сопротивления ротора;  $L_\mu, R_\mu$  — индуктивное и активное сопротивление магнитопровода



**Рис. 11.13.** Зависимости момента на валу асинхронного двигателя от скольжения

том числа витков и скольжения  $s$ . Пренебрегая падением напряжения в обмотке статора, ток фазы ротора определяем по формуле

$$I_p = \frac{E_p}{Z_p} = \frac{\left(\frac{N_2}{N_1}\right) U_c}{\sqrt{\left(\frac{R_p}{s}\right)^2 + \omega_c L_p}}, \quad (11.21)$$

где  $N_1, N_2$  — число витков соответственно статора и ротора.

Момент на валу двигателя определяется из баланса мощностей [79]. Полная, подводимая к ротору электромагнитная мощность затрачивается на механическую мощность двигателя  $P_{\text{мех}}$  и потери активной мощности  $\Delta P_p$  в сопротивлении ротора  $R_p$ . Механическая мощность  $P_{\text{мех}}$  определяется моментом  $M$ , развиваемым на валу двигателя, и скоростью ротора  $\omega_p$ , включая потери на трение и вентиляцию:

$$P_{\text{мех}} = M\omega_p. \quad (11.22)$$

Полная подводимая электромагнитная мощность определяется

$$P_{\text{эм}} = M\omega_c. \quad (11.23)$$

Потери в активном сопротивлении ротора вычисляются по формуле

$$\Delta P_p = P_{\text{эм}} - P_{\text{мех}} = M(\omega_c - \omega_p) = 3I_p^2 R_p = sP_{\text{эм}}. \quad (11.24)$$

Здесь коэффициент 3 учитывает, что механическая мощность создается тремя фазами двигателя.

Активное сопротивление ротора влияет на характеристики двигателя. Токи в двигателе пропорциональны  $\sqrt{R_p}$ . На рис. 11.13 приведены зависимости пускового момента от скольжения  $s$  асинхронных машин с разным сопротивлением

ротора  $R_p$ . Приведенные зависимости момента на валу двигателя от скорости вращения  $\omega$  или скольжения  $s$  соответствуют двигателю с ротором, выполненным в виде фазовых обмоток, в цепь которых введены резисторы с разными сопротивлениями  $R_{p1}—R_{p4}$ . Из приведенных зависимостей видно, что изменением значений сопротивлений резисторов фаз можно управлять моментом двигателя или его скоростью. Такое управление используется для пуска асинхронных двигателей большой мощности в целях ограничения пусковых токов посредством сопротивления резисторов. После завершения пуска резисторы шунтируются для снижения потерь мощности. Максимальное значение момента при пуске имеют машины с большим сопротивлением  $R_p$ , однако их скольжение возрастает при повышении момента. При низком сопротивлении ротора, например в конструкции ротора типа «беличьей клетки», пусковой момент низкий.

В отличие от машин постоянного тока асинхронная машина обычно используется в двигательном режиме. Работа в генераторном режиме с передачей энергии от двигателя в сеть возможна только при отрицательном значении скольжения ( $\omega_p > \omega_c$ ). Генераторный режим используется для торможения механических устройств, работающих от двигателя.

Режим реверса двигателя достигается переключением фаз сети, питающей двигатель, например посредством изменения чередования двух фаз. При этом происходит изменение направления вращения магнитного потока, создаваемого статором. Если двигатель продолжает вращаться в прежнем направлении, то возникает тормозной электромагнитный момент при скольжении  $s > 1$ .

Управление скоростью и моментом на валу асинхронного двигателя возможно при изменении подводимого к статору напряжения и скольжения. Существуют следующие методы управления асинхронным двигателем:

- подводимым к статору напряжением;
- скольжением ротора посредством введения дополнительного сопротивления или источника переменного напряжения в цепи ротора;
- частотой напряжения статора;
- одновременно частотой и напряжением статора.

Эти методы называются *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. Эти методы называются *векторными*, так как обеспечивают более точное позиционное управление подобно управлению машиной постоянного тока в «следящем» электроприводе.

Методы векторного управления разнообразны, и в настоящее время их стандартной классификации не существует.

## 11.2.2. Скалярные методы управления

**Управление напряжением статора.** Наиболее просто регулируется напряжение статора при помощи тиристорного регулятора напряжения переменного тока (рис. 11.14). Основным недостатком этого регулятора является значительное искажение напряжения, питающего статор, и резкое возрастание высших гармонических составляющих, которые приводят к дополнительным потерям электроэнергии и ухудшению технико-экономических характеристик двигателя в целом. Возрастание высших гармонических составляющих происходит с ростом угла управления тиристорами, и чем больше диапазон регулирования напряжения, тем значительнее изменения искажения напряжения статора. С другой стороны, для двигателей, ротор которых имеет небольшое активное сопротивление и выполнен в виде «беличьей клетки», влияние снижения первой гармоники напряжения за счет увеличения угла управления приводит к небольшому изменению скорости двигателя и значительному снижению критического (максимального) момента на валу двигателя. Поэтому этот способ используется для управления моментом, а не скоростью. Если активное сопротивление ротора велико, например в машинах с фазным ротором, то можно изменять как момент, так и скорость вращения ротора.

Использование тиристорных регуляторов особенно эффективно при управлении кратковременными режимами — пуском и торможением. Тиристоры в некоторых аппаратах, например гибридных, шунтируются. Пускорегулирующие тиристорные устройства позволяют осуществлять плавное торможение двигателями и служат для ограничения пусковых токов, которые в асинхронных двигателях в 5—10 раз превышают номинальные значения, что приводит к затруднению пуска двигателя при длинных линиях питания, например в шахтах. При ограничении пусковых токов время пуска увеличивается, но его можно регулировать уставкой ограничения пускового тока.

Тиристорные регуляторы используются в электроприводах вентиляторов, насосов и других нелинейных нагрузках.

**Управление скольжением ротора.** Увеличение сопротивления обмоток ротора значительно влияет на его характеристики, смещая максимальные моменты двигателя в сторону меньших скоростей (см. рис. 11.13). Сопротивление изменялось ступенчато при помощи релейно-контакторной аппаратуры. Для исключения ступенчатого изменения сопротивления в импульсном режиме в цепь ротора включается дополнительный резистор (рис. 11.15), что позволяет плавно регулировать его эквивалентное сопротивление

$$R_{\text{экв}} = R(1 - \gamma), \quad (11.25)$$

где  $\gamma$  — коэффициент заполнения импульсов включенного состояния шунтирующего ключа.

Функцию ключа может выполнять полностью управляемый полупроводниковый прибор, например тиристор типа ГТО.

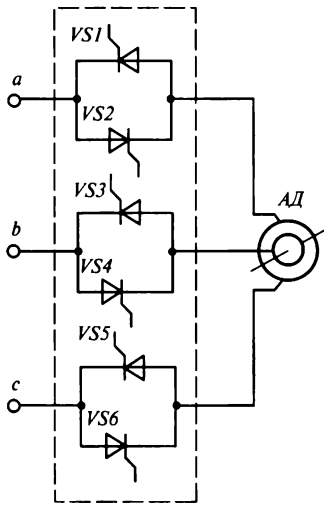


Рис. 11.14. Пускорегулирующее устройство асинхронного двигателя

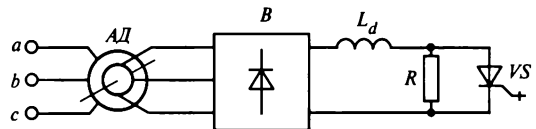


Рис. 11.15. Управление импульсным регулированием добавочного сопротивления ротора

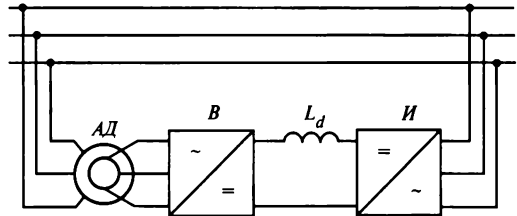


Рис. 11.16. Управление скоростью асинхронного двигателя посредством АВК с рекуперацией энергии скольжения ротора в сеть

Энергия, рассеиваемая в резисторе, может замещаться энергией, отдаваемой в сеть при инвертировании. Для этого импульсный регулятор и резистор заменяются асинхронно-вентильным каскадом (АВК). Одна из схем АВК представлена на рис. 11.16, в которой энергия из ротора поступает через неуправляемый выпрямитель и реактор  $L_d$  на вход тиристорного преобразователя, работающего в режиме инвертирования. Недостатком схемы АВК является потребление реактивной мощности из сети для обеспечения естественной коммутации тиристоров. С другой стороны, искажение токов приводит также к появлению дополнительной неактивной мощности в сети — мощности искажения, снижающей значение полного коэффициента мощности. Поэтому на практике используют схему инвертора тока с ШИМ на полностью управляемых ключах, например запираемых тиристорах типов GTO и GCT. В мощных преобразователях АВК выполнены по схеме непосредственного преобразователя частоты (циклоконвертера), использование которого на полностью управляемых ключах экономически выгодно. Учитывая, что АВК не является массовой продукцией и применяется для электропривода электродвигателей большой мощности, выбор его схемы всегда следует производить на основе тщательного технико-экономического анализа.

**Управление частотой и напряжением статора.** Изменение частоты напряжения при сохранении его значения постоянным приводит либо к возрастанию магнитного потока (при уменьшении частоты) или к его снижению (при увеличении частоты). Рассмотрим закон частотного управления асинхронным двигателем,



определяющий соотношение между частотой, напряжением и моментом на валу двигателя:

$$\frac{U}{U_{\text{НОМ}}} = \frac{f}{f_{\text{НОМ}}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{НОМ}}}}. \quad (11.26)$$

Управление асинхронным двигателем в соответствии с этим законом позволяет работать двигателю с ненасыщенной магнитной системой при регулировании скорости, обеспечивая практически неизменным значение коэффициента мощности двигателя. При неизменном значении момента  $U/f = \text{const}$ ; для нагрузки, при которой  $M = k\omega^2$ , соотношение  $U/f^2 = \text{const}$ ; при постоянной мощности  $P$  зависимость (11.26) имеет вид  $U/\sqrt{f} = \text{const}$ . В этих случаях механические характеристики двигателя изменяются в процессе регулирования частоты и напряжения в соответствии с (11.26). В частности, при постоянной мощности на валу двигателя зависимость момента от скорости изменяется гиперболически (рис. 11.17) [79].

Наиболее распространенным способом реализации частотного управления двигателями малой и средней мощности является использование преобразователей частоты (ПЧ) с явно выраженным звеном постоянного тока. В более дешевом исполнении ПЧ выполняется по схеме диодного выпрямителя и инвертора напряжения с прямоугольно-ступенчатой формой напряжения фаз. Очевидно, что такие схемы не позволяют осуществить рекуперативное торможение двигателя и основным способом торможения становится динамический режим с рассеянием энергии в резисторе, включаемом на стороне постоянного тока. Хотя ток двигателя имеет более сглаженную форму, чем напряжение инвертора, он содержит высшие гармоники, ослабляющие момент, создаваемый основной гармоникой, и вызывает появление пульсаций в моменте на валу двигателя.

В настоящее время используются инверторы напряжения с ШИМ, которые создаются на основе силовых транзисторов типа МОПБТ или запираемых тиристоров. Реализация ШИМ позволяет существенно улучшить гармонический состав напряжения статора и эффективно управлять двигателем, изменяя амплитуду и частоту основной гармоники напряжения, подаваемого от ПЧ к статору двигателя. Управление может осуществляться как с разомкнутой, так и с замкнутой обратной связью. При этом изменяется точность регулирования. В качестве регулируемой величины обычно выбирается скорость двигателя, и в системе регулирования используется датчик скорости. Пример упрощенной структурной схемы регулирования скорости двигателя приведен на рис. 11.18.

Более высокие технические характеристики обеспечиваются ПЧ, выполненным на основе схемы выпрямителя, аналогичной схеме инвертора, с полностью управляемыми вентилями. В этом случае преобразователь частоты выполнен на основе двух практически идентичных схем преобразователей по схеме переменного/постоянного тока. Один из преобразователей работает в режиме полностью управляемого выпрямителя с ШИМ, коэффициент мощности которого близок к единице

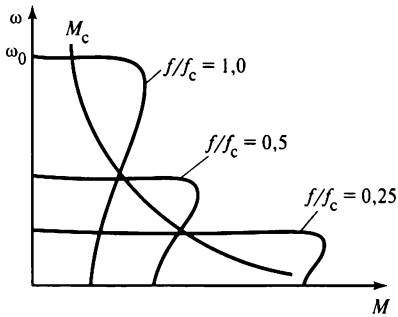


Рис. 11.17. Механические характеристики двигателя

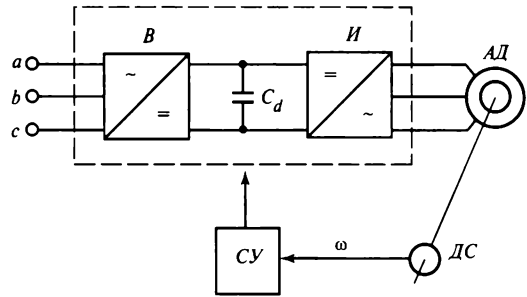


Рис. 11.18. Управление скоростью АД посредством изменения частоты и напряжения статора:  
ДС — датчик скорости

при низком искажении тока сети. При этом электропривод становится подобным линейной активной нагрузке. Высшие гармоники, обусловленные модуляцией напряжения, отфильтровываются «легким»  $LC$ -фильтром. Такой ПЧ можно считать идеальным для регулирования, если не учитывать при сравнении вариантов его стоимость.

Непосредственные преобразователи частоты (НПЧ), имеющие в тиристорном исполнении низкий коэффициент входной мощности и ограниченный диапазон частоты регулирования, используются для управления двигателями большой мощности.

Для управления асинхронными двигателями большой и средней мощности применяются ПЧ на основе инвертора тока. В таком ПЧ выпрямитель и инвертор разделены реактором большой индуктивности, придающим ему свойства источника тока. Для двигателей большой мощности экономически выгодно применять обычные, не полностью управляемые тиристоры. Поскольку двигатель работает с  $\cos \varphi$  индуктивного характера, возникает необходимость в принудительной, или искусственной, коммутации тиристоров. Для этих целей обычно используют схему с «отсекаемыми» от нагрузки коммутирующими конденсаторами. В этом случае габаритные размеры конденсаторов будут уменьшены из-за снижения их емкости. Однако значительное искажение токов фаз приводит к увеличению пульсаций на валу двигателя. Для осуществления синусоидальной ШИМ в инверторах тока применяются полностью управляемые ключи, коммутируемая мощность которых ниже мощности традиционных тиристоров.

Основным достоинством инвертора тока является более простая защита в аварийных режимах, так как скорость изменения аварийных токов ограничена реактором на стороне постоянного тока. Однако при этом ухудшаются динамические характеристики регулируемого электропривода.

### 11.2.3. Векторное управление

В настоящее время интенсивно развиваются методы векторного управления асинхронным двигателем. Основой этих методов является управление вектором тока статора  $I_1$ , который представляется в виде двух ортогональных составляющих — тока  $I_{1\psi}$ , определяющего величину потокосцепления ротора, и тока  $I_{1m}$ , образующего момент на валу двигателя (рис. 11.19) Одна из составляющих соответствует значению магнитного потока, другая — моменту двигателя. В этом случае можно провести аналогию с электрической машиной постоянного тока с независимым возбуждением. Магнитный поток машины постоянного тока зависит от тока возбуждения и расположения полюсов статора, а ток якоря — от значения момента на валу двигателя. Координаты, в которых производится декомпозиция тока статора, могут быть выбраны относительно потока ротора или статора. Выбор координат вносит определенные, но не принципиальные различия в методы, основанные на ориентации магнитного поля в пространстве и называемые методами *ориентации поля* [72].

В [79] рассматривается метод векторного управления, основанный на модифицированной схеме замещения двигателя, в которой за счет выбора коэффициента приведения индуктивное сопротивление ротора обращено в нуль. В схеме замещения напряжение ротора на активном сопротивлении равно противоЭДС со стороны ротора. Вектор тока статора имеет по оси ординат составляющую, образующую момент  $I_{1m}$ , а по оси абсцисс образующую поток ротора  $I_{1\psi}$ . Момент двигателя определяется по формуле [79]

$$M = 3 \frac{L_{12}}{L_2} L_{12} I_{1\psi} I_{1m}, \quad (11.27)$$

где  $L_{12}$ ,  $L_2$  — взаимная индуктивность статора и ротора и индуктивность ротора.

Из (11.27) следует, что значением момента можно управлять, изменяя токи  $I_{1m}$  и  $I_{1\psi}$ . На рис. 11.19 приведена векторная диаграмма, соответствующая модифицированной схеме замещения и декомпозиции тока статора  $I_1$  на составляющие  $I_{1m}$  и  $I_{1\psi}$ .

При управлении и моделировании процессов в двигателях используются неподвижные  $\alpha$ ,  $\beta$ -координаты и вращающиеся  $d$ ,  $q$ -координаты, позволяющие упростить расчеты, так как осуществляется переход от трехфазной системы к двухфазной. Например, ориентация магнитного поля ротора двигателя в  $d$ ,  $q$ -координатах может заключаться в совмещении продольной оси  $d$  с вектором магнитного потока ротора. При этом достигается полное совпадение по фазе между составляющими тока  $I_{1q}$  и  $I_{1m}$ , а также  $I_{1d}$  и  $I_{1\psi}$  и соответствующих потоков. Расчеты в системе  $d$ ,  $q$ -координат существенно упрощают реализацию системы управления. Следует отметить, что в несбалансированной трехфазной системе необходимо учесть несимметрию между током и напряжением, производя разложение несимметрич-

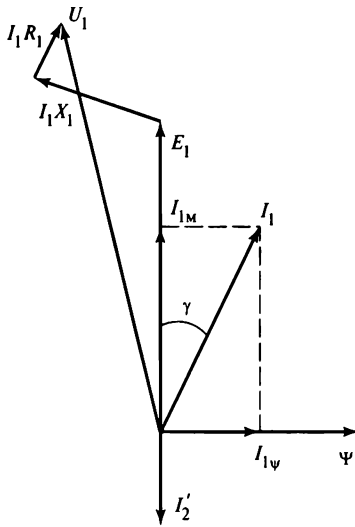


Рис. 11.19. Векторная диаграмма АД по модифицированной схеме замещения

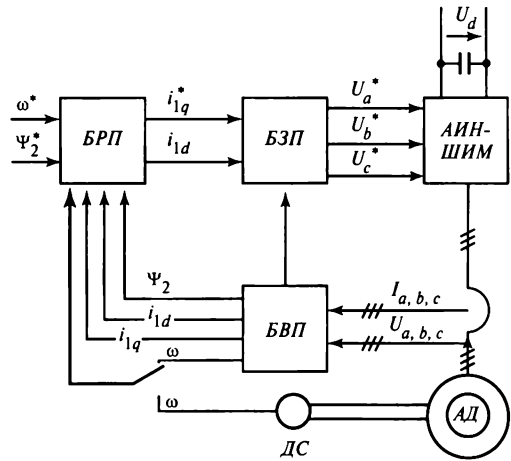


Рис. 11.20. Структурная схема векторного управления АД:

БРП — блок расчета параметров; БЗП — блок задания параметров; БВП — блок вычисления параметров

ной трехфазной системы на симметричную прямую, обратную и нулевую последовательности. Такое представление системы существенно усложняет расчеты.

Наиболее распространенными в электроприводе малой и средней мощности являются преобразователи частоты с явно выраженным звеном постоянного тока и инвертором напряжения с ШИМ. Такой ПЧ позволяет регулировать частоту и выходное напряжение в широком диапазоне. Упрощенная структурная схема векторного управления представлена на рис. 11.20 [79].

На вход БРП подаются задающие (эталонные) сигналы скорости  $\omega^*$  и потока ротора  $\psi_2^*$ , а также сигналы БВП, осуществляющего расчет реальных значений токов, напряжения и скорости двигателя в системе  $d, q$ -координат. Реальные значения тока, напряжения и скорости поступают на БВП от датчиков этих параметров, где затем пересчитываются в  $d, q$ -координатах. Информация о скорости двигателя снимается с датчика скорости ДС. В блоке расчета параметров эталонные и реальные сигналы сравниваются в системе  $d, q$ -координат, и регуляторы вырабатывают сигналы управления составляющими тока статора в  $d, q$ -координатах, которые поступают на вход БЗП. Блок БЗП преобразует сигналы из  $d, q$ -координат в трехфазную систему импульсов управления преобразователем частоты.

В настоящее время существует много различных методов реализации векторного управления. Каждый метод имеет свои достоинства и недостатки, которые частично рассматриваются в [72]. Самыми экономичными электроприводами

являются системы, которые не содержат датчиков скорости. Скорость вращения ротора и скольжение вычисляются по модели, заложенной в блоке *БВП* и содержащей необходимую информацию о двигателе. Однако эти системы имеют невысокую точность в зоне низких скоростей. Для более точных систем, обеспечивающих регулирование в широком диапазоне, используются высокоточные датчики скорости и других параметров двигателя.

Векторное управление используется для управления асинхронных двигателей, являющихся электроприводами механических устройств, требующих точного и практически безынерционного регулирования.

### Контрольные вопросы

1. Какими недостатками обладает пускорегулирующее устройство на встречновключенных тиристорах?
2. Поясните принцип динамического торможения.
3. Как осуществляется торможение асинхронного двигателя с рекуперацией электроэнергии в сеть?
4. Поясните принцип векторного управления асинхронным двигателем.
5. Как влияет на механические характеристики асинхронного двигателя увеличение активного сопротивления ротора?

## 11.3. Управление синхронными машинами

### 11.3.1. Общие положения

Принцип действия синхронной машины (СМ) основан на взаимодействии вращающегося магнитного поля, создаваемого обмоткой статора, и магнитным потоком, создаваемым ротором. Так как результирующий магнитный поток создается совместным действием магнитных полей ротора и статора, то в установившемся режиме результирующее магнитное поле в СМ вращается с той же частотой, что и магнитное поле ротора. Синхронные машины могут быть выполнены с обращенным типом конструкции: на роторе расположена обмотка якоря, а на статоре расположен возбудитель. Обращенная конструкция используется в СМ небольшой мощности. Синхронная машина может работать как в двигательном, так и в генераторном режиме.

Существует большое разнообразие конструкций СМ, например вентильные двигатели, бесщеточные, самосинхронизируемые машины и др. В системах возбуждения СМ широко используются выпрямители. Все СМ объединяет принцип действия, определяющий в установившемся режиме синхронное вращение магнитного поля статора и его ротора. Эти машины различны не только по своей конструкции, но и по областям применения. Синхронные машины являются основой регулируемых электроприводов большой мощности, генераторов, преобразующих различные виды механической энергии в электрическую, компенсаторов реактивной мощности, шаговых двигателей и т.п.

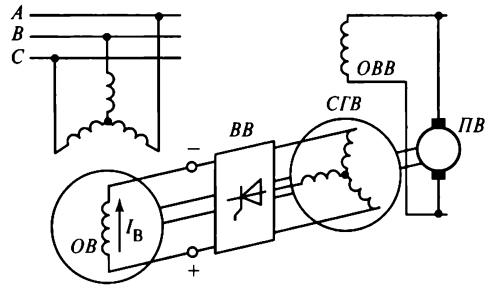
Рис. 11.21. Система независимого возбуждения синхронной машины

Системы возбуждения СМ разделяются на группы машин независимого возбуждения и самовозбуждения. Системы независимого возбуждения получают питание от источника постоянного тока — выпрямителя, на вход которого поступает ток от различных видов генераторов переменного тока. Эти генераторы, являясь звеном системы возбуждения, или расположены на валу ротора СМ, или приводятся в движение независимыми двигателями. Однако периодической постоянной коммутации тока, как в коллекторе машин постоянного тока, не происходит.

В настоящее время широко используется бесщеточное возбуждение (рис. 11.21). В этой конструкции выпрямитель возбуждения *ВВ* установлен на роторе синхронной машины. На валу двигателя находится возбудитель, функции которого выполняет синхронный генератор *СГВ*. Генератор работает в режиме самовозбуждения, или его обмотка возбуждения *ОВВ* получает питание от подвозбудителя *ПВ*. Коммутация тока в обмотке возбуждения *ОВ* осуществляется диодами или тиристорами. Посредством изменения угла регулирования тиристоров регулируется ток в обмотке возбуждения СМ. Мощность, необходимая для возбуждения, оставляет 0,3—3 % мощности синхронной машины. Следует отметить, что применение в качестве возбудителя синхронных машин связано со значительной инерционностью их системы возбуждения [79].

Системы с самовозбуждением основаны на использовании явления остаточной намагниченности ротора в СМ. Для форсирования пуска применяется подача повышенного напряжения на обмотку возбуждения СМ. Это достигается последовательным включением дополнительной обмотки трансформатора, питающего выпрямитель возбуждения на начальном этапе пускового режима СМ.

Расположение на валу СМ выпрямителя приводит к ужесточению требований к его конструкции. Так как выпрямитель располагается на вращающемся валу, он подвергается воздействию центробежных сил. В настоящее время в СМ применяют бесщеточные возбудители с управляемыми выпрямителями. В качестве возбудителя используется СМ с конструкцией обращенного типа. Для надежного независимого возбуждения применяются дополнительные подвозбудители, соединенные с валом СМ муфтами.



### 11.3.2. Управление синхронными двигателями с регулируемым возбуждением

В синхронной машине сохраняется равенство скоростей результирующего магнитного вращающегося поля статора и ротора. Оно делает ее идеальным средством для точного управления скоростью или моментом, развиваемым на валу

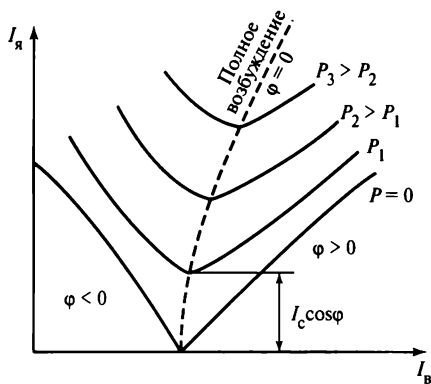


Рис. 11.22. Характеристики генератора при разных значениях мощности  $P$  и угла  $\varphi$  между напряжением и током статора

синхронного двигателя (СД). В синхронной машине с неявно выраженными полюсами ротора и статора воздушный зазор равномерно распределен по окружности статора и реактивное сопротивление машины не зависит от положения ротора. В этом случае угол нагрузки между напряжением якоря и ЭДС, которая индуцируется магнитным потоком возбуждения, определяется полным синхрон-

ным сопротивлением СМ. В генераторном режиме СМ напряжение якоря отстает от ЭДС на угол  $\theta$ . В этом случае угол  $\theta$  имеет положительное значение. В двигательном режиме напряжение якоря опережает ЭДС и угол  $\theta$  имеет отрицательное значение. Коэффициент мощности  $\cos\varphi$  характеризует сдвиг между напряжением сети и током обмотки якоря и зависит не только от нагрузки, но и от значения тока возбуждения. Семейство зависимостей  $I_a(I_b)$  (рис. 11.22) может быть разделено на области перевозбуждения ( $\varphi > 0$ ) и недовозбуждения ( $\varphi < 0$ ). Зависимость знака угла между током и напряжением от значения тока возбуждения позволяет использовать синхронный генератор в качестве компенсатора реактивной мощности при равенстве нулю активной мощности. Режим перевозбуждения соответствует генерации реактивной мощности (емкостной), режим недовозбуждения — потреблению реактивной мощности (индуктивной) [81]. Электромагнитный момент  $M$ , развиваемый на валу СД с неявнополюсной конструкцией, при пренебрежении потерями активной мощности в обмотке якоря определяется по формуле [81]

$$M = \frac{3UE_b \sin \theta}{\omega X_c}, \quad (11.28)$$

где  $E_b$  — ЭДС, индуцируемая потоком возбуждения при холостом ходе;  $X_c$  — индуктивное сопротивление фазы СМ;  $\omega$  — угловая частота основной гармоники сети;  $\theta$  — угол нагрузки.

В явнополюсной машине воздушный зазор между ротором и статором неоднороден. Поэтому ток якоря и полное активное сопротивление или индуктивное сопротивление представляют в виде суммы двух ортогональных составляющих:  $d$  — продольной и  $q$  — поперечной. В пространстве они соответствуют двум магнитным потокам, направленным вдоль продольной оси  $d$  и поперечной оси  $q$ , т.е. ось, проходящую через середину полюсов, называют продольной, а ось между полюсами — поперечной. С учетом этого разложения различают составляющие

тока якоря  $i_d$  и  $i_q$  и реактивного сопротивления  $X_d$  и  $X_q$ . Электрический момент явнополюсной машины определяется по соотношению [81]

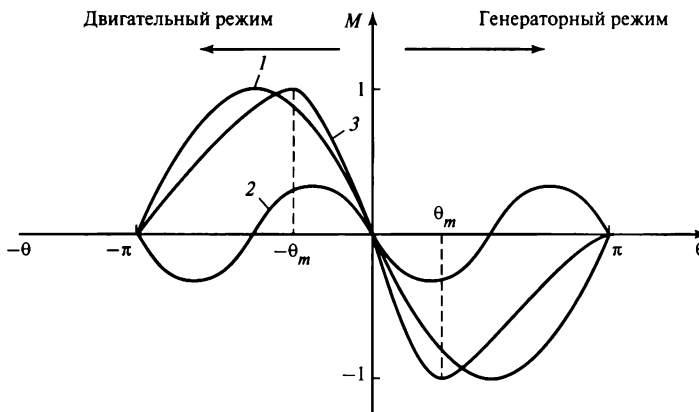
$$M = \frac{3UE_B}{\omega X_d} \sin \theta + \frac{3U^2}{2\omega} \left( \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \right) \sin 2\theta, \quad (11.29)$$

где  $X_d, X_q$  — составляющие реактивного сопротивления.

Зависимость момента на валу СМ от угла  $\theta$  называется *угловой характеристикой* (рис. 11.23). Угловая характеристика неявнополюсной СМ изменяется синусоидально (кривая 1). Положительные значения угла  $\theta$  соответствуют генераторному режиму, а отрицательные — двигательному.

В явнополюсных СМ из-за неравномерности магнитной проводимости возникает реактивный момент, обусловленный стремлением ротора ориентироваться по оси результирующего магнитного поля, что искажает синусоидальность угловых характеристик (кривые 2, 3). Для обеспечения стабильной работы СМ следует учитывать, что углы  $\theta$  должны изменяться от  $-\pi/2$  до  $\pi/2$  для неявнополюсной и от  $\theta_m$  до  $-\theta_m$  для явнополюсной СМ.

Соотношения (11.28) и (11.29) показывают, что при неизменных значениях частоты и напряжения, электрический момент зависит от угла  $\theta$  и может регулироваться напряжением возбудителя. Поддерживая отношение  $U/f$  постоянным, можно обеспечить при неизменном значении угла  $\theta$  регулирование скорости двигателя при постоянном значении момента на валу СД. Максимальное значение момента неявнополюсной машины достигается при угле  $\theta = \pm \pi/2$ , а для явнополюсной при угле  $\theta < \pm \pi/2$ . Следует отметить, что значение максимального момента увеличивается по сравнению с моментом для неявнополюсной СМ. Такое изменение скорости и момента на валу СМ при сохранении мощности может быть



**Рис. 11.23.** Угловые характеристики синхронных машин:

1 — неявнополюсная машина; 2 — дополнительный момент, обусловленный явно выраженным полюсом; 3 — суммарный момент явнополюсной машины



осуществлено при переходе из режима перевозбуждения в режим недо возбуждения.

Из вышеизложенного следует, что управление синхронными машинами может успешно осуществляться полупроводниковыми преобразователями аналогично управлению асинхронными двигателями. Методы регулирования синхронных двигателей основаны на изменении частоты и напряжения сети и реализуются различными преобразователями частоты. Для управления скоростью и моментом СМ малой и средней мощности наиболее эффективным является преобразователь с явно выраженным звеном постоянного тока, выполненный на основе полностью управляемых ключей. «Зеркальная» структура преобразователя частоты с обратными преобразователями переменного/постоянного тока со свойствами источника напряжения и ШИМ позволяет обеспечить 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. В ПЧ может быть использован один общий микропроцессорный контроллер, позволяющий реализовать цифровое управление практически всеми функциональными компонентами. Выходное звено ПЧ работает в основном в инверторном режиме, обеспечивая управление скоростью и моментом СД. Однако в режиме торможения ПЧ работает в обратном режиме, когда выходное звено становится управляемым выпрямителем, а входное — инвертором, рекуперирова энергию торможения в сеть.

Для питания СД мощностью более 1 МВт целесообразно использовать ПЧ с явно выраженным звеном постоянного тока на базе тиристоров с естественной и квазиестественной коммутацией тока под воздействием ЭДС, индуцируемой в обмотках ротора. В этом ПЧ выходной инвертор работает в режиме инвертора тока, на стороне постоянного тока которого включен реактор большой индуктивности. В режимах торможения инвертор, питающий СД, переходит в выпрямительный режим, а входной выпрямитель становится зависимым от сети инвертором, рекуперирова энергию в сеть. Ток в этом преобразователе имеет форму, близкую к прямоугольной, а форма напряжения определяется нагрузкой и выходными фильтрами. Система управления ПЧ поддерживает угол коммутации и ток возбуждения на неизменном уровне.

Для СД мощностью более 10 МВт, работающих на низких частотах, используется тиристорный преобразователь частоты с непосредственной связью. Тиристорный НПЧ также позволяет изменять поток энергии в тормозном режиме и управлять частотой и напряжением якоря СД. Регулирование напряжения в широком диапазоне приводит к значительному ухудшению коэффициента мощности системы в целом, что необходимо учитывать при проектировании. Достоинством традиционного НПЧ являются простая схема управления и возможность ее многофазного исполнения для использования тиристоров, а также улучшения гармонического состава напряжения, питающего якорь двигателя.

### 11.3.3. Управление вентильными двигателями

Вентильными двигателями 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.

Развитие силовой электроники и технологии производства постоянных магнитов определили возрастающий интерес к вентильным двигателям на основе синхронных машин. Достижения в силовой электронике позволили разработать преобразователи частоты с ШИМ посредством полностью управляемых ключей, а в технологии производства магнитов использовать материалы с высокой магнитной энергией, например неодим-железо-бор для изготовления роторов. Таким образом были созданы вентильные, полностью бесщеточные электрические машины переменного тока, не уступающие по управляемости машинам постоянного тока, а по технико-экономическим характеристикам превосходящие асинхронные двигатели.

Принцип действия вентильного двигателя основан на самосинхронизации ротора с частотой вращения поля якоря. Ротор может быть выполнен из постоянного магнита или с обмоткой возбуждения. Изменение частоты и напряжения обмотки якоря осуществляется преобразователем частоты с явно выраженным инверторным звеном или непосредственной связью с сетью. На базе электронных полностью управляемых ключей были созданы преобразователи с высокими технико-экономическими характеристиками. Например, во всех диапазонах регулирования частоты и выходного напряжения коэффициент мощности можно сохранять близким к единице, если выпрямитель преобразователя выполнен на полностью управляемых ключах. Высокие значения коэффициента мощности можно получить и в НПЧ, выполненном на полностью управляемых ключах.

Рассмотрим вентильный двигатель с ротором на постоянных магнитах, управляемый от преобразователя частоты с инвертором напряжения (рис. 11.24) [79]. 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 углов сдвига между их векторами. Благодаря этому моменту происходит вращение ротора, угловая частота которого в установившемся режиме синхронна с частотой

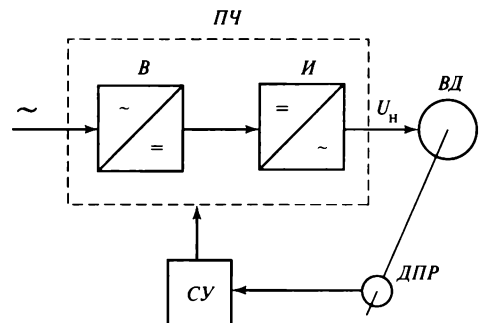


Рис. 11.24. Структурная схема управления вентильным двигателем:

ВД — вентильный двигатель; ПЧ — преобразователь частоты; СУ — система управления; ДПР — датчик положения ротора; В — выпрямитель; И — инвертор

выходного напряжения инвертора. Регулирование частоты осуществляется пропорциональным изменением напряжения инвертора.

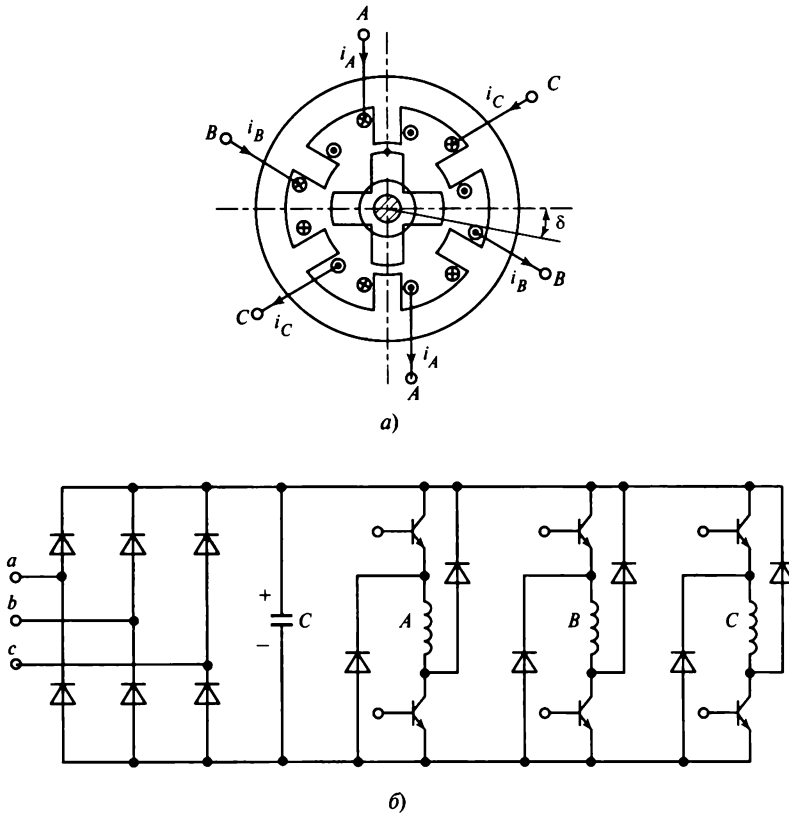
Существуют и другие способы управления частотой инвертора в режиме самосинхронизации ротора. Например, для СМ с ротором, имеющим обмотку возбуждения, можно изменять ток возбуждения. Главной отличительной чертой такого синхронного двигателя является наличие датчиков, информирующих о положении ротора. Наиболее широко используются датчики Холла, однако их применение связано с дополнительными затратами. Поэтому в настоящее время разрабатывают системы управления, основанные на вычислении положения ротора по отдельным параметрам СД, содержащим информацию о положении ротора, например форме потока в воздушном зазоре или фазе третьей гармоники.

Инвертор может быть выполнен также по схеме инвертора тока. При этом используются тиристоры, коммутируемые под воздействием противоЭДС синхронного двигателя. Такой преобразователь дешевле и обеспечивает хорошие характеристики двигателя. Однако при низкой частоте противоЭДС в якоре может оказаться недостаточной для коммутации тиристоров. Кроме того, динамические характеристики инвертора тока в целом хуже, чем характеристики инвертора напряжения.

Непосредственный преобразователь частоты используется в диапазоне низких скоростей для питания двигателей большой мощности. В то же время в НПЧ на тиристорах значительно ухудшается коэффициент мощности.

**Вентильно-индукторные двигатели.** Ротор вентильно-индукторного двигателя (ВИД) выполнен из шихтованного пакета электротехнической стали. Особенностью конфигурации такого ротора является явнополюсная, обычно зубчатая, конструкция, позволяющая изменять магнитное сопротивление между статором и ротором в зависимости от положения ротора. 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 поворачивает ротор в сторону, соответствующую минимальному индуктивному сопротивлению между статором и ротором или максимальному значению индуктивности. При питании обмотки возбуждения однофазным переменным током возникает момент, приложенный к ротору. Такие двигатели иногда называют реактивными двигателями (РД) [81].

Развитие силовой электроники и микропроцессорной техники позволило на основе реактивных двигателей создать двигатели с высокими техническими характеристиками за счет переключения электронным коммутатором обмоток статора. На обмотки возбуждения статора двигателя поступает импульсное напряжение, формируемое электронными ключами, от источника постоянного тока (рис. 11.25). Такой двигатель называется вентильно-индукторным двигателем (ВИД) [switch reluctance motor (SRM) — двигатель с переключаемым магнитным сопротивлением] [80]. Принцип действия ВИД основан на переключении обмоток возбуждения, расположенных на статоре и создающих вращающееся магнитное поле. Ротор ВИД стремится занять положение, при котором магнитное сопротив-



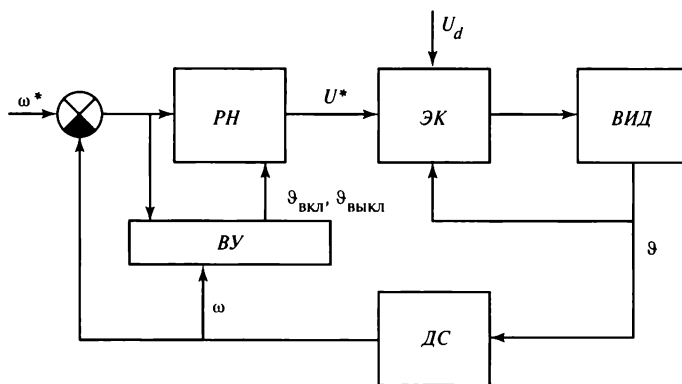
**Рис. 11.25. Вентильно-индукторный двигатель:**  
*a* — поперечное сечение; *б* — электронный коммутатор

ление между полюсом статора с возбужденной обмоткой и ротором имеет минимальное значение, что соответствует принципу работы двигателя. Конструкция статора зубчатая и явнополюсная. На рис. 11.25, *a* приведена схема ВИД с трехфазной шестизубчатой конструкцией статора [64]. Поскольку фазные обмотки расположены на диаметрально противоположных зубцах, магнитный поток в двигателе имеет пульсирующий характер, обусловленный переключением обмоток. В общем случае магнитный поток нелинейно зависит от тока возбуждения и угла положения ротора. Импульс управления, переключающий обмотки возбуждения, формируется системой управления электронного коммутатора (ЭК) с учетом сигнала, поступающего от датчика положения ротора ДС.

Схема электронного коммутатора для коммутации обмоток представлена на рис. 11.25, *б*. Включение пары 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 свя-

зано с выключением одной пары транзисторов и включением другой пары. 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. В результате происходит размагничивание отключаемой обмотки возбуждения с возвратом накопленной в ней энергии в источник питания. Существуют схемы коммутаторов с меньшим числом электронных ключей, позволяющие более эффективно передавать электрическую энергию от источника питания к обмотке возбуждения.

Управление скоростью и моментом двигателя возможно различными способами, например регулированием частоты и подаваемого на обмотки возбуждения напряжения. Но более эффективное управление связано с регулированием угла положения ротора, определяющего моменты времени включения  $\vartheta_{\text{вкл}}$  и выключения  $\vartheta_{\text{выкл}}$  в обмотках возбуждения ротора. Для этого могут быть использованы датчики, применяемые для самовозбуждения синхронных машин, или косвенная информация о переменных двигателя, связанных с положением ротора. Для улучшения технических характеристик двигателя, в частности в динамических режимах, используют ШИМ, которую осуществляют ключами электронного коммутатора. На рис. 11.26 приведена упрощенная структурная схема управления ВИД с переключением обмоток возбуждения. Эта структура представляет собой систему управления с регулированием напряжения  $PH$  углов  $\vartheta_{\text{вкл}}$  и  $\vartheta_{\text{выкл}}$ , вычисляемых блоком  $VU$ . Более эффективное управление достигается «слежением» за током в фазах двигателя, но при этом система управления усложняется и в нее включаются датчики тока.



**Рис. 11.26.** Структурная схема управления скоростью вентильно-индукторного двигателя при питании обмоток через электронный коммутатор:

$ЭК$  — электронный коммутатор;  $PH$  — регулятор напряжения  $ЭК$ ;  $VУ$  — вычислитель углов переключения обмоток;  $ДС$  — датчик скорости;  $\vartheta$  — угол положения ротора

Основные достоинства двигателя следующие:

- простота конструкции и отсутствие дорогостоящих материалов при изготовлении;
- простая по сравнению с преобразователями частоты схема электронной части;
- более легкое охлаждение обмоток, расположенных на статоре;
- высокий пусковой момент;
- последствия выхода из строя одной фазы (обрыв или КЗ обмотки, электронного ключа) незначительны;
- малая инерция ротора;
- высокие предельные значения скорости ротора;
- широкий диапазон регулирования скоростей двигателя.

К недостаткам машины следует отнести пульсации момента и создаваемые акустические шумы, а также уменьшение КПД и номинального момента по сравнению с двигателями, ротор которых выполнен на постоянных магнитах.

Высокие технические характеристики двигателя, низкая стоимость, широкий диапазон регулирования скорости сравнительно простыми средствами современной электроники обусловили его применение в различных областях техники малой и средней мощности.

### 11.3.4. Управление шаговыми двигателями

Шаговые двигатели (ШД) являются машинами, ротор которых при подаче импульса управления перемещается на определенный угол. Импульс управления посредством электронного усилителя, например силового электронного ключа, поступает на обмотку статора. Источником питания является неуправляемый выпрямитель. Статор в общем случае имеет несколько обмоток, на которые последовательно поступают импульсы постоянного тока.

Роторы двигателей имеют различное исполнение, характерное для синхронных машин: электромагнитное с возбуждением от обмотки и магнитоэлектрическое на основе постоянных магнитов. При необходимости для получения небольших единичных перемещений ротора используются реактивные или индукторные машины. На практике наибольшее распространение получили ШД с магнитоэлектрическим ротором, конструктивно выполненным в виде «звездочки» без полюсных наконечников.

Рассмотрим принцип действия ШД на примере двухфазного двигателя, ротор которого выполнен на основе постоянного магнита [79]. При подаче напряжения на обмотки между магнитным полем, создаваемым обмоткой статора, и постоянным магнитом происходит взаимодействие, результатом которого является возникновение момента, приводящего ротор во вращение (рис. 11.27, *a — z*). При последовательной подаче импульсов постоянного тока ротор будет занимать дискретно изменяемые положения. В этой простейшей машине число полюсов может быть увеличено, если одновременно подавать напряжения на обмотки I и II.

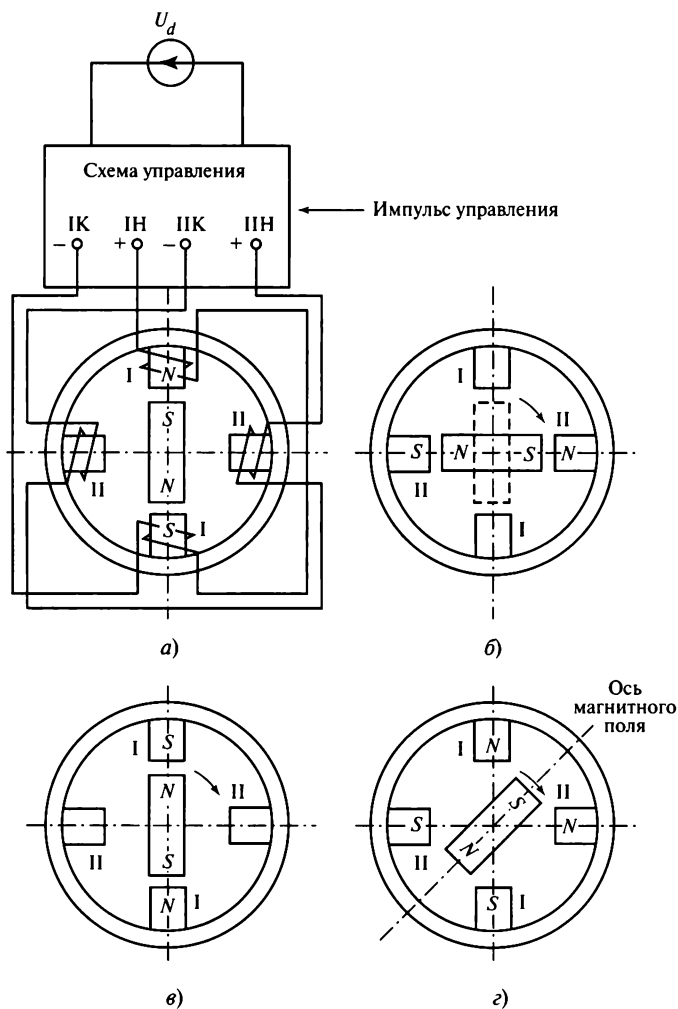


Рис. 11.27. Принцип действия шагового двигателя при различном положении ротора

В этом случае образуются полюса суммарного магнитного поля, оси которых проходят под углом по отношению к вертикальной и горизонтальной осям. Ротор с новым числом полюсов будет занимать восемь позиций, перемещаясь при подаче импульсов управления. Скорость перемещения ротора определяется частотой подачи импульсов управления.

Шаговые двигатели используются для преобразования электронных импульсов в пространственных перемещениях различных исполнительных механизмов систем управления. В этом случае не требуется развития больших моментов на валу ШД. Однако значение момента можно изменять, воздействуя на импульсный ток статора и ток возбуждения ротора, т.е. устройствами силовой электроники.

### **Контрольные вопросы**

1. Назовите способы управления скоростью и моментом синхронных двигателей.
2. Поясните особенности конструкции вентильных двигателей.
3. Перечислите основные достоинства и недостатки вентильных реактивных двигателей.
4. Поясните принцип управления шаговыми двигателями.
5. Укажите основные области применения различных типов синхронных двигателей.



# Глава двенадцатая

## ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА И ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ

### 12.1. Передача электроэнергии

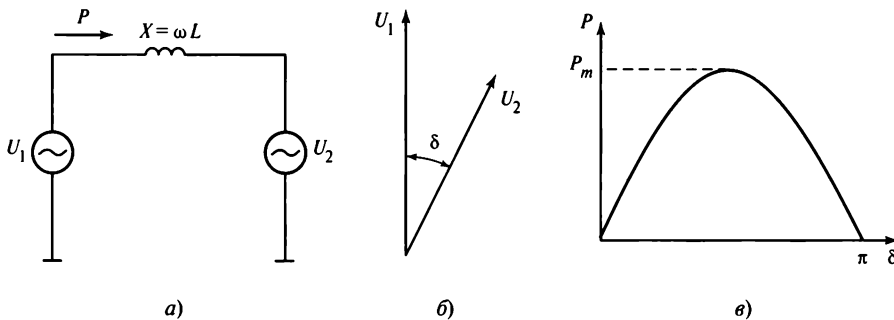
**Передача электроэнергии переменным током.** Модель линии передачи представляется сосредоточенными параметрами: источниками напряжений двух генераторов, вырабатывающего и принимающего электроэнергию, разделенных индуктивным сопротивлением  $X = \omega L$  (рис. 12.1). Передаваемая активная мощность определяется по формуле

$$P = \frac{U_1 U_2}{X} \sin \delta, \quad (12.1)$$

где  $U_1, U_2$  — напряжения на концах линии;  $\delta$  — угол сдвига по фазе.

Напряжение передающего источника должно опережать напряжение принимающего источника. Из (12.1) следует, что максимальное значение передаваемой мощности будет при значении угла  $\delta = \pi/2$ . Значение потока мощности можно регулировать следующими методами:

- регулированием значений напряжения  $U_1$  и  $U_2$ ;
- компенсацией индуктивного сопротивления линии (продольная емкостная компенсация);
- компенсацией реактивной мощности за счет параллельного подключения выключателями реакторов или конденсаторов соответственно значению реальной нагрузки;
- включением фазосдвигающих устройств (ФУ), которые позволяют изменять угол  $\delta$ .



**Рис. 12.1. Передача активной мощности в линии без потерь:**  
*a* — схема модели линии передачи; *б* — векторная диаграмма; *в* — зависимость активной мощности от угла  $\delta$

Фазосдвигающие устройства изначально выполняли на основе аппаратов с механической коммутацией, что позволяло управлять потоками электроэнергии в линии электропередачи в статических режимах. Однако в переходных режимах могут возникать возмущения, приводящие к динамической неустойчивости, колебаниям напряжения и выходу из синхронизма отдельных генераторов, подключенных к линии. Для устранения этих негативных явлений необходимо осуществлять быстрое управление потоками электроэнергии, которое не обеспечивается механическими устройствами коммутации отпаек обмоток в трансформаторе ФУ.

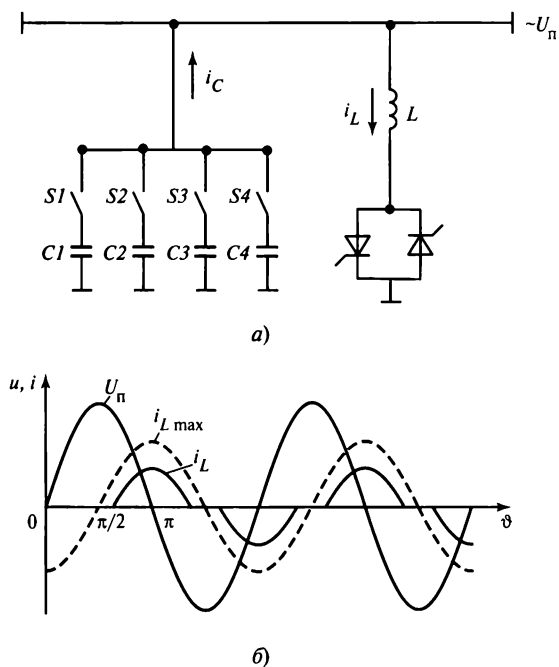
Отсутствие эффективных средств управления потоками электрической энергии стало препятствием к распределению мощностей электроэнергии между ее производителями и потребителями. Ограничение передаваемой мощности мешало также решению экономических задач по созданию рынка электроэнергии, способного влиять на стоимость и качество вырабатываемой электроэнергии. В настоящее время на основе устройств силовой электроники стало возможным управлять электрическими потоками и создавать «гибкие» линии электропередачи на переменном токе [англ. flexible alternating current transmission systems (FACTS)].

К таким устройствам относятся коммутационные и регулирующие устройства с быстродействием не менее половины периода на частоте переменного тока [93]. Для быстрого подключения компенсирующих устройств к линии передачи используются тиристоры (рис. 12.2, а). Подключение конденсаторов осуществляется при прохождении напряжения через нуль. Фазовое регулирование тиристоров, включенных последовательно с конденсаторами, в режиме естественной коммутации невозможно. Поэтому параллельно конденсаторам к линии подключают компенсирующий реактор со встречновключенными тиристорами. Это устройство позволяет регулировать поток мощности индуктивного характера от нуля до значения, определяющего индуктивностью реактора  $Q_L = \frac{U^2}{\omega L}$  (рис. 12.2, б). При регулировании мощности угол  $\alpha$  может изменяться за время не более 0,01 с для основной гармоники напряжения. Применение конденсаторов совместно с компенсирующим реактором позволило создать быстродействующее параллельное компенсирующее устройство, реактивная энергия которого определяется по формулам

$$\left. \begin{aligned} Q_C &= U^2 \omega C_{\Sigma}; \\ Q_L &= \frac{U^2}{\omega L_p}, \end{aligned} \right\} \quad (12.2)$$

где  $C_{\Sigma}$  и  $L_p$  — суммарная емкость конденсаторов и индуктивность реактора.

При компенсации реактивной мощности осуществляется плавное регулирование реактивной мощности в линии посредством фазового управления тиристорами, последовательно соединенными с реактором. Это устройство является быст-



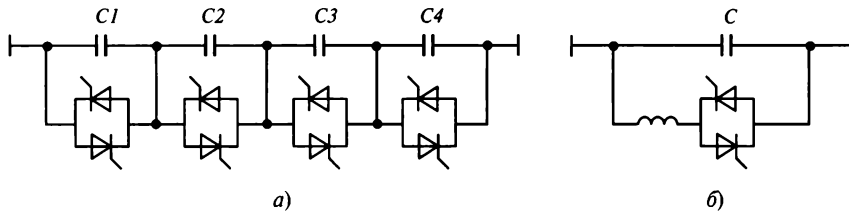
**Рис. 12.2. Параллельная компенсация на основе конденсаторов и реактора со встречновключенными тиристорами:**

*a* — схема; *б* — диаграммы тока и напряжения

родействующим ( $t < 0,01\text{с}$  при  $f = 50$  Гц) и надежным. Основными недостатками его являются 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 применяются в электроэнергетике.

Альтернативой реактору с последовательными тиристорами являются реакторы с подмагничиванием [125]. Реакторы с подмагничиванием имеют следующее достоинство: малую мощность устройства, управляющего током подмагничивания. Оно позволяет изменять компенсирующую мощность посредством регулирования индуктивности реактора. Управляемые реакторы с подмагничиванием — это надежные и сравнительно простые устройства компенсации реактивной мощности, что и определило введение их в эксплуатацию на линиях напряжением до 500 кВ и мощностью компенсации 100 Мвар и более. Однако они имеют плохие удельные массогабаритные показатели, низкое быстродействие по сравнению с современными устройствами компенсации на основе силовых электронных преобразователей.

Последовательная конденсаторная компенсация с использованием тиристоров осуществляется по двум основным схемам. В первой схеме конденсаторные секции шунтируются встречновключенными тиристорами, соединенными последова-



**Рис. 12.3. Последовательная конденсаторная компенсация:**  
 а — схема с конденсаторами; б — схема с реакторами

тельно (рис. 12.3, а). Для предотвращения выхода из строя полупроводниковых приборов под 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. 12.3, б). Реакторы выполняют функции аналогичные тем, которые выполняют реакторы в схеме с параллельной компенсацией (см. рис. 12.2). Значение тока регулируется посредством фазового управления тиристорами. 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 было повышено за счет замены механических ключей тиристорами. Фазосдвигающие устройства используются в основном для регулирования угла  $\delta$  для поддержания баланса мощности в системах. Использование в ФУ тиристорov 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 компенсатор реактивной мощности, получивший название СТАТКОМ (статический компенсатор). Учитывая, что реактивная мощность носит обменный характер, в качестве временного накопителя энергии использовали электролитические конденсаторы. Эти конденсаторы включаются на стороне постоянного тока преобразователя, работающего в режиме инвертора напряжения, осуществляя обмен реактивной мощностью с линией передачи электроэнергии (рис. 12.4). Такой компенсатор имеет хорошие удельные массогабаритные показатели и высокое быстродействие. Переход из потребления мощности индуктивного характера в режим генерации емкостной мощности и наоборот осуществляется за время меньше половины периода на частоте основной гармоники напряжения. Этот компенсатор не создает искажение тока и в переходных режимах работы энергосистемы является идеальным устройством. Однако, внедряя компенсаторы на базе электронных приборов, не следует исключать использование традиционных компенсаторов на основе синхронных генераторов, обладающих значительной механической инерционностью и, следо-

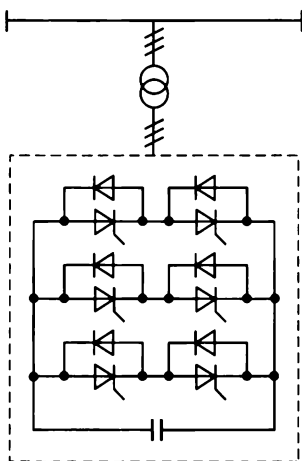


Рис. 12.4. Схема СТАТКОМ

вательно, устойчивостью к существенным кратковременным отклонениям малой длительности напряжения сети от заданных значений.

Совершенствование ФУ на полностью управляемых электронных ключах привело к созданию устройства с применением только силовых электронных преобразователей электроэнергии. Устройство называется объединенным регулятором потока мощности (ОРПМ) электроэнергии. Принципиально ОРПМ объединяет функции последовательного и параллельного компенсаторов неактивной мощности, а также ФУ. По существу эта схема является универсальной для создания «гибких» линий переменного тока. На рис. 12.5, а приведена структурная схема ОРПМ, подключенная к линии электропередачи. Основой этого устройства являются преобразователи переменного/постоянного тока *Пр1* и *Пр2*.

На стороне постоянного тока они объединены. Преобразователь *Пр1* подключен параллельно к линии передачи, а преобразователь *Пр2* — последовательно с линией через трансформатор *Тр1*. Поскольку преобразователи выполнены на основе инверторов напряжения с ШИМ, они могут работать в четырех квадрантах комплексной плоскости на стороне переменного тока. В этом случае можно представить, что преобразователь *Пр1* является потребителем или генератором первой гармоники тока (рис. 12.5, б). Преобразователь *Пр2*, вторичные обмотки которого включены последовательно, генерирует или потребляет электроэнергию посредством последовательного добавления напряжения  $\Delta U$ , первая гармоника которого также может находиться в любом квадранте комплексной

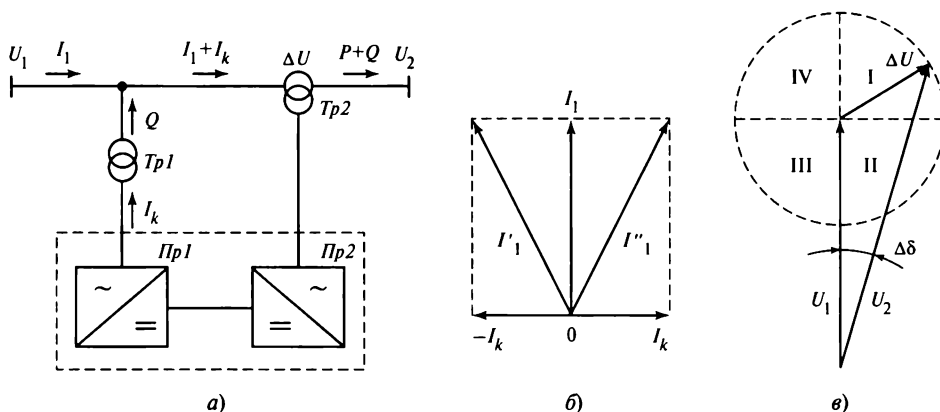


Рис. 12.5. Объединенный реактор потока мощности:

а — структурная схема; б — диаграмма тока с учетом тока параллельного преобразователя *Пр1*; в — диаграмма напряжения с учетом добавления напряжения последовательного преобразователя *Пр2*

плоскости относительно тока в обмотке трансформатора (рис. 12.5, в). Очевидно, что при пренебрежении потерями мощности в преобразователях и трансформаторах активные мощности преобразователей должны быть равными. В противном случае будет возникать избыток или недостаток активной мощности в конденсаторе, включаемом на стороне постоянного тока преобразователей, что приведет к нестабильности среднего значения напряжения конденсатора. Это не распространяется на неактивные мощности (реактивные и мощности искажения), обмен которыми преобразователи осуществляют между конденсатором на стороне постоянного тока и линией передачи, вызывая на конденсаторе пульсации напряжения. Из рис. 12.5 следует, что ОРПМ не только является устройством компенсации реактивной мощности, но и служит для создания изменяющегося по фазе дополнительного напряжения. Изменение значения и фазы этого напряжения позволяет изменять угол  $\delta$  между напряжениями на концах линии. Таким образом возможно эффективное управление потоком мощности в линии. Следовательно, ОРПМ является универсальным, многофункциональным устройством, которое может использоваться при создании «гибких» линий.

### **Передача электроэнергии на постоянном токе.**

Электропередача на постоянном токе и вставки линий постоянного тока (ВПТ) предназначены для осуществления:

- передачи электроэнергии на большие расстояния;
- связи несинхронно работающих систем с одной номинальной частотой;
- связи систем с различной номинальной частотой;
- пересечения больших водных пространств (сотни километров) кабельными линиями.

Современные силовые электронные устройства позволяют создавать преобразователи для линий передачи вставок постоянного тока. Такие вставки обеспечивают высокую управляемость и практически исключают влияние одной линии на другую. Они позволяют объединять через промежуточные преобразовательные звенья переменного/постоянного тока несинхронные линии переменного тока, частоты которых существенно различаются. Технология вставок постоянного тока применяется при создании больших энергосистем, основанных на «гибких» линиях передачи переменного тока.

Современные линии передачи постоянного тока (ППТ) широко используются благодаря достижениям силовой электроники. Устройства силовой электроники позволили свести к минимуму или полностью исключить следующие недостатки ППТ:

- высокий уровень генерации высших гармоник напряжения и тока.

Передачи постоянного тока имеют следующие преимущества перед линиями передачи на переменном токе:

- отсутствие реактивной мощности;
- возможность скалярного управления потоком электроэнергии;
- более низкая стоимость по сравнению со стоимостью передачи на переменном токе на расстояния более 600—1 000 км.

На рис. 12.6 приведен график стоимости передачи на постоянном и переменном токе от расстояния [87]. Начальная стоимость передачи на переменном токе значительно меньше, чем на постоянном. Однако с ростом расстояния передача на постоянном токе становится дешевле. Эти линии применяются в основном для передачи электроэнергии без отбора мощности. В США и Канаде построена ППТ длиной 1 496 км, мощностью 2 000 МВт с тремя промежуточными подстанциями. Всего по проекту должно быть пять подстанций. В 1987—1997 гг. в разных странах мира введено в эксплуатацию свыше 47 ППТ. Мощность многих ППТ достигает 2 000 МВт при напряжении до 600 кВ. Наиболее мощная современная ППТ (две цепи 600 кВ) имеет мощность 6 300 МВт и длину 900 км (ГЭС Итайпу—Сан-Пауло, Бразилия). При этом следует отметить, что при передаче на постоянном токе потери мощности в линии снижаются в 20—30 раз по сравнению с передачей на переменном токе [85].

Основой связывающих различные системы переменного тока вставок являются преобразователи постоянного/переменного тока, которые работают в режиме выпрямления или инвертирования. В настоящее время полностью управляемые ключи позволяют создавать преобразователи с ШИМ, практически исключая искажение формы переменного тока, которые способны работать с заданным коэффициентом мощности в любом квадранте комплексной плоскости. Соединив параллельно два преобразователя на стороне постоянного тока, получают топологию ВПТ на основе преобразователей, работающих в режиме источников напряжения на стороне постоянного тока (рис. 12.7). В такой вставке один из преобразователей работает в режиме выпрямления, а другой — в режиме инвертирования. Регулируя напряжение, можно изменять направление потока энергии, и тогда режимы работы преобразователей меняются на противоположные — выпрямительный на инверторный и наоборот. При объединении систем передачи на переменном токе ВПТ занимает мало площади и для нее не требуется синхронизации объединяемых линий. Вставка постоянного тока используется при создании «гибких» линий передачи на переменном токе и практически без учета протяженности передачи на постоянном токе. Эта технология получила название ВТВ (back to back) [87].

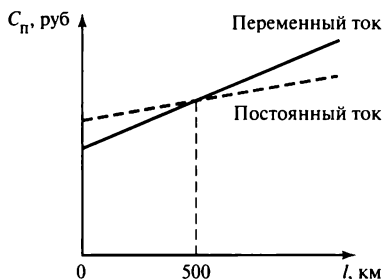


Рис. 12.6. График затрат на передачу электроэнергии в зависимости от расстояния

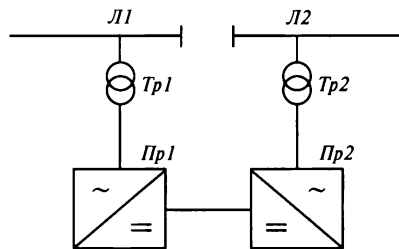


Рис. 12.7. Структурная схема вставки постоянного тока на преобразователях  $Pr1$  и  $Pr2$  между линиями  $L1$  и  $L2$  переменного тока

В настоящее время введено в эксплуатацию свыше 20 ВПТ, большая часть которых расположена в США. Часто ВПТ используются для межгосударственных связей: Бразилия — Аргентина (2 000 МВт), Канада — США (1 000 МВт), Россия — Финляндия (1 420 МВт). В 1981 г. в СССР была введена в эксплуатацию вставка постоянного тока для передачи электроэнергии в Финляндию. Схема вставки представляет собой 12-фазные преобразователи мощностью 350 кВт, в которых использованы тиристоры Т-173-125. Работая в режиме естественной коммутации тиристоров, один из преобразователей является выпрямителем, а другой — зависимым инвертором с реактором на стороне постоянного тока. Применение 12-фазных преобразователей позволило избежать сильного искажения токов сети. Фильтрация высших гармоник выполняется пассивными фильтрами.

### Контрольные вопросы

1. Составьте упрощенную модель линии электропередачи на основе сосредоточенных параметров и поясните их влияние на процесс передачи электроэнергии.
2. Какие способы используются для управления потоком мощности электроэнергии при ее передаче?
3. Перечислите способы компенсации реактивной мощности при ее передаче.
4. Поясните принцип действия объединенного регулятора потока мощности.
5. Когда целесообразно использовать линии передачи постоянного тока?

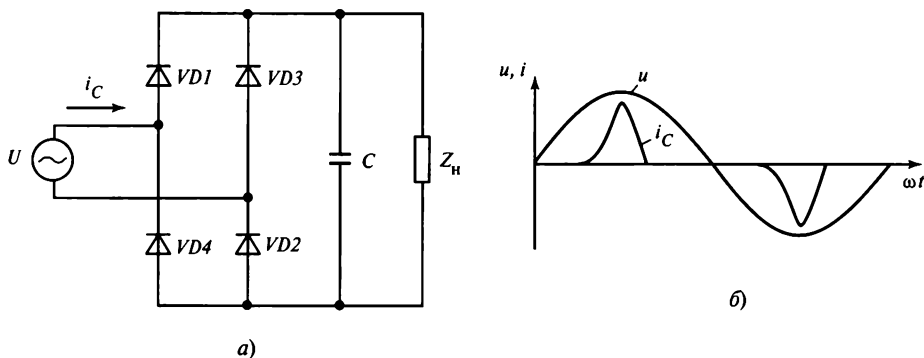
## 12.2. Повышение качества электроэнергии

Основой силовых электронных устройств являются нелинейные элементы — электронные ключи. Периодическая коммутация ключей в преобразователях электроэнергии приводит к искажению потребляемого из сети тока. Кроме того, работа ключей совместно с  $LC$ -фильтрами в отдельных случаях вызывает значительные искажения тока. Например, выпрямитель с емкостным фильтром, широко используемый в технике, вызывает искажения потребляемого переменного тока (рис. 12.8). В свою очередь искажение тока вызывает искажение напряжения сети. В результате увеличиваются потери мощности, сокращается срок службы электротехнических изделий, происходят сбои в их работе и т.п. В настоящее время во многих странах действуют стандарты, определяющие допустимое искажение тока в зависимости от соотношения мощностей источника и потребителя. Это соотношение характеризуется коэффициентом короткого замыкания  $K_k$

$$K_k = \frac{I_k}{I_{H \max}}, \quad (12.3)$$

где  $I_k$  — действующее значение тока короткого замыкания шин потребителя;  $I_{H \max}$  — осредненное действующее значение наибольшего потребляемого тока.





**Рис. 12.8. Искажение тока сети выпрямителем:**  
 а — схема; б — диаграммы напряжения и тока сети

Коэффициент  $K_K$  определяется в точке соединения шин и потребителя. Например, в стандарте IEEE 519 (Institute of electrical and electronics engineers — Институт инженеров электротехники и электроники) указывается, что ответственность за искажение тока несет потребитель, а за искажение напряжения — поставщик электроэнергии. Взаимоотношения между ними регулируются соглашениями и тарифами оплаты электроэнергии.

Кроме искажений тока и напряжения, вызываемых работой силовых электронных устройств, на качество электроэнергии оказывают негативное влияние нестабильная работа энергосистемы, ее составных частей, нелинейная светотехническая нагрузка, переходные процессы в сети, атмосферные явления и т.п. В этой связи при оценке качества напряжения учитываются, кроме искажений напряжения и тока, следующие факторы [114]:

- отклонение частоты;
- отклонение напряжения;
- колебания напряжения (фликер), характеризующиеся изменениями его значения до 10 % с частотой 0—35 Гц;
- несимметрия напряжения по фазам;
- провалы напряжения;
- временные и импульсные перенапряжения.

Традиционными техническими способами уменьшения уровня искажений являются повышение числа фаз преобразователя и применение пассивных  $LC$ -фильтров. Однако с освоением быстродействующих, полностью управляемых силовых транзисторов и запираемых тиристоров стала возможной импульсная модуляция преобразуемых токов и напряжений по синусоидальным законам.

На основе синусоидальной ШИМ на повышенной частоте были созданы преобразователи, мало искажающие ток сети. Внедрение ШИМ позволило создать

силовые электронные устройства, способные формировать токи и напряжения различных форм. На этой основе с учетом неактивного характера мощности искажения были разработаны силовые электронные активные фильтры (АФ) [76].

Использование полностью управляемых ключей позволило исключить принудительную коммутацию, характерную для традиционных тиристоров. Управляемые ключи работают в четырех квадрантах комплексной плоскости параметров переменного тока без применения громоздких устройств принудительной коммутации тока. При этом стала возможной разработка многофункциональных «кондиционеров» сети — регуляторов качества электроэнергии [113]. Сочетание традиционных и новых способов позволило существенно повысить качество электроэнергии. Были разработаны как мало искажающие преобразователи электроэнергии, так и устройства повышения качества электроэнергии в системах, включающих нелинейные нагрузки в статических и динамических режимах работы. Здесь же более подробно рассмотрим их практическое применение.

В настоящее время значительно снизилась себестоимость серийно выпускаемых силовых электронных приборов. Это послужило причиной активизации работ по созданию и применению активных фильтров в различных областях техники. Активные фильтры применяются на транспорте, в центрах управления, содержащих большое количество компьютерной техники, и т.п. Многие крупные электротехнические фирмы изготавливают активные фильтры серийно. Так, в [76] приводится пример создания АФ мощностью  $300 \text{ кВ} \cdot \text{А}$  для четырехпроводной линии, питающей ретрансляционную станцию. Система питания станции состоит из однофазных выпрямителей с емкостным фильтром. В результате несимметрии нагрузки по фазам происходит перегрузка нейтрального провода высшими гармониками тока, кратными трем. Применение однофазных АФ (рис. 12.9) компенсирует эти гармоники тока, обеспечивая практически синусоидальную форму фазных токов и существенное снижение тока в нулевом проводе.

Другим примером успешного применения АФ большой мощности являются фильтры, предназначенные для устранения искажений тока и напряжения, создаваемых скоростными электропоездами. Поезда вызывают не только искажение формы тока в сети, но и провалы, колебания и несимметрию напряжения в сети. Например, в течение дня за один час рядом с электрической подстанцией проходят около 20 поездов, каждый из которых потребляет мощность до 12 МВт. Для устранения негативных влияний железнодорожной линии электропередачи на электроэнергию, передаваемую по трехфазной линии переменного тока напряжением 154 кВ, на электрических подстанциях были установлены параллельные АФ мощностью от 40 до 60 МВ · А. На рис. 12.10 представлена схема подключения АФ на запираемых тиристорах типа ГТО. В основу АФ были положены инверторы напряжения с ШИМ.

Для стабилизации напряжения, повышения коэффициента мощности до единицы и устранения провалов напряжения до нуля длительностью несколько периодов и

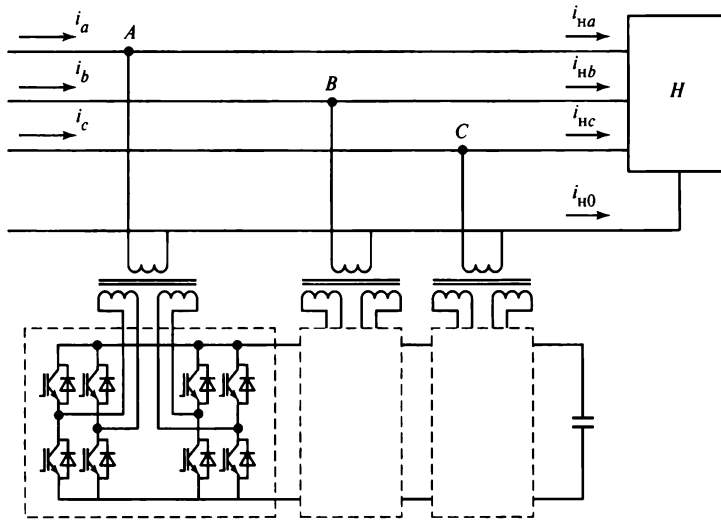


Рис. 12.9. Схема включения однофазных активных фильтров для устранения 3-й гармоники тока в системе с нелинейной нагрузки

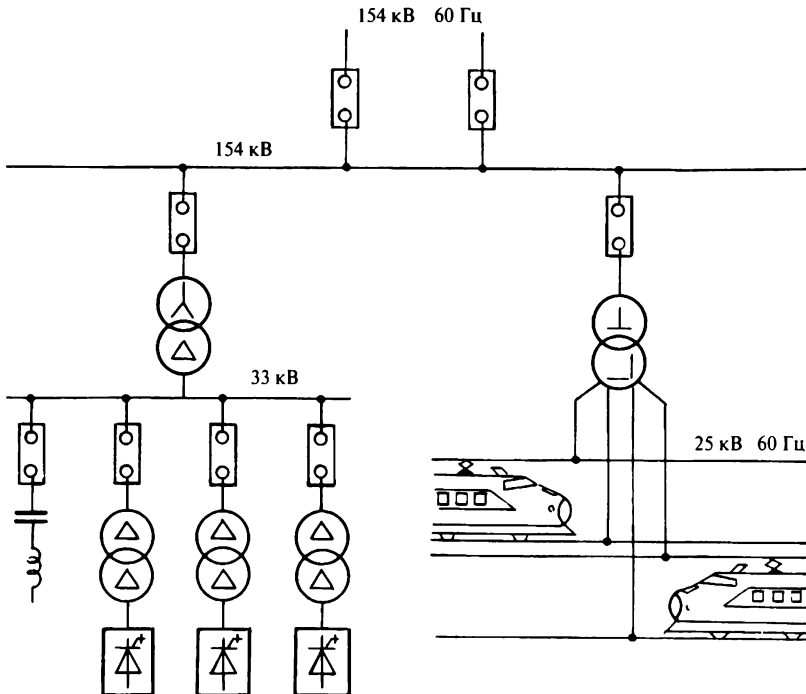
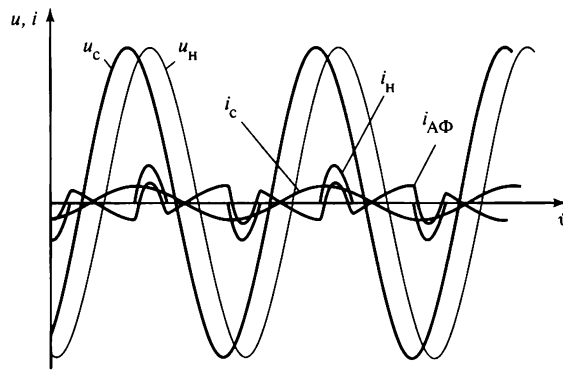
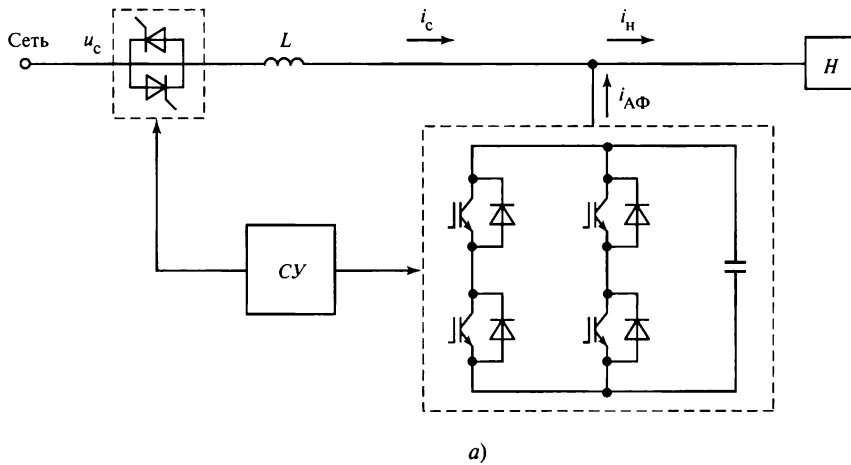


Рис. 12.10. Активная фильтрация высших гармоник тока нагрузки на подстанции



**Рис. 12.11. Кондиционер сети:**  
а — схема; б — диаграммы напряжения и тока

более применяются кондиционеры сети, выполненные на основе параллельных АФ и последовательных регуляторов напряжения. Структура таких кондиционеров сети сходна со схемой ОРПМ или источников бесперебойного питания интерактивного типа. Простейшая схема кондиционера сети малой мощности представлена на рис. 12.11, а. Функции регулятора напряжения выполняет последовательно включенный реактор, его напряжение добавляется к напряжению сети и зависит не только от значения, но и от фазы тока в реакторе, который является суммой токов нагрузки и АФ. В этой схеме АФ выполняет функции компенсатора мощности искажений и реактивной мощности основной гармоники тока нагрузки [111]. На рис. 12.11, б приведены диаграммы, поясняющие принцип действия конденсатора сети. Кратковременные провалы напряжения в сети компенсируются активной мощностью, поступающей от электролитических кондиционеров, включенных на

стороне постоянного тока АФ. Для улучшения удельных массогабаритных показателей кондиционеров мощностью более 3 кВт реакторы заменяются последовательно включенными АФ. В этом случае может быть значительно снижена мощность параллельного АФ, входящего в кондиционер сети.

### Контрольные вопросы

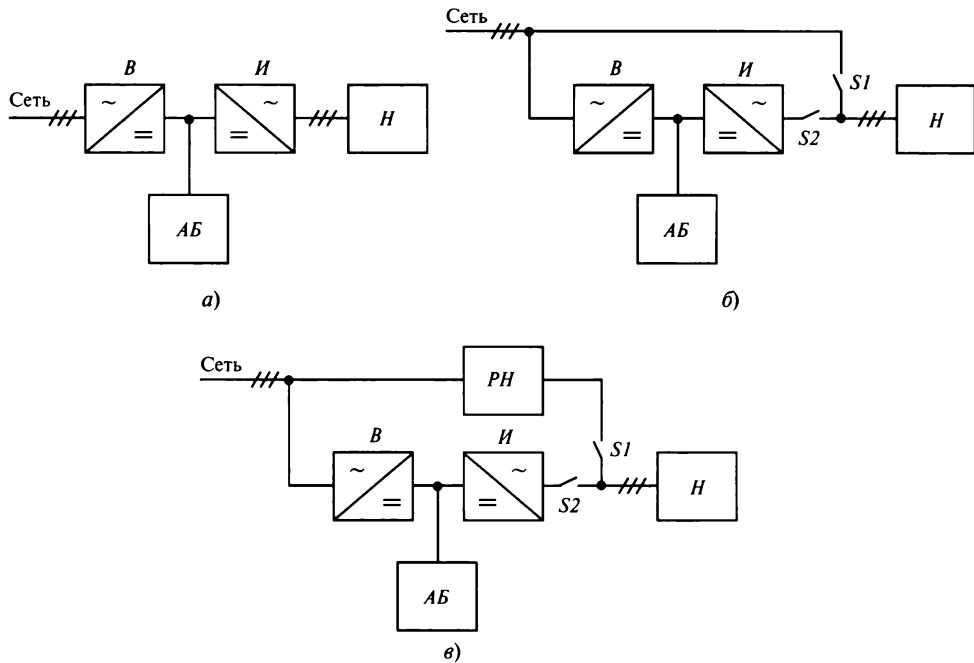
1. В чем проявляется негативное влияние на качество электроэнергии силовых электронных устройств?
2. Какие факторы влияют на искажение тока сети выпрямителя на диодах с емкостным выходным фильтром?
3. Перечислите основные показатели качества электроэнергии.
4. Перечислите основные способы снижения негативного влияния силовых электронных устройств на искажение токов сети и уменьшение коэффициента мощности.
5. Поясните принцип действия активных фильтров.

## 12.3. Источники бесперебойного питания

Источником (электронным) бесперебойного питания (ИБП) называется совокупность полупроводниковых преобразователей и накопителя электроэнергии, обеспечивающих непрерывное электроснабжение потребителя при выходе за заданные параметры основной сети питания. Наиболее широко применяются ИБП переменного тока. Структурные схемы ИБП и электрические системы на их основе разнообразны. Наиболее распространенными основными структурными схемами ИБП являются:

- с постоянным питанием нагрузки (on-line);
- с подключением ИБП при выходе параметров сети за номинальные (off-line);
- с питанием нагрузки через регуляторы качества электроэнергии и переключение питания нагрузки на ИБП при выходе параметров сети за норму (line interactive).

*Структурная схема с постоянным питанием нагрузки от ИБП* (рис. 12.12, а) включает выпрямитель *В*, инвертор *И* и аккумуляторную батарею *АБ*, подключенную к шинам постоянного тока. Нагрузка постоянно получает питание от ИБП. При этом качество электроэнергии на нагрузке определяется инвертором. При исчезновении напряжения в сети электроэнергия поступает от *АБ* через инвертор. Для вывода в ремонт ИБП при кратковременных перегрузках и в различных аварийных случаях может быть использована обводная сеть переменного тока резервного источника питания. Очевидно, что ИБП может обеспечивать бесперебойное электроснабжение потребителя электроэнергией высокого качества. Кратковременные провалы напряжения на шинах потребителя полностью исключаются за счет авто-



**Рис. 12.12. Структурная схема ИБП:**

*а* — с постоянным питанием нагрузки от ИБП; *б* — с подключением ИБП; *в* — с регулятором *РН* и переключением нагрузки на ИБП; *В* — выпрямитель; *И* — инвертор; *Н* — нагрузка; *АБ* — аккумуляторная батарея; *РН* — регулятор напряжения

матического ввода в работу *АБ*, работающей в режиме горячего резерва. Но в то же время платой за бесперебойное электроснабжение является двойное преобразование электроэнергии и, следовательно, снижение надежности и КПД [104].

**Структурная схема с подключением ИБП при выходе параметров сети за заданные** (рис. 12.12, б). В этой схеме постоянное электроснабжение осуществляется от сети переменного тока. При изменении параметров происходит подключение инвертора, работающего в дежурном режиме. Время подключения зависит от инерционности датчиков напряжения сети и времени переключения нагрузки от сети на инвертор. При применении безынерционных датчиков и статических коммутационных ключей *S1* и *S2* это время может не превышать половины периода напряжения сети. Выполненный по этой структурной схеме ИБП имеет меньшую стоимость по сравнению с ИБП первой структуры. Качество электроснабжения определяется качеством электроэнергии в сети. Кроме того, переключение нагрузки от сети на инвертор требует времени, которое может оказаться для потребителя недопустимым.

**Схема электроснабжения нагрузки с повышением качества электроэнергии сети** (рис. 12.12, в) сходна со схемой на рис. 12.12, б. Отличие этой структуры ИБП заключается в обеспечении стабилизации напряжения сети при его незначи-

тельном отклонении от заданных значений. Обычно длительное отклонение входного напряжения не должно превышать 15—20 % номинального значения. С этой целью в структуру ИБП включается регулятор напряжения РН. Переход на питание от АБ происходит практически при исчезновении напряжения сети. В настоящее время инвертор с ИБП этой структуры может выполнять функции активного фильтра во время питания нагрузки от сети через регулятор. В этом случае инвертор обеспечивает компенсацию неактивной мощности, включающей в себя реактивную мощность и мощность искажения, создаваемую нелинейной нагрузкой. При выходе параметров сети за заданные инвертор выполняет функции источника питания нагрузки. В такой структуре повышается надежность системы за счет постоянного функционирования инвертора и обеспечивается переход нагрузки от сети на инвертор практически без значительного изменения напряжения. Такая структура обеспечивает питание потребителя от сети с регулятором напряжения. При исчезновении напряжения сети питание потребителя осуществляется от инвертора.

В настоящее время области применения ИБП разнообразны. Традиционно основными потребителями электроэнергии являются объекты централизованного управления, включающие в себя средства связи и автоматики, например крупных аэропортов и атомных электростанций. Продажи ИБП увеличиваются ежегодно примерно на 10 %. Лидерами в производстве ИБП являются США, страны ЕС и Япония. Основная часть производимых ИБП рассчитана на мощность до 30 кВ · А, что свидетельствует об использовании их для бесперебойного питания наиболее критичных к исчезновению электроэнергии компьютеров, средств управления и других потребителей.

До создания полностью управляемых, быстродействующих полупроводниковых ключей для обеспечения бесперебойного электроснабжения применялись электромашинные агрегаты. Последние обычно объединяли на одном валу электрические двигатели переменного и постоянного тока с генератором, питающим нагрузки. В качестве резервных источников использовались АБ. Достоинством электромашинных преобразователей была их инерционность, которая позволяла обеспечить защиту потребителей от кратковременных отклонений напряжения сети от заданных параметров, включая провалы напряжения до нуля в течение нескольких секунд. При более длительном исчезновении напряжения сети осуществлялся переход на питание от резервного источника, например дизель-электрического генератора. В настоящее время, как правило, используют ИБП на основе полупроводниковых преобразователей. Они содержат АБ и систему управления и контроля, которая функционирует на основе единого протокола управления ИБП через микропроцессорную или компьютерную систему. Протокол выполнен по типовой программе и является для пользователей общепризнанным документом по эксплуатации систем с ИБП.

В зависимости от типа АБ в составе ИБП применяются различные резервные средства. В первую очередь определяются требования к зарядному устройству.

Обычно зарядное устройство включает в себя управляемые выпрямители с ограничением и автоматическим регулированием длительности тока заряда АБ. Функции АБ выполняют различные химические источники тока, которые не требуют применения зарядных устройств. В качестве резервного источника питания могут также использоваться различные нетрадиционные источники получения электроэнергии. Для некоторых типов АБ при введении их в эксплуатацию необходимо проводить зарядно-разрядные циклы. В этих случаях применяют обратимые преобразователи переменного/постоянного тока. Они позволяют проводить в автоматическом режиме разряд АБ, переключая их работу с выпрямительного режима на инверторный. При этом энергия АБ поступает в сеть. Длительность разряда и значение разрядного тока устанавливаются оператором с учетом требований к разряду АБ. Процесс разряда происходит автоматически, так же как и процесс заряда АБ [102].

Для потребителей постоянного тока используются ИБП постоянного тока (рис. 12.13) [120]. Обобщенная структура ИБП постоянного тока состоит из выпрямителей и накопителя электрической энергии — АБ. Выпрямитель *V1* получает питание от общей сети переменного тока, а выпрямитель *V2* — от резервной. Выпрямители объединены шинами постоянного тока, к которым через электрон-

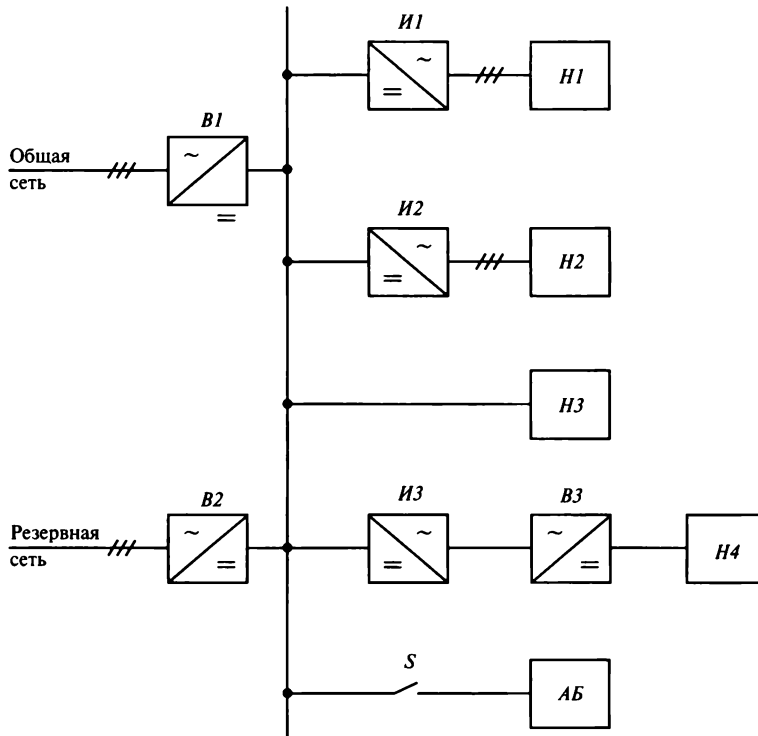


Рис. 12.13. Обобщенная структура ИБП постоянного и переменного тока



ный ключ  $S$  или постоянно подключена  $AB$ . Организация совместной или параллельной работы выпрямителей проще, чем инверторов. От первых требуется только равенство средних значений напряжения постоянного тока, а от инверторов — равенство значений выходного напряжения по модулю, частоте и фазе. К общим шинам бесперебойного электроснабжения постоянного тока могут быть подключены инверторы.

Источники бесперебойного питания используются в так называемых «интеллектуальных» зданиях (ИЗ) [121]. Эти здания оборудованы объединенной автоматизированной системой информации и управления. При этом ряд подсистем относят к потребителям электроэнергии категории А. К таким подсистемам относятся средства информации и телекоммуникаций без накопителей электроэнергии в их блоках питания. Для обеспечения функционирования таких систем требуется бесперебойное электроснабжение высокого качества. Это требование означает безразрывность мгновенного значения напряжения с несущественными отклонениями его от синусоиды в динамических режимах.

Блоки питания электронной аппаратуры выполняются по «бестрансформаторной» схеме, в которой переменное напряжение сети непосредственно выпрямляется, а затем преобразуется и распределяется на повышенной частоте. Это вызывает искажение тока, питающего эти блоки, и требует соответствующей фильтрации высших его гармоник. Современные инверторы позволяют сохранить синусоидальную форму выходного напряжения при нелинейной нагрузке, искажающей потребляемый ток. Поэтому для питания таких подсистем в зависимости от технических требований могут быть применены различные ИБП.

Обычно ИЗ используются в качестве центральных учреждений крупных организаций и мощность их электроснабжения в целом, включая вспомогательные службы и устройства, велика. Общая мощность потребителей, требующих бесперебойного электроснабжения, достигает нескольких сотен киловатт. Для сокращения сроков разработки систем бесперебойного электроснабжения основные компании используют модульный принцип, согласно которому создается энергетический массив (англ. array) ИБП требуемой мощности [121]. Мощность одного модуля обычно находится в диапазоне от 1 до 40 кВ · А. Модульная конструкция ИБП позволяет успешно решать многие задачи, включая частичное резервирование модулей.

В качестве резервного источника переменного тока в схемы ИЗ включают автоматизированные дизель-генераторные установки (ДГУ). Для перехода на резервные источники в ИЗ используются устройства автоматического включения резерва (АВР). Для ускорения времени перехода на резервную сеть применяются тиристорные переключатели, максимальное время переключения которых не превышает 10 мс для несинхронных сетей. Для повышения надежности переключения могут также использоваться электромеханические АВР на автоматических выключателях с электроприводом, которые исключают возможность замыкания между собой двух сетевых входов.

Контроль за состоянием параметров ИБП в ИЗ осуществляется из локального и удаленного пунктов обслуживания, а также посредством мобильного доступа в Интернет. При локальном контроле используются панели со светодиодными индикаторами, а для дистанционного управления и контроля — релейный интерфейс.

### **Контрольные вопросы**

1. Перечислите основные структуры статических ИБП переменного тока и поясните принцип их действия.
2. Перечислите основные области применения ИБП.
3. Приведите пример структуры статического ИБП постоянного тока.
4. Какие здания называются «интеллектуальными» и для чего в них используются ИБП?

## **12.4. Нетрадиционные источники электроэнергии**

### **12.4.1. Общие положения**

Нетрадиционные источники электроэнергии работают как на основе прямого преобразования различных видов энергии в электрическую, так и с промежуточным преобразованием энергии. В настоящее время применяются следующие основные источники прямого преобразования электроэнергии:

- фотоэлектрические преобразователи;
- электрохимические преобразователи;
- термоэлектрические генераторы.

Среди источников с промежуточным преобразованием энергии получили большое практическое применение ветроэнергетические установки.

Нетрадиционные источники электроэнергии имеют различные технико-экономические характеристики. В источниках прямого преобразования электроэнергия вырабатывается в виде постоянного тока.

Для эффективного функционирования современных потребителей требуется электроснабжение как на постоянном, так и на переменном токе с высоким качеством параметров в статических и динамических режимах работы. Нетрадиционные источники часто используются в системах электроснабжения повышенной надежности, в которых они выполняют функции резервных источников. Эффективность применения нетрадиционных источников зависит от средств силовой электроники, преобразующих и регулирующих параметры вырабатываемой электроэнергии.

### 12.4.2. Системы с источниками прямого преобразования энергии

**Фотоэлектрический преобразователь (ФЭП).** Основой ФЭП являются полупроводниковые элементы, состоящие из материалов, образующих структуру  $p$ - $n$ -перехода подобно диоду. Под воздействием световых фотонов, облучающих один из поверхностных слоев (обычно  $n$ -типа), происходит фотоэлектрический процесс, преобразующий энергию электромагнитного излучения в электрическую энергию. Ток, поступающий в нагрузку каждого элемента, пропорционален мощности внешнего светового потока и температуре ФЭП.

Простейшая модель элемента ФЭП представлена на рис. 12.14, а, где  $R_n$  и  $R_{ш}$  — последовательное и параллельное (шунтовое) сопротивления;  $I_{\phi}$  — фототок;  $C$  — эквивалентная емкость. Для кремниевого элемента напряжение составляет 0,6—0,7 В, максимальная плотность тока —  $0,4 \div 0,5 \text{ А/см}^2$ . На практике используются батареи ФЭП из последовательно и (или) параллельно соединенных модулей, содержащих обычно несколько десятков элементов.

Характерной особенностью ФЭП является крутопадающая внешняя характеристика, зависящая от уровня светового излучения и температуры элементов. На рис. 12.14, б приведена зависимость выходной мощности  $P$  от напряжения  $U$ .

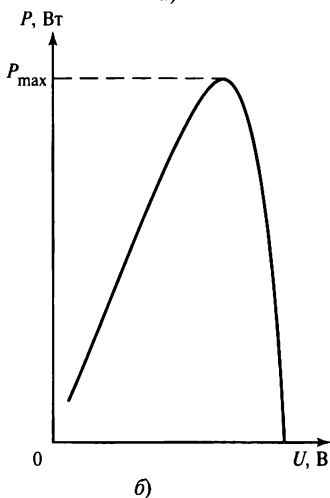
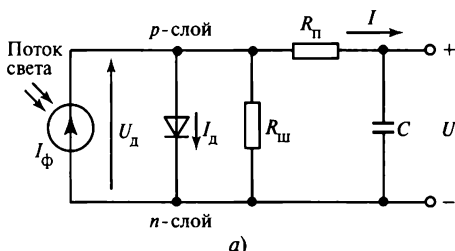
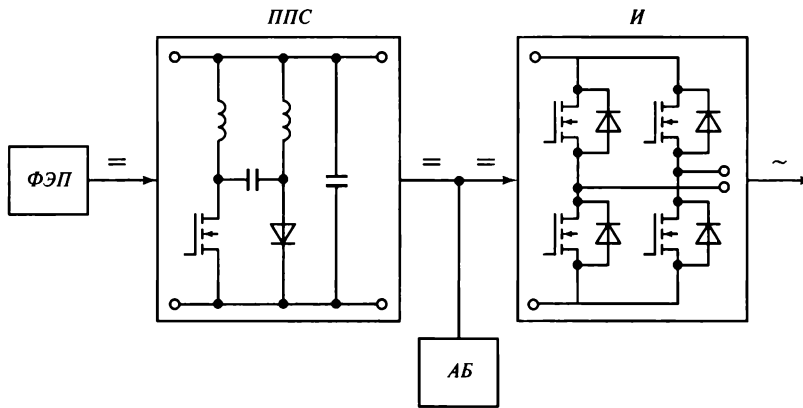


Рис. 12.14. Упрощенная модель элемента ФЭП

Наибольшая эффективность ФЭП может быть достигнута при получении максимальной мощности за счет управления потребляемым током при изменениях нагрузки, интенсивности излучения, температуры и др. В системах электропитания с ФЭП аккумуляторные батареи используются в качестве промежуточных накопителей энергии. Различные методы управления компонентами таких систем позволяют осуществлять экстремальное регулирование потребляемой от ФЭП мощности [119]. Наиболее «гибкой» и универсальной является система, структурная схема основной силовой части которой приведена на рис. 12.15. Преобразователь ППС выполняет функции исполнительного органа регулятора тока, потребляемого от ФЭП. Преобразователь ППС может быть выполнен на основе различных схем, но предпочтительной является схема Чука, которая позволяет обеспечить непрерывность входного тока и уменьшить потери



**Рис. 12.15. Структурная схема силовой части системы с ФЭП:**  
 ППС — преобразователь постоянного тока в постоянный

электроэнергии без дополнительного входного фильтра. Кроме того, схема позволяет как повышать, так и понижать выходное напряжение, что облегчает решение задачи согласования уровней напряжения компонентов схемы.

Инвертор *И* выполняется по схеме преобразователя, работающего в четырех квадрантах комплексной плоскости на стороне переменного тока, что дает возможность изменять параметры и направление формируемого тока, что особенно важно при создании систем гарантированного электроснабжения, содержащих в качестве основных источники переменного тока. В таких системах инвертор выполняет много полезных функций, улучшая технические характеристики системы в целом.

Особенностью эксплуатации ФЭП является периодичность уровней освещенности. Наличие затемненных элементов ФЭП вызывает дополнительные потери мощности, которые могут быть уменьшены при использовании многоканальных импульсных преобразователей [118]. На рис. 12.16 приведены типовые ВАХ последовательно соединенных элементов, шунтируемых при соединении в батарею встречновключенными диодами. Через последовательно соединенные элементы протекает общий ток. Вольт-амперные характеристики соответствуют затемненному элементу Э1 и освещенному Э2. В зависимости от тока, протекающего в элементах ФЭП, генерируемая мощность изменяется. Например, при токе  $I_A$  мощность, генерируемая затемненным элементом, максимальна, а генерируемая освещенным — не достигла максимума. При увеличении тока до значения  $I_B$  освещенный элемент начинает генерировать максимальный ток, а ток затемненного участка становится отрицательным, протекая через встречновключенный диод. Мощность этого элемента из генерируемой переходит в потребляемую, т.е. суммарная мощность ФЭП уменьшается. В этом случае снизить потери мощности можно введением управле-

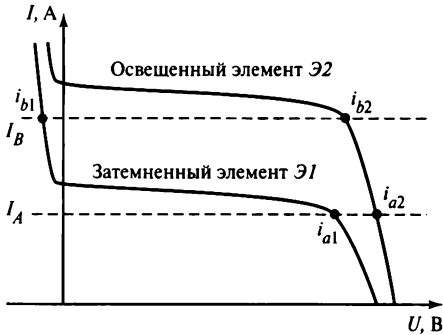


Рис. 12.16. Типовые ВАХ последовательно соединенных элементов, шунтируемых встречновключенными диодами

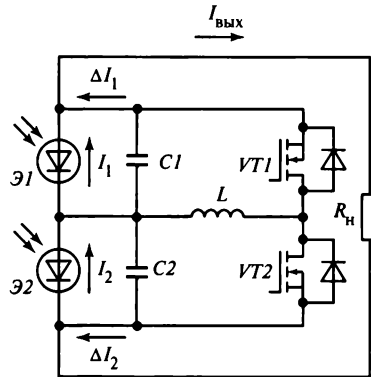


Рис. 12.17. Схема двухканального импульсного регулятора с индуктивным накопителем

ния каждым элементом ФЭП. Эффективный метод реализации такого управления осуществляется подключением многоканального импульсного регулятора с индуктивными накопителями (рис. 12.17). Транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  переключаются с коэффициентом заполнения импульсов управления  $\bar{\gamma} = t_{\text{выкл}}/T$ , где  $t_{\text{выкл}}$  — время выключенного состояния транзистора;  $T$  — период переключения (ключи переключаются поочередно, т.е. когда  $VT1$  включен,  $VT2$  выключен, и наоборот). Выходной ток  $I_{\text{вых}}$  и мощности  $\Delta P_1$  и  $\Delta P_2$  конденсаторов  $C1$  и  $C2$  будут равны

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{вых}} &= \bar{\gamma} I_1 + (1 - \bar{\gamma}) I_2; \\ \Delta I_1 &= I_1 - I_{\text{вых}}; \quad \Delta I_2 = I_2 - I_{\text{вых}}; \\ \Delta P_1 &= U_{C1} \Delta I_1 = (1 - \bar{\gamma}) U_{C1} (I_1 - I_2); \\ \Delta P_2 &= U_{C2} \Delta I_2 = \bar{\gamma} U_{C2} (I_2 - I_1). \end{aligned} \right\} \quad (12.4)$$

Результаты, приведенные в [119], показывают, что введение такого управления для затемненного и освещенного элементов позволило повысить максимальную мощность, отдаваемую ФЭП, примерно на 30 % по сравнению с суммарным значением мощности обоих элементов.

Очевидно, что предлагаемые методы связаны с повышением затрат на использование многоканального импульсного регулятора по сравнению с одноканальным преобразователем постоянного тока в постоянный. Однако с учетом экономии электроэнергии при определенных условиях эксплуатации общая энергетическая эффективность системы с ФЭП может быть повышена.

**Термоэлектрический и термоэмиссионный источники энергии.** Значение термоЭДС пропорционально перепаду температур между спаями проводников

$$E = \alpha \Delta T, \quad (12.5)$$

где  $\Delta T$  — перепад температур между спаями;  $\alpha$  — коэффициент, зависящий от свойств материалов.

Нагрузочная характеристика термоэлектрического генератора (ТЭГ) имеет крутопадающий характер из-за большого внутреннего сопротивления  $R_{вн}$ . Режим работы ТЭГ определяется нагрузочным коэффициентом  $m = R_n / R_{вн}$ , где  $R_n$  — сопротивление нагрузки. Мощность нагрузки пропорциональна квадрату перепада температур  $\Delta T$  и выражается соотношением

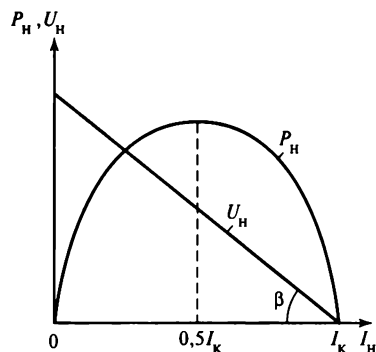
$$P_n = \frac{\alpha^2 \Delta T^2 m}{R_{вн}(1+m)^2}. \quad (12.6)$$

На рис. 12.18 изображены статические характеристики выходного напряжения и мощности в функции тока нагрузки  $I_n$ .

Для получения необходимых электрических характеристик и требуемой мощности используются различные схемы соединения элементарных ячеек ТЭГ в один модуль. Очевидно, что конструкция влияет на характер внутреннего сопротивления ТЭГ, внося соответствующие емкостные и индуктивные его составляющие. Поэтому при комплексном проектировании системы с ТЭГ необходимо учитывать эти составляющие для обеспечения электромагнитной совместимости с последующими преобразовательными звеньями.

При использовании ТЭГ в системе с изменяющейся нагрузкой требуются стабилизация его выходного напряжения и согласование с параметрами нагрузки. Кроме того, при наличии пиковых кратковременных перегрузок, превышающих установленную мощность ТЭГ, необходимо иметь накопители энергии, например аккумуляторные батареи.

Учитывая крутопадающий характер внешней характеристики, в качестве стабилизатора можно использовать прямой импульсный стабилизатор постоянного тока ППС с индуктивным накопителем на входе, который повышает и понижает входное напряжение. Для снижения уровня пульсаций на выходе ТЭГ, обусловленных большим значе-



**Рис. 12.18.** Статические характеристики выходного напряжения и мощности ТЭГ в функции тока нагрузки:  $\beta$  — угол нагрузки

нием его внутреннего сопротивления, необходимо устанавливать на входе ППС фильтр или использовать схему ППС, обеспечивающую сглаживание потребляемого от ТЭГ тока, например схему Чука.

В то же время при использовании промежуточного накопителя энергии, в частности АБ, предпочтительней может стать структура преобразования, аналогичная используемой в системе с ФЭП. При этом максимальный КПД системы может быть достигнут за счет регулирования выходной мощности ТЭГ на максимальном уровне. Для этого должен быть организован режим циклического заряда и разряда АБ. Следующие фазы преобразования в зависимости от нагрузки могут быть осуществлены инверторами и согласующими преобразователями постоянного тока в постоянный.

Работа термоэмиссионного преобразователя (ТЭП) основана на явлении эмиссии заряженных частиц от нагретого электрода. Современные ТЭП — это приборы с электродами на основе тугоплавких металлов, работающие при температурах выше 1 000 °С в областях межэлектронного зазора. В качестве источников тепла могут использоваться изотопный источник тепла, органическое топливо и др.

Термоэмиссионный преобразователь является элементом низкого напряжения (выходное напряжение порядка 1 В при токе 100 А). На основе таких элементов можно создавать модули с более высоким напряжением. Наличие высокотемпературных областей в зоне электродов затрудняет последующие этапы преобразования и регулирования параметров электроэнергии. Для решения этой задачи требуется создание высокотемпературного сильноточного ключа. Альтернативным вариантом является создание герметизированной конструкции с выводом выходных контактов в область, в которой допустимо использование современных силовых полупроводниковых приборов. В этом случае в качестве преобразователя постоянного тока в постоянный может быть использован импульсный ППС на базе силовых транзисторов типа COOL-MOS, имеющий малое сопротивление при токе свыше 100 А.

**Электрохимический генератор (ЭХГ)** является высокоэффективным и экологически чистым источником прямого преобразования энергии химической реакции различных видов топлива (нефтепродуктов, спирта, метана, водорода и др.) с окислителями, например кислородом. Электроды в ЭХГ выполняют функции катализаторов реакции и токоотводов. Электрохимические генераторы мощностью более 10 МВ · А используются в промышленности и на транспорте. Типы электролитов, а также температурные условия химической реакции зависят от мощности ЭХГ. Конструктивно ЭХГ выполняются в виде последовательно и параллельно соединенных батарей, состоящих из топливных элементов (ТЭ) низкого напряжения.

Внутреннее сопротивление ЭХГ непосредственно влияет на выбор схемы регулирования и преобразования выходных параметров первичного источника. Определяющее влияние на внутреннее сопротивление оказывает сопротивление электролита ЭХГ. Рассмотрим схему замещения и некоторые электрические характеристики ЭХГ.

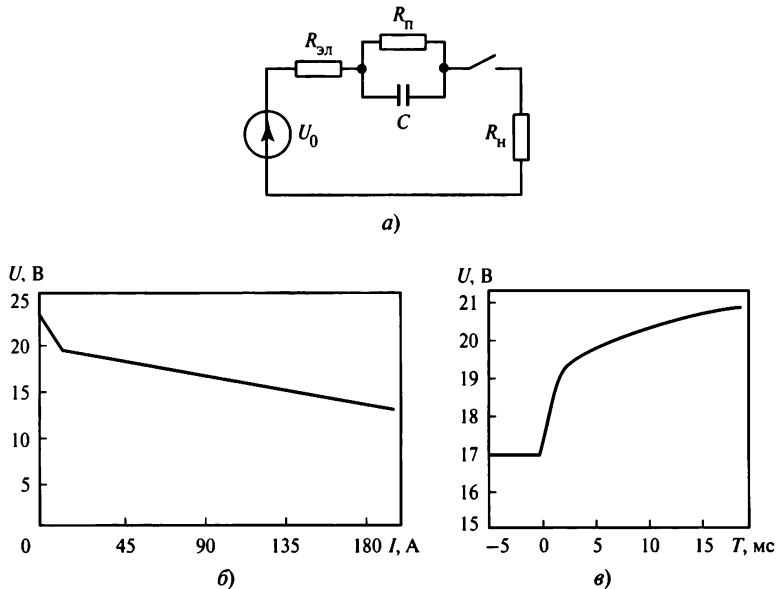


Рис. 12.19. Упрощенная эквивалентная схема ТЭ (а), статическая внешняя ВАХ батарей из 25 последовательно соединенных ТЭ (б) и изменение выходного напряжения ТЭ при сбросе нагрузки (в)

На рис. 12.19, а представлена упрощенная эквивалентная схема ТЭ, состоящая из сопротивления электролита  $R_{эл}$ , переходного сопротивления  $R_п$  и внутренней емкости  $C$ . Значения этих параметров могут быть оценены из статических и динамических выходных характеристик. На рис. 12.19, б изображена статическая внешняя ВАХ батарей из 25 последовательно соединенных ТЭ. Из рисунка видно, что ВАХ значительно нелинейна в диапазоне малых нагрузок (примерно до 10 % максимального тока нагрузки) и имеет существенный подъем выходного напряжения. Динамические свойства ТЭ определяются значением емкости  $C$ , наличие которой вызывает изменение выходного напряжения при быстрых изменениях тока нагрузки. На рис. 12.19, в приведено изменение выходного напряжения при сбросе нагрузки. По графику можно определить постоянную времени цепей схемы замещения. Эксперименты показали, что для рассматриваемых батарей это значение составляет 300 — 400 мс, что свидетельствует о большой инерционности электрических процессов в ЭХГ при изменениях тока нагрузки. При большой инерционности снижаются требования к быстрдействию регуляторов и преобразователей выходных параметров ЭХГ.

В системах постоянного и переменного тока применяются импульсные ППС и инверторы. При преобразовании электроэнергии ЭХГ в переменный ток современная элементная база силовой электроники позволяет использовать прямое пре-



образование через инвертор с глубоким регулированием выходного напряжения, обусловленным внешней ВАХ. Для этой цели используется инвертор, регулирующий напряжение по способу широтно-импульсной модуляции. Например, в США создана электростанция мощностью 2 МВт, на которой размещены две пары инверторов с ШИМ на запираемых тиристорах (GTO) с фазовым сдвигом, минимизирующим уровни 5-й и 7-й гармоник. Следует отметить перспективность использования в подобных проектах схем многоуровневых инверторов, которые позволяют эффективно подавлять высшие гармоники в выходном напряжении при относительно глубоком его регулировании, а также снижать рабочие напряжения на ключевых элементах.

### 12.4.3. Ветроэнергетические установки

Ветроэнергетические установки (ВЭУ) преобразуют кинетическую энергию воздушного потока в механическую, а затем в электрическую. Мощность ветроэнергетической установки определяется ее техническими характеристиками и скоростью ветра. Благодаря развитию технологий создания ВЭУ и, в частности, достижениям силовой электроники стоимость электроэнергии за 1 кВт, получаемой с помощью ВЭУ, постоянно снижается. К 1999 г., по сравнению с 1980 г., она уменьшилась почти в 5 раз.

Ветроэнергетическая установка состоит из турбины с лопастями, электромашиного генератора и полупроводникового преобразователя. Турбина включает в себя рабочее колесо, состоящее из вращающихся лопастей, редукторов и др. В отдельных случаях угол крепления лопастей может регулироваться. В качестве генераторов используются генератор постоянного тока, синхронный генератор или асинхронный генератор.

Рабочее колесо и электромашина, как правило, находятся в отдельной башне трубчатого или решетчатого вида. Различают ВЭУ горизонтального и вертикального размещения, определяемого направлением осей вращения по отношению к воздушному потоку. В зависимости от выполняемых функций полупроводниковые преобразователи размещаются на платформе башни.

Особенностью управления ВЭУ является изменение скорости вращения рабочего колеса и вала турбины. Это создает сложность стабилизации выходных параметров электроэнергии. Существуют следующие методы сужения диапазона изменения скорости:

- механический (посредством механизмов турбины ВЭУ);
- электрический (посредством управления электрической машиной);
- управления средствами силовой электроники.

Первая группа методов основана на изменении угла наклона лопастей и отношения передаточных чисел редукторной передачи турбины. Управление турбиной осуществляется с использованием отрицательной обратной связи по скорости.

Вторая группа методов управления определяется типом электрической машины. Наиболее просто управляется генератор на основе машины постоянного тока, недостатки которой проявляются явно, но сложно устраняются. Более предпочтительны для этих целей синхронные и асинхронные машины. Синхронные машины применяются в ВЭУ большой мощности. Для ВЭУ малой и средней мощности можно использовать асинхронные генераторы. В ряде случаев регулирование их скорости осуществляется дискретно при использовании машины с двойным статором или переключением обмоток на полюсах машины. Это позволяет сузить диапазон изменения скорости вращения ротора. Могут быть также использованы традиционные методы управления фазным ротором машин большой мощности, в частности методы, основанные на изменении скольжения ротора двигателя. Применение асинхронной машины с фазным ротором позволяет создавать конструкции асинхронизированного синхронного генератора с управлением потоком мощности из сети.

Практически все современные методы управления связаны с применением силовой электроники. Поэтому комбинированные методы управления ВЭУ определяют структуру преобразовательной части. На рис. 12.20 представлена типовая обобщенная структурная схема ВЭУ. Она включает в себя турбину  $T$ , генератор  $G$ , выпрямитель  $B$ , инвертор  $I$  и зарядное устройство  $ЗУ$  с аккумуляторной батареей  $АБ$ . Расширение функций и повышение качества электроэнергии становятся возможными благодаря применению полностью управляемых ключей. Например, исключаются искажения форм преобразуемых токов, поддерживается заданное значение коэффициента мощности преобразователей и т.п. Диапазон изменения параметров преобразуемых токов и напряжений может быть достаточно большим при использовании высокочастотной импульсной модуляции. Однако он зависит от применения средств управления турбиной и электрической машиной ВЭУ. Следовательно, их выбор является оптимизационной задачей при проектировании.

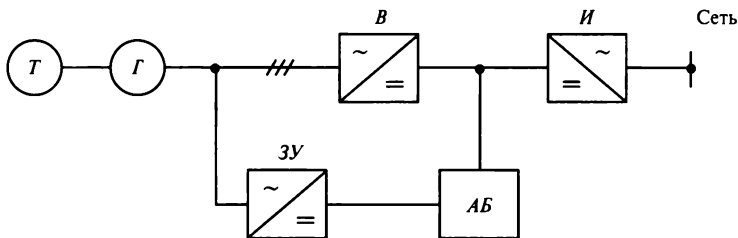


Рис. 12.20. Обобщенная структурная схема ВЭУ

### **Контрольные вопросы**

1. Какими методами согласно модели линии передачи электроэнергии можно управлять потоком мощности?
2. Поясните принцип регулирования компенсирующей мощности в схемах с реактором и последовательно встречновключенными тиристорами.
3. За счет чего устройства современной силовой электроники могут повысить эффективность передачи энергии на постоянном токе?
4. Проведите сравнительный анализ трех основных структур систем бесперебойного электроснабжения.
5. Каким образом следует управлять элементами фотоэлектрических преобразователей?
6. Из каких основных устройств состоит ветроэнергетическая установка?

# Глава тринадцатая

## СВЕТОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ

### 13.1. 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.

Для повышения энергетической эффективности, срока службы и улучшения характеристик светотехнического оборудования использовались различные методы: конструктивные и посредством применения газонаполненных, в частности галогенных, ламп накаливания. Если первые лампы накаливания имели коэффициент эффективности 2—3 Лм/Вт, то в настоящее время их энергетическая эффективность возросла до 20 Лм/Вт, а срок службы увеличился до 3 000 ч [7].

В настоящее время широкое применение получили разрядные лампы. Они имеют более высокую световую отдачу, больший ресурс работы и ряд других преимуществ по сравнению с лампами накаливания. В начале XXI в. в наиболее развитых странах мира они стали создавать более половины искусственного светового потока [96]. В разрядных лампах источник света создается в результате электрического разряда в газе и (или) парах металла. Вольт-амперная характеристика разрядной лампы имеет падающий характер, т.е. напряжение уменьшается при увеличении значения разрядного тока. Если не принимать мер по стабилизации разрядного тока в лампе, то может наступить режим короткого замыкания. Для исключения этого явления к разрядной лампе подключают дополнительное устройство, так называемый балласт. Существуют различные схемы балластов. Его основными элементами являются дроссель (реактор), конденсатор и стартер, который создает начальную стадию процесса разряда в лампе, т.е. выполняет функцию ее «зажигания». Дроссель включается последовательно с лампой и ограничивает разрядный ток, так как увеличение тока лампы приводит к уменьшению напряжения на ней за счет падения напряжения в последовательно включенном дросселе. Параметры балласта выбираются из условий обеспечения максимальной светоотдачи лампы и ограничений влияния резких изменений напряжения в сети. Конденсатор выполняет функции накопителя напряжения для эффективной работы стартера и повышает коэффициент мощности лампы. Балласты содержат небольшое количество дополнительных элементов и имеют высокую надежность.

В отечественной технической литературе такие устройства называют пускорегулирующей аппаратурой (ПРА).

Применение разрядных ламп ограничивается следующими недостатками традиционных балластов:

- низким коэффициентом мощности и значительным искажением потребляемого тока;
- низкой эффективностью стабилизации разрядного тока при колебаниях напряжения сети;
- нестабильным зажиганием лампы;
- подверженностью эффекту мерцания при фликере напряжения;
- небольшим сроком службы лампы из-за невозможности обеспечения стабилизации тока и напряжения в течение всего срока эксплуатации;
- отсутствием возможности регулирования светового потока;
- непригодностью использования источников постоянного тока в качестве аварийных;
- относительно высокой стоимостью.

Развитие силовой электроники позволяет заменить традиционные балласты преобразователями электроэнергии с рабочими частотами до 100 кГц, исключая нежелательные для светотехнических устройств частоты. Высокая частота преобразования электроэнергии и новые схемотехнические решения привели к созданию преобразователей с высокими удельными массогабаритными показателями. Такие преобразователи стали основой новых электронных балластов для разрядных ламп бытового и промышленного освещения.

Эти преобразователи получили название «электронный балласт» и отличаются от традиционных балластов, выполненных на основе дросселей и конденсаторов.

### 13.1.1. Принцип действия электронных балластов

Структурная обобщенная схема типового электронного балласта (ЭБ) приведена на рис. 13.1. Электронный балласт состоит из входного фильтра  $\Phi$  электромагнитных помех, выпрямителя  $B$ , инвертора повышенной частоты  $I$ , электромагнитного балласта на высокой частоте  $BЧБ$ , системы управления  $СУ$  и условной обобщенной цепи обратной связи  $ОС$ .

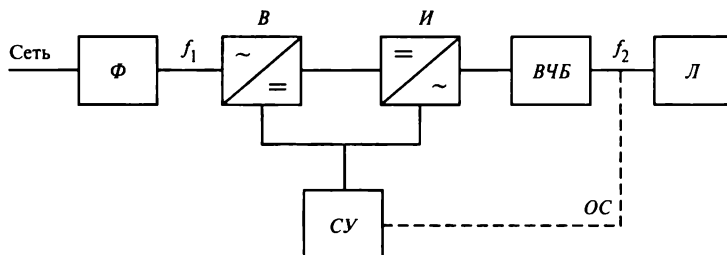


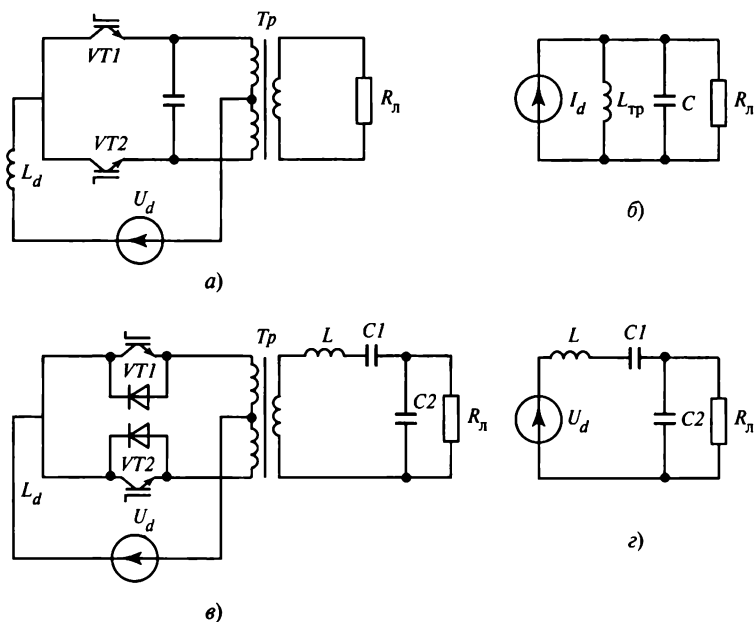
Рис. 13.1. Структурная схема электронного балласта на основе преобразователя частоты

Входной фильтр электромагнитных помех состоит из электрически связанных и конструктивно объединенных реакторов и конденсаторов. Выпрямитель  $V$  может быть выполнен на основе диодов или транзисторов. В последнем случае управление посредством ШИМ позволяет обеспечить синусоидальную форму входного тока и регулировать входное напряжение. Инвертор  $I$  выполняется на основе резонансных схем и обеспечивает коммутацию транзисторов в нуле тока или напряжения, что уменьшает потери мощности. Электромагнитный балласт  $VЧБ$  ограничивает ток при коротком замыкании разрядной лампы  $L$ . Эта функция может быть выполнена высокочастотным дросселем малой индуктивности или конденсатором малой емкости, которые определяются высокой рабочей частотой инвертора  $I$ . Системы управления СУ инвертора и выпрямителя объединены единым микропроцессором. 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  $OC$  используются для защиты в аварийных режимах и при проведении диагностики.

### 13.1.2. Схемы электронных балластов

Инверторы в электронных балластах выполняются на основе различных схем, однако согласно требованиям к обеспечению низких потерь мощности в лампе на повышенных частотах предпочтительными являются схемы резонансных инверторов. Основное преимущество таких схем — это снижение коммутационных потерь. В то же время присущие им недостатки, обусловленные наличием дополнительных элементов, создающих колебательный контур, и повышением максимальных значений токов и напряжений относительно входных значений, для преобразователей малой мощности и повышенной частоты менее существенны. Схемотехника электронных балластов весьма разнообразна. Но в общем случае их, как и нерезонансные инверторы, можно разделить на инверторы тока и напряжения. В пределах каждой группы инверторы различаются топологией схем. На примере схемы со средней точкой рассмотрим применение резонансных инверторов, выполненных на двух транзисторах.

Схема параллельного инвертора тока с резонансом в цепи нагрузки представлена на рис. 13.2, *а*. Отличительной особенностью схемы является наличие дросселя  $L_d$ , индуктивность которого обеспечивает малую пульсацию входного тока  $i_d$ , что позволяет считать его постоянным током со средним значением  $I_d$ . Периодическая коммутация этого тока с высокой частотой вызывает формирование тока прямоугольной формы, поступающего на резонансный контур, включающий лампу (рис. 13.2, *б*). Колебательный контур образуется из индуктивностей намагничивания трансформатора  $L_{тр}$  и емкости конденсатора  $C$ . Лампа в схеме может быть представлена активным сопротивлением  $R_n$ . При периодической коммутации транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  с частотой  $f_s$  на нагрузке  $R_n$  возникает напряжение  $U_n$ .



**Рис. 13.2. Примеры типовых схем инверторов электронных балластов:**

*a* — схема инвертора тока; *б* — эквивалентная схема резонансного инвертора с учетом индуктивности рассеяния; *в* — схема инвертора напряжения; *г* — эквивалентная схема резонансного параллельно-последовательного инвертора напряжения

Действующее значение этого напряжения зависит от кратности частот  $\nu = \omega_0 / \omega_s$ , где  $\omega_0$  — резонансная частота контура;  $\omega_s$  — рабочая частота ключей. Однако наличие индуктивности  $L_d$  придает источнику, питающему инвертор, свойства источника тока. Ток в контуре с нагрузкой также зависит от соотношения частот. Вычисляя баланс мощностей в схеме и пренебрегая потерями в инверторе, определяем мощность лампы

$$P_{\text{л}} = U_d I_d = \frac{U_{\text{л}}^2}{R_{\text{л}}}, \quad (13.1)$$

где  $U_d, I_d$  — средние значения входного напряжения и тока.

Используя метод основной гармоники, можно считать, что на ток лампы воздействует только первая гармоника тока, а высшие гармоники отфильтрованы резонансным контуром и ими можно пренебречь. Тогда из (13.1) получим

$$U_{\text{л}m} = \frac{2}{\pi} U_d, \quad (13.2)$$

где  $U_{\text{л}m}$  — амплитуда напряжения на лампе.

Согласно (13.2) и учитывая, что в схеме на рис. 13.2, а к транзисторам прикладывается двойное значение выходного напряжения, можно считать, что значение напряжения на транзисторах примерно в 3 раза выше значения входного напряжения. Такое повышение напряжения на транзисторах значительно увеличивает стоимость лампы и ограничивает области ее применения.

В то же время напряжение разряда обычно превышает номинальное значение в 5—10 раз. Поэтому в пусковом режиме его следует повышать, а затем снижать. Существуют различные способы решения этой задачи, один из которых является относительно простым и не связан со значительными затратами. Этот способ заключается в последовательном включении в схемы конденсатора и использовании повышающего трансформатора. Конденсатор в этой схеме выполняет функции токоограничивающего электронного балласта повышенной частоты, обеспечивая повышенное пусковое напряжение и нормальное рабочее напряжение на фиксированной частоте. Система управления транзистором в разрядных лампах с минимальным количеством элементов выполнена по принципу самовозбуждения. Простейшая реализация этого принципа заключается во введении обратной трансформаторной связи выходной цепи и входных транзисторов (см. рис. 13.1).

Схема инвертора напряжения представлена на рис. 13.2, в. В этой схеме возможны следующие соединения нагрузки и конденсаторов резонансного контура: последовательное ( $C1$ ), параллельное ( $C2$ ) и параллельно-последовательное ( $C1$  и  $C2$ ). В зависимости от соотношения  $\nu = \omega_0/\omega_s$  угол сдвига фазы между коммутируемым напряжением и током может иметь емкостной или индуктивный характер (см. гл. 9). При этом условия коммутации ключей изменяются, что влияет на потери мощности в инверторе. В последовательном инверторе конденсатор выполняет также функции электромагнитного балласта на повышенной частоте: ограничивает разрядный ток и уменьшает напряжение на лампе. Поскольку пусковой режим обеспечивается при повышенном напряжении, такая схема используется для питания ламп с высоким напряжением зажигания. В схеме параллельного резонансного инвертора лампа включена параллельно конденсатору. Таким образом, функции электромагнитного балласта выполняет последовательно включенный реактор. При этом пусковые и рабочие условия согласуются без изменения частоты. После окончания пускового режима на повышенном напряжении оно понижается, а добротность контура уменьшается.

Достоинством этой схемы является наличие последовательно включенного инвертора, сглаживающего скачки напряжения сети и его высокочастотные колебания. Несмотря на прямоугольную форму выходного напряжения инвертора, напряжение на лампе имеет сглаженную, близкую к синусоиде форму.

Параллельно-последовательная схема инвертора позволяет получить различные характеристики электронного балласта в зависимости от типа лампы. В схеме сочетаются функции параллельного и последовательного инверторов в зависимости от значений емкостей параллельно и последовательно подключенных конденсаторов.



Применение в электронном балласте входного неуправляемого диодного выпрямителя без промежуточного фильтра на стороне постоянного тока является простым и дешевым вариантом схемы. Однако входной коэффициент мощности в этом случае мал, что существенно ухудшает характеристики балласта. В целях повышения этого коэффициента разрабатываются различные схемы его коррекции. Большинство существующих схем корректоров мощности основано на применении повышающих входное напряжение схем преобразования постоянного тока с последовательным индуктивным накопителем: в электронном балласте возможно их применение с емкостным фильтром. Фильтр, сглаживая входное напряжение инвертора, одновременно повышает качество светового излучения, предотвращая появление мерцания и других отрицательных явлений.

Применение в лампах микропроцессоров позволяет успешно управлять режимом работы лампы, проводить диагностику и т.п.

### Контрольные вопросы

1. Какую функцию в лампах выполняет электронный балласт?
2. Перечислите основные недостатки традиционных балластов газоразрядных ламп.
3. Начертите структурную схему электронного балласта повышенной частоты и поясните принцип его действия.
4. Какие виды инверторов используются в современных электронных балластах и почему?
5. Какими средствами уменьшают искажения тока сети в современных электронных балластах?

## 13.2. Электротехнологии

Применение электроэнергии в технологических процессах стало началом развития различных электротехнологий с середины XIX в. Развитие элементной базы и схемотехники силовой электроники оказало непосредственное влияние на совершенствование электротехнологических установок. В настоящее время большинство из них содержат силовые полупроводниковые преобразователи и регуляторы. Например, основой индукционного нагрева металлов являются инверторы повышенной частоты. Силовые тиристорные регуляторы используются для управления тепловыми режимами электропечей, выпрямители обеспечивают электропитание постоянным током различных электролитических и электрохимических установок.

**Электротермия.** Электротермические установки используются для нагрева и плавки различных материалов и, в первую очередь, металлов. Существуют резистивный, электродуговой, индукционный и другие принципы нагрева. Рассмотрим в качестве примера применения силовой электроники резистивный и индуктивный способы нагрева.

Резистивный нагрев осуществляется за счет тепловыделения, создаваемого током при протекании его в обрабатываемых материалах или в нагревательных элементах, передающих тепло обрабатываемому материалу.

Электроды подразделяются на установки прямого (контактного) нагрева и неконтактного резистивного нагрева. Установки прямого нагрева используются для нагрева металлических заготовок, установки неконтактного нагрева — для нагрева любых других материалов. В обоих случаях регулирование режима нагрева осуществляется изменением значения тока в нагреваемом элементе. Регулирование значения тока можно осуществлять, например, переключением отпаек обмоток трансформатора, питающего сеть. Более эффективное регулирование обеспечивает тиристорный регулятор тока в нагрузке. Этот регулятор выполнен на основе встречноключенных тиристоров. Управление током осуществляется изменением отношения длительности включенного и выключенного состояний тиристора. При резистивной нагрузке фазовым сдвигом тока и напряжения можно пренебречь и обеспечить включение и выключение регулятора в момент прохождения через нуль напряжения и тока. Достоинством такого способа управления является отсутствие коммутационных потерь и высших гармоник тока в питающей сети, а существенным недостатком — создание дискретной нагрузки, изменение которой происходит на низких частотах 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.

Большое распространение в электротермии получил способ индукционного нагрева металла, основанный на взаимодействии металла и электромагнитного поля. В металле возникают вихревые токи, вызывающие потери активной мощности, которые приводят к нагреву металла. Потери мощности зависят от напряженности магнитного поля, глубины проникновения вихревых токов в металл, его электромагнитных характеристик, формы и других параметров. Для питания индукционных установок применяются преобразователи частоты с явно выраженным звеном инвертора повышенной частоты. В зависимости от типа индукционной установки и ее технологического назначения используются инверторы с частотой, составляющей 50 Гц — 1 МГц. Глубина проникновения тока в металл обратно пропорциональна корню квадратному значению частоты.

Структурная схема преобразователя частоты для питания типовой установки индукционного нагрева приведена на рис. 13.3. Для создания на выходе преобразователя напряжения повышенной частоты используются схемы с резонансным инвертором *ИР*, который может быть выполнен по схеме инвертора тока или инвертора напряжения. Резонансные контуры в инверторах образуются подклю-

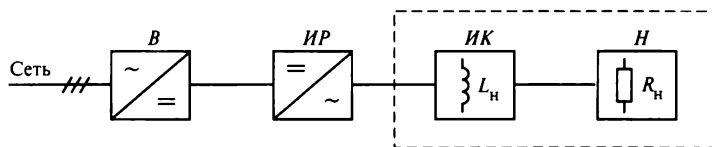


Рис. 13.3. Структурная схема преобразователя частоты с резонансным инвертором для питания индукционной катушки и нагрузки:

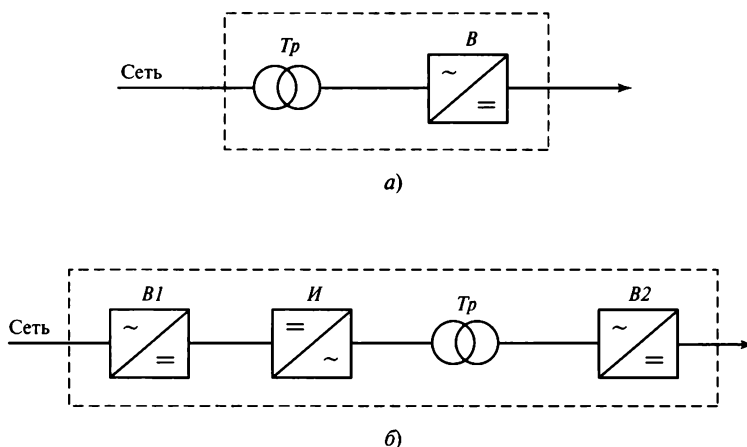
*В* — выпрямитель

нием конденсатора одного или совместно с реактором, в данном случае с индукционной катушкой *ИК*. В инверторе напряжения конденсатор включается последовательно с нагрузкой *Н*. 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, но удельные массогабаритные показатели лучше у инвертора напряжения.

Резонансные инверторы обеспечивают естественную коммутацию ключей, что позволяет использовать в схеме обычные тиристоры. 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. В модульных схемах частота увеличивается умножением частоты одного модуля на количество модулей (см. гл. 10).

Частота инверторов может быть существенно повышена за счет использования быстродействующих ключей, например силовых транзисторов МОПБТ (см. гл. 1). При этом стоимость преобразователя возрастает, но диапазон рабочих частот повышается 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 [88].

**Электросварка.** Для питания электросварочных аппаратов используются схемы с входным трансформатором (рис. 13.4, *а*). Гальваническая развязка с сетью необходима для обеспечения электробезопасности. Устойчивость горения



**Рис. 13.4. Структурная схема сварочных аппаратов:**

*а* — схема с трансформатором на входе; *б* — схема с промежуточным звеном повышенной частоты; *B, B1, B2* — выпрямители; *Tr* — трансформатор; *И* — инвертор

дуги достигается последовательным включением реактора. В этом случае вольт-амперная характеристика на выходе аппарата приобретает вид крутопадающей. Такой же вид нагрузочной характеристики может быть получен за счет специальной конструкции трансформатора, обеспечивающей большее значение индуктивности рассеяния. Для регулирования тока сварки на выходе выпрямителя  $V$  включаются различные стабилизаторы тока. В частности, для этих целей могут быть использованы преобразователи постоянного тока в постоянный со стабилизацией выходного тока (см. гл. 6).

Недостатком сварочного аппарата с трансформатором на входе являются его плохие удельные массогабаритные показатели из-за массы входного трансформатора, работающего на низкой частоте напряжения сети. Этот недостаток устраняется при использовании схемы преобразователя с промежуточным звеном повышенной частоты (рис. 13.4, б). Функцию такого звена выполняет инвертор напряжения  $H$  повышенной частоты. Рабочая частота инверторов обычно находится выше звукового диапазона частот. Регулирование тока в аппарате осуществляется инвертором.

Для создания генераторов импульсов, используемых при электроэрозионной обработке под воздействием электрических разрядов, могут использоваться выпрямители. Так, в [89] рассматриваются различные схемы источников питания электролизеров, используемых при получении водородно-кислородной смеси для сварки металлов. Большинство этих установок выполнены на основе выпрямителей, автономных инверторов и тиристорных регуляторов.

Устройства силовой электроники также используются в электротехнологиях, связанных с созданием вибрации различных механизмов в широком спектре частот. Такие устройства используются в различных отраслях промышленности: 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 применяются различные виды преобразователей электроэнергии — от простейших импульсных тиристорных прерывателей цепи питания до преобразователей частоты с регулированием выходных параметров.

### Контрольные вопросы

1. Как осуществляется регулирование теплового режима в электрических печах?
2. На чем основан принцип действия индукционного нагрева?
3. Какие преимущества дает использование схемы с промежуточным звеном повышенной частоты в сварочных аппаратах?
4. Начертите структурную схему сварочного аппарата с промежуточным звеном повышенной частоты.
5. Какие устройства силовой электроники используются при электрофизических методах обработки металла?

# Глава четырнадцатая

## ТРАНСПОРТ, ДРУГИЕ ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ

### 14.1. Электротехнические системы наземного транспорта

#### 14.1.1. Электротехнические системы наземного электрического транспорта

**Железнодорожный транспорт.** На железнодорожном транспорте используется электроэнергия постоянного и переменного тока. Источниками питания тяговых электродвигателей (ТЭД) напряжением 1 500 или 750 В электропоездов являются дизель-электрические установки или внешние источники, подающие электроэнергию на подвижной состав через токоприемник в контактной сети. В автономном режиме ТЭД получают питание от дизель-электрической установки с генератором постоянного тока или переменного тока (при питании локомотива от ТЭД переменного тока). Внешними источниками питания являются тяговые подстанции, содержащие тиристорные выпрямительно-инверторные устройства (преобразователи переменного/постоянного тока). Подстанции значительно ухудшают качество электроэнергии внешних сетей переменного тока пиковыми нелинейными нагрузками. Напряжение сети постоянного тока составляет 3 кВ. Питание локомотива переменным током напряжением до 25 кВ осуществляется через выпрямительно-инверторные устройства, которые располагаются непосредственно на подвижном составе. При этом переменное напряжение поступает на понижающие трансформаторы локомотива, а затем через преобразователи подается на ТЭД.

При поступлении постоянного тока 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 тиристорных преобразователя в выпрямительном или инверторном режиме. Поэтому такой способ управления снижает коэффициент мощности преобразователя и создает значительные искажения тока, потребляемого из сети (см. гл. 5). Для уменьшения отрицательного влияния на сеть переменного тока в локомотиве и на подстанциях используют пассивные  $LC$ -фильтры и емкостную компенсацию реактивной мощности.

С развитием силовой электроники стали применяться ТЭД переменного тока, а также простые и надежные асинхронные двигатели и преобразователи частоты [90].

Регулирование скорости и момента на валу двигателя осуществляется изменением напряжения и частоты преобразователя (см. гл. 11). В настоящее время разработан ряд ТЭД на базе асинхронных двигателей, управляемых преобразователями частоты с явно выраженным звеном постоянного тока. Упрощенная структурная схема таких преобразователей представлена на рис. 14.1. Инверторы с регулируемой частотой и выходным напряжением выполняются по различным схемам, но наиболее перспективными являются схемы с ШИМ на повышенной частоте посредством полностью управляемых ключей на МОПБТ или запираемых тиристорах. Например, для электроподвижного состава в Японии разработаны двухуровневые преобразователи с ШИМ на основе запираемых тиристоров напряжением 4,5 кВ и током 2,5 кА. Скоростной поезд, состоящий из 16 вагонов, имеет 40 асинхронных двигателей мощностью 1 090 кВ · А. Следующее поколение тягового электропривода разрабатывается на основе трехуровневых преобразователей с модулями МОПБТ на напряжение 2,5 кВ и ток 1 кА, рабочей частотой 2 кГц.

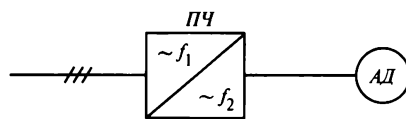


Рис. 14.1. Структурная схема управления ТЭД

По аналогичным техническим решениям в настоящее время создаются преобразователи для питания собственных нужд локомотивов мощностью несколько десятков киловатт.

**Городской электрический транспорт.** Основными видами этого транспорта являются трамваи, троллейбусы и метрополитен. Рассмотрим их электроснабжение на примере трамвая, учитывая схожесть характерных электротехнических систем этих видов транспорта. Основным источником электроснабжения трамвая является подстанция постоянного тока с максимальным рабочим напряжением 900 В. Большинство тяговых электродвигателей городского транспорта выполнено на основе двигателей постоянного тока с контакторно-резисторным управлением. Тяговые электродвигатели 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 мощности электроэнергии. Эти проблемы успешно преодолеваются применением полупроводниковых преобразователей как для управления ТЭД, так и для собственных нужд трамвая в электроэнергии (привод дверей, освещение и т.п.).

В настоящее время в качестве ТЭД используются асинхронные или синхронные двигатели переменного тока. Электропитание и управление режимами работы этих двигателей осуществляют инверторы на силовых транзисторах типа МОПБТ. Все управление режимами работы ТЭД автоматизировано на основе микропроцессоров. Система управления ТЭД включается по специальной программе диагностики основных цепей ТЭД и средств его защиты. После завершения диагностики в кабине водителя появляется световая индикация о готовности ТЭД к работе. Управление режимами работы ТЭД осуществляется контроллером

с отражением информации об основных параметрах работы ТЭД в кабине водителя. Основные параметры и характеристики преобразователя ПТЛД-202М-180 следующие [122]:

Рабочий диапазон входных напряжений (нижний уровень напряжения используется в аварийных режимах для функционирования защитных и вспомогательных устройств), В .....	24—850
Максимальная мощность на выходе преобразователя (для работы двух тяговых асинхронных двигателей), кВт .....	360
Коэффициент гармоник по току, %, не более .....	5
Масса, кг, не более .....	120

На рис. 14.2 представлена диаграмма изменения основных параметров ТЭД в различных режимах работы.

Преобразователем осуществляется векторное управление моментом электродвигателя. Векторное управление по сравнению с традиционным ШИМ позволяет снизить коммутационные потери примерно на 30 %. Адаптивное управление частотой и моментом преобразователя дает возможность эффективно использовать характеристики электропривода в различных режимах работы, включая рекуперативное и электродинамическое торможение.

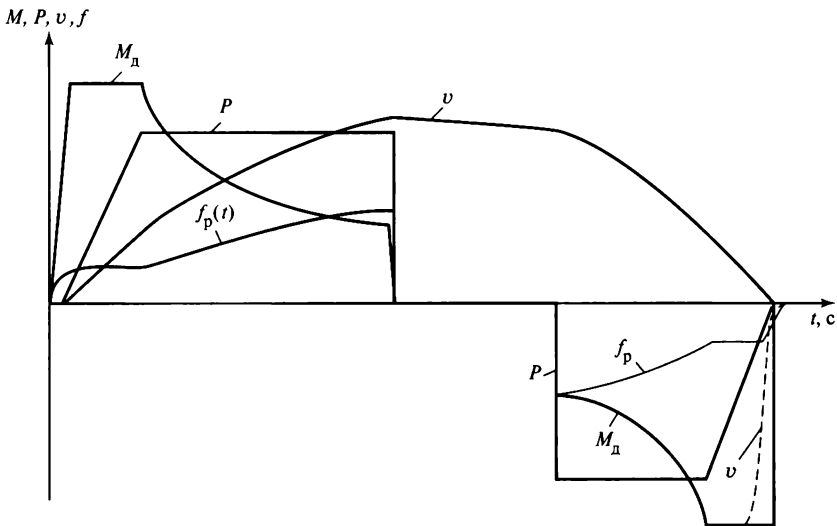


Рис. 14.2. Диаграмма изменения параметров ТЭД трамвая на разных этапах движения вагона:  $M_d$  — момент двигателя;  $P$  — мощность;  $v$  — скорость;  $f_p$  — частота скольжения

Для питания вагонов трамваев, троллейбусов и метро создан преобразователь постоянного тока повышенной частоты. Основные характеристики его следующие:

Рабочий диапазон входного напряжения, В . . . . .	250—400
Выходное напряжение, В . . . . .	21,9—28,1
Максимальное значение тока нагрузки, А . . . . .	235—365
Масса, кг . . . . .	25

Из приведенной информации следует, что применение достижений силовой электроники в электротехнических системах городского транспорта принципиально изменило и повысило их технические характеристики.

### 14.1.2. Электроснабжение автомобилей

Применение силовой электроники в современном автомобиле позволило существенно повысить уровень автоматизации его основных 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 подключается аккумуляторная батарея напряжением 12 или 24 В в зависимости от типа автомобиля.

Мощность таких генераторов достигает примерно 1 кВт. От основной шины постоянного тока электроэнергия распространяется по различным подсистемам автомобиля для зажигания, освещения, кондиционирования салона, питания отдельных устройств систем торможения и т.п. Потребляемая мощность этих подсистем постоянно растет, и ожидается в следующем десятилетии увеличение ее суммарной мощности до 1 800 Вт. Увеличение мощности связано с расширением функций устройств и приборов на основе применения приборов силовых электронных устройств. Рассмотрим кратко некоторые характерные примеры применения силовой электроники в различных подсистемах.

В подсистемах освещения галогенные лампы накаливания заменяются на разрядные лампы. Эффективность светотдачи при этом увеличивается в 3 раза, а ресурс работы ламп возрастает в 4—5 раз по сравнению с используемыми в настоящее время галогенными лампами накаливания. Для питания разрядных ламп используются напряжение 42 В и высокочастотный электронный балласт. Структурная схема источника питания лампы приведена на рис. 14.3. Он состоит из преобразователя *П* постоянного тока, преобразующего напряжение 12 в 42 В, инвер-

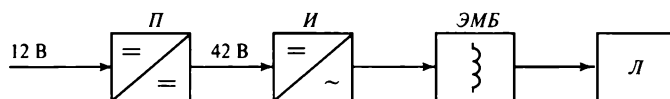


Рис. 14.3. Структурная схема электроснабжения разрядных ламп автомобиля



тора *I*, выполненного на МОП-транзисторах, и электромагнитного балласта ЭМБ, обеспечивающего зажигание лампы *L* и поддерживающего в ней разрядный ток. Рабочая частота инвертора составляет 96—250 Гц. Такая схема может использоваться для питания всех разрядных ламп. При этом для регулирования светового потока ламп возможно использование широтно-импульсной модуляции.

Подъемники стекол в современных автомобилях получают питание от электропривода переменного тока повышенной частоты. Это напряжение может создаваться 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 используются инверторы, управляющие током электромагнитных катушек привода клапанов.

Для функционирования кондиционера салона применяется вентильный синхронный двигатель, управление которым осуществляется транзисторным преобразователем частоты. При таком управлении режим работы кондиционера не зависит от привода двигателя автомобиля.

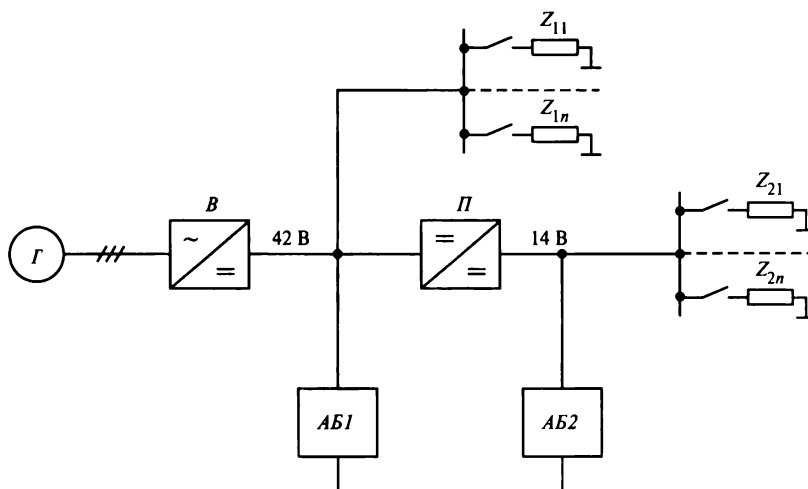
Независимое управление приводом насоса гидравлической системы автомобиля осуществляется посредством вентильного двигателя постоянного тока.

Для уменьшения количества электрических проводов и их длины в современных автомобилях применяют мультиплексное управление подсистемами с передачей сигналов управления в коде по единым проводам в зависимости от функций и места расположения исполнительных устройств. 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.

Рассмотрим систему электропитания, изображенную на рис. 14.4. Одна шина напряжением 42 В подключена к выпрямителю и рассчитана на электроснабжение потребителей повышенной мощности, например стартера и кондиционера салона. На другую шину поступает напряжение 14 В с выхода преобразователя постоянного тока. От этой шины напряжение поступает на лампы освещения, электронные устройства небольшой мощности и т.п. В такой структурной схеме для питания стартера возможно использование батарей низкого напряжения. Схема функционирует при наличии преобразователя с реверсированием потока энергии.

Для обеспечения прямого электрического привода, а не через ременный привод, как это делается в настоящее время, рассматривается использование вентильно-индуктивной машины. В этом случае необходимо применение силового электронного регулятора тока в обмотках двигателя. Применение электропривода нового типа существенно повысит технико-экономические характеристики системы электроснабжения автомобиля.

Переход от двигателей внутреннего сгорания на электрический привод автомобиля зависит от эффективного источника электроэнергии или ее накопителя;



**Рис. 14.4. Структурная схема электроснабжения автомобиля:**

$\Gamma$  — генератор;  $B$  — выпрямитель;  $\Pi$  — преобразователь;  $АБ1$ ,  $АБ2$  — аккумуляторные батареи;  $Z_{1n}$ ,  $Z_{2n}$  — сопротивления нагрузки

в качестве таких источников применяются топливные элементы. В то же время становится реальностью создание гибридных, или комбинированных, источников энергии: электрической и создаваемой двигателем внутреннего сгорания. Гибридный электропривод станет эффективным средством для выполнения задач экономии отдельных видов энергоресурсов и решения экологических проблем.

### Контрольные вопросы

1. Как осуществляется электроснабжение тяговых электродвигателей локомотивов в автономном режиме?
2. Какие виды преобразователей электроэнергии используются на железнодорожном транспорте?
3. Каким образом осуществляется электропитание современного трамвая?
4. Перечислите виды преобразователей электроэнергии и их функции в автомобиле.
5. Начертите структурную схему перспективной системы электроснабжения автомобиля.

## 14.2. Электротехнические системы судов и авиакосмической техники

**Судовые электротехнические системы.** Потребляемая мощность электротехнических систем судов достигает нескольких десятков мегаватт. Судовые электротехнические системы работают в автономном режиме. Они включают в себя большое количество подсистем энергоснабжения, функционирование которых связано с электроэнергией различных параметров и качества. В системах электроснабже-

ния судов используют электроэнергию переменного и (или) постоянного тока. В этой связи на судах широко используются тиристорные выпрямители, регулирование выходного напряжения которых осуществляется изменением угла управления тиристорами (см. гл. 5). Как правило, основные источники электроэнергии судов служат для питания гребных электрических установок (ГЭУ), включающих в себя электропривод гребного винта. Кроме того, ряд систем получают электроэнергию от отдельных дизель-электрических установок, обеспечивающих гарантированное электроснабжение наиболее ответственных потребителей. Электротехнические системы определяются типом ГЭУ. Структурная схема электроснабжения с электроприводом гребного винта от двигателя постоянного тока приведена на рис. 14.5, а. В этой схеме генератор переменного тока ДГ является частью дизель-электрической станции (ДЭС). Частота напряжения переменного тока соответствует промышленной частоте. Напряжение переменного тока поступает на тиристорные выпрямители, которые питают электрические гребные двигатели. Регулирование скорости двигателей осуществляется изменением угла управления. Электроснабжение подсистем электроэнергией высокого качества осуществляется через электромашинные преобразователи частоты ПЧЭМ, обеспечивающие развязку шин генераторов ДЭС и подсистем. Для этих целей используются 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. Для судов с гребными двигателями переменного тока используются системы электроснабжения, примерная структурная схема которых приведена на рис. 14.5, б. Переменный ток промышленной частоты преобразуется силовым электронным преобразователем в напряжение переменной частоты, пита-

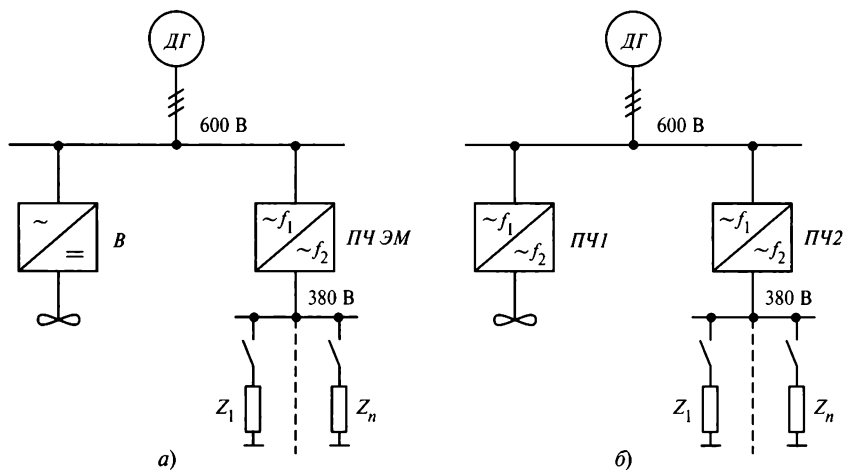


Рис. 14.5. Структурная схема ГЭУ:

а — с приводом винтов от двигателя постоянного тока; б — с приводом винтов от двигателя переменного тока

ющее 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 создать ПЧ на полностью управляемых ключах и обеспечить высокое качество управления [91].

Некоторые подсистемы получают электроэнергию, параметры которой отличны от параметров электроэнергии на общих шинах. В этих случаях используются различные полупроводниковые преобразователи электроэнергии. Целесообразность использования централизованного питания от таких преобразователей должна устанавливаться в процессе проектных работ. Например, известно, что для питания радиолокационных станций (РЛС) применяется напряжение частотой 400 Гц. Причем частота 400 Гц используется для питания не только РЛС судов, но и систем наземного базирования. Первоначально для питания РЛС использовались преобразователи частоты из 50 в 400 Гц. Однако применение таких преобразователей привело к ухудшению технико-экономических характеристик электротехнических систем. В этой связи преобразование электроэнергии проводится на уровне вторичных источников блоков питания РЛС. Современные РЛС могут получать электроэнергию с частотой как 400, так и 50 Гц [7].

**Авиационные электротехнические системы.** Энергия применяется для электроснабжения 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 [94].

Первоначально на летательных аппаратах использовалась электроэнергия постоянного тока. Увеличение мощности и числа потребителей, расширение их функций потребовали перехода основных систем электроснабжения летательных аппаратов на переменный ток. Использование электроэнергии на переменном токе позволило:

- перейти на бесщеточные электрические машины переменного тока;
- обеспечить гальваническую развязку электрических цепей различных подсистем;
- обеспечить простое согласование напряжений трансформаторами;
- осуществить переход на электроснабжение потребителей постоянного тока посредством простых и надежных выпрямителей.

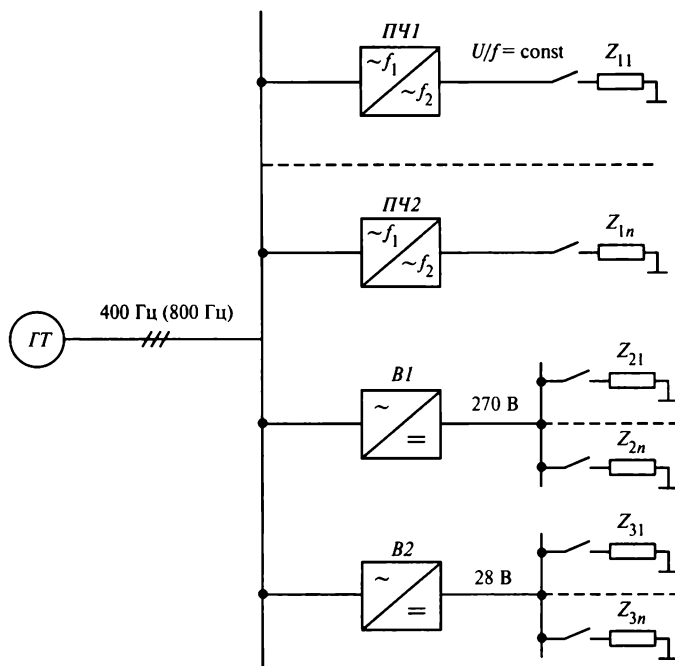
На летательных аппаратах применяются гибридные системы привода — электрической и гидравлической. Преимуществами гидравлического привода являются быстрое действие и хорошие удельные массогабаритные показатели основных устройств. Интеграция электрической и гидравлической систем привода позволяет использовать электрическую систему для управления отдельными устройствами, а гидравлическую — в качестве основного исполнительного органа.

Одним из основных критериев эффективности системы электроснабжения летательного аппарата являются удельные показатели ее массы. Для существенного снижения массы системы повышают частоту и напряжение, а также улучшают мультиплексное исполнение системы электрических сетей. Напряжение повышенной частоты может создаваться промежуточными звеньями преобразования электроэнер-

гии. Принцип мультиплексных систем основан на передаче по одному каналу сигналов управления малой мощности исполнительным органам потребителей.

Применение этих принципов при создании систем электроснабжения стало возможным на основе достижений информационной и силовой электроники. Развитие информационной электроники привело к внедрению в системы микропроцессорных устройств с высокой скоростью обработки информации больших объемов. Силовая электроника позволяет создавать быстродействующие электронные ключи с малым потреблением энергии на управление и большими значениями коммутируемых напряжений и токов.

Перспективными являются системы с высокоскоростным генератором постоянного или переменного тока, установленным на валу турбины. Генератор имеет 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 скорости вращения турбины. Для этой цели могут использоваться преобразователи частоты со схемой непосредственной связи, если частота генератора значительно выше выходной частоты преобразователя. Упрощенный вариант структурной схемы такой системы приведен на рис. 14.6. Выходное напряжение выпрямителей и переменное напряжение стабильной частоты может поступать как непосредственно потребителям, так и на различные преобразователи, обеспечивающие



**Рис. 14.6.** Обобщенная структурная схема системы электроснабжения самолета: ГТ — генератор турбины; ПЧ1, ПЧ2 — преобразователи частоты; В1, В2 — выпрямители

согласование напряжений с различными подсистемами. Например, напряжение постоянного тока 270 В может быть преобразовано в напряжение 28 В или переменное напряжение для управления электроприводом. В этом случае регулирование напряжения осуществляется в соответствии с законом  $U/f = \text{const}$ . Для питания системы освещения используются электронные балласты с преобразованием электроэнергии на повышенной частоте.

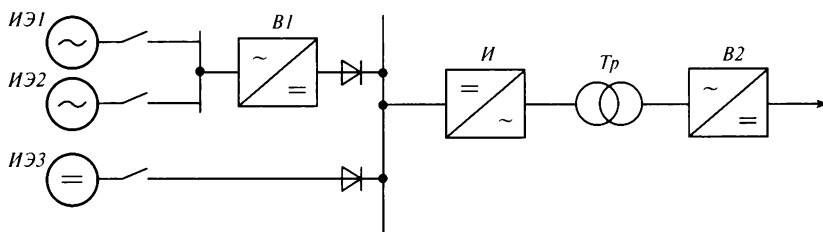
**Электроснабжение ракетных комплексов.** Системы электроснабжения ракетных комплексов (РК) являются важным звеном в обеспечении их технических характеристик. Структуры систем электроснабжения определяются типом и назначением РК. Например, в ракетно-космических комплексах (РКК) необходимо обеспечивать функционирование всех электротехнических систем космических аппаратов (КА) в автономных длительных режимах. Различают системы наземного и бортового электроснабжения РК [92].

В зависимости от мощности электротехнических подсистем КА и длительности их автономной работы используются различные источники и накопители электрической энергии:

- аккумуляторные и солнечные батареи;
- электрохимические генераторы;
- ядерные реакторы;
- изотопные источники.

Использование таких источников связано с необходимостью преобразования и регулирования электроэнергии. Учитывая, что практически все упомянутые источники вырабатывают электроэнергию постоянного тока, на КА применяют силовые электронные преобразователи постоянного тока в постоянный (см. гл. 6). Для обеспечения высоких удельных массогабаритных показателей преобразователей необходимо использовать импульсные преобразователи с повышенной рабочей частотой. Это дает возможность уменьшить массу входных и выходных пассивных фильтров и трансформаторов. Для согласования напряжения отдельных подсистем и получения электроэнергии переменного тока используют промежуточные звенья на основе инверторов повышенной частоты и инверторы с выходным напряжением требуемой частоты.

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 электроснабжения на бортовые источники. В этой связи основными преобразователями наземных систем электроснабжения являются выпрямители, выходные параметры которых соответствуют бортовой системе в статических и динамических режимах работы. Функции первичных источников наземных систем электроснабжения выполняют промышленные сети, дизель-электростанции, источники постоянного тока и другие устройства. В зависимости от видов базирования и режимов работы РК различного назначения в системах их наземного электроснабжения могут использоваться первичные источники не только различного вида электроэнергии, но и разного ее качества. Основной задачей первичных источников является обеспечение гарантированного



**Рис. 14.7. Структурная схема надежного электроснабжения ракетных комплексов от разных источников электроэнергии:**

*ИЭ1—ИЭ3* — источники электроснабжения; *B1, B2* — выпрямители; *И* — инвертор; *Tr* — трансформатор

электроснабжения РК до момента пуска ракеты. Для обеспечения высокого качества электроснабжения бортовых подсистем и гальванической развязки первичных источников от бортовых систем используются наземные системы электроснабжения, примерная обобщенная структура которых представлена на рис. 14.7. В этой структуре любой из первичных источников может быть подключен к преобразователям повышенной частоты: источники постоянного тока — непосредственно, а переменного — через выпрямители на диодах. Электроэнергия, поступающая от этих источников, преобразуется инвертором повышенной частоты, а затем выпрямляется и поступает на выходные шины преобразователя. Такая структура позволяет гарантированно обеспечивать РК электроэнергией высокого качества.

### Контрольные вопросы

1. Какие источники и преобразователи электроэнергии используются на судах?
2. Начертите структурную схему электроснабжения судна с основным источником электроэнергии переменного тока.
3. Перечислите основные электроэнергетические подсистемы летательных аппаратов.
4. Начертите структурную схему электроснабжения летательного аппарата с основным источником электроэнергии на переменном токе.
5. Какие виды преобразователей электроэнергии используются в системах космических аппаратов?

## 14.3. Коммутационные аппараты

Силовые электронные ключи широко используются в электрических аппаратах коммутации, управления и защиты [13]. Достоинства электронных ключей следующие:

- отсутствие подвижных частей, а следовательно, механического и электрического износа;
- высокое быстродействие;
- широкие функциональные возможности;
- большой срок службы.

Основными недостатками полупроводниковых коммутационных аппаратов являются высокие потери мощности в проводящем состоянии и наличие сопротивления, создающего условия для протекания токов утечки в коммутируемой цепи при выключенном состоянии аппарата. Электронные аппараты дополняют и расширяют функции электромеханических, не заменяя полностью последние.

Широкое применение в электрических аппаратах переменного тока получили тиристоры. Эти полупроводниковые приборы и до настоящего времени остаются наиболее подходящими для создания контакторов и выключателей переменного тока в широком диапазоне коммутируемых напряжений и токов. Тиристоры имеют невысокую стоимость и успешно применяются в коммутационных аппаратах постоянного тока. При этом выключение тиристоров в цепи постоянного тока осуществляется только методами принудительной или искусственной коммутации. В настоящее время для коммутации электрических цепей применяются полностью управляемые приборы: силовые транзисторы типов МОП и МОПБТ, а также запираемые тиристоры. Особенно широко используются транзисторы для создания так называемых «интеллектуальных» реле с расширенными функциями, включающими защиту и диагностику.

### 14.3.1. Тиристорные контакторы и выключатели

Контакторы переменного тока выполнены на встречноключенных тиристорах или симисторах с естественной коммутацией. Быстродействие их не превышает половины периода напряжения. Упрощенная структурная схема тиристорного контактора с естественной коммутацией *ТКЕ* переменного тока приведена на рис. 14.8, *а*. Номинальные параметры контактора определяются типом применяемых тиристоров, и при необходимости используется их параллельное и последовательное соединение. Для обеспечения времени коммутации на уровне единиц миллисекунд применяются контакторы с искусственной коммутацией *ТКИ*, вклю-

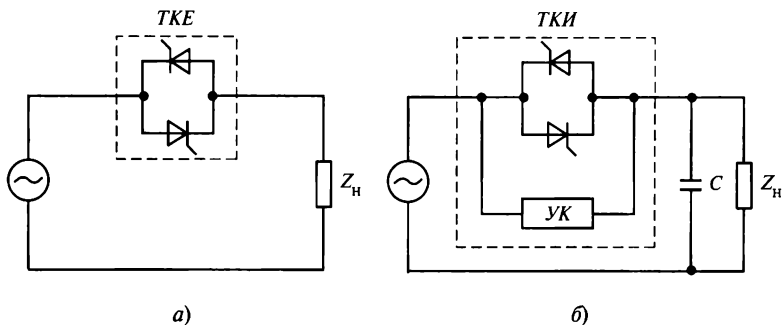
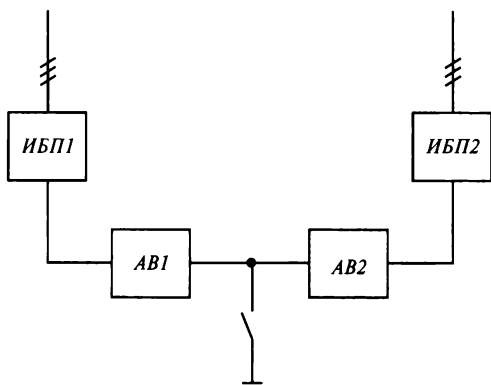


Рис. 14.8. Схемы тиристорных контакторов:

*а* — схема с естественной коммутацией тиристоров; *б* — схема с искусственной коммутацией тиристоров и конденсатором для устранения перенапряжений





**Рис. 14.9. Структурная схема резервирования ИБП с тиристорными автоматическими выключателями**

чающие устройства коммутации УК. В этих контакторах происходит искусственная (принудительная) коммутация при выключении. Создание эффективного, полностью запираемого тиристора позволило заменить традиционные схемы ТКИ (рис. 14.8, б) схемами с запираемыми тиристорами. При этом была упрощена схема контактора и улучшены его массогабаритные показатели. Быстродействие тиристорного ключа является его основным преимуществом при использовании автоматических быстродействующих выключателей. Тиристорные контакторы применяются в качестве пускорегулирующих устройств асин-

хронных двигателей для ограничения пускового тока.

Быстродействующие тиристорные выключатели выполняют те же функции, что и электромеханические, например применяются в источниках бесперебойного питания. Переключение питания потребителя от сети при выходе ее параметров за допустимые значения на инвертор ИБП осуществляется тиристорными автоматическими выключателями (АВ). Структурная схема резервирования ИБП приведена на рис. 14.9. Автоматический тиристорный выключатель выполняет, в отличие от электромеханического контактора, функцию защиты от коротких замыканий, перегрузок и отклонений от нормы основных параметров. Наиболее подходящими для такой структуры являются тиристорные автоматы с искусственной коммутацией. При питании активно-индуктивной нагрузки обеспечивается синхронизация напряжения инверторов ИБП и моментов выключения тиристорных автоматов. Это позволяет исключить перенапряжения при быстром переключении нагрузки с одного ИБП на другой.

Во многих случаях целесообразно использовать гибридные контакторы и автоматические выключатели. В этих устройствах тиристоры шунтируются и (или) цепь размыкается электромеханическими контакторами после завершения определенного этапа работы. Например, в пускорегулирующих устройствах двигателей тиристоры шунтируются после завершения пуска двигателя. Гибридные аппараты позволяют обеспечить бездуговую коммутацию традиционных электромеханических реле и контакторов. Например, практически исключается процесс появления электрической дуги при включении и выключении обычного реле на базе последовательно-параллельных схем соединения полупроводниковых элементов с электромеханическими [13]. В этом случае можно значительно увеличить напряжение реле, т.е. коммутируемую мощность электромеханического реле или контактора.

### 14.3.2. Статические реле

На основе транзисторов типа МОП созданы реле для коммутации электрических цепей постоянного и переменного тока с напряжением от единиц микровольт до нескольких сотен вольт и токами от единиц микроампер до 1 А. Реле управляются слабوتочными сигналами, поступающими на транзисторы основной цепи через оптопару, которая обеспечивает гальваническую развязку между управляющей и силовой цепями. Реле выполняются в стандартном миниатюрном пластиковом корпусе, имеющем 6—8 выводов для монтажа и связи с внешними цепями.

На рис. 14.10 приведены типовые схемы реле фирмы Siemens для коммутации переменного или постоянного тока. Реле имеют следующие основные параметры:

Допустимое напряжение между цепями входа/выхода, В . . . . .	3 750
Максимальное мгновенное значение напряжения в цепи нагрузки (в зависимости от типа реле), В . . . . .	200—400
Максимальное длительное значение тока нагрузки, мА:	
двунаправленного . . . . .	240
однонаправленного, мА . . . . .	450
Токи управления, мА:	
включения . . . . .	1—2
выключения . . . . .	0,9
Напряжение, В . . . . .	1,5
Время, мс:	
включения . . . . .	1—3
выключения . . . . .	0,5—3

Токоограничивающая цепь реле имеет отрицательный температурный коэффициент и уменьшает значение тока при увеличении температуры. При уменьшении тока перегрузки реле возвращается в нормальный режим работы. Для подавления перенапряжений, вызываемых индуктивностью нагрузки или возникающих в сило-

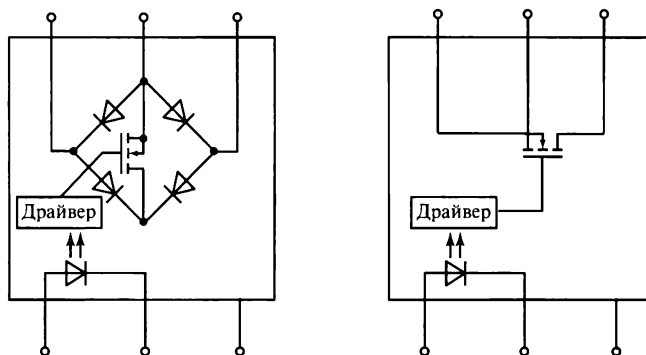


Рис. 14.10. Схемы транзисторных реле

вых цепях, используются различные схемы подключения к реле диодов, стабилитронов и варисторов.

В настоящее время многие фирмы используют электронные методы защиты, реализуемые схемой драйверов силовых ключей. Контроль режима перегрузки осуществляется по сигналам датчиков тока или выходного напряжения ключа.

На рис. 14.11 представлена структурная схема основных узлов защиты в драйвере фирмы Mitsubishi Electric для транзистора типа МОПБТ. В этой схеме реализуется быстрое и плавное уменьшение тока КЗ. Усложнение схем электронной защиты и расширение функций силовых ключей вызвали необходимость разработки реле в едином корпусе по интегральной технологии. Такие реле получили название «интеллектуальных» или «разумных». Примером «интеллектуального» ключа может служить модуль PROFET фирмы Infineon Technologies AG, структурная схема которого приведена на рис. 14.12.

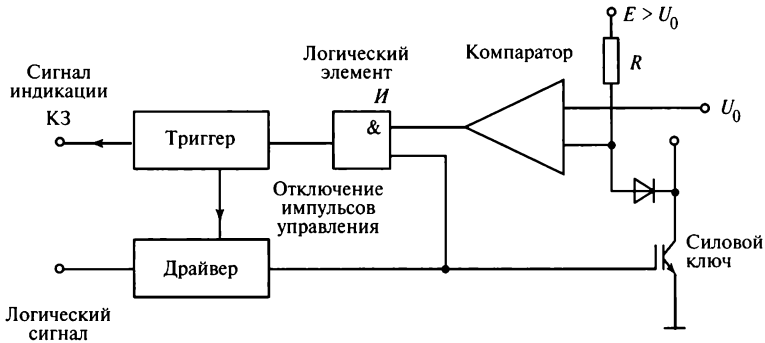


Рис. 14.11. Структурная схема основных узлов защиты реле при перегрузке и КЗ

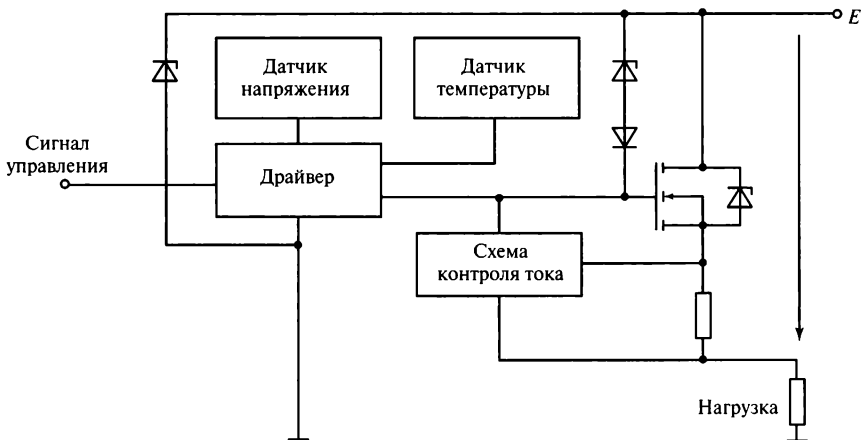


Рис. 14.12. Структурная схема «интеллектуального» реле

Фирмой Teledyne разработаны серии статических реле С45, С46/С47, С75, различающиеся высокими техническими характеристиками. Например, реле серии С45 переменного тока функционирует при напряжении до 280 В и коммутируемых токах в диапазоне 0,01—1 А. Падение напряжения в проводящем состоянии не превышает 1,5 В при входном токе до 50 мА постоянного тока при напряжении 3,5 В. Цепь управления и нагрузки имеет оптическую развязку с сопротивлением изоляции 109 Ом. Реле изготавливаются на основе встречноключенных фототиристоров и имеют интегральное исполнение в стандартном корпусе массой 2 г. Характерной особенностью реле является низкий уровень электромагнитных помех, что обеспечивается переключением реле в нуле тока. Реле серий С46/С47 — это миниатюрные статические реле на основе МОП-транзисторов. Реле способны коммутировать нагрузки постоянного тока до 1,75 А и напряжения до 360 В. Особенностью новой серии статических реле С75, также выполненных на основе МОП-транзисторов, является наличие защиты от токов перегрузки и КЗ, а также от перенапряжений, обусловленных индуктивностью нагрузки. Ток перегрузки контролируется посредством выключения при превышении температуры реле. Реле предназначено для коммутации нагрузки постоянного тока при напряжении до 60 В и тока до 1 А. Выходное сопротивление не превышает 0,9 Ом.

Реле выполняются на основе встречноключенных тиристоров (симисторов). Такие реле используются для коммутации силовых цепей и также имеют защиту от тока перегрузки, перегрева и перенапряжений.

### Контрольные вопросы

1. Дайте сравнительную оценку электромеханических и полупроводниковых коммутационных аппаратов.
2. В каких схемах тиристорных аппаратов и для чего используется искусственная коммутация тиристоров?
3. Приведите примеры применения тиристорных аппаратов коммутации.
4. Какие возможности дает использование электронных ключей в электрических аппаратах?
5. Начертите структурную схему «интеллектуального» реле?

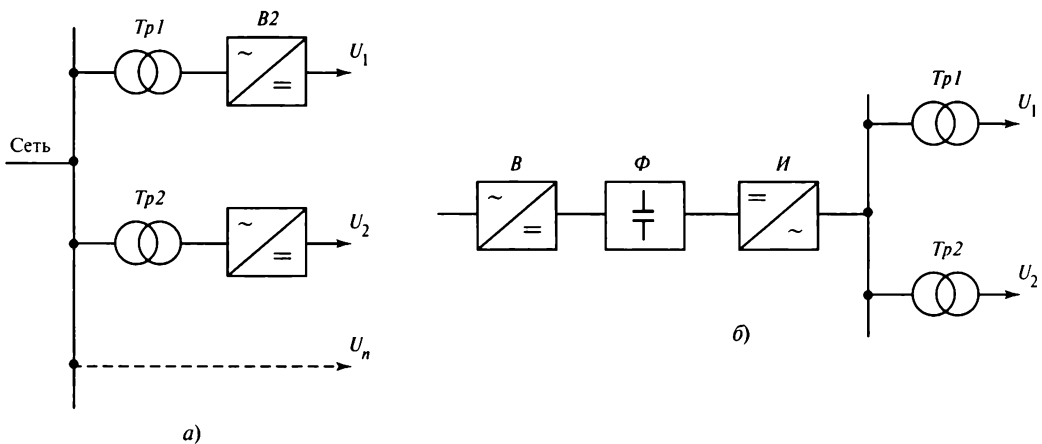
## 14.4. Вторичные источники питания

### 14.4.1. Структуры вторичных источников питания

Основными источниками электроэнергии в большинстве сфер деятельности человека являются централизованные системы электроснабжения со стандартными параметрами электроэнергии. В городских сетях России электроэнергия обычно поступает потребителю в виде системы трехфазных токов с линейным напряжением 380 В и частотой 50 Гц. Качество электроснабжения определяется нормативными документами [114]. В отдельных случаях, например в качестве автономных или резервных источников питания, используются различные виды источников и накопителей электроэнергии, в частности на постоянном токе.

С другой стороны, современные потребители: простейшие бытовые электро-технические приборы и большие системы управления различными технологическими процессами — нуждаются в электроэнергии с параметрами и качеством, отличными от имеющихся в основных источниках. Это обусловлено многими причинами, прежде всего широким использованием элементов микроэлектроники, миниатюрных электромеханических устройств и т.п. При этом разная элементная база часто приводит к необходимости иметь источники электропитания с различными параметрами и требованиями к его качеству.

Традиционно противоречия между имеющимися и требуемыми параметрами питания разрешались с использованием вторичных источников питания, выполненных по одной из обобщенных структурных схем, приведенных на рис. 14.13. Согласно этим схемам, входное напряжение трансформируется, выпрямляется, фильтруется, а затем при необходимости стабилизируется. Таких каналов было несколько в зависимости от различия в требованиях к параметрам и качеству напряжения. В отдельных случаях канал питания может быть образован от дополнительных обмоток трансформатора или отпаяк его вторичной обмотки. Один такой канал может рассматриваться как вторичный источник питания. Однако термин «вторичный» является условным, хотя и принятым в системе стандартов. Очевидно, что в общем случае на выходе каждого канала может быть образовано несколько других каналов. Например, через промежуточный инвертор (преобразователь постоянного тока в переменный) или преобразователь постоянного тока в постоянный может быть образован источник питания с другими параметрами напряжения. Недостатками приведенной на рис. 14.13, а структуры является наличие трансформатора низкой (сетевой) частоты. Известно, что удельные массогабаритные показатели трансформатора непосредственно зависят от частоты. Поэтому структура на рис. 14.13, а соответствует ВИП с низкими удельными массогабаритными показателями.



**Рис. 14.13. Типовые структурные схемы вторичных источников питания:**  
 а — с входным трансформатором; б — с промежуточным звеном повышенной частоты

телями. При низком значении частоты также утяжеляются фильтры пульсаций напряжения, ухудшается быстродействие регуляторов и т.п.

В настоящее время развитие электронных технологий привело к созданию элементной базы, позволяющей улучшить технико-экономические показатели ВИП в широком диапазоне мощностей. При этом революционное влияние на характеристики ВИП оказало создание высокочастотных электронных ключей и других элементов, с помощью которых стало возможным преобразовывать электроэнергию на частотах в диапазоне от нескольких десятков килогерц до десятков мегагерц в зависимости от коммутируемой мощности. Соответственно изменились базовые структуры ВИП и их элементов. Одной из основных стала так называемая «бестрансформаторная» структура ВИП (рис. 14.13, б). В этой структуре напряжение сети выпрямляется, а постоянный ток преобразуется инвертором в переменный ток повышенной частоты. При необходимости количество таких трансформаторов всегда может быть увеличено для создания дополнительного канала питания. Выходное напряжение повышенной частоты обычно повторно выпрямляется и далее поступает на преобразователи постоянного тока в постоянный. Эти преобразователи выполняют функции преобразования напряжения общей шины постоянного тока в напряжение требуемой потребителем величины, а при необходимости — его стабилизации и дополнительной фильтрации.

Часто разработчики относят к ВИП преобразователь постоянного тока в постоянный, непосредственно питающий потребитель.

#### 14.4.2. Преобразователи во вторичных источниках питания

В настоящее время практически все ВИП работают в импульсных режимах за счет периодического переключения транзисторов с повышенной частотой. По виду схем различают понижающий, повышающий и повышающе-понижающий преобразователи. Так как многие схемы преобразователей не имеют трансформаторной развязки с потребителем, то отдельно выделяют одноконтурный, полумостовой и мостовой преобразователи с трансформаторным выходом.

В преобразователе среднее значение выходного напряжения регулируется изменением относительной длительности включенного состояния ключа, управление которым осуществляется системой управления с ШИМ или ЧИМ.

Принцип действия повышающего преобразователя основан на периодическом накоплении энергии во входном реакторе при включенном ключе с последующей передачей ее в нагрузку и конденсатор выходного фильтра. С повышением относительной длительности включенного состояния ключа выходное напряжение растет. Увеличение этого напряжения в основном ограничено «паразитными» элементами схемы.

В повышающе-понижающем преобразователе реактор, накапливающий энергию, включен параллельно силовым цепям после ключа. Такая топология позволяет регулировать в непрерывном режиме выходное напряжение от нуля до значения, ограниченного «паразитными» элементами схемы реактора. Отличительной особенностью схемы преобразователя этого вида является изменение полярности выходного напряжения на противоположную относительно полярности входного

напряжения. Следует отметить, что переход рассмотренных видов преобразователей в режимы работы с прерывистым током реакторов приводит к существенному изменению их характеристик. При этом изменяются их внешние характеристики, зависимости выходного напряжения от относительной длительности ключей, уровень пульсаций и др.

Ранее отмечалось, что при необходимости иметь гальваническую развязку электрических цепей источника и потребителя могут быть использованы схемы с трансформаторным выходом. Для однотактной (одноключевой) схемы преобразователя в этом случае можно использовать разные преобразователи. Например, по принципу повышающе-понижающего преобразователя может быть выполнен преобразователь с передачей энергии на интервале выключенного состояния ключа. В этой схеме входная и выходная обмотки располагаются на общем магнитопроводе реактора с низкой магнитной проводимостью. Гальваническая развязка в этом случае реализуется наличием двух обмоток. Принцип действия преобразователя, называемого «обратноходовым», аналогичен принципу действия повышающе-понижающего преобразователя.

При включении на выходе понижающего преобразователя обычного трансформатора и подключении выходного  $LC$ -фильтра ко вторичной обмотке можно получить «прямоходовой» преобразователь с гальванической развязкой. При этом схема дополняется развязывающим диодом со стороны вторичной обмотки. Аналогичным образом могут быть выполнены полумостовые и мостовые схемы. Обычно на основе таких схем создаются преобразователи более высокой мощности по сравнению с однотактными (одноключевыми).

Первые (начиная с 70-х годов прошлого века) преобразователи создавались на основе биполярных транзисторов, работающих в частотном диапазоне, ограниченном несколькими десятками килогерц в зависимости от мощности. Соответственно ограничивались и удельные массогабаритные показатели таких ВИП обычно на уровне, не превышающем  $300 \text{ Вт/дм}^3$ . Основными факторами, ограничивающими увеличение этого показателя, были не только низкие удельные массогабаритные показатели фильтров на этих частотах, но и значительные коммутационные потери мощности в транзисторах и их низкие частотные характеристики. Попытки снизить эти потери введением  $RLC$ -цепей, формирующих траекторию переключения транзистора, были недостаточно эффективными из-за их диссипативного характера. Иначе говоря, потери мощности из транзистора частично переходили в снабберы, а элементы последнего создавали также свои дополнительные потери.

В результате применения полевых транзисторов, отличающихся от других приборов быстродействием, практически нулевой мощностью импульсов управления и расширенной областью безопасной работы, стало возможным создание нового поколения преобразователей с «мягкой» коммутацией ключей в моменты, когда коммутируемые токи или напряжения имеют значения, близкие к нулю.

Преобразователи нового поколения были названы квазирезонансными. Они подразделяются на преобразователи с коммутацией в нуле тока (КНТ) и в нуле напряжения (КНН). Принцип действия преобразователей основан на введении в схемы преобразователей высокочастотных  $LC$ -контуров. Последние при переключении ключей создают квазисинусоидальные колебания, позволяющие выключать

ключ в нуле тока или включать его в нуле напряжения. В таких преобразователях  $LC$ -контуры не только формируют благоприятную для переключения ключа траекторию, но и передают энергию, накопленную в их элементах, в нагрузку. Например, в преобразователях с КНТ для сетевых бестрансформаторных ВИП мощностью 100 Вт достигнуты удельные характеристики 93 Вт/см<sup>3</sup> [123]. Высокая эффективность схем этого типа обусловлена практическим исключением потерь при выключении. В настоящее время предельной частотой для преобразователей с КНТ считается частота 1—2 МГц, дальнейшее ее увеличение ограничено потерями энергии, накапливаемой в «паразитных» емкостях МОП-транзисторов.

Преобразователи с КНН могут работать на частоте более 10 МГц. При этом практически исключаются потери при включении, обусловленные наличием «паразитных» емкостей переходов транзисторов. Одновременно снижается уровень помех, обусловленных электромагнитным взаимодействием.

Квазирезонансные преобразователи мощностью до 100 Вт создаются на основе гибридной технологии. Миниатюрные преобразователи мощностью от нескольких милливольт до 10 Вт разрабатываются в виде интегральных схем и размещаются в специальных корпусах. Кроме этого резонансные контуры используются в выходных выпрямителях ВИП для снижения потерь в диодах. При этом работа ключей преобразователя синхронизируется с интервалами работы диодов выходного выпрямителя. Для снижения потерь мощности используются резонансные контуры для возбуждения затухающих колебаний, передающих энергию на вторичную обмотку трансформатора. В этом случае транзистор используется только для синхронного возбуждения резонансного контура. В настоящее время существует огромное разнообразие схем и их комбинаций для создания квазирезонансных преобразователей. При этом, как правило, в их основе лежат базовые схемы.

Кроме развития технологий преобразователей с резонансными контурами фирмы-изготовители ВИП пошли по пути возрождения магнитных усилителей. В таких преобразователях в качестве управляющих ключей используются насыщающиеся магнитные реакторы с узкой петлей гистерезиса материала магнитопровода. Насыщение реактора аналогично включению электронного ключа, но потери мощности в нем в проводящем состоянии малы. При определенных параметрах, например при низких напряжениях и высоких токах, эта технология является достаточно эффективной [98]. В настоящее время растет число публикаций, посвященных преобразователям, названным по имени их создателя и исследователя «преобразователями Луо». Разнообразные типы схем существенно различаются по своим возможностям и характеристикам.

Особенную роль в улучшении удельных характеристик ВИП играет развитие элементной базы силовой части схем: транзисторов, конденсаторов, реакторов и т.п. Например, использование транзисторов типа Cool-MOS позволяет существенно уменьшить потери мощности в преобразователях за счет очень малого значения сопротивления транзисторов этого типа во включенном состоянии. Другим очевидным фактором является повышение уровня технологий изготовления гибридных схем. В частности, становится возможным использование «паразитных» параметров: индуктивностей рассеяний, собственных емкостей транзисторов, индуктивностей их выводов и монтажных соединений — в качестве основных элементов силовой



схемы. Для этого технологические процессы должны обеспечивать стабильность таких параметров в условиях массового производства этих элементов.

Следует отметить, что применение ВИП с бестрансформаторной структурой обостряет проблему искажения мощности, создаваемого нелинейными потребителями. Это связано с использованием входного выпрямителя с емкостным фильтром, что приводит к искажению тока, потребляемого из сети. Для устранения этого недостатка используют корректор коэффициента мощности, что повышает стоимость ВИП.

### Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняют вторичные источники питания?
2. Начертите структурную схему бестрансформаторного ВИП.
3. Приведите примеры схем преобразователей, используемых в ВИП.
4. Какие факторы влияют на искажение входного тока?
5. Приведите пример схем квазирезонансных преобразователей с коммутацией в нуле тока и в нуле напряжения.

## 14.5. Общие технические требования

### 14.5.1. Основные требования к силовым электронным устройствам

Основные требования, предъявляемые к силовым электронным устройствам, можно разделить 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 принято различать 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 электроэнергии. В понятие последнего прежде всего включаются значения статической и динамической стабильности номинальных значений, 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 параметры его по выходу.

Необходимо отметить, что при наличии длинных кабельных соединений между источником и преобразователем следует указывать в технических требованиях 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, приводящих к 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 в технических требованиях указываются номинальное значение входного напряжения, его статическая и динамическая нестабильность, длительность и периодичность динамических отклонений. Важными параметрами преобразователей постоянного тока являются значения 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 параметрами. 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 является нагрузкой, а для потребителей — источником электроэнергии соответствующего вида и качества.

При разработке преобразователя как источника электроэнергии определяется, 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 напряжения 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 использовании 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 ИБП одним из

основных является требование к длительности перерыва в питании на выходных шинах ИБП во всех режимах работы, включая аварии в 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 типа прибора. Поэтому требования по увеличению даже кратковременных допустимых перегрузок или перенапряжений обуславливают необходимость увеличивать количество полупроводниковых приборов или переходить к использованию приборов большой мощности, т.е. рассчитанных на большие токи и напряжения. В ряде случаев, например для тиристорных инверторов с конденсаторной коммутацией, в целях обеспечения перегрузки необходимо завышать установленную мощность элементов коммутирующих контуров, поэтому для обеспечения даже кратковременных перегрузок приходится завышать установленную мощность преобразователя.

Конструктивно-технические требования определяются условиями эксплуатации. Большое влияние на эти требования оказывает также функциональное место преобразователя — является ли он автономным, конструктивно-функционально законченным устройством или же составной частью электротехнической системы, имеющей общие пункты управления и отображения информации.

Наиболее распространенный вид конструкции силового электронного устройства — сборная конструкция блочного типа. Поэтому одним из основных конструктивных требований является требование взаимозаменяемости составных частей устройства (конструктивных элементов, узлов, блоков и т.п.).

В основе разработки конструкции обычно лежит группа требований к механической стойкости изделия. При этом перечисляют все виды возможных при эксплуатации и транспортировке механических воздействий (одиночные удары, вибрацию и др.) и указывают их значения.

Конструкция должна обеспечивать возможность контроля электрических параметров в процессе производства и эксплуатации с помощью встроенных и (или) внешних средств контроля.

Для эксплуатации конструкции в условиях повышенной влажности или непосредственного воздействия 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 на условия хранения изделий, которые должны указываться при разработке.

Конструкция должна соответствовать требованиям «Правил 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 сопротивление между заземляющими элементами и доступными частями аппаратуры не должны превышать определенных, нормированных значений.

Условия изготовления электронных устройств должны учитываться в технологических требованиях, например, монтаж силовой части, печатных плат и т.п.

Комплектующие элементы должны применяться в режимах, соответствующих требованиям, указанным в нормирующих документах.

Некоторые требования определяются функциями электронных устройств в составе электротехнической системы или комплекса. Они определяют электрическое соединение электронного устройства с первичным источником, потребителями, распределительными устройствами, блоками управления и отображения информации. При этом указываются типы и маркировка разъемов, характер и уровень сигналов управления и передачи информации, требования к кабельным соединениям и т.п. Для электронных устройств, рассчитанных на работу с оператором, оговариваются требования к контрольно-измерительным и сигнальным средствам с учетом стандартизованных требований по метрологии. Конструктивное исполнение устройства должно отвечать требованиям эргономики и технической эстетики.

### 14.5.2. Обеспечение электромагнитной совместимости

Принцип действия большинства полупроводниковых устройств основан на периодическом переключении нелинейных элементов релейного типа. Переключение этих элементов вызывает скачкообразное изменение тока и напряжения в цепях преобразователя, в результате чего возникают электромагнитные излучения (ЭМИ). В преобразователях эти явления особенно явно выражены, так как электрическая энергия подвергается дискретному, часто многократному переключению на повышенных частотах. Электромагнитные излучения воздействуют на другие устройства, что может нарушать их нормальное функционирование. Кроме того, необходимо различать воздействие ЭМИ на высоких частотах и искажение преобразователями сетевых токов. Искажения сетевого тока оцениваются высшими гармониками, включая 40-ю гармонику, относительно основной гармоники сети. Искажения тока и напряжения ухудшают качество электроэнергии и регламентируются различными стандартами, например стандартом IEEE 519.

Различают помехи кондуктивные (проводные), поступающие в сеть, и индуктивные, передаваемые в окружающее пространство электромагнитным полем. Проводные 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 1 000 МГц. Нормы на уровень помех регламентируются национальными и международными стандартами в зависимости от требований к электромагнитной совместимости (ЭМС) различных технических средств.

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, сформулированными с учетом соответствующих стандартов.

Важным средством обеспечения ЭМС являются: правильная компоновка элементов схемы в конструкции изделия, монтаж электрических соединений, средств фильтрации и экранирования.

Первой задачей конструктора являются 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. Монтаж не должен осуществляться бессистемно или с ориентацией на экономию производственных затрат. Если монтаж производится на компьютере, следует контролировать полученные результаты для выявления путей проникновения помех.

В силовых электронных устройствах необходимо соблюдать основные правила монтажа:

- 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 проводниками цепи системы трехфазного переменного тока и постоянного тока.

В целях безопасности многие конструктивные компоненты должны быть соединены общим проводом заземления. Однако использовать этот провод в качестве общего провода «заземления» нежелательно. Необходимо учитывать, что провода заземления могут создавать сопротивления для высокочастотных проводных помех. В результате на таком элементе может возникнуть напряжение на частоте электромагнитной помехи, поступающее на критичные 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 обеспечиваются минимальное значение их индуктивности и компенсация токов, наведенных в них источниками помех.

Проводную связь и функциональные узлы потребителей можно защитить от внешнего электромагнитного поля электростатическими, магнитостатическими и электромагнитными экранами.

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. Эффективность такого экрана зависит от качества заземления экрана.

Магнитоэкранный экран выполняется из магнитных материалов и служит для уменьшения внешнего магнитного поля. Однако из-за вихревых токов эффективность его использования в преобразователях ограничена. Электромагнитные экраны, защитное действие которых основано на отражении электромагнитной энергии, используются для экранирования высокочастотных полей.

Однако из-за конструктивной громоздкости и дополнительных потерь активной мощности магнитоэкранные и электромагнитные экраны в современной преобразовательной технике используются редко.

Основным средством подавления помех в преобразователях является применение электрических фильтров, различающихся элементной базой, схемой и конструктивным исполнением. В преобразователях средней мощности наибольшее распространение получили Г-образные фильтры с проходными конденсаторами. Причем функции последовательно включенного 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 помещать фильтр в заземленный экран. Вследствие различия характеристик конденсаторов разных типов их эффективность как элементов подавляющих фильтров на различных частотах может быть неодинаковой. Поэтому может оказаться рациональным использование в фильтре радиопомех конденсаторов различных типов [97].

Следует отметить, что параметры фильтров радиопомех должны рассчитываться уже на начальных этапах проектирования, а 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 др.

### 14.5.3. Сертификация силовых электронных устройств

Основные технические требования, предъявляемые к продукции силовой электроники, изложены в многочисленных стандартах и различных нормативных документах. Сертификация — процедура, удостоверяющая соответствие необходимым требованиям. Сертификация позволяет контролировать технический уровень, качество и безопасность продукции. Поэтому она является одним из важнейших инструментов, обеспечивающих конкурентоспособность продукции.

Сертификация включает в себя сертификацию продукции и сертификацию производства. По результатам сертификации выдается сертификат соответствия продукции или системы качества предприятия-изготовителя.

Основными международными организациями в области методического обеспечения является Международная организация по стандартизации (ИСО). Большую работу в этой области выполняет Международная электротехническая комиссия (МЭК). Она является наиболее развитой системой стандартизации 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 Госстандарт. 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». Законом о техническом регулировании предусмотрено введение технических регламентов, принимаемых для усиления безопасности и защиты окружающей среды, для продукции повышенной опасности. Силовые электронные устройства могут применяться на технических объектах повышенной опасности. В таких случаях требования к применяемой продукции должны соответствовать положениям, изложенным в технических регламентах. С учетом этого различаются виды продукции, подлежащие обязательной или добровольной сертификации. В любом случае декларированные технические характеристики продукции должны соответствовать стандартам и другим нормативным документам. Например, источники бесперебойного питания — 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 части указываются общие условия проведения испытаний, основные 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 оператора 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 к ЭМС, определены условия проведения измерений, сформулированы основные требования к помехоустойчивости, 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 приведены основные сведения о входных и выходных технических характеристиках ИБП, типовые структуры ИБП и режимы из работы, методика испытаний ИБП в статических и динамических режимах при различных воздействиях со стороны сети и питаемой ИБП нагрузки, методы испытаний на воздействие окружающей среды и указаны условия транспортировки, методы испытаний цепей защиты и сигнализации, даны приложения с указанием характерных отказов, видов нагрузки и др.

Из краткого обзора содержания стандарта силового электронного устройства ИБП видно, что современные стандарты охватывают практически все аспекты функционирования и работоспособности устройства, включая условия его транспортировки и хранения. Подтверждение соответствия характеристик ИБП стандарту требует проведения многочисленных испытаний. Поэтому проведение испытаний согласовывается с заказчиком с учетом изготовления и условий применения продукции. При этом проводятся испытания на безопасность и соответствие характеристик, приведенных в технических условиях на изделие, требованиям стандартов.

### **Контрольные вопросы**

1. Перечислите основные входные и выходные параметры выпрямителя, к которым предъявляются требования при проектировании.
2. Каким требованиям должна соответствовать конструкция силового электронного устройства по обеспечению безопасности?
3. Что влияет на величину и частотный спектр ЭМИ полупроводниковых преобразователей?
4. Какие виды электромагнитных помех различают в силовых электронных устройствах?
5. Какие методы борьбы с помехами предусматриваются в силовых электронных устройствах при их проектировании и изготовлении?
6. Для чего осуществляется сертификация устройств силовой электроники?



## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каганов И.Л. Промышленная электроника (общий курс). М. : Высш. шк., 1968.
2. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. М. : Высш. шк., 1982.
3. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы промышленной электроники. М. : Высш. шк., 1980.
4. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника. М. : Энергоатомиздат, 1988.
5. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. М. : Энергоатомиздат, 1992.
6. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003.
7. История электротехники / под ред. И.А. Глебова. М. : Изд-во МЭИ, 1999.
8. Thomas G. Wilson. The evolution of power electronics // IEEE Trans. Power. Electron. 2000. Vol. 15. № 3.
9. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи. М. : Додэка, 2001.
10. Bose Vimal K. Power electronics-technology review // IEEE Trans. Power. Electron. 1992. Vol. 80. № 6.
11. Лесков Л.В. Футуросинергетика: универсальная теория систем. М. : Экономика, 2005.
12. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление : пер. с англ. М. : Энергоатомиздат, 1993.
13. Электрические и электронные аппараты / под ред. Ю.К. Розанова. М. : Информэлектро, 2001.
14. Силовые IGBT модули. Материалы по применению. М. : Додэка, 1997.
15. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках / М.П. Абрамович, В.М. Бабайлов, В.Е. Либер и др. М. : Энергоатомиздат, 1992.
16. Запираемые тиристоры, быстродействующие диоды: Справочные материалы ABB Semiconductor AG. М. : Изд-во АББ Индустри и Стройтехника, 1996.
17. Mohan N., Undeland T.M., Robins W.P. Power electronics: converters, application and design. USA: NYJohn Willey&Sons Inc., 1995.
18. Справочник по электрическим конденсаторам / под ред. В.В. Ермуратского. Кишинев: Штиинца, 1982.
19. Русин Ю.С., Гликман И.Я., Горский А.Н. Электромагнитные элементы радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. М. : Радио и связь, 1998.
20. Power electronics technology: Present trends and future developments. Proc. // IEEE. 2001. Vol. 89. № 6.
21. Шопен Л.В. Бесконтактные аппараты автоматики. М. : Энергоатомиздат, 1986.
22. Isolated current and voltage transducers. Characteristics-applications-calculations. Geneva: Lem, 1996.
23. Предко М. Руководство по микроконтроллерам. М.: Постмаркет, 2001.
24. Леоненков А.В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzy TECH. СПб. : БХВ-Петербург, 2003.
25. Булгаков А.А. Новая теория управляемых выпрямителей. М. : Наука, 1970.
26. Стабилизированные автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением / Ф.И. Ковалев, Г.П. Мосткова, В.А. Чванов, А.И. Толкачев // М. : Энергия, 1972.
27. Мерабишвили П.Ф., Ярошенко Е.Н. Нестационарные электромагнитные процессы в системах с вентилями. Кишинев: Штиинца, 1980.
28. Вентильные преобразователи переменной структуры / В.Е. Тонкаль, В.С. Руденко, В.Я. Жуйков и др. // под ред. А.К. Шидловского. Киев: Наукова думка, 1989.
29. Толстов Ю.Г., Теврюков А.А. Теория электрических цепей. М. : Высш. шк., 1971.
30. Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования : пер. с нем. М. : Наука, 1971.
31. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. М. : Наука, 1989.
32. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. М. : Физматиздат, 1963.

33. **Middlebrook R.D.** Isolation multiple output extensions of a new optimum technology switching DC-DC converters // IEEE Power electronics specialists conference PESC'78. 1978.
34. **Четти П.** Проектирование ключевых источников электропитания. М. : Энергоатомиздат, 1990.
35. **Ковалев Ф.И., Мустафа Г.Н., Барегамян Е.В.** Управление по вычисляемому прогнозу импульсным преобразователем с синусоидальным выходным напряжением // Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника. 1981. № 6.
36. **Олещук В.И., Чаплыгин Е.Е.** Вентильные преобразователи с замкнутым контуром управления. Кишинев: Штиинца, 1982.
37. **Уткин В.И.** Скользящие режимы управления и их применение в системах с переменной структурой. М. : Мир, 1978.
38. **Изосимов Д.Б., Рывкин С.Е.** Скользящий режим в электроприводе. М. : ИПУ РАН, 1993.
39. **Spiazzi G., Mattavelli P.** Sliding mode control of switched-mode power supplies / Power electronics handbook // Ed. Timothy L. Scvarenina. USA: CRC Press, 2002.
40. **Прикладные нечеткие системы** : пер. с яп. / под ред. Т. Тэрано, К. Асаи, М. Сугэно. М. : Мир, 1993.
41. **Мустафа Г.М., Шаранов И.М., Тингаев В.Н.** Система программ для моделирования устройств преобразовательной техники // Электротехника. 1978. № 6.
42. **Шипилло В.П.** Применение Z-преобразования для нахождения фактора пульсаций в замкнутых системах с вентильными преобразователями // Электричество. 1974. № 9.
43. **Разевиг В.Д.** Система сквозного проектирования электронных устройств. Designlab 8.0. М.: Солон, 1999.
44. **Гультяев А.К.** Matlab 5.2. Имитационное моделирование в среде Windows. СПб.: Корона, 1999.
45. **Международный электротехнический словарь.** Силовая электроника». МЭК 60050 — 551. М.: Изд-во стандартов, 1998.
46. **Силовая электроника.** Краткий терминологический словарь / под ред. Ф.И. Ковалева. М.: Изд-во ОИСЭ, 2001.
47. **Герман-Галкин С.Г.** Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0. СПб.: Коронапринт, 2001.
48. **Полупроводниковые выпрямители** / под ред. Ф.И. Ковалева, Г.П. Мостковой. М. : Энергия, 1978.
49. **Маевский О.А.** Энергетические показатели вентильных преобразователей. М. : Энергия, 1978.
50. **Зиновьев Г.С.** Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей. Новосибирск: Изд-во НГУ, 1990.
51. **Баланс энергий в электрических цепях** / В.Е. Тонкаль, А.В. Новосельцев, С.П. Денисюк и др. Киев.: Наукова думка, 1992.
52. **Жежеленко И.В.** Высшие гармоники в системах электроснабжения М. : Энергоатомиздат, 1994.
53. **Rudnick H. Dixon J.** Delivering clean and pure power // IEEE. 2003. Vol. 1. № 5.
54. **Bose Bimal K.** Expert system, fuzzy logic, neural network applications in power electronics and motion control // IEEE. 1994. Vol. 82. N 8.
55. **Глинтерник С.Р.** Тиристорные преобразователи со статическими компенсирующими устройствами. Л.: Энергоатомиздат, 1988.
56. **Лабунцов В.А., Ривкин Г.А., Шевченко Г.И.** Автономные тиристорные инверторы. М. : Энергия, 1967.
57. **Чванов В.А.** Динамика автономных инверторов с прямой коммутацией. М. : Энергия, 1979.
58. **Розанов Ю.К.** Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. М. : Энергоатомиздат, 1987.
59. **Раскин Л.Я.** Стабилизированные автономные инверторы тока на тиристорах. М. : Энергия, 1970.
60. **Булатов О.Г., Царенко А.И.** Тиристорно-конденсаторные преобразователи. М. : Энергоатомиздат, 1982.

61. **Моин В.С.** Стабилизированные тиристорные преобразователи. М. : Энергоатомиздат, 1986.
62. **Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф.** Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. М. : Радио и связь, 1989.
63. **Гельман М.В., Лохов С.П.** Тиристорные регуляторы переменного напряжения. М. : Энергия, 1975.
64. **Rashid Muhammed H.** Power electronics. USA: Prentice — Hall, Inc., 1988.
65. **Luo F.L., Ye H.** Positive output super-lift converters // IEEE. 2003. Vol. 18. N 1.
66. **Espinoza Jose R.** Inverters Power electronics: Handbook. / Ed. H. Rashid Muhammad. USA: Academic Press, 2001.
67. **Бернштейн И.Я.** Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока. М. : Энергия, 1968.
68. **Helle L., Larsen K.B., Jorgenson A.H., Munk-Nilsen S.** Evolution of modulation schemes for three-phase — to three phase converters // IEEE. 2004. Vol. 51. N 1.
69. **Донской А.В., Кулик В.Д.** Теория и схемы тиристорных инверторов повышенной частоты с широтно-импульсным регулированием. Л. : Энергия, 1980.
70. **Czarkovski D.** Resonant converters. The Power electronics: Handbook / Ed. T.L. Skvorenina. USA: CRC Press, 2002.
71. **Hueng A.Q.** Gate turn off thyristors. The Power electronics: Handbook / Ed. T.L. Skvorenina. USA: CRC Press, 2002.
72. **Control power electronics** / Ed. M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg. USA: Academic Press, 2002.
73. **Мыцык Г.С.** Основы структурно-алгоритмического синтеза вторичных источников электропитания. М. : Энергоатомиздат, 1989.
74. **Кобзев А.В.** Многозонная импульсная модуляция. Новосибирск: Наука, 1979.
75. **Булатов О.Г., Иванов В.С., Панфилов Д.И.** Полупроводниковые зарядные устройства накопителей энергии. М. : Радио и связь, 1986.
76. **Akagi H.** Active filters for power conditioning. The power electronics: Handbook / Ed. T.L. Scvorenina. USA: CRC Press, 2002.
77. **Corzine K.** Multilevel converters. The power electronics: Handbook / Ed. T.L. Scvorenina. USA: CRC Press, 2002.
78. **Ильинский Н.Ф.** Основы электропривода. М. : Издательство МЭИ, 2000.
79. **Розанов Ю.К., Соколова Е.М.** Электронные устройства электромеханических систем. М. : Академия, 2004.
80. **Бычков М.Г.** Элементы теории вентильно-индукторного электропривода // Электричество. 1997. № 10.
81. **Брускин А.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С.** Электрические машины и микромашины. М. : Высш. шк., 1990.
82. **Копылов И.П.** Электрические машины. М. : Энергоатомиздат, 1980.
83. **Жемеров Г.Г.** Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. М. : Энергия, 1977.
84. **Глазенко Т.А., Хрисанов В.И.** Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
85. **Основы современной энергетики. Современная электроэнергетика** / под ред. А.П. Бурмана, В.А. Строева. М. : Издательство МЭИ, 2004.
86. **Шидловский А.К., Федий В.С.** Частотно-регулируемые источники реактивной мощности. Киев: Наукова думка, 1980.
87. **Sood V.K.** HVDC Transmission. Power electronics: Handbook / Ed. Muhammad H. Rashid. USA: Academic Press, 2001.
88. **Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок** / Е.И. Беркович, Г.В. Ивенский, Ю.С. Иоффе и др. Л.: Энергоатомиздат, 1986.

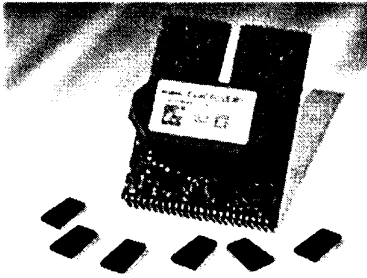
89. **Феоктистов Н.А.** Тиристорные устройства управления и защиты бытовых аппаратов и электротехнологических установок. М. : Изд-во ГАСБУ, 1996.
90. **Преобразовательные** устройства электропоездов с асинхронными тяговыми двигателями / А.М. Солодинов, Ю.М. Иньков, Д.С. Коваливкер и др. Рига: Зинатне, 1991.
91. **Электрооборудование** судов / Д.В. Вилесов, В.А. Галка, Ю.Н. Киреев и др. СПб: Судостроение, 1996.
92. **Системы** электропитания космических аппаратов / В.П. Соустин, В.Н. Иванчура, А.И. Чернышов и др. Новосибирск: Наука, 1994.
93. **Бурман А.П., Розанов Ю.К., Шакарян Ю.Г.** Гибкие линии электропередачи // *Электротехника*. 2005, № 8.
94. **Электрооборудование** летательных аппаратов / С.А. Грузков, С.Ю. Останин, А.М. Сутробов и др. // под ред. С.А. Грузкова. М. : Издательство МЭИ, 2005.
95. **Белов В.Ф.** Автоматизация проектирования электромагнитной совместимости автономных преобразовательных систем. Саранск: Изд-во Мордовского ун-та, 1993.
96. **Рохлин Г.Н.** Разрядные источники света. М.: Энергоатомиздат, 1991.
97. **Хабигер Э.** Электромагнитная совместимость. Основы ее обеспечения в технике. М. : Энергоатомиздат, 1995.
98. **Ajit K. Chattopadhyay.** AC-AC converters. Power electronics: Handbook / Ed. Muhammed N. Rashid. USA: Academic Press, 2001.
99. **Хруслов Л.Л., Пузиков В.М., Ситников В.Ф.** Современные бесконтактные электрические аппараты с быстродействующими однообмоточными магнитными усилителями // *Электротехническая промышленность*. Сер. 07. Электрические аппараты. 1989. № 13.
100. **Алферов Н.Г., Розанов Ю.К., Ситников В.Ф.** Расчет систем управления электронными прерывателями и регуляторами. М. : Издательство МЭИ, 1993.
101. **Розанов Ю.К.** Анализ работы автономного параллельного инвертора тока при коротких замыканиях. Тиристорные преобразователи / под ред. Ю.Г. Толстова. М. : Наука, 1970.
102. **Зарядно-разрядные** устройства с рекуперацией энергии в сеть / В.А. Окунев, А.И. Волков, Ю.К. Розанов, А.А. Кудряшев // *Преобразовательная техника*. 1978. № 5.
103. **Несинусоидальность** напряжения в автономных электрических системах / Ю.К. Розанов, Ю.П. Рыжов, А.М. Сухинин и др. // *Электротехника*. 1981. № 3.
104. **Розанов Ю.К., Алферов Н.Г., Мамонтов В.Н.** Инверторный модуль для систем гарантированного электроснабжения // *Преобразовательная техника*. 1981. № 7.
105. **Розанов Ю.К.** Параллельная работа преобразователей постоянного тока // *Электротехника*. 1982. № 4.
106. **Львов Е.Л., Розанов Ю.К.** Стационарные режимы преобразователей постоянного тока с широтно-импульсной модуляцией // *Электричество*. 1983. № 8.
107. **Розанов Ю.К., Никифоров А.А.** Перспективы развития резонансных преобразователей // *Электротехника*. 1990. № 11.
108. **Proc. X-th Int. / Y. Rozanov, N. Alferov, M. Riabchitsky, A. Kvasnuk /** Symposium on electrican apparatus technologies STELLA'97 / *Bulgaria, May, 1997.*
109. **Розанов Ю.К., Завгородний Н.Н.** Применение нечеткой логики в силовой электронике // *Электротехника*. 1997. № 11.
110. **Розанов Ю.К.** Силовая электроника в электроприводе // *Приводная техника*. 1997. № 5.
111. **Rozanov Y., Kvasnuk A.** Power quality regulators on active filters. Proc. IECON'98: Germany, Aachen, 31 august. 1998.
112. **Розанов Ю.К., Гринберг Р.П., Смирнов М.И.** Управление гибридными фильтрами // *Электричество*. 2006. № 8.
113. **Сазонов В.В.** Кондиционеры сети на основе активных фильтров // *Электротехника*. 2007. № 5.
114. **Управление** качеством электроэнергии / И.И. Карташев, В.Н. Тульский, Ю.В. Шаров и др. М. : Издательство МЭИ, 2006.

115. **Основные** характеристики и опыт использования системы программ ЭЛТРАН / Г.М. Мустафа, А.А. Поскробко, В.Н. Тингаев и др. // Автоматизированный электропривод. 1983.
116. **Инструкция** по CASPOC / С.И. Вольский, Е.В. Сыроежкин, Д.В. Чуев / под ред. С.И. Вольского. М. : Издательство МАИ, 2003.
117. **Могилевский Г.В., Райнин В.Е., Гребенник В.И.** Полупроводниковые аппараты защиты. М. : Энергия, 1980.
118. **Розанов Ю.К., Соломатин А.В., Крюков К.В.** // Электротехника. 2006. № 10.
119. **Toshihisa Shimizi, Masaki Hirakata, Tomoya Kamezawa, Hisao Watanabe.** Generation control circuit for photovoltaic modules // IEEE. 2001. Vol. 16. N 3.
120. **Статические** преобразователи в системах электроснабжения постоянного тока / В.А. Окунев, Ю.К. Розанов, А.М. Сухинин и др.// Электротехника. 1981. № 8.
121. **Воробьев А.Ю.** Электроснабжение компьютерных и телекоммуникационных систем. М.: Эко-Трендз, 2002.
122. **Преобразователи** на IGBT-транзисторах для тягового электропривода трамвая. СПб: НТП ООО «Чергос», 1993.
123. **ГОСТ 13109—97.** Электромагнитная совместимость. Нормы качества электроэнергии в системах электроснабжения общего назначения.
124. **Фред К. Ли.** Высокочастотные квазирезонансные преобразователи : пер. с англ. М.: Мир, 1988. Том 76.
125. **Управляемые** подмагничиванием электрические реакторы : Сб. статей / под ред. А.М. Брянцева. М. : Знак, 2004.
126. **Electrical engineer's book** / Ed. M.A. Laughton, D.F. Warne. USA: Newness, 2003.
127. **Дьяконов В.П., Абраменкова И.В., Круглов В.В.** MATLAB 5 с пакетами решений. М: Нолидж, 2001.

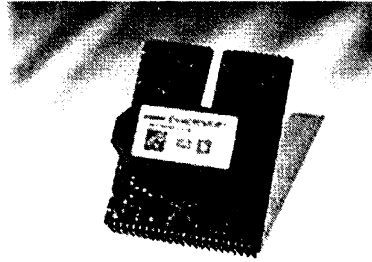
## EUPEC

European Power Semiconductors and Electronics Company является одним из ведущих мировых производителей силовых полупроводниковых приборов.

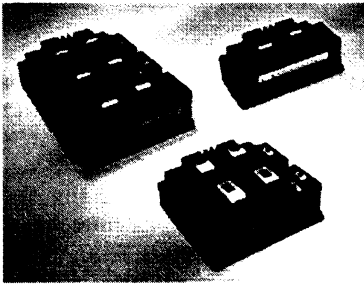
### Продукция фирмы



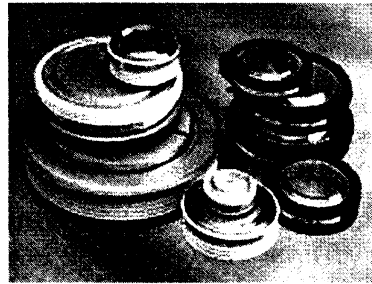
Семейство IGBT-драйверов EiceDRIVER состоит из плат драйверов и отдельных микросхем



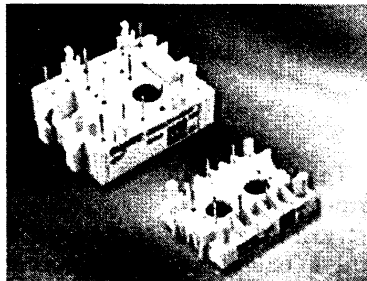
Плата драйверов для IGBT-модулей на напряжение до 1700 В и ток 30 А



IGBT-модули на напряжение до 6500 В и ток 200—400 А



Диоды и тиристоры в дисковом исполнении и напряжение до 10 кВ



Модули на напряжение до 800 В

## Infineon Technologies

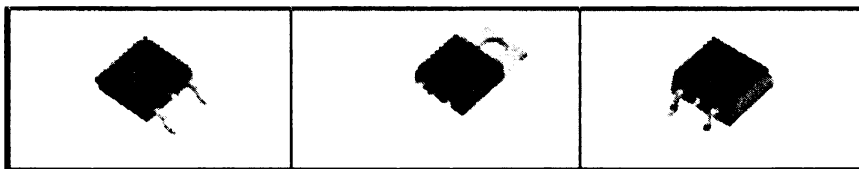
В апреле 1999 г. в результате реструктуризации корпорации Siemens одно из ее отделений (Siemens Semiconductors) стало независимой компанией Infineon Technologies. Компания имеет представительства в более 30 странах мира, удовлетворяя спрос самого широкого круга потребителей. Infineon Technologies занимается разработкой, производством и продажей новейших полупроводниковых компонентов для различных промышленных применений, рынка коммуникаций, интернет-технологий, автомобильной промышленности.

Продукция компании разбита на пять основных приоритетных направлений деятельности:

- проводниковые коммуникации;
- беспроводные коммуникации;
- ЧИП-карты и ИС для систем безопасности;
- компоненты для автомобильной и промышленной техники;
- блоки памяти.

### Продукция компании

#### Диоды



#### Кремниевые диоды — EmCon Power Diodes

При производстве диодов компания Infineon использует специальную запатентованную технологию изготовления с ультратонкой подложкой, позволяющей достичь быстрого и мягкого переключения.

#### Диоды на основе карбида кремния

Карбид кремния превосходит по своим свойствам кремний и арсенид галлия. На основе этого материала компания Infineon производит диоды Шоттки на напряжение 300 и 600 В.

Диоды производятся на ток 3—45 А и напряжения 300, 600 и 1200 В.

#### Полевые транзисторы



Infineon Technologies выпускает транзисторы на напряжение 20—800 В и ток 0,1—150 А. Компания имеет ряд запатентованных технологий таких как OptiMOS, CoolMOS и CoolSET.

#### Транзисторы IGBT

TO-220

TO-247



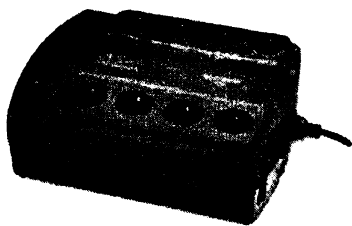
Транзисторы IGBT выполняются по NPT технологии, которая позволила значительно улучшить рабочие характеристики приборов. Технология EmCon позволяет интегрировать в одном корпусе транзистор и быстродействующий обратный диод. Транзисторы IGBT выпускаются на напряжения 600 и 1200 В и ток 1—150 А.

## American Power Conversion (APC)

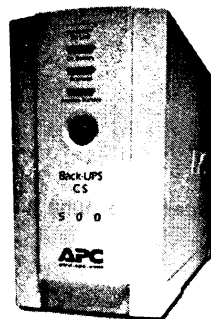
Корпорация American Power Conversion была основана в марте 1981 г. В настоящее время марка APC во всем мире воспринимается синонимом качественных решений резервного питания и управления питанием.

### Продукция корпорации

Тип ИБП	Back UPS ES	Back-UPS CS	Back-UPS RS	Back-UPS HS
Мощность, В · А	400—700	325—650	500—1500	500
Структура	Off-line	Off-line	Line interactive	Line interactive
Входное напряжение, В	160—280	160—278	176—294	160—280



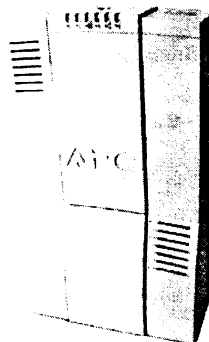
Back UPS ES 550 В · А



Back UPS CS 500 В · А



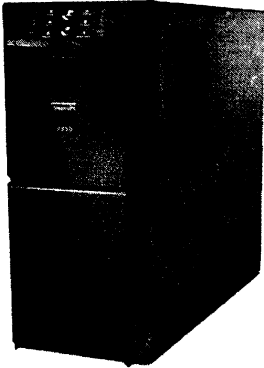
Back UPS RS 1500 В · А



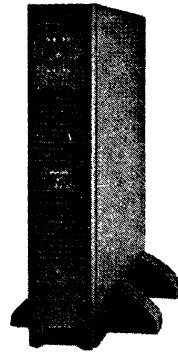
Back UPS HS 500 В · А



Тип ИБП	Smart UPS	Smart SC	Smart XL	Smart RT
Мощность, В · А	750—5000	420—1500	750—3000	1000—10 000
Структура	Line interactive	Line interactive	Line interactive	On-line
Входное напряжение, В	151—302	160—286	151—302	100—280



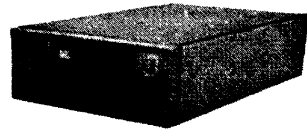
**Smart UPS 3000 В · А**



**Smart SC 1000 В · А**



**Smart XL 3000 В · А**

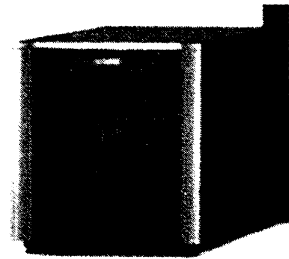


**Smart RT 8000 В · А**

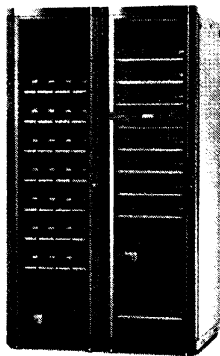
Тип ИБП	Symmetra RM	Symmetra LX	Symmetra PX	Smart VT
Мощность, В · А	2—6	4—16	10—80	10—40
Структура	On-line	On-line	On-line	On-line
Входное напряжение, В	155—276	155—276 (1ф:1ф) 290—480 (3ф:1ф)	304—477	304—477



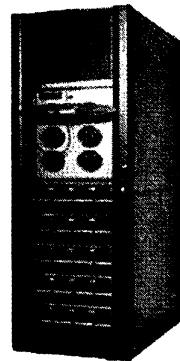
**Symmetra 6000 В · А**



**Серия Symmetra LX**

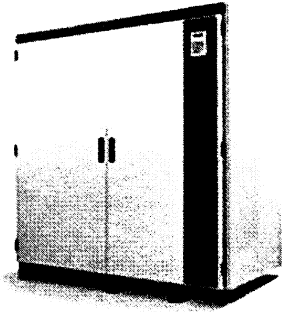


**Symmetra PX 70 кВ · А**

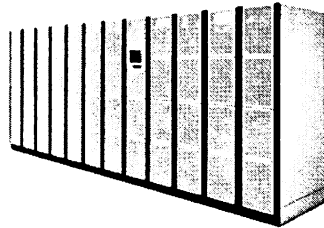


**Smart VT 40 кВ · А**

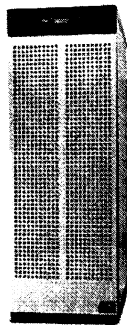
Тип ИБП	Silcon	Symmetra MW	AIS 3000	AIS 5000
Мощность, В · А	60—480	400—1 600	10—40	10—100
Структура	Line interactive	Line interactive	On-line	On-line
Входное напряжение, В	323—437 (380 В) 340—460 (400 В) 353—477 (415 В)	304—477	304—477	340—460



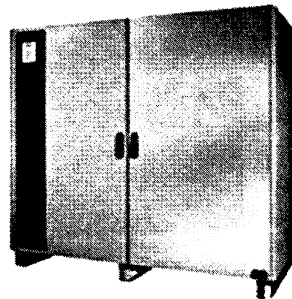
**Silcon 320 кВ · А**



**Symmetra MW 1400 кВ · А**



**AIS 3000 15 кВ · А**



**AIS 5000 100 кВ · А**

## ABB Semiconductors

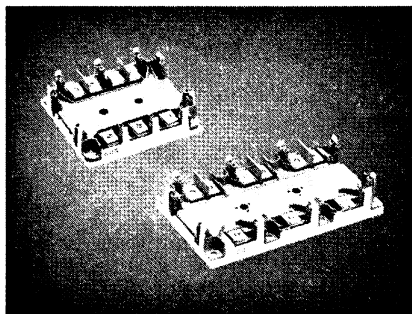
Компания ABB Semiconductors образовалась в 1991 г. после объединения фирм ASEA и BBC, разрабатывавших полупроводниковые технологии, в том числе технологию «свободно плавающего» кремния. Это позволило компании ABB Semiconductors реализовать накопленный опыт выпуском сотен тысяч биполярных тиристоров (фазового управления и запираемых) для огромного числа проектов в электроэнергетике, промышленности и на транспорте. Кроме того, большое внимание было уделено развитию BiMOS продукции, включающей в себя IGBT-модули с изолированным корпусом, прижимного типа.

В настоящее время компания ABB Semiconductors лидирует в технологии и производстве силовых полупроводниковых приборов.

Официальным представителем компании ABB Semiconductors на территории России является группа компаний ЦПМК РУСТЭЛ.

### Продукция компании

#### *Модули LoPak IGBT*



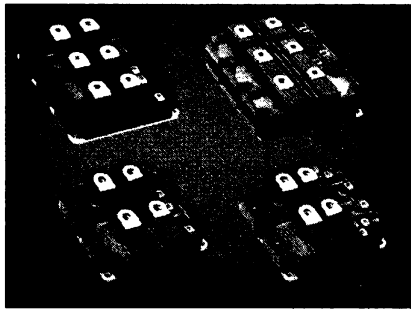
Модули LoPak IGBT представляют собой низкоиндуктивные малогабаритные модули для 3-фазных мостов. Модули выпускаются в корпусах LoPak4 и LoPak5 без металлического основания для улучшения стойкости к циклонагрузкам. Кремневые чипы монтируются на фольгированной керамике DCB, обратная сторона которой прижимается непосредственно к охладителю, предотвращая отслоения, возникающие при циклонагрузках. В модулях LoPak «прищёлкивающийся» драйвер вставляется в пазы на последней стадии сборки инвертора.

Модули LoPak выпускаются на ток 75—300 А и напряжения 1200 и 1700 В

#### *Модули HiPak с чипами SPT IGBT*

Модули HiPak™ большой мощности выпускаются в стандартных корпусах, размеры основания которых 140×130 мм (HiPak1) и 190×140 мм (HiPak2). Монтажное основание модулей изготавливается из композиционного материала AlSiC для обеспечения хорошей термоциклической способности и субстратов из нитрида алюминия для обеспечения низкого теплового сопротивления.

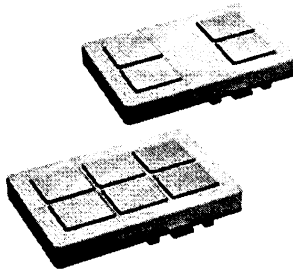
Модули производятся в виде одиночных IGBT, двух IGBT в одном корпусе, двух диодов и IGBT с диодом в одном корпусе.



Модули HiPak™ разработаны с использованием новой технологии чипов SPT (soft punch through). Эта технология ABB сочетает низкие потери с мягкими характеристиками переключения и широкой областью безопасной работы.

Модули HiPak™ выпускаются на ток 400—3600 А и напряжение 1200—6500 В.

### ***Модули StakPak IGBT***



Модули StakPak™ — включают в себя приборы IGBT прижимной конструкции и диоды в модульном корпусе.

Несмотря на то, что в основном конструкция IGBT — это изолированный модуль, для условий, требующих последовательного соединения приборов, предпочтение отдается неизолрированным приборам прижимной конструкции. Немаловажным является их способность при выходе из строя продолжать проводить ток. Так как модуль IGBT собран из большого количества параллельно соединенных чипов, существует определенная сложность в обеспечении равномерной силы прижатия всех чипов. Эта сложность возрастает с увеличением количества приборов в сборке (столбе). Компании ABB Semiconductors удалось решить эту проблему благодаря запатентованной технологии пружинного контакта.

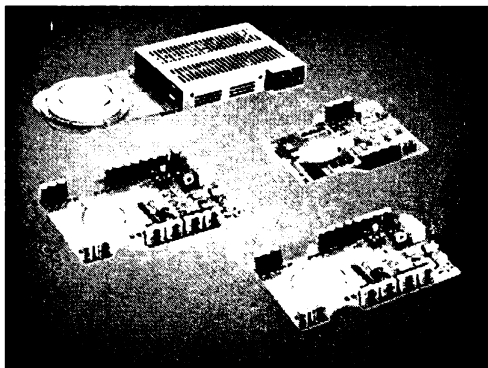
StakPak™, оптимизированные для последовательного соединения, представляют собой модульную конструкцию на основе подмодулей. Такая концепция позволяет с наименьшими затратами реализовать недорогое решение по производству модулей с различными номиналами токов и конфигурациями.

Модули StakPak™ выпускаются на ток 1000—2000 А и напряжение 2500 В.

### ***Тиристор IGCT***

IGCT (тиристор с интегрированным управлением) — это ключ с функциями включения и выключения для современных преобразовательных устройств средней и высокой мощности.

IGCT прижимаются с достаточно большим усилием к охладителям, которые обеспечивают тепловой и электрический контакт к выводам тиристора.



Так как тиристор IGCT подобен тиристоры GTO, он интересен заказчикам, использующим GTO для перехода к новым системным разработкам или для совершенствования существующего оборудования (с минимальными изменениями).

Драйвер, управляющий включением-выключением, интегрирован с прибором, но ему требуется внешний источник питания. Драйвер прибора потребляет в среднем 20—50 Вт. IGCT выпускаются на ток 340—5500 А и прямое напряжение 4500—6500 В.

### *Тиристоры фазового управления (PCT)*

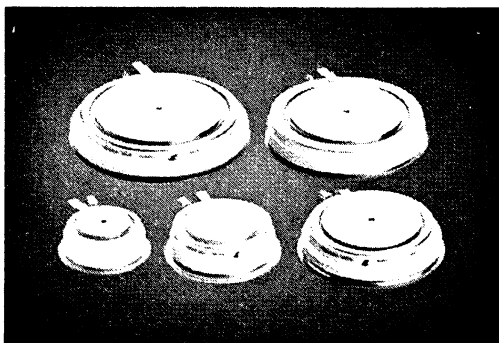


Тиристоры фазового управления используются как ключи для преобразования переменного тока в постоянный и работы на низких частотах (обычно на промышленной частоте переменного тока). В проводящем состоянии тиристоры имеют очень малые потери, что позволяет их применять для эффективного управления большими токами и энергией. Тиристоры имеют полностью прижимные контакты с охладителями.

Тиристоры выпускаются на ток 470—610 А и напряжение 1600—6500 В.

### *Запираемые тиристоры (GTO)*

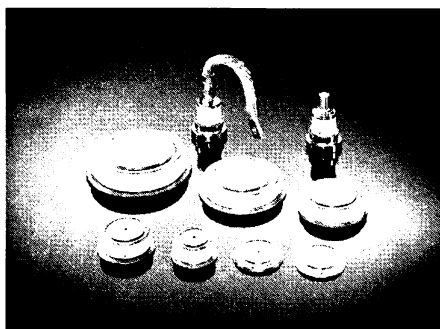
Запираемый тиристор оптимизирован для низких потерь в проводящем состоянии. Частота переключения составляет 200—500 Гц. Среднее время перехода от включенного к выключенному состоянию GTO и обратно составляет 10—30 мкс. При включении для всех типов GTO требуется защитная цепь, ограничивающая скорость нарастания прямого тока. При выключении запираемому тиристоры необходима защита от прямого напряжения. Все



ГТО выпускаются в таблеточных корпусах. Они прижимаются с достаточно большим усилием к охладителям, которые обеспечивают тепловой и электрический контакт к выводам тиристора.

Запираемые тиристоры выпускаются на ток 75—300 А и напряжения 1200 и 1700 В.

### *Диоды*



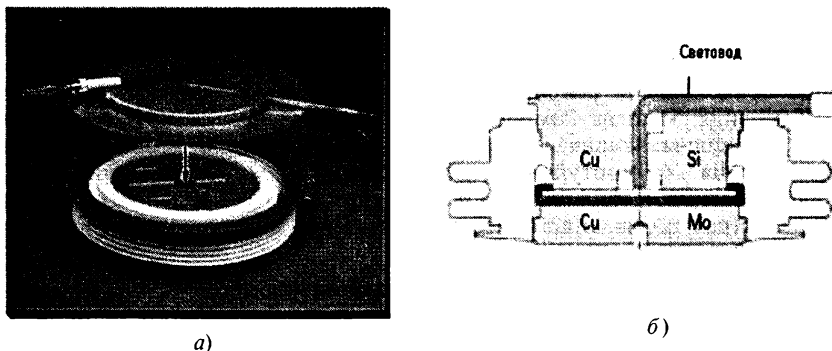
Выпрямительные диоды предназначены для преобразования переменного тока в постоянный. Так как выпрямительные диоды спроектированы для низких потерь проводимости, то они выдерживают только средние динамические нагрузки при переходе от проводящего к непроводящему состоянию.

Быстровосстанавливающиеся диоды используются в преобразователях постоянного тока в переменный.

## Siemens

Доля компании Siemens на рынке передачи и распределения энергии и вставок постоянного тока составляет более 40 %. Компания Siemens предлагает ВПТ мощностью до 1200 МВт, воздушные ППТ — до 5000 МВт и кабельные ППТ до 1000 МВт.

В качестве силовых полупроводниковых ключей в преобразователях ВПТ и ППТ используются фототиристоры. Надежность работы фототиристоров определяет надежность работы системы в целом. На рис. 1 представлен фототиристор, разработанный компанией Siemens.



**Рис. 1. Фототиристор:**  
а — общий вид; б — структура

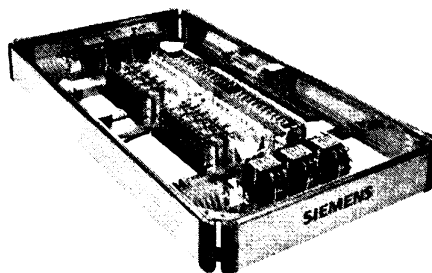
Использование фототиристора значительно улучшает показатели электромагнитной совместимости установки, а также существенно упрощает обслуживание и ремонт схемы управления тиристором. Меньшее количество используемых компонентов, также означает меньшую зависимость от смены поколений комплектующих в течение достаточно длительного периода (по крайней мере 30 лет).

Фототиристоры выпускаются на номинальное напряжение до 8 кВ и номинальный ток 4,2 кА. Площадь полупроводниковой пластины составляет 5'' (125 см).

Для создания преобразователей высокого напряжения используется модульный принцип. На рис. 2 представлен модуль высокого напряжения, включающий в себя группу последовательно соединенных фототиристоров.

Для управления, защиты и диагностики ВПТ и ППТ разработана высокоэффективная автоматизированная система управления Win-TDC.

В настоящее время компания Siemens ведет работы по использованию транзисторов IGBT в качестве силовых ключей для преобразователей ППТ и ВПТ.



**Рис. 2. Тиристорный модуль**



### **Устройства управления потоками мощности**

Наибольшее распространение в системах передачи электроэнергии получили следующие приборы:

- компенсаторы реактивной мощности на основе переключаемых конденсаторных батарей (реже реакторов);
- тиристорные статические компенсаторы реактивной мощности на основе управляемых реакторов и конденсаторов (SVC — static var compensator);
- статические компенсаторы реактивной мощности на базе преобразователей напряжения постоянного/переменного с емкостным накопителем на стороне постоянного тока (STATCOM — static compensator);
- активные фильтры для фильтрации высших гармоник на стороне постоянного и переменного тока (active filter). Исполнение и используемые силовые ключи аналогичны STATCOM.

В таблице представлены основные сведения об устройствах управления потоками мощности. Компания Siemens комплектует конденсаторные батареи с тиристорными контакторами, обеспечивающими безопасное и надежное подключение. Уникальная система управления с контуром демпфирования для тиристорных статических компенсаторов реактивной мощности на основе управляемых конденсаторов и реакторов, обеспечивает быстрое подавление колебаний активной мощности при переключениях в системе электропередачи.

**Устройства управления потоками мощности**

Название	Батареи конденсаторов (реакторов)	SVC	STATCOM
Напряжение, кВ	52—800	52—800	52—800
Мощность, Мвар	50—500	50—800	50—200
Назначение	стабилизация напряжения в статическом режиме;	стабилизация напряжения в статическом и динамическом режимах;	
	повышение дальности передачи; повышение устойчивости электропередачи в переходных режимах;		
	демпфирование колебаний активной мощности при наличии дополнительной демпфирующей цепи.	демпфирование колебаний активной мощности; балансировка напряжений по фазам.	

Для повышения качества электроэнергии были разработаны активные фильтры высших гармоник для работы с преобразователями высокого напряжения. Активные фильтры имеют высокое качество фильтрации, тем самым, повышая качество электроэнергии, устраняя возможность возникновения опасных резонансных явлений и сокращая потери в линии электропередач. Управляемость активными фильтрами позволяет включить их в систему автоматизированного управления, тем самым, повышая эффективность системного управления. Использование преобразователей на IGBT транзисторах снижает уровень высших гармоник, генерируемых самим активным фильтром, а также позволяет сокращать площадь, отводимую под фильтровые устройства.