

Министерство образования и науки РФ  
**Нижекамский химико-технологический институт (филиал)**  
федерального государственного бюджетного образовательного  
учреждения высшего образования  
«Казанский национальный исследовательский  
технологический университет»

**Е.В. Тумаева, Д.Б. Вафин**

**ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ  
ТЕХНИКА  
НЕФТЕХИМИЧЕСКИХ  
ПРОИЗВОДСТВ**

**УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ**

**Нижекамск  
2017**

**УДК 621.314.26**

**Т 83**

Печатаются по решению редакционно-издательского совета НХТИ ФГБОУ ВО «КНИТУ».

**Рецензенты:**

**Абдуллин А.М.**, кандидат технических наук, доцент;

**Попов А.В.**, первый заместитель главного энергетика

ПАО «Нижнекамскнефтехим».

**Тумаева, Е.В.**

**Т 83** Преобразовательная техника нефтехимических производств : учебное пособие / Е.В.Тумаева, Д.Б.Вафин. – Нижнекамск : НХТИ ФГБОУ ВО «КНИТУ», 2017. – 214 с.

Рассмотрены основные виды преобразовательной техники, применяющейся на нефтехимических производствах. Проанализированы основные схемы преобразовательных устройств. При изложении материала особое внимание уделено физической стороне принципа работы того или иного устройства, анализу основных характеристик и показателей, подходам к расчету и выбору элементов схемы. В конце каждой главы даны контрольные вопросы, помогающие усвоить материал и обратить внимание на принципиальные вопросы при анализе работы устройств.

Учебное пособие предназначено для студентов очной и заочной форм обучения бакалавриата по направлениям «Электроэнергетика и электротехника», «Теплоэнергетика и теплотехника». Может быть использовано при выполнении научно-исследовательской работы, а также при написании магистерской диссертации магистрантами, обучающимися по направлению «Электроэнергетика и электротехника».

Подготовлено на кафедре электротехники и энергообеспечения предприятий НХТИ.

**УДК 621.314.26**

© Тумаева Е.В., Вафин Д.Б., 2017

© НХТИ ФГБОУ ВО «КНИТУ», 2017

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ</b> .....	5
<b>1. ЭТАПЫ РАЗВИТИЯ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ</b> ....	8
<b>2. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ</b> .....	16
<b>2.1 Силовые полупроводниковые ключи</b> .....	16
<b>2.1.1 Полупроводниковые диоды</b> .....	16
<b>2.1.2 Транзисторы</b> .....	20
<b>2.1.2.1 Биполярные транзисторы</b> .....	20
<b>2.1.2.2 Полевые транзисторы</b> .....	26
<b>2.1.2.3 Комбинированные транзисторы</b> .....	33
<b>2.1.3 Тиристоры</b> .....	35
<b>2.1.4 Предельные характеристики полупроводниковых ключей</b> .....	43
<b>2.1.4.1 Область безопасных режимов</b> .....	43
<b>2.1.4.2 Защита полупроводниковых ключей от пробоя</b> ....	46
<b>2.2 Электрические конденсаторы</b> .....	50
<b>2.3 Резисторы</b> .....	53
<b>2.4 Индуктивности</b> .....	58
<b>3. ВЫПРЯМИТЕЛИ</b> .....	65
<b>3.1 Трехфазные схемы</b> .....	66
<b>3.1.1 Трехфазная нулевая схема выпрямления</b> .....	66
<b>3.1.2 Трехфазная мостовая схема выпрямления</b> .....	69
<b>3.2 Многофазные схемы выпрямления</b> .....	71
<b>3.2.1 Принцип построения эквивалентных многофазных схем</b> .....	72
<b>3.2.2 Схемы реализации фазового сдвига между системами трехфазных напряжений при построении эквивалентных многофазных систем</b> .....	75
<b>3.3 Управляемые выпрямители</b> .....	78
<b>3.3.1 Трехфазный нулевой управляемый выпрямитель</b> ... 79	
<b>3.3.2 Трехфазный мостовой управляемый выпрямитель</b> 82	
<b>3.3.3 Энергетические показатели выпрямителей</b> ..... 85	
<b>4 СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ</b> .....	91
<b>5 ИНВЕРТОРЫ, ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ</b> .....	97
<b>5.1 Принцип действия инвертора, ведомого сетью</b> ..... 97	
<b>5.2 Работа основных схем в инверторном режиме</b> ..... 104	

5.3 Мощность инвертора, ведомого сетью.....	112
5.4 Основные характеристики инверторов, ведомых сетью.....	114
<b>6 ТИРИСТОРНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ.....</b>	<b>119</b>
<b>7 АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ.....</b>	<b>128</b>
7.1 Инверторы тока.....	131
7.2 Параллельные инверторы тока.....	131
7.3 Инверторы напряжения.....	132
7.4 Трехфазные инверторы напряжения.....	136
<b>8 ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА.....</b>	<b>146</b>
8.1 Общие сведения.....	146
8.2 Традиционные методы ШИМ в автономных инверторах.....	153
8.2.1 Инверторы напряжения.....	153
8.2.2 Трехфазный инвертор напряжения.....	159
<b>9 ТИПЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ.....</b>	<b>164</b>
9.1 Статические преобразователи частоты.....	165
9.2 Особенности применения в электроприводе статических преобразователей частоты разных типов.....	175
<b>10 ИСТОЧНИКИ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ.....</b>	<b>177</b>
<b>11 ЭЛЕКТРОПРИВОД.....</b>	<b>184</b>
11.1 Управление машинами постоянного тока.....	184
11.2 Управление асинхронными машинами.....	192
11.3 Управление синхронными машинами.....	205
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....</b>	<b>213</b>

## ВВЕДЕНИЕ

Электрическая энергия, вырабатываемая на электрических станциях, передается потребителям в виде переменного трехфазного тока промышленной частоты 50 Гц. Однако, как в промышленности, так и на транспорте имеются установки, для питания которых переменный ток частотой 50 Гц не подходит.

Вопросами, связанными с преобразованием электрического тока с одними параметрами в ток с другими параметрами, занимается область науки и техники, получившая название преобразовательной техники (или энергетической электроники). К числу основных видов преобразования электрической энергии относятся:

- Выпрямление переменного тока – преобразование переменного тока (обычно промышленной частоты) в постоянный ток.

- Инвертирование тока – преобразование постоянного тока в переменный. Инвертор применяется в тех случаях, когда источник энергии генерирует постоянный ток (электромашинные генераторы постоянного тока, аккумуляторные батареи и другие химические источники тока, солнечные батареи, магнетогидродинамические генераторы и т.д.), а для потребителей нужна энергия переменного тока. В ряде случаев инвертирование тока необходимо при других видах преобразования электрической энергии (преобразование частоты, преобразование числа фаз).

- Преобразование частоты – преобразование переменного тока одной частоты (обычно 50 Гц) в переменный ток другой частоты. Такое преобразование необходимо для питания регулируемых электроприводов переменного тока, установок индукционного нагрева и плавки металлов, ультразвуковых устройств и т. д.

- Преобразование числа фаз. В ряде случаев встречается необходимость в преобразовании трехфазного тока в однофазный или, наоборот, однофазного в трехфазный. В промышленности используются трехфазно-однофазные преобразователи частоты с непосредственной связью, в которых наряду с преоб-

разованием промышленной частоты в более низкую происходит и преобразование трехфазного напряжения в однофазное.

- Преобразование постоянного тока одного напряжения в постоянный ток другого напряжения (преобразование постоянного напряжения).

Существуют и некоторые другие виды преобразования электрической энергии (например, формирование определенной кривой переменного напряжения), в частности, формирование мощных импульсов тока, которые находят применение в специальных установках, регулируемое преобразование переменного напряжения. Все виды преобразований осуществляют с использованием силовых ключевых элементов. Основные типы полупроводниковых ключей - диоды, силовые биполярные транзисторы, тиристоры, запираемые тиристоры, транзисторы с полевым управлением.

Преобразователи на тиристорах принято делить на две группы: ведомые и автономные. В первых периодический переход тока с одного вентиля на другой (коммутация тока) осуществляется под действием переменного напряжения какого-либо внешнего источника. Если таким источником является сеть переменного тока, говорят о преобразователе, ведомом сетью. К таким преобразователям относятся: выпрямители, ведомые сетью (зависимые) инверторы, непосредственные преобразователи частоты, преобразователи числа фаз, преобразователи переменного напряжения. Если внешним источником напряжения, обеспечивающим коммутацию, является машина переменного тока (например, синхронный генератор или двигатель), преобразователь называют ведомым машиной.

Автономные преобразователи выполняют функции преобразования формы или регулирования напряжения (тока) путем изменения состояния управляемых силовых ключевых элементов под действием сигналов управления. К автономным преобразователям относятся импульсные регуляторы постоянного и переменного напряжения, некоторые виды инверторов напряжения.

Традиционно силовые вентильные преобразователи использовались для получения выпрямленного напряжения промышленных сетей частотой 50 Гц и для получения переменного

напряжения (однофазного или трехфазного) при питании от источника постоянного напряжения. Для этих преобразователей (выпрямителей и инверторов) используют диоды и тиристоры, коммутируемые с частотой сети. Форма выходного напряжения и тока определяется линейной частью схемы и фазовой модуляцией угла регулирования.

Выпрямление и инвертирование продолжают оставаться ведущим способом преобразования электрической энергии, однако способы преобразования претерпели значительные изменения и их разновидности стали гораздо многочисленнее.

Появление новых типов силовых полупроводниковых вентилях, близких к идеальному управляемому ключевому элементу, существенно изменило подход к построению вентиляхных преобразователей. Получившие распространение в последние годы запираемые тиристоры и биполярные транзисторы с изолированным затвором успешно перекрывают диапазон мощностей до сотен и тысяч киловатт, их динамические свойства непрерывно совершенствуются, а стоимость с ростом выпуска снижается. Поэтому они успешно вытеснили обычные тиристоры с узлами принудительной коммутации. Области применения импульсных преобразователей напряжения с новыми классами приборов также расширились. Быстро развиваются мощные импульсные регуляторы как для повышения, так и для понижения постоянного напряжения питания; импульсные преобразователи часто используются в системах утилизации энергии возобновляемых источников (ветер, солнечная радиация).

Большие вложения делаются в производство энергии с использованием энергосберегающих технологий, когда возобновляемые первичные источники используются либо для возврата энергии в сеть, либо для подзарядки накопителя (аккумулятора) в установках с повышенной надежностью энергоснабжения. Появляются новые классы преобразователей для электроприводов с вентиляхно-индукторными двигателями (*SRD – switched reluctance drive*). Эти преобразователи представляют собой многоканальные (число каналов обычно от трех до восьми) коммутаторы, обеспечивающие поочередно подключение обмоток статора двигателя с регулируемой частотой и напряжением. Импульсные преобразователи получают широкое рас-

пространение в источниках питания бытовой аппаратуры, зарядных устройствах, сварочных агрегатах и целом ряде новых применений (пускорегулирующие устройства осветительных установок, электрофильтры и пр.).

Помимо совершенствования элементной базы силовых преобразовательных цепей на стратегию решения схемотехнических задач оказало огромное влияние развитие микроконтроллерных устройств и цифровых методов обработки информации.

## **1. ЭТАПЫ РАЗВИТИЯ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ**

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. 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 вентилях получили широкое применение во многих странах для создания выпрямителей. Практическая значимость развития и промышленного ос-

воения 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 явле-

ний.

Началом второго этапа можно считать изобретение в 1948 г. Д. Бардином и У. Браттейном (США) точечного транзистора и создание в 1951г. 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. 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 Т 173-125 мощностью 470 кВт. Кроме того, нашли широкое применение реакторы со встречноключенными 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. Ивановым. 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. Эти устройства, созданные в конце 60-х годов прошлого века, успешно эксплуатируются и в настоящее время.

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 запираемых тиристоров (GTO). Развитие таких приборов (транзисторов) предусматривало увеличение значений рабочих токов и напряжения на основе многоячейковых структур методами интегральной технологии. 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.

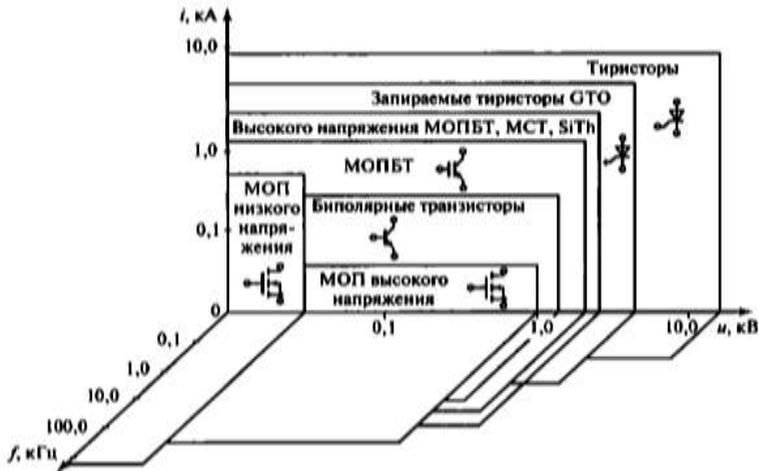
Параллельное развитие формирователей импульсов управления для МДП-транзисторов явилось базой для будущих «разумных» моделей в интегральном исполнении. Эти приборы полностью вытеснили биполярные приборы из систем автоматики, были разработаны вторичные источники питания (ВИП) на основе МДП - транзисторов 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 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 1500 - 1700 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. 1.1 представлена диаграмма характеристик современных силовых электронных приборов, работающих в ключевом режиме.



**Рис. 1.1.** Диаграмма характеристик силовых полупроводниковых приборов

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 револю-

ционное 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 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 специальные композиционные магнитные материалы магнитопроводов реакторов и трансформаторов, спо-

собных 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.

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.

### **Контрольные вопросы**

1. Основные этапы истории развития силовой электроники.
2. Охарактеризуйте первый этап развития силовой электроники.
3. Охарактеризуйте второй этап развития силовой электроники.
4. Охарактеризуйте третий этап развития силовой электроники.
5. Перечислите области применения различных типов силовых полупроводниковых приборов.

## 2. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

Основными элементами силовых преобразователей электроэнергии являются:

- силовые полупроводниковые ключи;
- электрические конденсаторы;
- резисторы;
- индуктивности.

### 2.1. Силовые полупроводниковые ключи

Все перечисленные силовые преобразовательные устройства выполняются на основе силовых полупроводниковых ключей (управляемых или неуправляемых). Классификационная схема таких ключей представлена на рис. 2.1.

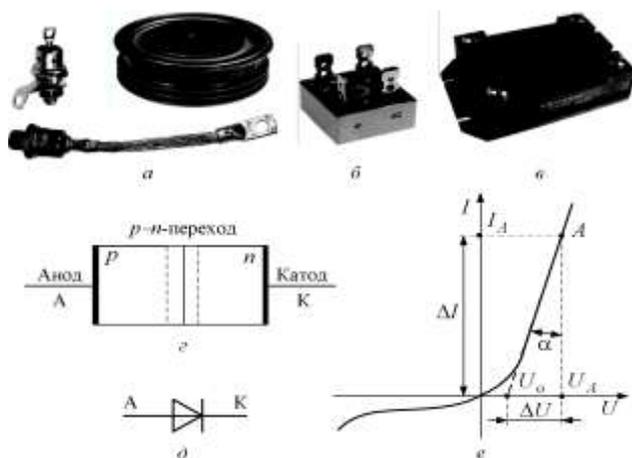


Рис. 2.1. Классификационная схема силовых ключей

#### 2.1.1. Полупроводниковые диоды

Простейшими неуправляемыми силовыми ключами являются полупроводниковые диоды, использующие вентильное

свойство р-п-перехода, т. е. пропускающие ток в одном направлении и практически не пропускающие его в другом направлении (рис. 2.2). Силовые диоды выполняются в виде дискретных элементов (рис. 2.2 а) либо в виде диодных сборок, к примеру, диодных мостов (рис. 2.2 б), силовых диодных модулей (рис. 2.2 в), выполненных в едином корпусе. Структура диода показана на рис. 2.2 з, его графическое обозначение на рис. 2.2 д, а его вольт-амперная характеристика – на рис. 2.2 е.



**Рис. 2.2.** Полупроводниковые диоды: а) дискретное исполнение; б) диодный мост; в) диодный силовой модуль з) структура диода; д) условное графическое обозначение диода; е) вольт-амперная характеристика диода

Поскольку на начальном участке прямой ветви вольт-амперной характеристики диод имеет большое сопротивление, то обычно прямую ветвь аппроксимируют в виде двух отрезков прямых (пунктир на рис. 2.2 е), что позволяет определить напряжение отсечки  $U_0$ , а также динамическое сопротивление диода, вычисляемое по формуле:

$$R_{\text{дин}} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \text{tg} \alpha \quad (2.1)$$

необходимые для анализа, расчёта и моделирования. Таким об-

разом, в прямом направлении диод описывается уравнением

$$U = U_0 + R_{\text{дин}} I \quad (2.2)$$

В обратном направлении сопротивление силового диода обычно принимают равным бесконечности, а обратным током  $p$ - $n$ -перехода пренебрегают, считая его равным нулю.

Силовые диоды характеризуются системой статических, динамических и предельных параметров.

К статическим параметрам относятся:

- статическое сопротивление диода  $R_{\text{ст}}=U_A/I_A$  (рис. 2.2 *e*);
- номинальное значение прямого тока  $I_{\text{пр.ном}}$ ;
- номинальное значение обратного тока  $I_{\text{обр.ном}}$ ;
- номинальное значение обратного напряжения  $U_{\text{обр.ном}}$ ;
- номинальное значение прямого падения напряжения  $U_{\text{пр.ном}}$ ;
- напряжение отсечки  $U_0$ ;

К динамическим параметрам относятся:

- динамическое сопротивление  $R_{\text{дин}}$ ;
- скорость нарастания прямого тока  $di / dt$ ;
- скорость нарастания обратного напряжения  $du / dt$ ;
- время восстановления обратного напряжения  $t_{\text{восст}}$ ;
- предельная частота  $f_{\text{max}}$ .

Динамические параметры определяются в переходных режимах работы диода. Рассмотрим процесс переключения силового диода, когда входное напряжение изменяется по прямоугольному закону (рис. 2.3).

Входное напряжение в момент времени  $t = 0$  скачком приобретает положительное значение  $+U_{\text{вх}}$ , и в  $p$ - $n$ -переходе начинается процесс инжекции носителей из эмиттерной области в базовую. По причине инерционности этого процесса и из-за накопления инжектированных носителей в базовой области, ток в диоде  $i$  появляется не мгновенно, а нарастает в течение времени  $t_{\text{нар}}$ . Одновременно с нарастанием тока снижается напряжение на диоде  $U_d$ , которое после  $t_{\text{нар}}$  становится равным  $U_{\text{пр}}$ . В момент времени  $t_1$  в цепи устанавливается стационарный режим, при котором ток диода выражается по формуле:

$$i = I_{\text{н}} = \frac{+U_{\text{вх}}}{R_{\text{н}}} \quad (2.3)$$

Такое положение сохраняется вплоть до момента времени  $t_2$ , когда полярность входного напряжения меняется на противоположную. За счёт накопленного заряда инжектированных носителей диод ещё некоторое время поддерживается в открытом состоянии, но направление тока в нём меняется на противоположное. При этом происходит рассасывание объёмного электрического заряда на границе р-п-перехода. И только после этого начинается процесс выключения диода, т. е. восстановление его запирающих свойств.

В настоящее время силовые диоды выпускаются на токи до 2000А и рабочие напряжения до 4000 В. На большие значения предельных токов и напряжений необходимо использовать параллельное, либо последовательное, либо последовательно-параллельное включение диодов.

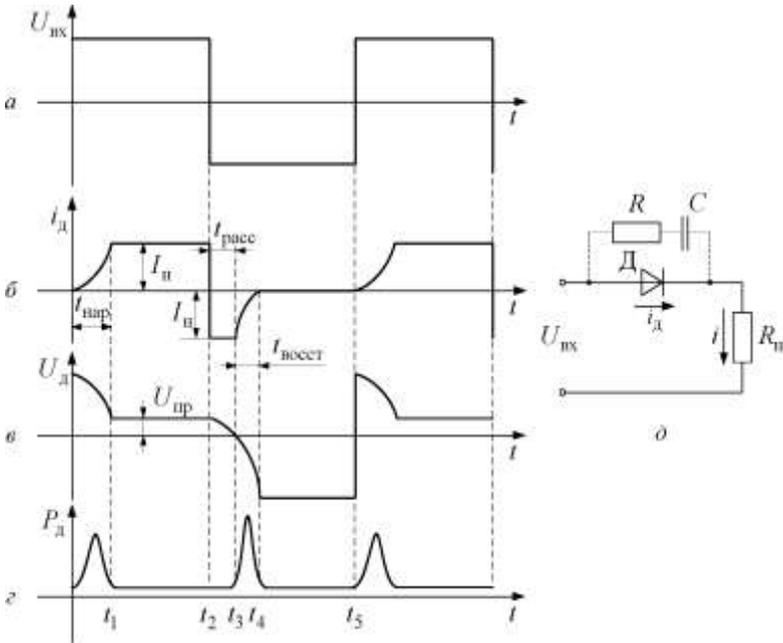
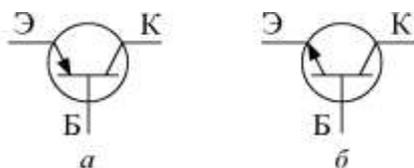


Рис. 2.3. Переходные режимы работы диода



Он представляет собой монокристалл полупроводника, в котором созданы три области с чередующимися типами электропроводности. На границах этих областей возникают электронно-дырочные переходы. От каждой области полупроводника сделаны токоотводы (омические контакты, не имеющие контактной разности потенциалов). Среднюю область транзистора, расположенную между электронно-дырочными переходами, называют базой. Примыкающие к базе области обычно делают неодинаковыми. Одну из областей делают так, чтобы из неё наиболее эффективно проходила инжекция носителей в базу, а другую так, чтобы  $p-n$ -переход между базой и этой областью наилучшим образом собирал инжектированные в базу носители, то есть осуществил экстракцию носителей из базы. Область транзистора, основным назначением которой является инжекция носителей в базу, называют эмиттером, а  $p-n$  - переход между базой и эмиттером – эмиттерным. Область транзистора, основным назначением которой является собирание, экстракция носителей из базы называют коллектором, а  $p-n$  - переход между базой и коллектором – коллекторным.

В зависимости от последовательности чередования областей с различным типом проводимости различают  $p-n-p$ -транзисторы и  $n-p-n$ -транзисторы, условные графические обозначения которых представлены, соответственно, на рис. 2.5.



**Рис. 2.5.** Условные обозначения биполярных транзисторов:  
 а) транзистор  $p-n-p$ -типа; б) транзистор  $n-p-n$ -типа

В обоих типах транзисторов физические процессы аналогичны, они различаются только типом инжектируемых и собираемых носителей и имеют одинаково широкое применение.

Если на эмиттерном переходе напряжение прямое, и он

инжектирует носители в базу, а на коллекторном переходе напряжение обратное и он собирает носители из базы, то такое включение транзистора называют нормальным.

Если же на коллекторном переходе напряжение прямое, и он инжектирует носители в базу, а на эмиттерном переходе напряжение обратное и он осуществляет экстракцию носителей из базы, то такое включение транзистора называют инверсным. Следует отметить, что вследствие несимметричности реальной структуры транзистора относительно базы схемное включение транзистора в инверсном режиме, как правило, не применяется, в переходных процессах оно иногда имеет место.

При работе транзистора возможны следующие три режима: линейный (усилительный), насыщения и отсечки. В линейном режиме эмиттерный переход смещён в прямом направлении, а коллекторный - в обратном. В режиме насыщения оба перехода смещены в прямом направлении, а в режиме отсечки – в обратном. Работа транзистора основана на управлении токами электродов, в зависимости от приложенных к его переходам напряжений. В линейном режиме, когда эмиттерный переход открыт благодаря приложенному к нему прямому напряжению, через него протекает ток базы  $I_b$ , что приводит к инжекции носителей из эмиттера в базу. Смещённый в обратном направлении коллекторный переход экстрагирует неосновные носители из базы, образуя ток коллектора  $I_k$ :

$$I_k = \beta I_b, \quad (2.4)$$

где  $\beta$  – коэффициент передачи транзистора по току.

В зависимости от соединения двух источников напряжений, смещающих эмиттерный и коллекторный переходы транзистора, различают три способа включения:

- с общей базой,
- общим эмиттером,
- общим коллектором.

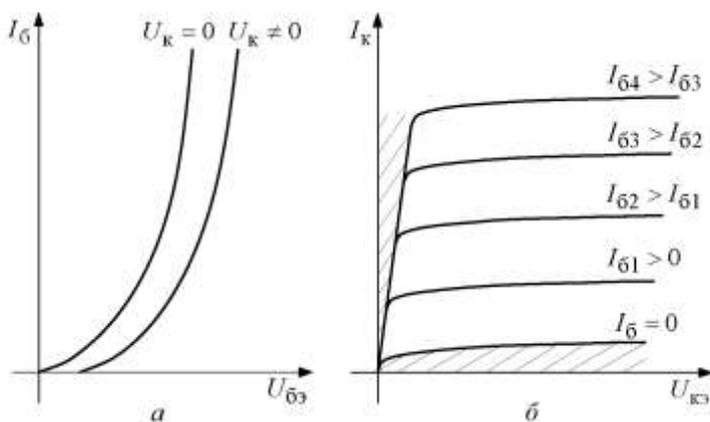
В силовой электронике, где наиболее важными являются энергетические показатели, схемы с общей базой и с общим коллектором практически не применяются, а используются схемы с общим эмиттером. Семейство входных и выходных харак-

характеристик транзистора для схемы с общим эмиттером представлены на рис. 2.6 *а, б*. Заштрихованная область около оси абсцисс называется зоной отсечки, а область около оси ординат называется зоной насыщения. Между ними располагается линейная область, которую ещё называют активной зоной. Основными особенностями работы транзистора в активной зоне являются следующие:

- ток коллектора изменяется пропорционально току базы;
- ток коллектора при  $I_B = \text{const}$  слабо зависит от напряжения на коллекторе;
- напряжение на базе транзистора слабо зависит от напряжения на коллекторе;
- напряжение на базе слабо зависит от тока базы  $I_B$ .

Отсюда следует, что в линейном режиме для малых приращений тока транзистор можно представить как источник тока коллектора, управляемого током базы.

Для перехода из линейного режима в режим насыщения необходимо увеличивать ток базы до тех пор, пока напряжение на коллекторе не понизится до такого значения  $U_{\text{нас}}$ , при котором произойдёт отпирание коллекторного перехода.



**Рис. 2.6.** Семейство входных (*а*) и выходных характеристик (*б*) биполярного транзистора

Условием насыщения транзистора, выраженным в форму-

ле (2.5), является равенство напряжения между коллектором и базой, которое приравняется нулю:

$$U_{кб} = U_{кэ} - U_{бэ} = 0. \quad (2.5)$$

Это условие обычно называют граничным режимом. В режиме насыщения базовый ток транзистора  $I_b$  превышает граничное значение базового тока насыщения  $I_{бнас}$ . По выражению (2.6) можно определить относительное значение насыщения транзистора, называемое степенью насыщения:

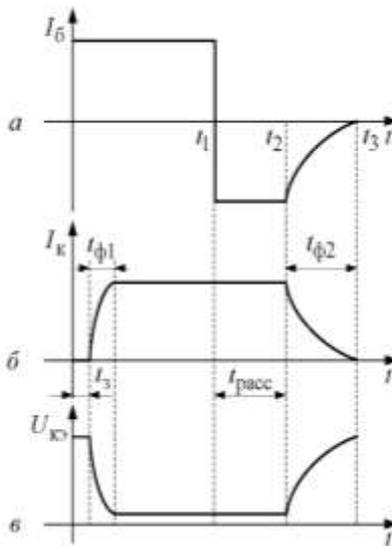
$$N = \frac{I_b - I_{бнас}}{I_{бнас}}. \quad (2.6)$$

При глубоком насыщении транзистора  $U_{кб} > 0$ , а в базе накапливается электрический заряд из инжектированных туда неосновных носителей, который затягивает процесс выключения. В режиме отсечки между базой и эмиттером транзистора прикладывается обратное, запирающее напряжение.

Граничным режимом в этом случае является выполнение условия  $U_{бэ} = 0$ . В режиме отсечки через транзистор протекает очень маленький обратный коллекторный ток  $I_{ко}$ , которым в силовых транзисторах часто пренебрегают, а сам транзистор представляют в виде замкнутого ключа. Наоборот, в режиме насыщения через транзистор протекает максимальный коллекторный ток  $I_{кmax}$ , а напряжение  $U_{кэ}$  очень мало, что позволяет представить насыщенный транзистор в виде замкнутого ключа. И в режиме насыщения, и в режиме отсечки на транзисторе выделяется небольшая мощность, значительно меньшая, чем в линейном режиме. Для транзисторного ключа очень важным является скорость переключения, т. е. время, необходимое для перехода транзистора из режима отсечки в режим насыщения и наоборот.

Рассмотрим процесс включения и выключения транзистора (рис. 2.7). На интервале  $(0 \dots t_1)$  эмиттерный переход смещён в прямом направлении и по нему протекает базовый ток  $I_b$  (рис. 2.7 а). При этом ток в коллекторной цепи начнёт протекать с задержкой на время  $t_3$ , которое требуется инжектируемым в базу носителям для прохождения расстояния, равного ширине базовой области. Затем коллекторный ток нарастает постепенно в течение времени фронта  $t_{ф1}$ , что связано с процессом накопления носителей в базе. После окончания входного импульса в точке  $t_1$  входной сигнал меняет полярность, эмиттерный переход

смещается в обратном направлении и инжекция носителей в базу прекращается. Но поскольку в базе был накоплен некоторый заряд носителей, то ток коллектора ещё в течение времени рассасывания  $t_{\text{расс}}$  будет поддерживаться, а затем снижаться до нуля в течение времени фронта  $t_{\phi 2}$ .



**Рис. 2.7.** Процессы включения и выключения биполярного транзистора

Время рассасывания сильно зависит от степени насыщения транзистора перед его выключением. Минимальное время рассасывания, а, следовательно, и время выключения получается при граничном режиме насыщения. Для ускорения процесса рассасывания к эмиттерному переходу прикладывают обратное запирающее напряжение, которое во избежание пробоя перехода не превышает величины нескольких вольт.

Динамические потери транзистора (потери на переключение) (как видно из рис. 2.7 б, в) определяются, в основном, длительностью фронтов нарастания  $t_{\phi 1}$  и спада  $t_{\phi 2}$  тока коллектора, когда и напряжение  $U_{кэ}$ , и ток коллектора  $I_{к}$  имеют значительную величину. Силовые ключи, построенные на биполярных транзисторах, имеют ряд серьёзных недостатков, главными из

которых являются:

- низкое быстродействие, по сравнению с силовыми ключами других типов;
- низкий коэффициент передачи по току в области больших нагрузок и, как следствие, сложность и большая стоимость систем управления;
- малая стойкость к перегрузкам.

Поэтому в настоящее время биполярные транзисторы почти полностью вытеснены более эффективными силовыми ключами, кроме устройств массового применения, где определяющим фактором является низкая стоимость на единицу мощности.

### 2.1.2.2. Полевые транзисторы

Полевые транзисторы по принципу действия подразделяются на две группы:

- с управляющим *p-n*-переходом;
- с изолированным затвором.

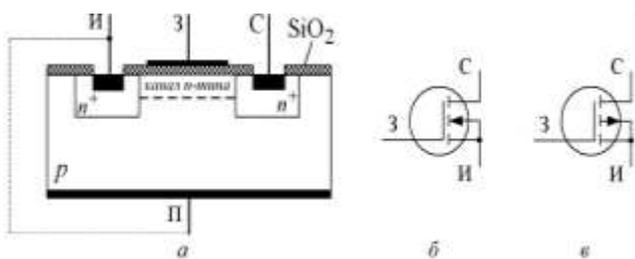
Первая группа полевых транзисторов (с управляющим *p-n*-переходом) в качестве силовых управляемых ключей, по ряду причин, широкого распространения не получила, а вторая группа – с изолированным затвором – на сегодняшний день является одной из самых распространённых в силовой электронике.

Конструктивно полевые транзисторы оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах, их конструкции практически не отличаются от конструкций биполярных транзисторов. На рис. 2.8 представлены конструкции некоторых полевых транзисторов.

Устройство полевого транзистора с изолированным затвором с индуцированным каналом и его условное графическое изображение представлено на рис. 2.9. В монокристалле полупроводника какого-либо типа проводимости, например, *p*-типа (рис. 2.9 *a*), созданы две области противоположного типа проводимости, от которых сделаны электрические выводы, называемые истоком (И) и стоком (С).



**Рис. 2.8.** Полевые транзисторы



**Рис. 2.9.** Полевой транзистор с изолированным затвором: *а)* структура с индуцированным каналом *n*-типа; условные графические обозначения транзистора с каналом *n*-типа (*б*) и *p*-типа (*в*)

От подложки исходного полупроводника также сделан электрический вывод, который часто электрически соединяют с истоком. Между истоком и стоком на слой окисла полупроводника ( $\text{SiO}_2$ ), который является прекрасным изолятором, напыляется слой металла – затвор. В исходном состоянии между истоком и стоком электрическая цепь отсутствует, так как эти области отделяются друг от друга слоем полупроводника противоположного типа проводимости.

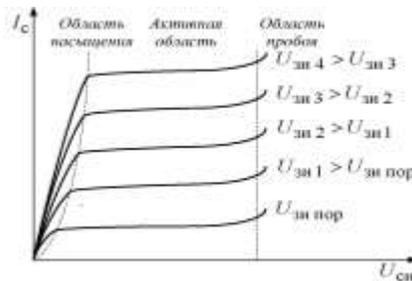
Если теперь между истоком и затвором подать управляющее напряжение (+) на затвор, (-) на исток, то между затвором и исходным полупроводником возникает электрическое поле, которое будет выталкивать дырки из приповерхностной области, а притягивать туда электроны. В результате, когда в приповерхностной области концентрация электронов превысит концентрацию дырок, произойдет инверсия проводимости и там возникнет канал *n*-типа проводимости, соединяющий области исто-

ка и стока. Чем больше напряжение между затвором и истоком, тем больше концентрация носителей в канале и больше его проводимость.

Таким образом, отпирание транзистора и поддержание его в открытом состоянии осуществляется электрическим полем, что отражено в его названии. В данном случае мы рассмотрели полевой транзистор с каналом  $n$ -типа проводимости. Аналогичные процессы протекают в транзисторе с каналом проводимости  $p$ -типа, но в графическом обозначении такого транзистора стрелка направлена в противоположную сторону (рис. 2.9 в).

В отечественной литературе полевые транзисторы с изолированным затвором получили обозначение МОП-транзисторы (Металл-Оксид-Полупроводник) или МДП-транзисторы (Металл-Диэлектрик-Полупроводник). В последнее время их всё чаще обозначают термином, заимствованным из зарубежной литературы *MOSFET* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*).

Аналогично биполярному транзистору, полевой транзистор имеет две области работы: область линейного режима и область насыщения (область малого сопротивления сток-исток). И ведёт он себя в этих режимах аналогично биполярному транзистору. Семейство выходных (стоковых) характеристик *MOSFET* представлено на рис. 2.10.

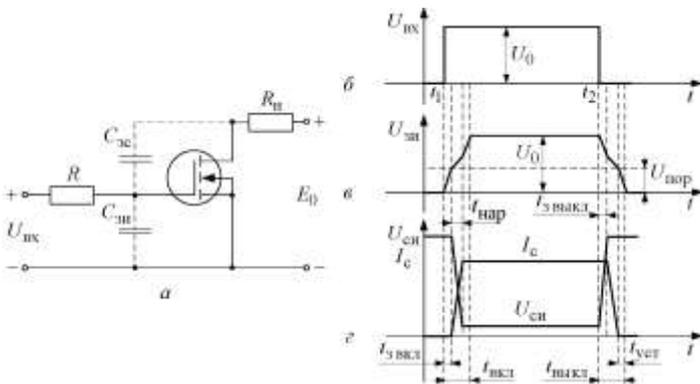


**Рис. 2.10.** Семейство выходных (стоковых) характеристик *MOSFET*

Процессы включения и выключения *MOSFET* рассмотрим на примере схемы рис. 2.11.

Следует отметить, что при изготовлении транзистора в его составе всегда присутствуют паразитные емкости, из которых

наибольшее значение имеют емкости между затвором и истоком  $C_{зи}$ , и между затвором и стоком  $C_{зс}$ . При подаче на затвор прямоугольного импульса  $U_{вх}$  амплитудой  $U_0$  вначале начнёт заряжаться емкость  $C_{зи}$  от источника входного напряжения через его внутреннее сопротивление  $R_{и}$ . До тех пор, пока напряжение на емкости  $C_{зи}$  не достигнет порогового значения  $U_{пор}$ , ток стока равен нулю, а напряжение на стоке равно напряжению источника питания  $E_0$ . Когда напряжение на емкости  $C_{зи}$  достигнет порогового значения  $U_{пор}$ , транзистор откроется и некоторое время будет находиться в области насыщения.



**Рис. 2.11.** Процессы включения и выключения *MOSFET*

Ток стока  $I_c$  возрастает, а напряжение на стоке  $U_{си}$  будет уменьшаться, так как

$$U_{си} = E_0 - I_c R_{н}. \quad (2.7)$$

Емкость  $C_{зс}$  образует цепь отрицательной обратной связи по напряжению, связывая выходную цепь (стока) с входной цепью (затвора). В результате входное напряжение будет уменьшаться, а поскольку энергия входного конденсатора  $C_{вх}$ , определяемого  $C_{зи}$ , находится по формуле

$$Q_c = \frac{C_{вх} U_{вх}^2}{2}, \quad (2.8)$$

то с уменьшением напряжения  $U_{вх}$  емкость  $C_{вх}$  должна резко возрасти. Поэтому скорость нарастания напряжения на затворе

транзистора будет уменьшаться обратно пропорционально увеличению емкости  $C_{вх}$ . Таким образом, процесс заряда емкости  $C_{вх}$  будет продолжаться до тех пор, пока напряжение стока не уменьшится до значения, при котором транзистор окажется в линейной области. Ток стока, а следовательно, и напряжение  $U_{си}$  станут примерно постоянными, и сигнал отрицательной обратной связи через емкость  $C_{зс}$  исчезнет. При этом выходная емкость станет равной  $C_{зи}$  скорость нарастания напряжения на ней резко возрастёт, в результате в конце процесса включения напряжение на затворе транзистора будет равно  $U_0$ . Рассмотренный эффект изменения входной емкости транзистора называется эффектом Миллера и количественно его можно учесть по выражению

$$C_{вх} = C_{зи} + (1 + k_y)C_{зс}, \quad (2.9)$$

где  $k_y$  – коэффициент усиления каскада;

$$S = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta U_{зи}} \right|_{U_c = \text{const}} - \text{крутизна стоко-затворной характеристики}$$

транзистора.

В результате процесса включения выходной импульс тока стока задерживается относительно импульса управления на время, определяемое по выражению:

$$t_{вкл} = t_{звкл} + t_{нар}. \quad (2.10)$$

Аналогичный процесс происходит при выключении транзистора (рис. 2.11). На рисунке обозначено:

$t_{звкл}$  – время задержки выключения транзистора;

$t_{выкл}$  время выключения, в течение которого спадает импульс тока стока;

$t_{уст}$  – время установления исходного состояния.

Следует отметить, что указанные промежутки времени, характеризующие динамические свойства полевых транзисторов, значительно меньше, чем аналогичные параметры у биполярных транзисторов.

Таким образом, *MOSFET* в качестве управляемых силовых ключей обладают следующими очевидными достоинствами:

- более простые системы управления и малая мощность управления;

- отсутствие инжекции не основных носителей и, следовательно, отсутствие явления накопления их в виде объемного заряда, а значит, и отсутствие так называемого времени рассасывания, что значительно улучшает динамические свойства транзистора;
- отсутствие саморазогрева полевого транзистора, характерного для биполярных транзисторов, а, следовательно, хорошая термоустойчивость, что позволяет легко и просто решать проблему параллельного включения нескольких транзисторов;
- полное отсутствие вторичного пробоя, что позволяет эффективнее использовать полевой транзистор по передаваемой мощности.

К числу основных недостатков *MOSFET* следует отнести вредное влияние на его работу ряда «паразитных» элементов, возникающих в структуре транзистора на стадии его изготовления. Влияние некоторых из этих элементов на процесс переключения транзистора уже рассматривалось выше (паразитные емкости  $C_{зи}$  и  $C_{зс}$ ). Кроме них очень вредное влияние на работу *MOSFET* оказывает паразитный биполярный транзистор *VT2* (рис. 2.12), образованный  $n^+$ -истоком (эмиттер),  $p$ -областью инверсного канала (база) и эпитаксиальным  $n^-$ -слоем (коллектор). Паразитный транзистор фактически параллельно подключен к рабочему каналу МДП-транзистора.

Для сохранения положительных свойств МДП-транзистора и исключения начала работы биполярного транзистора часть  $p$ -области всегда подключают к металлизированному контакту истока (это эквивалентно закорачиванию эмиттерного перехода паразитного транзистора). Биполярный транзистор оказывается запертым и не оказывает существенного влияния на работу полевого транзистора. Однако быстрый спад или, наоборот, рост напряжения «сток - исток» полевого транзистора, что является обычным в динамических режимах, может привести к несанкционированному открытию паразитного транзистора, а это, в свою очередь, может привести к выходу из строя всей силовой схемы.

Подключение  $p$ -области транзистора к истоку создает еще один дополнительный элемент – обратно включенный диод *VD1*. Поэтому МДП-транзистор проектируют таким образом,

чтобы данный диод соответствовал аналогичным показателям МДП-транзистора и имел малое время восстановления запирающих свойств.

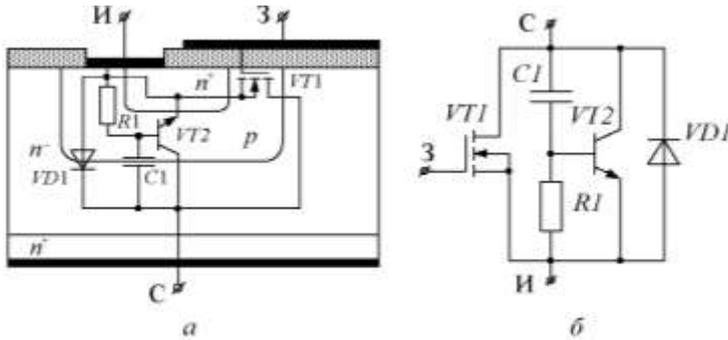


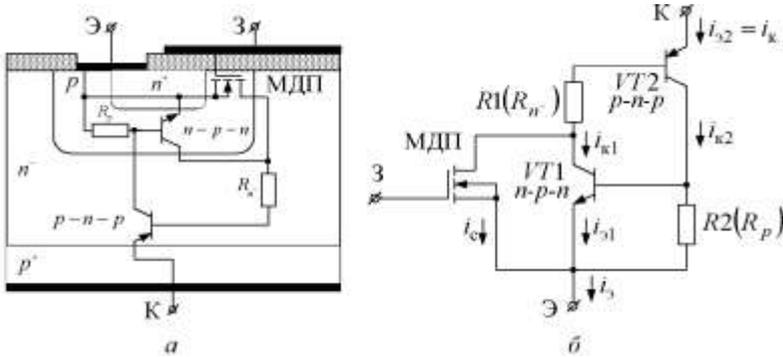
Рис. 2.12. Паразитные элементы структуры мощного МДП – транзистора (а), эквивалентная схема базовой ячейки (б)

### 2.1.2.3. Комбинированные транзисторы

Вред от паразитного биполярного транзистора в составе *MOSFET* - транзистора можно обратить в пользу, если к нему добавить ещё один дополнительный биполярный транзистор обратного типа проводимости по отношению к паразитному. Такое компромиссное решение, позволившее объединить положительные качества биполярного и МДП - транзистора, представляет собой создание монолитной структуры, называемой *IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)*, т. е. биполярный транзистор с изолированным затвором (БИТЗ). Отличие в структуре заключается в материале исходной подложки, в качестве которой используется полупроводниковая пластина с дырочной  $p^+$ -электропроводностью (рис. 2.13 а).

В результате получится комбинированная схема (рис. 2.13 б), содержащая: МДП - транзистор, паразитный биполярный транзистор *VT1* и подключённый к нему ещё один биполярный транзистор *VT2*. Образовавшаяся структура из транзисторов *VT1* и *VT2* имеет положительную внутреннюю обратную связь, так как базовый ток транзистора *VT1* является частью коллек-

торного тока транзистора  $VT_2$ , и наоборот – базовый ток транзистора  $VT_2$  является частью коллекторного тока транзистора  $VT_1$ .



**Рис. 2.13.** Структура  $IGBT$  (а) и ее эквивалентная схема (б)

Коэффициенты передачи по току транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  равны, соответственно,  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ .

Тогда токи коллектора и эмиттера определяются:

$$i_{к2} = i_{с2}\alpha_1, \quad (2.11)$$

$$i_{к1} = i_{с1}\alpha_1, \quad (2.12)$$

$$i_3 = i_{к1} + i_{к2} + i_c. \quad (2.13)$$

Ток стока полевого транзистора определяется по выражению

$$i_c = i_3(1 - \alpha_1 - \alpha_2). \quad (2.14)$$

С другой стороны, ток стока можно определить через крутизну  $S$  стоко-затворной характеристики:

$$i_c = SU_{зз}. \quad (2.15)$$

Ток силовой части всей схемы определяется:

$$i_c = i_3 \frac{SU_{зз}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} = S_{\text{эКВ}} U_{зз}, \quad (2.16)$$

где  $S_{\text{эКВ}} = \frac{S}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$  – эквивалентная крутизна всей схемы.

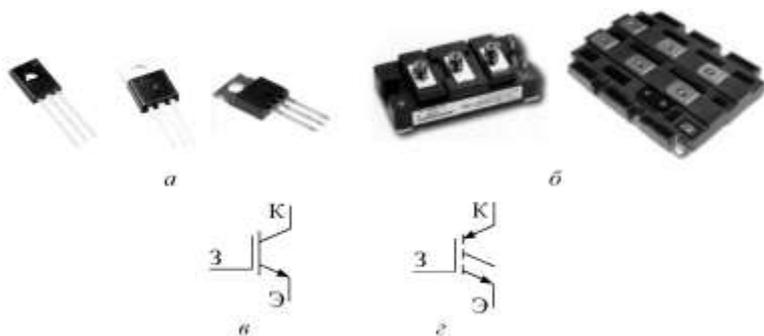
Очевидно, что при  $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$  эквивалентная крутизна значительно превосходит крутизну  $S$  МДП - транзистора, входящего в эту схему.

Коэффициентами  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  можно управлять величиной резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , которая осуществляется на этапе изготовления этой схемы.

Всю рассмотренную схему можно представить как единый полупроводниковый прибор, имеющий вывод коллектора, эмиттера и затвора, который управляется электрическим полем, как *MOSFET*, но имеет по сравнению с ним значительно большую крутизну и значительно меньшее сопротивление в открытом состоянии. Кроме того, здесь отсутствует явление вторичного прооя, характерное для классических биполярных транзисторов.

Конструктивно *IGBT* выполняются в виде дискретных элементов (рис. 2.14 *а*), силовых модулей (рис. 2.14 *б*), имеющих в своём составе несколько *IGBT*, выполненных в едином корпусе. Условное графическое изображение транзисторов представлено на рис. 2.14 *в, г*.

На рис. 2.15 изображены типовые коллекторные характеристики (выходные).



**Рис. 2.14.** Конструкция *IGBT*: дискретное (*а*) и модульное (*б*) исполнение; условное графическое обозначение: *в*) отечественное; *г*) зарубежное

Динамические свойства *IGBT* несколько хуже, чем у *MOSFET*, но значительно лучше, чем у биполярных транзисторов. Это связано с явлением накопления заряда неосновных носителей в базе биполярного транзистора и, как следствие, со временем рассасывания этих носителей.

Процесс запираания *IGBT* представлен на рис. 2.16. Заряд, накопленный в базе биполярного транзистора, вызывает характерный «хвост» тока при включении *IGBT*. Как только имеющийся в составе *IGBT* МДП-транзистор прекращает проводить ток, в силовой цепи начинается рекомбинация неосновных носителей, которая является началом «хвоста». Этот «хвост» ведет к увеличению тепловых потерь, а также его необходимо учитывать в мостовых схемах и вводить промежуток между интервалами проводимости двух ключей, установленных в одном плече моста. Для уменьшения «хвоста» необходимо снижать коэффициент усиления биполярного транзистора, но тогда увеличивается напряжение насыщения открытого *IGBT* и, соответственно, статические потери.

Тем не менее, несмотря на отмеченные особенности, *IGBT* на сегодняшний день представляются самыми перспективными элементами для использования в качестве силовых управляемых ключей в диапазоне мощностей от единиц киловатт до единиц мегаватт.

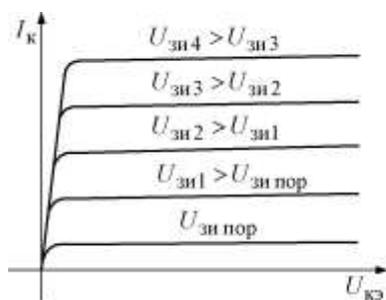


Рис. 2.15. Выходные характеристики *IGBT*

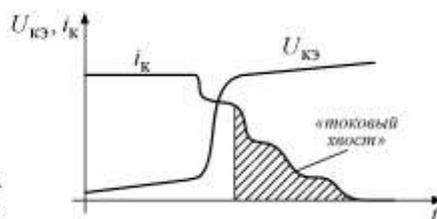
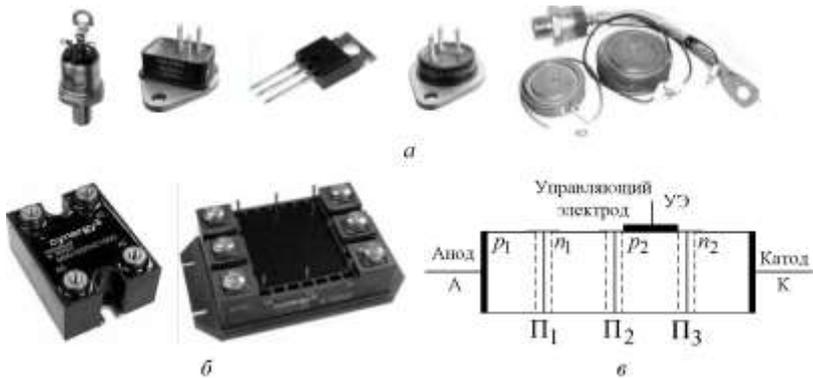


Рис. 2.16. Процесс запираания *IGBT*

### 2.1.3. Тиристоры

Конструктивно тиристоры выполняются в виде дискретных элементов (рис. 2.17 а) и силовых модулей (рис. 2.17 б). Тиристоры представляют собой четырехслойную полупроводниковую структуру  $p_1-n_1-p_2-n_2$ -типов проводимости (рис. 2.17 в). Вывод от крайней области  $p_1$  называют анодом, вывод от край-

ней области  $p_2$  называют катодом, а вывод от одной из промежуточных областей ( $n_1$  или  $p_2$ ) называют управляющим электродом.

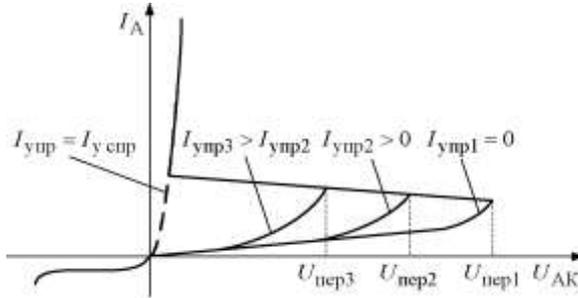


**Рис. 2.17.** Тиристоры: дискретное (а) и модульное (б) исполнение; структура тиристоров (в)

Вольт-амперная характеристика тиристора представлена на рис. 2.18. Если на анод тиристора подать положительный потенциал относительно катода, то  $p$ - $n$ -переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  будут смещены в прямом направлении, а  $p$ - $n$ -переход  $\Pi_2$  – в обратном.

Поэтому тиристор будет находиться в закрытом состоянии. Если между управляющим электродом и катодом пропустить маленький ток управления  $i_y$ , то в зависимости от величины этого тока произойдет переключение тиристора из закрытого состояния в открытое при большем или меньшем значении напряжения между анодом и катодом.

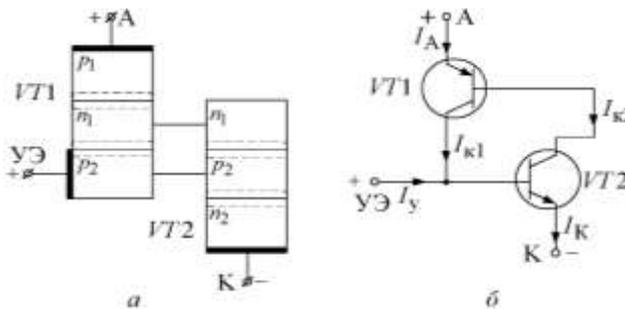
Чем больше ток управления, тем меньше значения напряжения переключения  $U_{пер}$ . И если в цепи управления создать ток управления спрямления  $i_{успр}$ , то тиристор откроется сразу, как если бы это был обычный диод. При отрицательном потенциале на аноде относительно катода тиристор при любых условиях открыться не может, так как  $p$ - $n$ -переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  смещены в обратном направлении, поэтому обратная ветвь вольтамперной характеристики тиристора такая же, как и у обычного диода.



**Рис. 2.18.** Вольт-амперная характеристика

Механизм включения тиристора обычно рассматривают на примере двухтранзисторной модели (рис. 2.19 а, б).

Структуру на рис. 2.17 в можно изобразить в виде рис. 2.19 а, представляющую собой включение двух транзисторов  $p-n-p$  и  $n-p-n$  по схеме, аналогичной рис. 2.13 б, т. е. так, что коллекторный ток  $I_{к2}$  транзистора  $VT2$  является базовым током транзистора  $VT1$ , и наоборот, коллекторный ток  $I_{к1}$  транзистора  $VT1$  является базовым током транзистора  $VT2$ . Как уже было показано выше, в такой схеме возникает внутренняя положительная обратная связь, которая после включения тиристора делает цепь управления неэффективной, так как оба транзистора поддерживают друг друга в открытом состоянии и без цепи управления, т. е. закрыть обычный тиристор по цепи управления невозможно. Поэтому он называется однооперационным тиристором или в зарубежной терминологии *SCR (Silikon Controlled Rectifier)*.



**Рис. 2.19.** Двухконтурная модель тиристора

Для запираания тиристора необходимо каким-либо способом снизить анодный ток до нуля и удерживать его на нулевом уровне в течение времени рассасывания неосновных носителей, накопившихся в базах транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ .

Графическое изображение рассмотренного тиристора представлено на рис. 2.20 *а*. Если вывод управляющего электрода сделан от промежуточной зоны  $n$ , то тогда управляющий сигнал подают между анодом и управляющим электродом, а графическое изображение такого тиристора представлено на рис. 2.20 *б*.

Основные параметры тиристорov во включенном состоянии повторяют параметры диодов, а к динамическим параметрам еще добавляется время включения  $t_{вкл}$  и время выключения  $t_{выкл}$ . Рассмотрим подробнее процесс включения и выключения тиристора по его диаграммам на рис. 2.21.

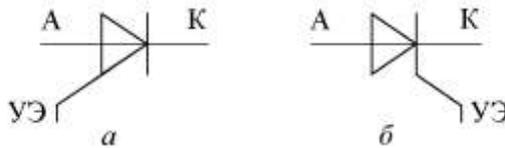


Рис. 2.20. Однооперационный тиристор - SCR

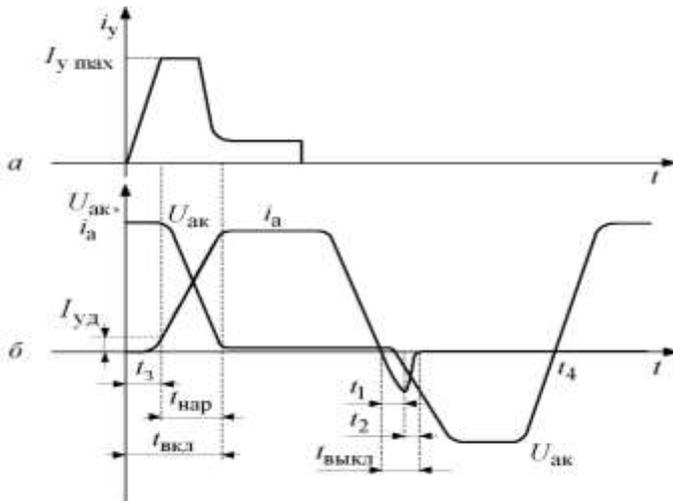


Рис. 2.21. Диаграммы процесса включения и выключения SCR

Для надежного включения тиристора необходимо, чтобы параметры импульса тока управления на начальном участке амплитуда  $a_1 I_{y \max}$ , длительность и скорость нарастания  $di_y / dt$  отвечали определенным требованиям, которые обеспечивают быстрое и надежное включение тиристора. Процесс нарастания тока в тиристоре начинается только спустя некоторое время задержки  $t_3$ , которое зависит от амплитуды импульса тока управления  $I_{y \max}$  на начальном участке.

В течение времени задержки ток в тиристоре нарастает до величины тока удержания - минимального прямого тока тиристора, при котором он еще находится в открытом состоянии. Обычно принимают

$$I_{уд} = 0,1I_n.$$

В зависимости от тока управления время задержки может составлять от 0,1 мкс до 1.2 мкс. Затем происходит нарастание тока до величины, определяемой сопротивлением нагрузки и напряжением источника питания. Это происходит в течение времени  $t_{нар}$ .

В сумме  $t_3$  и  $t_{нар}$  определяют время включения тиристора:

$$t_{вкл} = t_3 + t_{нар}. \quad (2.17)$$

После включения тиристора, как уже было отмечено выше, цепь управления становится неэффективной и ток управления может быть значительно уменьшен или даже выключен совсем.

Для запираания тиристора необходимо снизить его прямой ток до нуля. Для этого к открытому тиристорному обычно подключают в обратном, запирающем направлении источник коммутирующей ЭДС, в качестве которого чаще всего используют предварительно заряженный конденсатор. Процесс выключения складывается из двух этапов (рис. 2.21 б):

- нарастание обратного тока через тиристор (интервал  $t_1$ );
- спад обратного тока до нуля (интервал  $t_2$ ).

И только через промежуток времени, не меньший  $t_{выкл}$ , равный:

$$t_{выкл} = t_1 + t_2, \quad (2.18)$$

к тиристорам можно повторно прикладывать прямое напряжение. Очевидно, что в течение этого времени происходит восстановление управляющих свойств тиристора. При  $t > t_4$  тиристор заперт до тех пор, пока не будет подан сигнал управления  $t_y$ .

Среди динамических параметров тиристоров важную роль играют скорость нарастания напряжения  $du/dt$  и скорость нарастания тока  $di/dt$ .

Первый из них  $du/dt$  при быстром нарастании напряжения на аноде может привести к самопроизвольному включению тиристора или даже вывести его из строя. Быстрое нарастание тока при включении тиристора  $di/dt$  может привести к локальному перегреву полупроводниковой структуры и выводу тиристора из строя даже при токах, не превышающих предельно допустимого значения.

Однооперационные тиристоры, в силу присущего им серьезного недостатка невозможности включения по цепи управления, в настоящее время используют преимущественно в преобразователях с естественной коммутацией, когда тиристоры включаются в результате смены полярности напряжения питающей сети. Это управляемые выпрямители, инверторы, ведомые сетью, статические регуляторы переменного тока. И даже в этих устройствах, за исключением очень больших мощностей, однооперационные тиристоры постепенно вытесняются современными полупроводниковыми приборами, в том числе и двухоперационными (запираемыми) тиристорами.

В отличие от рассмотренных однооперационных тиристоров, двухоперационные тиристоры можно не только включить по цепи управления, но и выключить. Это достигается благодаря тому, что в областях анода и катода, такой прибор состоит из большого числа технологических ячеек, представляющих отдельные тиристоры, которые включены параллельно. В результате чего прибор приобретает способность выключаться по управляющему электроду. Такой тиристор в зарубежной терминологии получил обозначение GTO-тиристор (*Gate Turn - Off*).

Структура GTO-тиристора изображена на рис. 2.22 а.

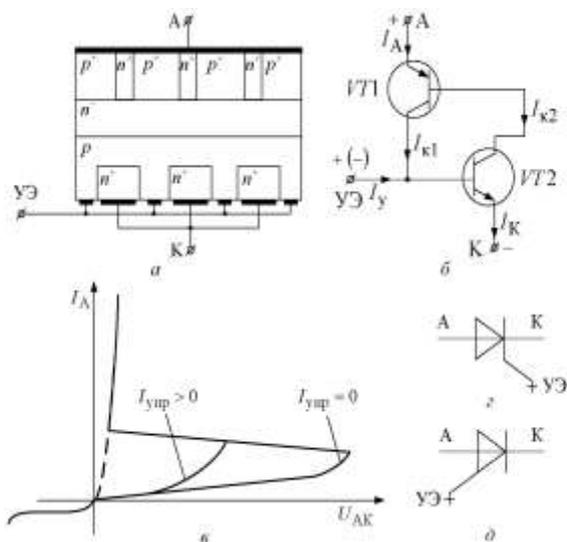
Процессы, протекающие в таком тиристоре, во многом аналогичны как и для однооперационного тиристора. Исключение составляет процесс выключения отрицательным током

управления. При подаче отрицательного тока управления оба транзистора начинают работать в активном режиме и в структуре возникает положительная обратная связь при отрицательном базовом токе в  $n-p-n$ -транзисторе  $VT2$ . Вследствие лавинообразного уменьшения зарядов в базовых областях анодный ток начинает снижаться. Транзистор  $VT2$   $n-p-n$ -типа первый входит в режим отсечки. Действие положительной обратной связи прекращается, и дальнейший спад анодного тока определяется рекомбинацией в  $n^-$  базе тиристора.

Вольт-амперная характеристика  $GTO$ -тиристора аналогична характеристике обычного тиристора. Цикл работы его рассмотрен на рис. 2.23.

Процесс включения состоит из времени задержки включения  $t_3$  и времени нарастания  $t_{нар}$ , в течение которого напряжение на тиристоре уменьшается до 0,1 от первоначального значения. Сумма этих времен составляет время включения, равное:

$$t_{вкл} = t_3 + t_{нар} \quad (2.19)$$

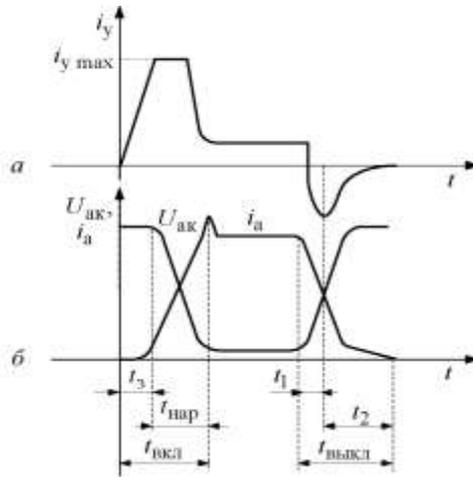


**Рис. 2.22.**  $GTO$ -тиристор: структура тиристора (а); двухтранзисторная модель (б); вольт-амперная характеристика (в); условное обозначение тиристоров с управлением по катоду (з), с управлением по аноду (д)

Для обеспечения малого времени включения и малых потерь при включении управляющий ток  $i_y$  в начале должен обладать значительной скоростью нарастания  $di/dt > 5A/\mu\text{с}$ .

Процесс выключения в *GTO*-тиристорах протекает довольно медленно. На первой стадии ток тиристора спадает до 0,1...0,2 от своего первоначального значения. На второй стадии происходит достаточно медленное уменьшение тока (так называемый «хвост»). Это время обычно больше времени спада и его необходимо учитывать.

Отрицательный ток управляющего электрода, выключающий тиристор, должен иметь значительную скорость нарастания  $di/dt > 20A/\mu\text{с}$  и значительную амплитуду. Для современных *GTO*-тиристоров эта амплитуда доходит до 30 % от амплитуды анодного тока. Считается, что эти тиристоры, благодаря своим свойствам, найдут наиболее широкое применение в высоковольтных преобразователях.



**Рис. 2.23.** Процессы включения и выключения *GTO*-тиристора

#### **2.1.4. Предельные характеристики полупроводниковых ключей**

Система предельно допустимых параметров полупроводниковых ключей объединяет граничные значения напряжений и токов для входной и выходной цепи, предельно допустимые температуры переходов и корпуса, а также максимально возможную рассеиваемую мощность. Предельное значение напряжения определяется развитием какого-либо из видов пробоев в структуре прибора. В современных ключевых приборах, как правило, определяющим является лавинный пробой, приводящий к неконтролируемому процессу умножения носителей при достижении критической напряженности электрического поля.

Максимально допустимые токи ключа устанавливаются из условия не превышения предельно допустимой рабочей температуры переходов, обеспечения надежности электрических выводов и контактов, а также допустимыми пределами изменения усилительных свойств ключа, которые не должны ухудшаться при заданной величине тока нагрузки.

Предельно допустимая температура полупроводниковой структуры прибора и его корпуса определяются свойствами исходного материала и особенностями конструкции.

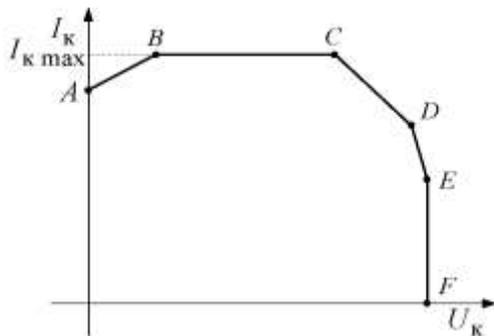
Максимально рассеиваемая мощность определяется тепловым сопротивлением ключа, которое связывает этот параметр с предельно допустимой температурой полупроводника. Зависимость температуры от выделяющейся мощности определяется конструкцией охладителя и способом отведения тепла.

Предельные возможности силовых ключей наглядно представляются диаграммами области безопасных режимов (ОБР).

##### **2.1.4.1. Область безопасных режимов**

Областью безопасных режимов называется совокупность электрических параметров, при соблюдении которых обеспечивается надежная работа полупроводникового ключа без существенного ухудшения его характеристик. Границы ОБР определя-

ются предельными значениями выходного тока, напряжения, максимальной рассеиваемой мощностью и допустимой температурой полупроводниковой структуры. Типовая диаграмма ОБР представлена на рис. 2.24.



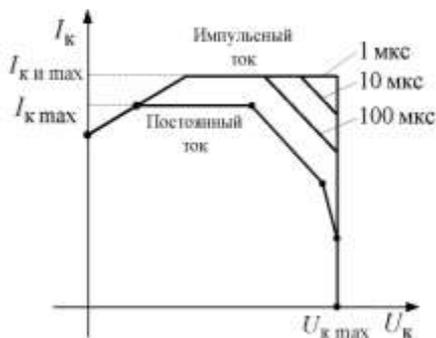
**Рис. 2.24.** Типовая диаграмма ОБР

По оси абсцисс здесь откладывается напряжение на ключе  $U_k$ , а по оси ординат – ток ключа  $I_k$ . Отрезок  $AB$  определяет значение минимально возможного напряжения насыщения ключа при заданном токе нагрузки и представляет собой динамическое сопротивление открытого прибора. Это ограничение практически отсутствует в ключах с биполярным механизмом переноса тока. Отрезок  $BC$  ограничивает предельное значение тока ключа  $I_{k\max}$ . Граница, определяемая отрезком  $CD$ , характеризуется предельным значением мощности, рассеиваемой в полупроводниковой структуре, при которой достигаются предельно допустимые значения температуры  $T_{max}$ , обусловливаемые тепловым пробоем.

В импульсном режиме допустимая токовая нагрузка ключа зависит от длительности импульса протекания тока. Поэтому при уменьшении длительности импульса границы ОБР расширяются с одинаковым наклоном температурной границы и неизменном предельном напряжении (рис. 2.25).

Отрезок  $DE$  на диаграмме ОБР характеризует границу вторичного пробоя, который возникает после развития одного из видов первичного пробоя или сразу, минуя стадию первичного пробоя. Развитие вторичного пробоя происходит обычно в

области сравнительно высоких напряжений на ключе и связано с развитием так называемого «токового шнура». При этом, ток ключа концентрируется в очень малой области перехода, что приводит к проплавлению полупроводниковой структуры и выходу прибора из строя. Вторичный пробой возникает в термонеустойчивых полупроводниковых приборах, например в биполярных транзисторах, когда повышение тока приводит к росту температуры, а это приводит к дальнейшему увеличению тока и т. д.



**Рис. 2.25.** Типовая диаграмма ОБР в импульсном режиме

Для развития вторичного пробоя требуется определенное время, называемое временем задержки вторичного пробоя. Если время нахождения прибора в опасном режиме меньше времени развития вторичного пробоя, то вторичный пробой не наступает.

Поэтому при коротких импульсах тока в ключе вторичный пробой может и не возникнуть. Следует отметить, что в термонеустойчивых полупроводниковых приборах, например полевых транзисторах, вторичный пробой отсутствует в принципе.

Вертикальный отрезок  $EF$  на диаграмме ОБР характеризует предельно допустимое напряжение ключа  $U_{к}$ , обуславливающее возникновение лавинного пробоя. Границы области безопасной работы полупроводникового ключа зависят от температуры корпуса. С увеличением температуры корпуса прибора, границы ОБР, обусловленные тепловым пробоем, перемещаются влево. Границы ОБР, обусловленные лавинным или вторичным пробоем, от температуры практически не зависят.

### 2.1.4.2. Защита полупроводниковых ключей от пробоя

При эксплуатации полупроводникового ключа необходимо обеспечить нахождение его рабочей точки внутри ОБР без выхода за её пределы. Даже кратковременный выход рабочей точки за пределы соответствующей ОБР влечет за собой попадание прибора в область пробоя. По этой причине, а также потому, что силовые ключи являются наиболее дорогими компонентами схемы, вопросам их защиты уделяется очень большое внимание. Защита преобразовательной схемы и ее элементов идет в основном по двум направлениям:

- устранение причин и источников электрической перегрузки;
- борьба с естественными перегрузками.

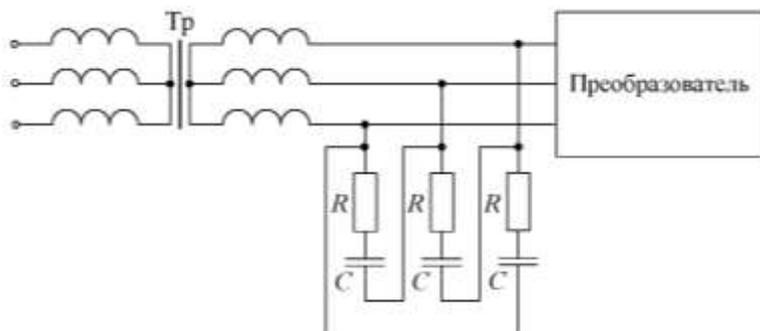
Поэтому в начале необходимо установить причины появления перегрузок по току и по напряжению, а также оценить их амплитуду и мощность.

Основными видами перегрузки по напряжению являются:

- всплески напряжения в питающей сети;
- всплески напряжения, связанные с процессами коммутации в схеме преобразователя и обусловленные конечным временем переключения силовых ключей;
- перенапряжения, связанные с характером нагрузки.

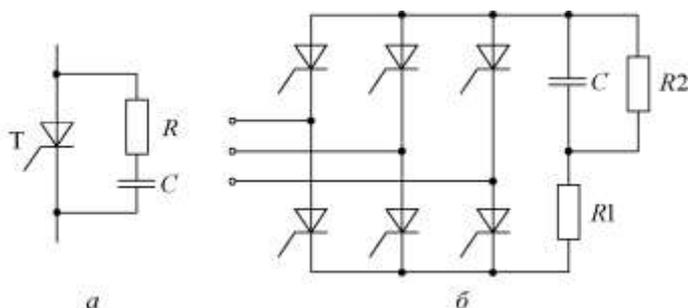
Для защиты его от возможного пробоя необходимо соответствующим образом формировать траекторию его переключения. Перегрузки по напряжению, указанные в первой группе, определяются качеством питающей сети. Поскольку данные перенапряжения опасны и для всех остальных потребителей, то для борьбы с ними используются внешние, по отношению к конкретной схеме, защитные устройства, включаемые параллельно входу преобразователя, как показано на рис. 2.26. Чаще всего они представляют собой защитные  $RC$ -цепи, воспринимающие на себя всплески напряжения питающей сети.

Перегрузки по напряжению, отмеченные во второй группе, связаны с эффектом накопления и рассасывания зарядов в силовых ключах, а также с влиянием паразитных элементов монтажа и корпусов приборов.



**Рис. 2.26.** Схема подключения внешнего защитного устройства

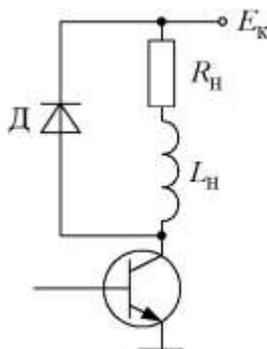
Эти перегрузки ограничивают применением дополнительных защитных цепочек, называемых в зарубежной терминологии «снабберами» (*Snubber circuit*). Простейшей из них является демпфирующая *RC*-цепочка, подключаемая параллельно ключу или группе ключей (рис. 2.27 *а, б*) для защиты от всплесков приложенного к ним напряжения. В зависимости от условий работы и от типа применяемого комбинированного прибора демпфирующие цепи могут быть более сложными.



**Рис. 2.27.** Схемы подключения защитного устройства

Перегрузки по напряжению, отмеченные в третьей группе, обусловлены чаще всего реакцией активно-индуктивной нагрузки, связанной с накоплением энергии в магнитном поле индуктивности на интервале замкнутого состояния ключа, а затем

всплеском ЭДС самоиндукции при размыкании цепи. Для защиты от этого вида перегрузок обычно используют шунтирование  $RL$ -нагрузки обратными диодами (рис. 2.28).



**Рис. 2.28.** Схема защитного устройства

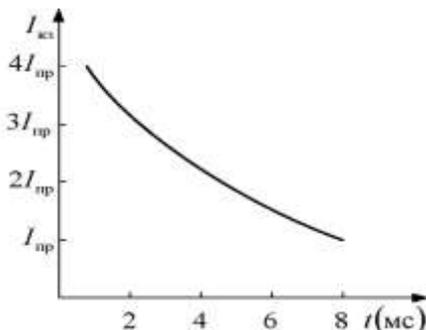
Основными видами аварийных перегрузок по току являются:

- короткое замыкание цепи нагрузки;
- короткое замыкание выходных клемм преобразователя;
- короткие замыкания из-за повреждения силовых ключей преобразователя;
- токовые перегрузки, связанные с нарушением алгоритма работы силовых ключей («опрокидывание» инвертора, самопроизвольное включение выходящего из работы ключа и т. д.);
- токовые перегрузки, связанные с особенностями работы силовой схемы и не идеальностью ключей (сквозные токи в мостовых схемах и т. д.);
- токовые перегрузки, обусловленные переходными процессами и характером нагрузки (пусковой режим, реверс двигателя; перегрузка двигателя и т. д.).

Во всех перечисленных случаях силовой ключ либо включается на короткозамкнутый контур, либо попадает в режим токовой перегрузки в процессе нормального открытого состояния. Для защиты от токовых перегрузок наиболее важными мероприятиями являются:

- повышение помехозащищенности систем управления и самого силового ключа, исключающее самопроизвольное, несанкционированное включение;
- использование внешних защитных устройств, ограничивающих воздействие токовой перегрузки на силовые ключи и другие элементы схемы (токоограничительные цепочки и дроссели);
- использование быстродействующих систем защиты.

При любых электрических перегрузках и по току, и по напряжению не должны превышать параметры, определяемые областью безопасной работы, кроме того, при токовых перегрузках в схеме необходимо учитывать перегрузочные характеристики ключа, определяющие предельно допустимые токи короткого замыкания при разной длительности их протекания. Типовой вид такой характеристики представлен на рис. 2.29.



**Рис. 2.29.** Типовая перегрузочная характеристика

Построение систем защиты от сверхтоков для разных типов преобразователей может проводиться по-разному. Так, например, в преобразователях переменного тока часто используют защиту, основанную на блокировании системы управления и прекращении подачи управляющих импульсов (так называемые «полуволновые системы защиты»). Они не всегда обеспечивают восстановление запирающей способности силовых ключей, а некоторые типы запираемых тиристоров вообще запрещается выключать обычными методами при токовых перегрузках. В этих случаях следует использовать другие средства защиты, та-

кие как плавкие предохранители, а также согласование с перегрузочной характеристикой ключа быстродействующих автоматических выключателей, обеспечивающих обесточивание силовой цепи в течение времени, не превышающего половину периода питающего напряжения.

В преобразователях постоянного тока обычно используются быстродействующие электронные системы защиты (защиты мгновенного действия), время срабатывания которых в основном определяется временем запирающего силового ключа.

Для управления силовыми ключами разработаны специальные интегральные схемы управления, получившие название драйверов. Драйверы преобразовывают стандартные сигналы от микросхем или от микропроцессора в сигналы, которые управляют силовыми ключами.

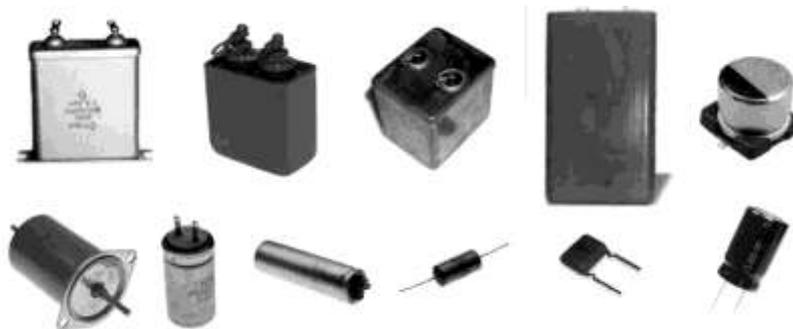
## **2.2. Электрические конденсаторы**

В силовых преобразователях электрической энергии конденсаторы широко используются:

- как элементы фильтров постоянного и переменного тока;
- как накопители энергии;
- как элементы узлов принудительной коммутации;
- как элементы защиты полупроводниковых приборов и для решения ряда других задач.

На рис. 2.30 представлены конструкции различных типов.

Распространенными типами конденсаторов переменного тока в преобразовательной технике являются металлобумажные и бумажно-фольговые конденсаторы. Металлобумажные конденсаторы типов МБГЧ, КЧ2У-2, К-75-10 и др. используются в преобразователях малой и средней мощности. Они выпускаются на напряжение от 0,25 до 1 кВ и номинальную частоту 50 Гц. Фольговые конденсаторы типов КС, ЭС, ЭСВ и др. используют в преобразователях большой мощности. Они выпускаются на напряжения от 0,38 до 10 кВ и номинальные частоты от 50 Гц до 8 кГц.



**Рис. 2.30.** Конденсаторы

Основным критерием при выборе типа конденсатора в преобразователях является обеспечение минимальных значений их массы и объема при заданных технических условиях и сроке службе. Основными техническими параметрами, характеризующими режим работы конденсатора при синусоидальном напряжении, являются действующие значения напряжения, тока и частоты, при которых работает конденсатор. Напряжение и частота определяют мощность потерь в диэлектрике:

$$P_c = 2\pi U_c^2 f C \operatorname{tg}\delta, \quad (2.20)$$

где  $U_c$  – действующее значение напряжения на конденсаторе;

$f$  – рабочая частота;

$C$  – емкость конденсатора;

$\operatorname{tg}\delta$  – тангенс угла потерь в диэлектрике конденсатора (указывается в паспортных данных конденсатора).

Параметр  $\operatorname{tg}\delta$  зависит от частоты и в меньшей мере от амплитуды приложенного к конденсатору напряжения. В частности, для металлобумажных конденсаторов  $\operatorname{tg}\delta$  резко возрастает на частотах свыше 1 кГц. Мощность потерь в диэлектрике определяет надежность конденсатора и срок его службы. Мощность потерь в токоведущих частях конденсатора пропорциональна квадрату действующего значения проходящего через него тока. При выборе типа конденсатора на синусоидальное напряжение необходимо чтобы значения вышеуказанных параметров не превосходили значений, указанных в паспортных данных выбранного конденсатора.

При использовании конденсаторов переменного тока в цепях с несинусоидальным напряжением, что часто встречается в устройствах преобразовательной техники, необходимо учитывать потери в конденсаторе от каждой из гармоник, присутствующих в разложении несинусоидальной функции в гармонический ряд:

$$P_c = \sum_{n=1}^{\infty} P_{cn},$$

где  $n$  – порядковый номер гармоники.

Очевидно, что в цепях с несинусоидальным напряжением мощность потерь будет возрастать из-за наличия высших гармоник. Поэтому в таких устройствах конденсатор необходимо использовать при более низких значениях напряжения, чем указано для синусоидального напряжения.

Импульсные токи и напряжения, имеющие место в различных схемах импульсных преобразователей, а также в узлах принудительной коммутации силовых тиристоров накладывают дополнительные ограничения на использование конденсаторов обычного типа. Для работы в импульсных режимах созданы специальные типы импульсных конденсаторов.

В цепях постоянного тока обычно используются электролитические конденсаторы. У них диэлектриком служит оксидная пленка, образующаяся на фольговой ленте, которая является также одной из обкладок конденсатора, другой обкладкой является электролит. Электролитические конденсаторы обладают большой емкостью на единицу объема, но имеют большие потери и ток утечки, а также малую стабильность емкости. Кроме того, электролитические конденсаторы не допускают смены полярности приложенного напряжения.

В преобразовательной технике наибольшее распространение из электролитических конденсаторов получили конденсаторы типа К-50-12, которые широко используются в цепях постоянного тока низкого напряжения (до 100 В). В цепях с более высоким напряжением обычно используют металлобумажные конденсаторы постоянного тока, например, типа МБГО, но они обладают низкими значениями удельной емкости. Поэтому на высокие напряжения были также разработаны электролитические

конденсаторы, например, типа К-75-12, имеющие лучшие массогабаритные показатели по сравнению с металлобумажными конденсаторами на такое же напряжение.

В цепях постоянного тока конденсаторы, как правило, работают с пульсирующими напряжениями, которые содержат как постоянную, так и переменную составляющие. Переменная составляющая содержит целый спектр высших гармоник, которые обуславливают дополнительные потери в конденсаторе. Кроме того, для высших гармоник электролитический конденсатор не обладает той емкостью, которая указана для постоянного тока. Это необходимо учитывать при использовании электролитических конденсаторов в цепях с пульсирующим напряжением, обеспечивая такой режим их работы, при котором амплитуды и частоты высших гармоник не превышают значений, указанных в паспортных данных на используемые конденсаторы.

### 2.3. Резисторы

В силовых преобразователях электроэнергии резисторы применяются в цепях управления, защиты, сигнализации. Как правило, в силовых цепях резисторы используют в качестве датчиков тока, но из-за больших потерь мощности в них, они применяются редко и все интенсивнее вытесняются другими, более эффективными и экономичными способами измерения тока. В маломощных цепях вентильных преобразователей, так же как и в других электронных схемах, резисторы применяются очень широко. Они подразделяются на резисторы постоянные и резисторы переменные (рис. 2.31).

Постоянные резисторы характеризуются следующими основными параметрами:

- номинальной мощностью рассеивания  $P_{\text{ном}}$ ;
- номинальным сопротивлением  $R_{\text{ном}}$ ;
- температурным коэффициентом сопротивления (ТКС).

Номинальная мощность рассеивания  $P_{\text{ном}}$  – мощность, которую резистор может длительное время рассеивать в пределах допустимого значения перегрева, при условии, что температура окружающей среды  $t_{\text{окр}}$  не превышает установленного зна-

чения.

Значение  $P_{\text{ном}}$  в ваттах указывает число, входящее в обозначение резистора, например:

$$\text{BC-0,125} - P_{\text{ном}} = 0,125 \text{ Вт};$$

$$\text{МЛТ-2} - P_{\text{ном}} = 2 \text{ Вт}.$$



**Рис. 2.31.** Резисторы: а) постоянные; б) переменные

Номинальное сопротивление  $R_{\text{ном}}$  – это сопротивление, обозначенное на резисторе. Фактическое сопротивление резистора может отличаться от обозначенного на величину, не превышающую допустимого отклонения. Ряды номинальных сопротивлений резисторов приведены в табл. 2.1.

На резисторах относительно больших размеров номинальное сопротивление маркируют, применяя общепринятые сокращенные обозначения единиц, и указывают возможное отклонение от номинала в процентах, например  $1,2 \text{ кОм} \pm 10 \%$ .

На малогабаритных резисторах номинальные сопротивления маркируют с помощью следующего кода:

1. Единицы Ом обозначают буквой Е, килоомы – буквой к, мегаомы – буквой М, гигаом – буквой Г, тераом – буквой Т. При этом сопротивления от 100 до 910 Ом выражают в сотых долях килоома, а сопротивления от 100 до 910 тыс. Ом – в сотых долях мегаома.

2. Если сопротивление выражается целым числом, то обозначение единицы ставят после этого числа, а если сопротивление выражается целым числом с десятичной дробью, то

целое число ставится впереди буквы, обозначающей единицу, а дробь - после буквы (буква заменяет запятую). Например, сопротивление 47 Ом обозначают 47E; 4,7 кОм - 4K7; 47 кОм - 47K; 4,7 МОм - 4M7.

**Таблица 2.1**  
**Ряды номинальных сопротивлений резисторов**

Ом, килоомы, мегаомы			Ом, килоомы, мегаомы			Ом, килоомы, мегаомы		
Ряд E6	Ряд E12	Ряд E24	Ряд E6	Ряд E12	Ряд E24	Ряд E6	Ряд E12	Ряд E24
1,0	1,0	1,0	10	10	10	100	100	100
		1,1			11			110
		1,2		12	12		120	120
1,5	1,2							
		1,3			13			130
	1,5	1,5	15	15	15	150	150	150
		1,6			16			160
	1,8	1,8		18	18		180	180
		2,0			20			200
		2,2		22	22	220	220	220
2,2	2,2	2,4	22		24			240
		2,7		27	27		270	270
		3,0			30			300
3,3	3,3	3,3	33	33	33	330	330	330
		3,6			36			360
	3,9	3,9		39	39		390	390
4,7	4,7	4,7	47	47	47	470	470	470
		5,1			51			510
	5,6	5,6		56	56		560	560
6,8	6,8	6,8	68	68	68	680	680	680
		7,5			75			750
		9,1			91			910
Соответствующие данному ряду допускаемые отклонения от номинального сопротивления, %			Соответствующие данному ряду допускаемые отклонения от номинального сопротивления, %			Соответствующие данному ряду допускаемые отклонения от номинального сопротивления, %		
±20	±10	±5	±20	±10	±5	±20	±10	±5

3. Когда сопротивление выражается десятичной дробью, меньшей единицы, буквенное обозначение единицы измерения располагается перед числом, а ноль и запятая из маркировки исключаются. Например, сопротивление 470 Ом = 0,47 кОм обозначают K47, а 470 кОм = 0,47 МОм - M47. На малогабаритных резисторах допустимое отклонение наносится после обозначения номинального сопротивления следующими буквами:

Допуск, %	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,5$	$\pm 1$	$\pm 2$	$\pm 5$	$\pm 10$	$\pm 20$
Маркировка	Ж	У	Д	Р	Л	И	С	В

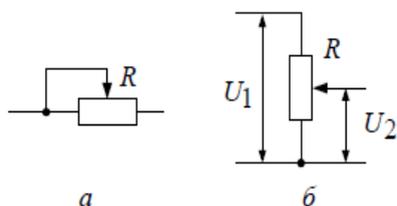
Температурный коэффициент (ТКС) характеризует относительные изменения сопротивления резистора при изменении температуры на 1 °С. Если при увеличении температуры сопротивление увеличивается, а при уменьшении – снижается, то ТКС резистора положительный; если наоборот, то ТКС – отрицательный, а перед его численным значением ставят знак минус. Непроволочные постоянные резисторы широкого применения имеют ТКС в пределах (0,03 – 0,12 % /°С), при этом ТКС углеродистых и бороуглеродистых резисторов, как правило, отрицательный. ТКС проволочных резисторов ПЭ, ПЭВ и ПВТ не нормируется.

Проволочные эмалированные резисторы представляют собой керамическую трубку, на которую намотана неизолированная проволока высокого удельного сопротивления. Для низкоомных резисторов применяют проволоку из константана (сплав меди с никелем), а для высокоомных – из нихрома. Обмотку покрывают теплостойкой неорганической стеклоэмалью, которая изолирует друг от друга витки обмотки и защищает ее от влаги, механических повреждений и загрязнений. Выводы обмоток – металлические лепестки для подпайки внешних проводников или гибкие жгутики, свитые из тонких медных проволочек.

Проволочный эмалированный регулируемый резистор отличается от постоянного резистора наличием охватывающего корпус латунного хомутика, который может перемещаться вдоль корпуса и таким образом изменять величину используемого сопротивления.

Регулируемые переменные резисторы применяют для изменения напряжения или тока в процессе эксплуатации электронных устройств.

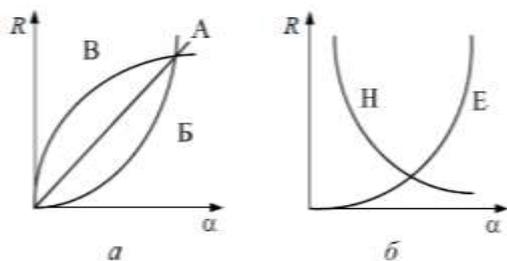
Переменные резисторы могут использоваться либо в качестве регулируемого сопротивления (рис. 2.32 а), либо в качестве потенциометра (рис. 2.32 б) – регулируемого делителя напряжения.



**Рис. 2.32.** Реостатное и потенциметрическое включение переменного резистора

Переменные резисторы выпускают с различными функциональными характеристиками – зависимостью введенного сопротивления переменного резистора от положения его подвижной части:

- тип А – сопротивление между средним и любым из крайних выводов резистора изменяется линейно (рис. 2.33 а);
- тип Б - сопротивление между средним и левым выводом изменяется по логарифмическому закону (рис. 2.33 а);
- тип В - сопротивление между средним и левым выводом изменяется по закону показательной функции (рис. 2.33 а);
- тип Е - сопротивление вначале изменяется незначительно, а затем резко возрастает (рис. 2.33 б);
- тип Н - сопротивление вначале изменяется резко, а затем - незначительно (рис. 2.33 б).



**Рис. 2.33.** Типовые характеристики переменных резисторов

## 2.4. Индуктивности

Индуктивными элементами в преобразовательной технике являются трансформаторы и дроссели (рис. 2.34).

Трансформаторы в силовой преобразовательной технике широко используются для изменения уровня переменного напряжения и для обеспечения гальванической развязки между отдельными электрическими цепями.

Основной особенностью преобразовательных трансформаторов является то, что во многих случаях напряжения и токи в их обмотках имеют несинусоидальную форму, что приносит целый ряд особенностей в их работу. В зависимости от схемы преобразователя, его режима работы и мощности параметры силового трансформатора могут оказывать большое влияние на протекающие электромагнитные процессы.

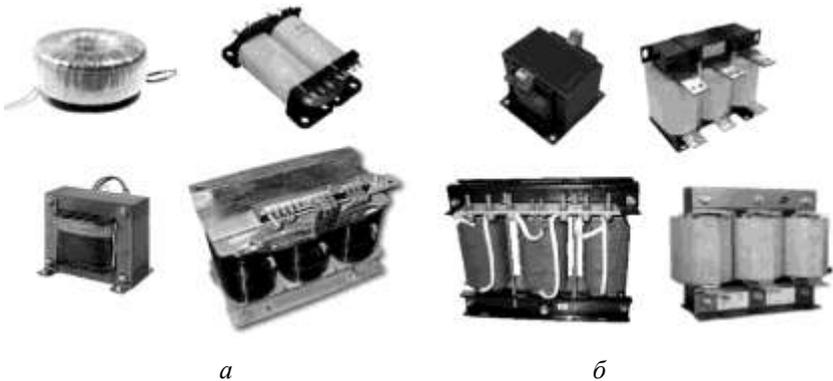
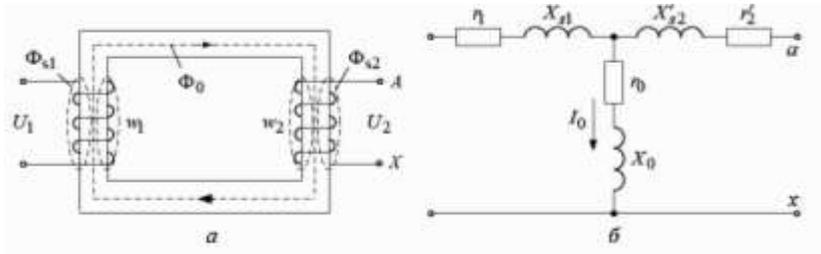


Рис. 2.34. Трансформаторы (а) и дроссели (б)

Как известно из теории трансформаторов, кроме основного потока  $\Phi_0$ , связывающего первичную  $w_1$  и вторичную  $w_2$  обмотки (рис. 2.35 а), существуют потоки рассеяния, связанные только с витками своей обмотки: поток рассеяния первичной обмотки  $\Phi_{S1}$  и вторичной обмотки  $\Phi_{S2}$ .



**Рис. 2.35.** Магнитные потоки в трансформаторе (а) и схема его замещения (б)

Потоки рассеяния зависят от конструкции трансформатора, расположения обмоток, свойств магнитопровода, но они всегда значительно меньше основного потока  $\Phi_0$ . В схеме замещения трансформатора потоки рассеяния обмоток учитываются в виде индуктивностей рассеяния  $L_{S1}$  и  $L_{S2}$  или в виде индуктивных сопротивлений рассеяния  $X_{S1} = \omega L_{S1}$ ,  $X_{S2} = \omega L_{S2}$  при частоте  $\omega = 2\pi f$  приложенного напряжения. Помимо индуктивных сопротивлений рассеяния в схему замещения входят активное сопротивление первичной и вторичной обмоток  $r_1$  и  $r'_2$ , а индуктивное сопротивление намагничивания  $X_{S0} = \omega L_{S0}$  учитывает ток намагничивания  $I_0$ , необходимый для создания потока  $\Phi_0$ . Сопротивление  $r_0$  учитывает потери в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи. Параметры на рис. 2.35 б, обозначенные со штрихом, представляют собой приведенные значения, учитывающие коэффициент трансформации  $k_{тр} = w_1 / w_2$  (для случая подачи напряжения на первичную обмотку):

$$r'_2 = k_{тр} r_2; \quad X'_{S2} = k_{тр} X_{S2} \quad (2.21)$$

Параметры элементов схемы замещения определяются обычно из опытов холостого хода и короткого замыкания трансформатора. Из опыта холостого хода определяются параметры цепи намагничивания:

$$r_0 = \frac{P_{xx}}{I_0^2}, \quad \cos \varphi_{xx} = \frac{P_{xx}}{S_{xx}}, \quad X_0 = r_0 \operatorname{tg} \varphi_{xx}, \quad (2.22)$$

где  $P_{xx}$  – мощность потерь холостого хода;

$I_0$  – ток намагничивания;

$S_{xx}$  – полная мощность в режиме холостого хода;

$S_{xx} = U_{1н} I_0$ , где  $U_{1н}$  – номинальное напряжение первичной обмотки в режиме холостого хода.

Из опыта короткого замыкания можно определить активное сопротивление обмотки  $r_1$  и  $r'_2$  и индуктивное сопротивление рассеяния  $X_{S1}$  и  $X'_{S2}$ :

$$r_1 + r'_2 = \frac{P_{кз}}{I_{1н}^2}, \quad \cos\varphi_{кз} = \frac{P_{кз}}{S_{кз}}, \quad X_{S1} + X'_{S2} = (r_1 + r'_2) \operatorname{tg}\varphi_{кз}, \quad (2.23)$$

где  $I_{1н}$  – номинальный ток первичной обмотки;

$P_{кз}$  – мощность потерь в режиме короткого замыкания;

$S_{кз}$  – полная мощность в режиме короткого замыкания;

$S_{кз} = U_{кз} I_{1н}$ , где  $U_{кз}$  – напряжение короткого замыкания; в

этом опыте можно пренебречь сопротивлением цепи намагничивания  $r_0$  и  $X_0$  ввиду малости тока намагничивания по сравнению с номинальным.

В ряде схем силовых преобразователей работа силовых вентилях вызывает периодические кратковременные режимы короткого замыкания, поэтому параметры  $X_{S1}$ ,  $X'_{S2}$ ,  $r_1$ ,  $r'_2$  оказывают существенное влияние на работу схемы и их необходимо учитывать при расчете ее элементов. При этом в трансформаторах малой мощности преобладают активные сопротивления  $r_1$  и  $r'_2$ , а индуктивными сопротивлениями рассеяния  $X_{S1}$  и  $X'_{S2}$  обычно пренебрегают. В трансформаторах большой мощности, наоборот, учитывают только индуктивные сопротивления рассеяния  $X_{S1}$  и  $X'_{S2}$ , которые значительно больше активных сопротивлений обмоток.

В ряде случаев преобразовательные трансформаторы работают в условиях подмагничивания постоянным магнитным потоком, например, тогда, когда по обмотке протекает однопольный пульсирующий ток. Подмагничивание уменьшает располагаемую индукцию для переменной составляющей магнитного потока, что приводит к необходимости снижения рабочего значения индукции, во избежание насыщения магнитопровода, что ухудшает массогабаритные показатели трансформатора. В некоторых случаях избежать постоянного подмагничивания магнитопровода трансформатора можно и конструктивным путем, что будет подробно рассмотрено ниже.

Потери в магнитопроводе, выполняемом в большинстве случаев из электротехнической стали, складываются из потерь на гистерезис и потерь на вихревые токи. Обе составляющие потерь зависят от частоты и амплитуды индукции в стали. Потери на гистерезис в меньшей степени зависят от частоты, чем потери на вихревые токи. Для снижения потерь на вихревые токи магнитопроводы трансформаторов и дросселей выполняют из тонкой листовой стали. Поскольку частота в силовых вентилях преобразователях во многих случаях изменяется в определенных диапазонах, то следует учитывать, что массогабаритные показатели трансформаторов и дросселей существенно улучшаются с увеличением частоты. Это связано с тем, что ЭДС, наводимая в обмотках трансформатора, имеет зависимость:

$$E = 4k_{\Phi} W f B_{\tau} S, \quad (2.24)$$

где  $k_{\Phi}$  – коэффициент формы напряжения (для синусоиды  $k_{\Phi} = 1,11$ );

$W$  – число витков обмотки;

$f$  – частота преобразования;

$B_{\tau}$  – амплитуда индукции в сердечнике;

$S$  – сечение сердечника.

Из (2.24) следует, что с увеличением частоты  $f$  при неизменной величине ЭДС  $E$  необходимо уменьшать либо число витков  $W$ , либо индукцию  $B_{\tau}$ , либо сечение сердечника  $S$ . В любом случае это приводит к снижению массы и габаритов всего трансформатора. Учитывая, что потери в стали пропорциональны частоте в степени 1,3, а индукции  $B_{\tau}$  – в квадрате, то для исключения перегрева трансформатора приходится снижать индукцию с ростом частоты приблизительно

$$B = \frac{1}{f^{0,65}}.$$

В связи с этим масса трансформатора с увеличением частоты сначала снижается быстро, затем значительно медленнее, а после достижения оптимального значения частоты масса снова начинает возрастать из-за увеличения потерь. Так, например, типовая зависимость удельной массы трансформатора кг / кВт

из электротехнической стали Э360 толщиной 0,05 мм имеет вид, представленный на рис. 2.36.

Из приведенной зависимости следует, что оптимальное значение частоты для электротехнической стали находится в диапазоне 3...5 кГц. При более высоких частотах (5...15 кГц) находят применение сплавы железа с никелем – пермаллой, а при еще более высоких частотах (15,40 кГц) применяются ферритовые материалы.

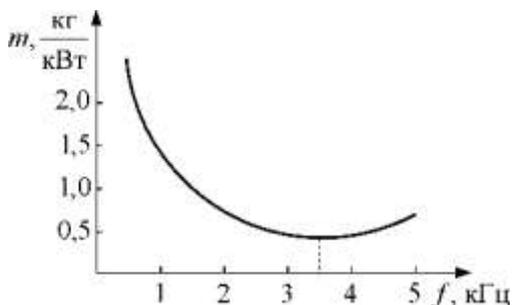


Рис. 2.36. Зависимость удельной массы трансформатора от частоты

Потери в обмотках трансформаторов состоят из основных – потери в активных сопротивлениях обмоток и дополнительных потерь, вызываемых вытеснением тока в проводе (поверхностный эффект) при частотах свыше 1 кГц. Для уменьшения дополнительных потерь обмотки высокочастотных трансформаторов выполняются из многожильных проводов специальной конструкции.

При несинусоидальных напряжениях на обмотках трансформатора потери на вихревые токи определяют, учитывая каждую гармоническую составляющую. Потери на гистерезис определяются по максимально возможному значению индукции в магнитопроводе, которое равно сумме амплитуд индукции от отдельных гармоник несинусоидального напряжения.

Дроссели в преобразовательной технике наиболее часто используются в качестве составных элементов фильтров постоянного и переменного тока. При этом на них выделяются отфильтрованные высокочастотные составляющие переменного напряжения несинусоидальной формы. Кроме того, они используются в цепях с импульсными напряжениями и токами в каче-

стве составных элементов колебательных *LC*-контуров и элементов, ограничивающих скорость нарастания импульсных токов. В мощных преобразовательных устройствах часто применяются реакторы (дрессели) с малой индуктивностью, но работающие при больших значениях напряжения и тока. Такие реакторы обычно выполняют без магнитопровода - воздушные. В целях уменьшения потоков рассеяния воздушные реакторы конструктивно выполняются в виде тороидов.

### Контрольные вопросы

1. Принципы построения управления силовыми ключами.
2. Силовой ключ на основе биполярного транзистора.
3. Силовой ключ на основе *MOSFET*.
4. Силовой ключ на основе *IGBT*.
5. Силовой ключ на основе *SCR* (однооперационного тиристора).
6. Силовой ключ на основе *GTO*-тиристора (запираемого тиристора).
7. Статические и динамические параметры силовых ключей.
8. Особенности параллельного соединения силовых полупроводниковых ключей.
9. Особенности последовательного соединения силовых полупроводниковых ключей.
10. Что такое область безопасной работы силового полупроводникового ключа?
11. Основные параметры постоянных резисторов.
12. Маркировка современных постоянных резисторов.
13. Виды функциональных характеристик переменных резисторов.
14. Виды включения переменных резисторов.
15. Влияние высших гармоник напряжения на работу конденсатора.
16. Основные технические параметры, характеризующие режим работы конденсатора.
17. Объясните причину возникновения потоков рассея-

ния в индуктивных элементах.

18. Объясните влияние частоты на массогабаритные показатели индуктивных элементов.

19. Влияние высших гармоник на работу индуктивных элементов.

20. Влияние постоянного подмагничивания на работу индуктивных элементов.

### 3. ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямителями называются устройства, преобразующие электрическую энергию переменного тока в энергию постоянного тока. Такие преобразователи представляют собой электрические агрегаты, силовая часть которых состоит в общем случае из следующих основных узлов:

- 1) трансформаторы;
- 2) блоки вентильных элементов;
- 3) выходного фильтра.

Выпрямители обычно классифицируют:

- по мощности;
- по напряжению;
- по числу фаз первичной обмотки трансформатора;
- по схеме выпрямления;
- по способу регулирования выходного напряжения.

Классификация выпрямителей по мощности и напряжению весьма условна. Обычно по мощности выделяют выпрямители: маломощные – до 1 кВт, средней мощности – до 100 кВт и мощные – свыше 100 кВт, а по напряжению: низкого – до 250 В, среднего – до 1000 В и высокого – свыше 1000 В.

По числу фаз первичной обмотки трансформатора выпрямители делятся на однофазные и трехфазные.

По схеме выпрямителей различают выпрямители:

- с одним вентилем (однофазный однополупериодный);
- со средней точкой (однофазный двухполупериодный и трехфазный);
- мостовые.

Отдельно выделяют класс выпрямителей с многофазной схемой выпрямления (шесть, двенадцать и более фаз вторичной обмотки трансформатора).

По способу регулирования выходного напряжения в наиболее общем виде все выпрямители можно разделить на управляемые и неуправляемые. Выпрямители называются неуправляемыми, если величина напряжения на выходе выпрямителя  $E_d$  определяется только переменным напряжением  $E_2$  на его входе:

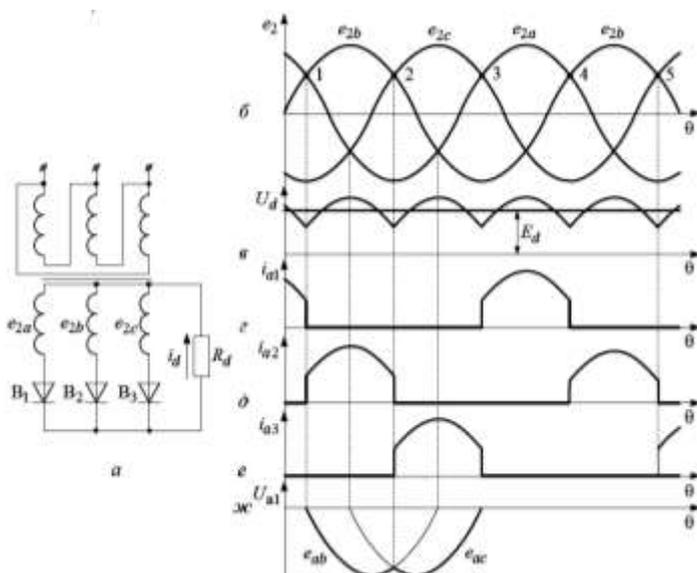
$$E_d = k_{cx} E_2, \quad (3.1)$$

где  $k_{сх}$  – коэффициент пропорциональности, характерный для данной схемы выпрямления, называемый коэффициентом схемы.

### 3.1. Трехфазные схемы

#### 3.1.1. Трехфазная нулевая схема выпрямления

Трехфазная нулевая схема (трехфазная схема со средней точкой) выпрямления представлена на рис. 3.1. У силового трехфазного трансформатора  $Tr$  первичные обмотки могут быть соединены как звездой, так и треугольником, а вторичные обмотки – обязательно звездой с выводом от нулевой точки. Вентили  $B_1 - B_3$ , включенные в каждую фазу вторичной обмотки трансформатора, должны иметь соединенные в общую точку либо катоды (катодная группа), либо аноды (анодная группа). Нагрузка включается между нулевой точкой трансформатора с общей точкой силовых вентилялей.



**Рис. 3.1.** Трехфазный нулевой выпрямитель и диаграммы, поясняющие его работу

Для большей ясности изложения принципов действия раз-

личных схем выпрямления и расчетных соотношений, характеризующих работу их элементов, примем следующие допущения:

- а) вентильные элементы идеальны, т.е. во включенном состоянии имеют равное нулю сопротивление, а в выключенном – равную нулю проводимость;
- б) продолжительность включения и выключения вентиля равны нулю;
- в) сопротивления цепей, соединяющих элементы схемы, равны нулю;
- г) сопротивления обмоток трансформатора (активные и индуктивные), потери энергии в его магнитопроводе и намагничивающий ток также равны нулю.

Трехфазная схема со средней точкой работает по принципу: в любой момент времени ток проводит тот вентиль, анод которого имеет наиболее высокий потенциал.

В момент  $\theta = 0$  включается вентиль  $V_1$ , так как у него на аноде положительный наибольший потенциал относительно катода из всех вентилях. От  $\theta = 0$  до точки 1 ток будет протекать по нагрузке под действием ЭДС  $e_{2a}$ .

В точке 1 ЭДС  $e_{2b}$  сравнивается с ЭДС  $e_{2a}$ , а затем станет больше ее. Поэтому в точке 1 откроется вентиль  $V_2$  и примет на себя ток нагрузки  $i_d$ , а вентиль  $V_1$  закроется, так как через вентиль  $V_2$  к катоду  $V_1$  прикладывается положительный потенциал фазы  $b$ , который больше положительного потенциала фазы  $a$ , приложенного к аноду вентиля  $V_1$ .

Аналогичные процессы повторяются в точке 2, где включается вентиль  $V_3$ , а  $V_2$  выключается; в точке 3 и т. д. Для данной схемы выпрямителя эти точки являются точками естественной коммутации.

Мгновенное значение выпрямленного напряжения  $U_d$  изображено на рис. 3.1 *в*, а мгновенные значения анодных токов вентилях – на рис. 3.1 *г, д, е* (при условии  $X = 0$ ).

Основные соотношения для этой схемы:

- постоянная составляющая выпрямленного напряжения:

$$E_d = k_{cx} E_2 = 1,17E_2, \quad (3.6)$$

- постоянная составляющая выпрямленного тока:

$$I_d = \frac{E_d}{R_d}, \quad (3.7)$$

- среднее значение анодного тока:

$$I_{a \text{ ср}} = \frac{I_d}{3}, \quad (3.8)$$

- максимальное значение анодного тока:

$$i_{a \text{ max}} = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d}, \quad (3.9)$$

- максимальное значение обратного напряжения на вентиле:

$$U_{\text{обрmax}} = \sqrt{6}E_2, \quad (3.10)$$

- действующие значение фазного тока вторичной обмотки трансформатора:

$$I_2 = 0,577I_d, \quad (3.11)$$

- действующие значение фазного тока первичной обмотки трансформатора:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{I_d}{k_{\text{тр}}}, \quad (3.12)$$

- расчетная активная мощность трансформатора:

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,34P_d, \quad (3.13)$$

Существенной особенностью трехфазной нулевой схемы выпрямителя является то, что намагничивающие силы от постоянных составляющих анодных токов в каждой фазе обуславливают постоянное подмагничивание магнитной системы силового трансформатора, что необходимо учитывать при его проектировании. Для устранения этого явления вторичные обмотки трансформатора можно соединить в зигзаг (рис. 3.2 *a*), разбивая каждую из них на две секции. Точки на рис. 3.2 соответствуют началам обмоток. При этом намагничивающие силы от постоянных составляющих анодных токов в каждой фазе взаимно компенсируются верхней и нижней секциями вторичных обмоток, и магнитная система трансформатора будет уравновешена. Но соединения в зигзаг требуют несколько большей расчетной мощности трансформатора:

$$P_{\text{расч}} = 1,46P_d, \quad (3.14)$$

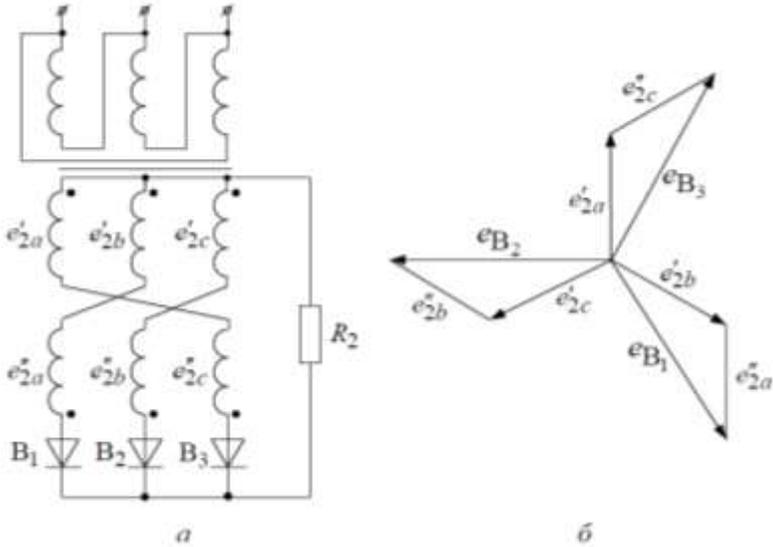


Рис. 3.2. Трехфазный нулевой выпрямитель с соединением вторичных обмоток трансформатора в зигзаг

### 3.1.2 Трехфазная мостовая схема выпрямления

Эту схему (рис. 3.3) можно рассматривать как две трехфазные нулевые схемы выпрямления, работающие с различными вентильными группами: анодной ( $B_2 - B_4 - B_6$ ) и катодной ( $B_1 - B_3 - B_5$ ). Нагрузка включена между общими точками вентильных групп. Очевидно, что в этой схеме и первичные, и вторичные обмотки трансформатора могут быть соединены как звездой, так и треугольником. В принципе, трехфазная мостовая схема может работать и без трансформатора.

Принцип действия этой схемы аналогичен принципу действия трехфазного нулевого выпрямителя с той лишь разницей, что ток нагрузки протекает одновременно по одному из вентилей катодной группы и одному из вентилей анодной группы и течет он под действием не фазного, а линейного напряжения.

В соответствии с этим и переключение вентилей будет

осуществляться в точках естественной коммутации (1, 3, 5, 7, ...) для вентилях катодной группы и в точках естественной коммутации (2, 4, 6, 8, ...) для вентилях анодной группы (рис. 3.3). При отсутствии индуктивных сопротивлений ( $X_a = 0$ ) выпрямленное напряжение изображено на рис. 3.3 *в*. На диаграмме рис. 3.3 *г* представлен порядок работы вентилях катодной и анодной групп. На рис. 3.3 *д* изображена форма тока фазы *a* (токи вентилях  $V_1$  и  $V_4$ ), а на рис. 3.3 *е* – напряжение на вентиле  $V_1$ . Ток каждой фазы не имеет постоянной составляющей, а, следовательно, и постоянного подмагничивания силового трансформатора, в отличие от предыдущей схемы.

Здесь справедливы следующие соотношения:

$$E_d = 2,3E_2, \quad (3.15)$$

$$I_d = E_d / R_d, \quad (3.16)$$

$$I_d = \frac{\sqrt{6}E_2}{R_d}, \quad (3.17)$$

$$I_{a\text{ ср}} = \frac{I_d}{3}, \quad (3.18)$$

$$U_{\text{обрmax}} = E_2, \quad (3.19)$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d, \quad (3.20)$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_d}{k_{\text{тр}}} I_d, \quad (3.21)$$

$$P_{\text{расч}} = 1,045P_d, \quad (3.22)$$

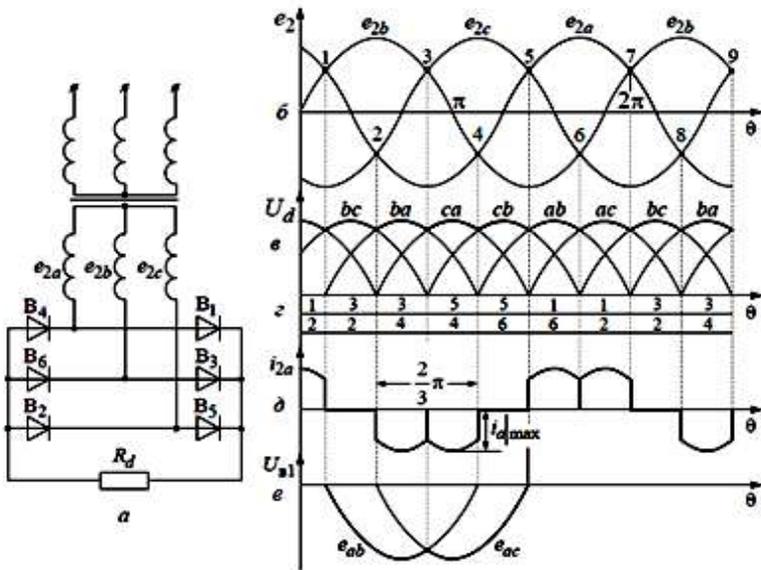


Рис. 3.3. Трехфазный мостовой выпрямитель и диаграмма, поясняющая его работу

### 3.2. Многофазные схемы выпрямления

Многофазные схемы выпрямления питаются от сети трехфазного переменного напряжения, и применяются в основном в установках средней и большой мощности. Многофазные схемы позволяют решить следующие задачи:

- снизить пульсации выпрямленного напряжения;
- улучшить гармонический состав потребляемого из сети тока;
- уменьшить типовую (расчетную) мощность трансформатора.

Обычно в качестве фильтра в выпрямителях большой мощности используется простой индуктивный фильтр, так как при увеличении частоты пульсации выходного напряжения далее при небольших индуктивностях реактора в цепи нагрузки можно получить заданные коэффициенты пульсации.

### 3.2.1. Принцип построения эквивалентных многофазных схем

Повышение кратности пульсации схемы по выходному напряжению возможно путем включения последовательно или параллельно двух выпрямительных блоков. Напряжения питания этих блоков, а значит, и мгновенные значения их выходного напряжения должны иметь определенный фазовый сдвиг  $\psi$ . Например, при использовании двух трехфазных выпрямителей ( $m = 3$ ) период пульсации выходного напряжения  $T = 2\pi/3$  или электрическому углу  $120^\circ$  (рис. 3.4 а, б).

Если питающие напряжения этих двух выпрямителей сдвинуть одно относительно другого на угол  $\psi = T/2 = p/3$ , то в результате сложения выходных напряжений (что получается при последовательном включении двух выпрямительных блоков) частота пульсаций напряжения на нагрузке увеличивается в 2 раза (рис 3.4 в).

Эквивалентная двенадцатифазная схема выпрямления показана на рис. 3.5. На схеме трехфазные линии электропередачи и трехфазные соединения внутри схемы показаны в виде одной трижды перечеркнутой линии. Два шестифазных выпрямителя ( $m = 6$ ), собранных по трехфазной мостовой схеме, по выходу включены последовательно и работают на общую нагрузку. Для повышения частоты пульсации выходного напряжения в 2 раза, т.е. для получения  $m_{\text{экв}} = 12$  эти выпрямительные блоки должны работать с фазовым сдвигом  $\psi = 2\pi/12$ .

Необходимый фазовый сдвиг может быть получен при использовании трансформатора с двумя группами вторичных обмоток, каждая из которых питает исходную схему с шестикратной пульсацией (шестипульсную) (рис. 3.5 а).

Если одну из групп вторичных обмоток трансформатора соединить в звезду, а вторую – в треугольник, то между их трехфазными системами напряжений (линейным и фазным напряжением) будет существовать фазовый сдвиг на электрический угол  $30^\circ$ .

Мгновенные значения выходных напряжений двух выпрямительных блоков будут иметь такой же фазовый сдвиг. Та-

ким образом, на выходе последовательно включенных выпрямительных блоков напряжение будет пульсировать с удвоенной частотой, т.е. мы получаем эквивалентную двенадцатифазную схему ( $m_{\text{экв}} = 12$ ).

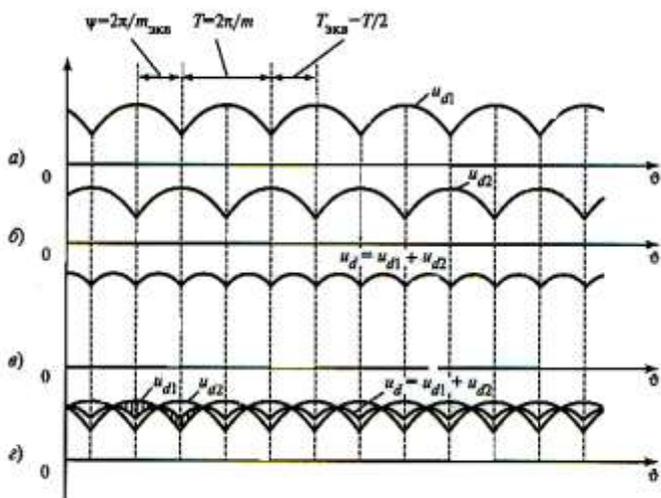


Рис. 3.4. Пульсации выходных напряжений выпрямителей

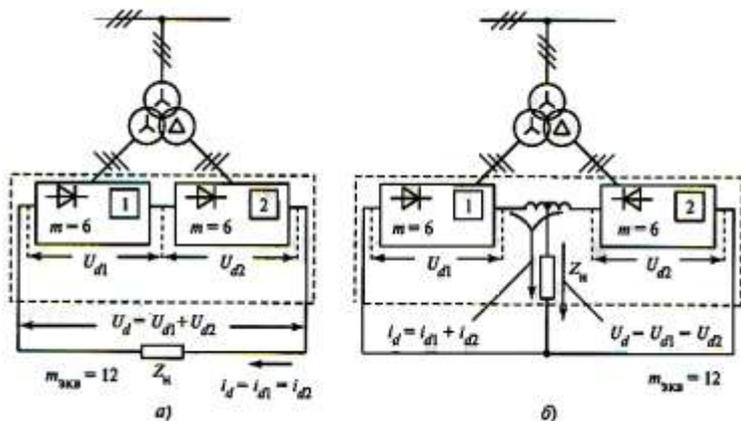


Рис. 3.5. Схемы подключения выпрямителей к трансформаторам

Кроме того, при последовательном (по отношению к нагрузке) включении выпрямительных блоков выходное напряжение повышается в 2 раза при неизменном допустимом напряжении на вентилях.

При параллельном включении составляющих выпрямительных блоков (рис. 3.5 б) допустимый ток в нагрузке повышается в 2 раза при неизменном допустимом токе вентилях одного выпрямительного блока. Однако при соединении параллельно двух выпрямительных блоков, питающихся напряжениями, имеющими фазовый сдвиг, мгновенные значения выходных напряжений каждого выпрямительного блока будут отличаться (см. рис 3.4 з), что вызовет появление ничем не ограниченных уравнивающих токов между выпрямителями.

При параллельном включении выпрямителей между ними необходимо ставить уравнивающий реактор (катушку индуктивности с выводом средней точки, в которую подключается один из полюсов нагрузки). Для постоянной составляющей тока реактор не имеет никакого сопротивления, тогда как для переменной составляющей уравнивающего тока индуктивное сопротивление реактора станет ограничителем.

При расчете эквивалентных многофазных схем необходимо учитывать следующее обстоятельство: для получения симметричной кривой выходного напряжения питания выпрямителей должны быть одинаковыми. Поэтому число витков вторичных обмоток трансформатора, соединенных в звезду должно быть в  $\sqrt{3}$  раз меньше, чем число витков в обмотках, соединенных в треугольник.

На рис. 3.6 показана эквивалентная двадцати четырехфазная схема, состоящая из двух эквивалентных двенадцати фазных схем, рассмотренных выше. Между двенадцати фазными блоками необходимо создать фазовый сдвиг на угол  $\psi = 2\pi/m_{\text{экв}} = 360/24 = 15^\circ$ .

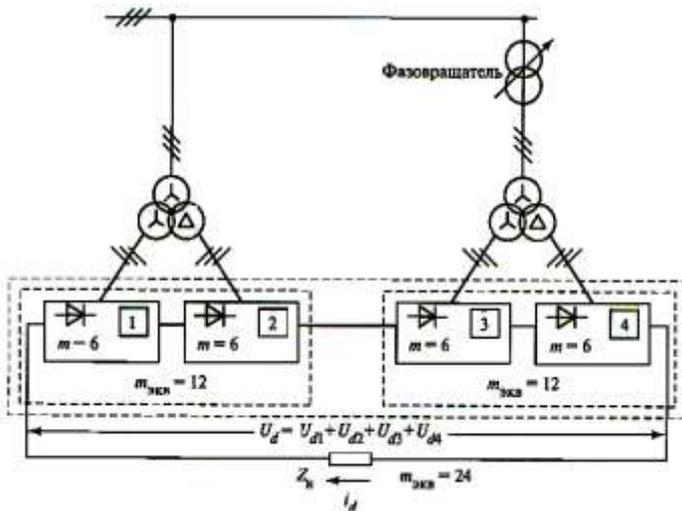


Рис. 3.6. Эквивалентная двадцати четырёхфазная схема

### 3.2.2. Способы реализации фазового сдвига между системами трехфазных напряжений при построении эквивалентных многофазных схем

Соединение обмоток трансформатора по схеме зигзаг. Принципиальная схема и векторная диаграмма, поясняющая ее работу, приведены на рис 3.7. Очевидно, что векторная диаграмма напряжений  $e_A, e_B, e_C$  будет совпадать с векторной диаграммой напряжений  $e_{za}, e_{zb}, e_{zc}$  и фазовый сдвиг между фазными напряжениями соответствующих фаз будет отсутствовать. Каждая фаза суммарного вторичного напряжения получается как сумма векторов напряжений соседних фаз. Изменяя число витков в одной из секций вторичных обмоток трансформатора, можно изменять угол  $\psi$  между системой трехфазных напряжений на первичной обмотке трансформатора и системой суммарных трехфазных напряжений вторичных обмоток трансформатора.

Рассмотрим треугольник на векторной диаграмме рис 3.7 б, сторонами которого являются векторы напряжений  $e_{za}$  и  $e_{zb}$ , угол  $\delta = \pi - 2\pi/3 - \psi$ .

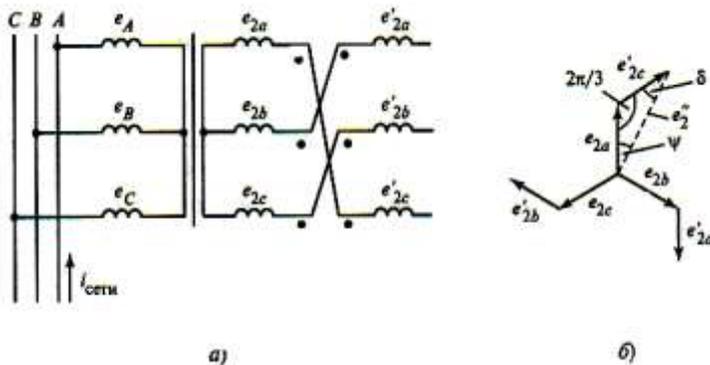


Рис. 3.7. Соединение обмоток трансформатора по схеме «зигзаг»

Учитывая, что каждый вектор равен амплитудному значению напряжения на соответствующей обмотке трансформатора ( $\sqrt{2}E_2$  и  $\sqrt{2}E'_2$ ), имеем  $\sqrt{2}E_2 \sin \psi = \sqrt{2}E'_2 \sin \delta$ , отсюда

$$\frac{\sqrt{2}E_2}{\sqrt{2}E'_2} = \frac{\sin \delta}{\sin \psi} = \frac{\sin(\pi/3 - \psi)}{\sin \psi} = \frac{\sqrt{3} \operatorname{ctg} \psi - 1}{2}. \quad (3.23)$$

Полученная формула дает возможность найти соотношение напряжений и коэффициентов трансформации (соотношение числа витков секций вторичных обмоток) трансформатора для получения необходимого угла сдвига  $\psi$  между первичным и общим вторичным напряжением фазосдвигающего трансформатора. Суммарное напряжение вторичной обмотки трансформатора

$$\sqrt{2}E_2'' = \sqrt{2}E_2 \cos \psi + \sqrt{2}E'_2 \cos \delta = \sqrt{2}E_2 \cos \psi + \sqrt{2}E'_2 \cos(\pi/3 - \psi).$$

Отсюда получаем

$$\begin{aligned} E_2'' &= \frac{\sqrt{2}[E_2 \cos \psi + E'_2 \sin \psi \cos(\pi/3 - \psi)]}{\sqrt{2} \sin(\pi/3 - \psi)} = \\ &= E_2 [\cos \psi + \sin \psi \operatorname{ctg}(\pi/3 - \psi)]. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Если фазосмещатель должен изменять только фазу между первичным и вторичным напряжением без изменения его значения, то  $U_2 = E_2'$  и

$$K_T = \frac{U_1'}{E_2} = \frac{1}{\cos\psi + \sin\psi \operatorname{ctg}(\pi/3 - \psi)}. \quad (3.25)$$

Соединение обмоток трансформатора по схеме открытого треугольника. Схема соединений обмоток трансформатора и векторная диаграмма, поясняющая работу схемы, приведены на рис. 3.8.

Как видно на схеме, вторичные обмотки трансформатора имеют отпайки в гонках  $a'$ ,  $b'$  и  $c'$ . Эти части вторичных обмоток соединены таким образом, что образуют малый треугольник с амплитудой напряжения  $\sqrt{2}E_2'$ , тогда как амплитуда напряжения на всей вторичной обмотке равна  $\sqrt{2}E_2$ . Необходимый угол  $\psi$  для построения эквивалентной многофазной схемы образуется между линейными напряжениями первичных (например,  $U_{AB}$ ) и линейными напряжениями вторичных ( $E_{ab}$ ) обмоток трансформатора.

Из геометрических построений на векторной диаграмме рис. 3.8 б следует:

$$\begin{aligned} \varphi &= \theta - \psi = \pi/6 - \psi, \\ \delta &= \pi - 2\pi/3 - \varphi = \pi/6 + \varphi. \end{aligned}$$

Найдем необходимый коэффициент отпайки для получения заданного угла  $\psi$ :

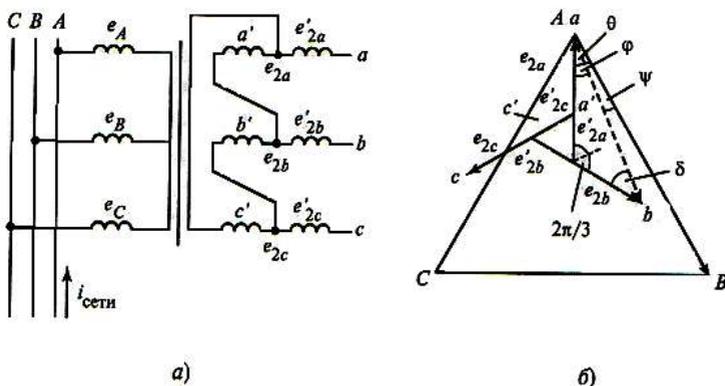
$$K_{\text{ОПТ}} = \frac{\sqrt{2}E_2'}{\sqrt{2}E_2} = \frac{b'a'}{b'a} = \frac{b'a - b'b}{b'a} = 1 - \frac{b'b}{b'a}. \quad (3.26)$$

Учитывая, что  $b'asin\varphi = b'bsin\delta$  или  $b' \cdot a \cdot \sin(\pi/6 - \psi) = b'bsin(\pi/6 + \psi)$ , окончательно получаем

$$K_{\text{ОПТ}} = 1 - \frac{\sin(\pi/6 - \psi)}{\sin(\pi/6 + \psi)}. \quad (3.27)$$

Если  $\psi = 0$ , то  $K_{\text{ОПТ}} = 0$ . Если  $\psi = \pi/6$ , то  $K_{\text{ОПТ}} = 1$ . Найдем значение вектора выходного линейного напряжения:

$$\begin{aligned} \sqrt{2}E_{ab} &= (b'a)\cos\varphi + (b'b)\cos\delta = (b'a)\cos\varphi + (c'b - cb')\cos\delta = \\ &= (b'a)\cos\varphi + (b'a - b'aK_{\text{ОПТ}})\cos\delta = \\ &= \sqrt{2}E_2 [\cos(\pi/6 - \psi) + (1 - K_{\text{ОПТ}})\cos(\pi/6 + \psi)]. \end{aligned}$$



**Рис. 3.8.** Схема соединения обмоток трансформатора по схеме открытого треугольника

Отсюда

$$K_T = \frac{U_1}{E_2} = \frac{U_1}{E_{ab}} [\cos(\pi/6 - \psi) + (1 - K_{\text{ОПТ}}) \cos(\pi/6 + \psi)]. \quad (3.28)$$

Из полученного выражения видно, что при  $\psi = 0 \rightarrow K_{\text{ОПТ}} = 0$ , тогда

$$K_T = \frac{U_1}{E_2} = \frac{U_1}{E_{ab} / \sqrt{3}}. \quad (3.29)$$

Таким образом, при реализации фазового сдвига в эквивалентных многофазных схемах с помощью схемы открытого треугольника значение угла сдвига  $\psi$  определяется выбором необходимого коэффициент отпайки  $K_{\text{ОПТ}}$ , тогда как равенство напряжений питания выпрямительных блоков достигается с помощью выбора необходимого коэффициента трансформации  $K_T$ .

### 3.3 Управляемые выпрямители

В качестве силового вентиля в схемах управляемых выпрямителей чаще всего используется тиристор-вентиль с частичной управляемостью. Принципиально здесь можно использовать полностью управляемый вентиль (транзистор или двух-

операционный тиристор), свойства последних позволяют их использовать только в вентильных преобразователях сравнительно небольшой мощности. Преобразователи средней и большой мощности обычно строятся на тиристорах.

Как известно, для перевода тиристора в проводящее состояние необходимо выполнение одновременно двух условий:

1. Наличия положительного потенциала на аноде относительно катода  $U_{AK}$ .

2. Наличия в цепи управления тока  $i_y$ , достаточного для включения тиристора при заданной величине  $U_{AK}$ .

Формирование тока управления осуществляется специальным устройством – системой управления (СУ). В дальнейшем во всех схемах управления вентильных преобразователей СУ будет подразумеваться, но на рисунках изображаться не будет.

### 3.3.1 Трехфазный нулевой управляемый выпрямитель

Как следует из рис. 3.9, сигналы управления поступают на силовые вентили  $T_1, T_2, T_3$  со сдвигом на угол управления  $\alpha$  относительно точек естественной коммутации 1,2,3,... При  $X_d = 0$  форма выпрямленного напряжения и тока одинаковы (рис. 3.9 б, в). В этом случае, очевидно, при  $\alpha < 30^\circ$  будет режим непрерывного тока; при  $\alpha = 30^\circ$  – гранично-непрерывный режим; при  $\alpha > 30^\circ$  – режим прерывистых токов.

В режиме прерывистых токов при  $X_d = 0$  выпрямленное напряжение  $E_d$  находится из выражения:

$$E_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi} \left[ 1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{4}\right) \right]. \quad (3.30)$$

3

В этом режиме, но при  $X_d > 0$  (рис. 3.9 в – тонкая линия)

$$E_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi} \left[ \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6} + \lambda\right) \right]. \quad (3.31)$$

3

В режиме непрерывного тока:

$$E_d = \frac{\sqrt{6}E_2}{2\pi} \cos\alpha. \quad (3.32)$$

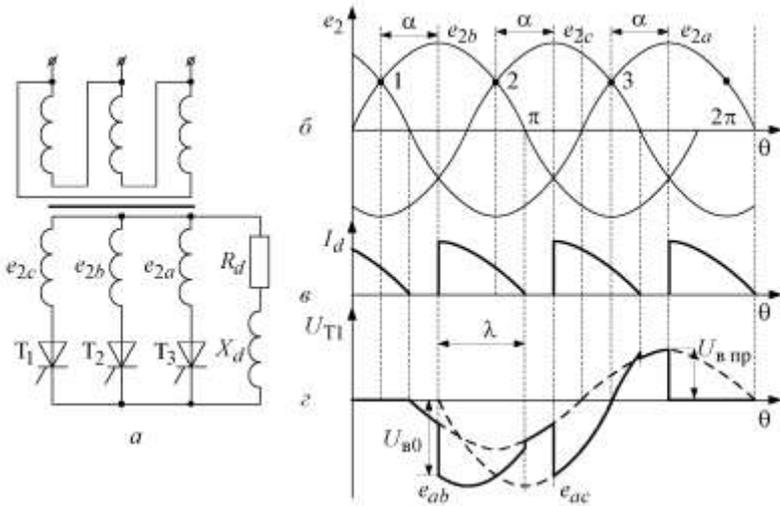


Рис. 3.9. Трехфазный нулевой управляемый выпрямитель

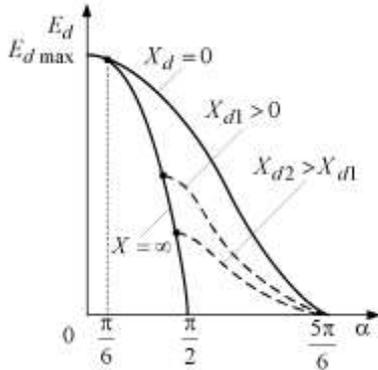
По полученным выражениям можно построить регулировочные характеристики этого выпрямителя (рис. 3.10).

Две граничные кривые  $X_d = \infty$  и  $X_d = 0$  ограничивают область существования семейства характеристик для любого значения  $X$ . Особенности коммутационных процессов в этой схеме рассмотрим на примере режима  $X_d = \infty$ ;  $X_a \neq 0$  (рис. 3.11).

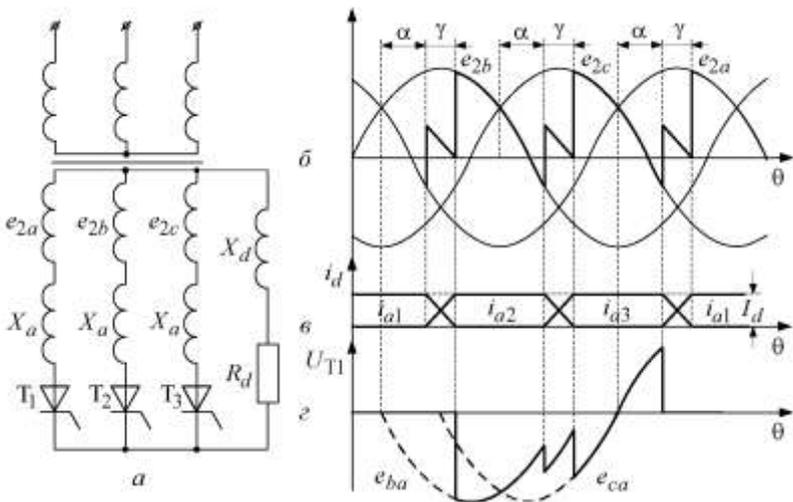
Электромагнитные процессы на коммутационном интервале протекают точно так же, как в неуправляемом выпрямителе, но со сдвигом по сравнению с ним на угол  $\alpha$ .

$$\gamma = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{I_d X_a}{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{3}}\right) - \alpha, \quad (3.33)$$

$$E_d = E_{dmax} - \Delta U_x = 1,17E_2 \cos\alpha - \frac{I_d X_a}{\frac{\pi}{3}}. \quad (3.34)$$



**Рис. 3.10.** Семейство регулировочных характеристик трехфазного нулевого управляемого выпрямителя



**Рис. 3.11.** Коммутационные процессы в трехфазном нулевом управляемом выпрямителе

Напряжение на вентиле в отличие от рис. 3.9 будет иметь скачок на коммутационном интервале (рис. 3.11). При работе выпрямителя на двигательную нагрузку (режим работы с противо-ЭДС) длительность импульсов управления при  $\alpha < \psi$  и малой величине  $X_d$  должна быть не менее  $\pi/3$ .

### 3.3.2 Трехфазный мостовой управляемый выпрямитель

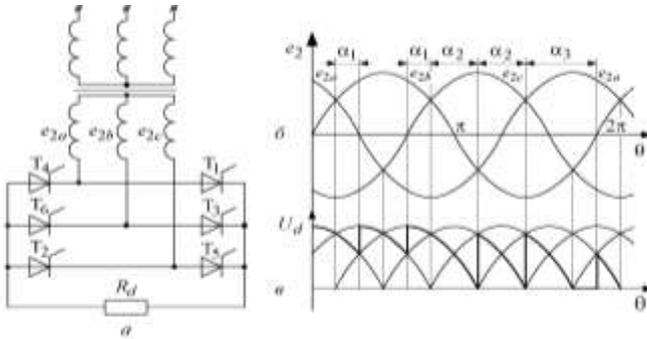
Как уже было отмечено выше, трехфазный мостовой выпрямитель можно рассматривать как последовательное включение двух нулевых трехфазных выпрямителей – с анодной группой вентилей ( $T_4, T_6, T_2$ ) и катодной группой ( $T_1, T_3, T_5$ ), работающих в противофазе друг с другом. Поэтому пульсность выпрямителя в два раза выше, чем в нулевой схеме. На рис. 3.12 представлена диаграмма работы трехфазного управляемого мостового выпрямителя при  $X = 0$  с различными углами управления:  $\alpha_1 = 30^\circ$ ,  $\alpha_2 = 60^\circ$ ,  $\alpha_3 = 90^\circ$ . Как видно из диаграммы, при  $\alpha < 60^\circ$  будет режим непрерывного тока, при режиме  $\alpha > 60^\circ$  – режим прерывистых токов и если  $\alpha = 60^\circ$ , то это соответствует гранично-непрерывному режиму. Из этой же диаграммы следует, что система управления должна формировать управляющий сигнал в виде широких импульсов длительностью не менее  $\pi/3$ . Если система управления формирует узкие управляющие импульсы, то они должны подаваться в начале каждого интервала проводимости одновременно на оба вентиля, проводящих ток на данном интервале.

При  $X = 0$  выпрямленное напряжение  $E_d$  в режиме непрерывного и гранично-непрерывного тока находится из выражения

$$E_{da} = 2,34E_2 \cos \alpha. \quad (3.35)$$

В режиме прерывистых токов

$$E_{da} = 2,34E_2 \left[ 1 + \cos \alpha \left( \frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right]. \quad (3.36)$$



**Рис. 3.12.** Трехфазный мостовой управляемый выпрямитель

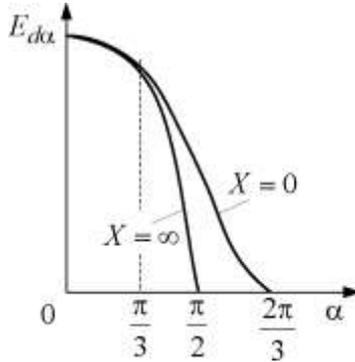
При  $X_d = \infty$  режим непрерывного тока будет при любом значении  $\alpha$ , поэтому в этом случае  $E_{da}$  определяется по выражению (3.35). Регулировочные характеристики выпрямителя имеют вид, представленный на рис. 3.13. Любому конечному значению  $X_d$  соответствует характеристика, находящаяся внутри зоны, ограниченной кривыми  $X = 0$  и  $X_d = \infty$ .

Коммутационные процессы в трехфазном мостовом управляемом выпрямителе так же, как и во всех других схемах управляемых выпрямителей сдвинуты относительно точек естественной коммутации на угол  $\alpha$ . Коммутационные процессы протекают в течение интервала

$$\gamma = \arccos \left( \cos \alpha - \frac{I_d X_a}{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{3}} \right) - \alpha, \quad (3.37)$$

и приводят к снижению выпрямленного напряжения на величину  $\Delta U_x = \frac{I_d X_a}{2\pi}$ , в результате чего внешняя характеристика

управляемого выпрямителя имеет падающий характер.



**Рис. 3.13.** Семейство регулировочных характеристик трехфазного мостового управляемого выпрямителя

Так же, как и в неуправляемом мостовом выпрямителе, вид внешней характеристики зависит от режима работы. В условиях, когда  $\gamma < \pi/3$  – внешняя характеристика линейна:

$$E_{da} = 2,34E_2 \cos\alpha - \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{6}}. \quad (3.38)$$

С увеличением  $I_d$  угол  $\gamma$  возрастает и, когда он достигает значения  $\pi/3$ , дальнейшего роста его не будет, потому что здесь так же, и у неуправляемого выпрямителя, появляется дополнительный угол - угол саморегулирования  $\alpha'$ , который, возрастая, становится больше угла управления  $\alpha$ , задаваемого системой управления. Вид внешней характеристики в этом режиме представляет собой дугу эллипса. После того, как угол саморегулирования  $\alpha'$  достигает значения  $\pi/6$ , вновь продолжается рост угла коммутации  $\gamma$  и в этом режиме внешняя характеристика вновь становится линейной и совпадает с внешней характеристикой неуправляемого выпрямителя.

Семейство внешних характеристик для различных углов управления  $\alpha$  представлено на рис. 3.14. Здесь

$$E_d^* = \frac{E_d}{E_{d\max}}, \quad E_{d\max} = 2,34E_2, \quad I_d^* = \frac{I_d}{I_{d\max}}, \quad I_{d\max} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_d}.$$

Как видно из рис. 3.14, все три рассмотренных режима могут иметь место при изменении угла  $\alpha$  в пределах от 0 до  $\pi/6$ .

При  $\pi/6 < \alpha < \pi/3$  могут возникать только режимы I и III, а при  $\alpha > \pi/3$  возможен только режим I.

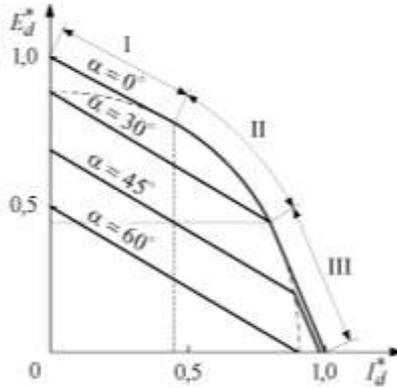


Рис. 3.14. Семейство внешних характеристик трехфазного мостового управляемого выпрямителя

### 3.3.3 Энергетические показатели выпрямителей

Важнейшими энергетическими показателями выпрямителей являются коэффициент полезного действия  $\eta$  и коэффициент мощности  $\chi$ . КПД учитывает потери в схеме выпрямителя и определяется как

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_t + \Delta P_v + \Delta P_{\text{доп}}}, \quad (3.39)$$

где  $P_d$  – активная мощность, выделяющаяся в нагрузке (при малых пульсациях выпрямленного тока  $P_d \approx U_d I_{df}$ );

$\Delta P_t$  – потери в силовом трансформаторе, складывающиеся из потерь в стали магнитопровода и потерь в обмотках;

$\Delta P_v$  – потери в вентилях выпрямителя;

$\Delta P_{\text{доп}}$  – дополнительные потери во вспомогательных устройствах (в системе управления, системе охлаждения).

Коэффициент мощности  $\chi$  определяет влияние выпрямителя на питающую сеть и определяется как  $\chi = P/S$ ,

где  $P$  – активная мощность, потребляемая выпрямителем из питающей сети;

$S$  – полная мощность.

Поскольку напряжение питающей сети считаем синусоидальным, а ток, потребляемый из сети в большинстве случаев несинусоидален, то

$$P_1 = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1, \quad (3.40)$$

$$S = U_1 I_1 = U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_{k \rightarrow \infty} I_k^2}, \quad (3.41)$$

где  $I_{1(1)}$  – действующее значение первой гармоники потребляемого из сети тока;

$\varphi_1$  – угол сдвига по фазе между напряжением питающей сети и первой гармоникой потребляемого тока;

$I_1$  – действующее значение потребляемого из сети тока;

$I_k$  – действующее значение гармоники потребляемого тока с порядковым номером  $k$ .

$$\chi = \frac{U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1}{U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_{k \rightarrow \infty} I_k^2}} = v \cos \varphi_1, \quad (3.42)$$

$$v = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_{k \rightarrow \infty} I_k^2}}, \quad (3.43)$$

где  $v$  – коэффициент искажения. Как уже было показано выше, мощность высших гармоник потребляемого тока не имеет постоянной составляющей и колеблется между силовым трансформатором и питающей сетью, обуславливая увеличение расчетной мощности трансформатора и ухудшая ряд других показателей.

Составляющая полной мощности, определяемая коэффициентом  $v$ , называется мощностью искажения  $T$ .

$$v = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}}, \quad (3.44)$$

где  $Q$  – реактивная мощность, потребляемая из сети и определяемая через  $\cos \varphi$ , называемый коэффициентом сдвига:

$$\cos \varphi_1 = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}. \quad (3.45)$$

Для определения угла  $\varphi_1$  рассмотрим цепь вторичной обмотки – выпрямительного трансформатора (рис. 3.15) при  $X_d = \infty$ , угле управления  $\alpha$  и угле коммутации  $\gamma$ . Заменяя реальную кривую анодного тока  $i_a$  на равнобокую трапецию, выделяем первую гармонику этого тока  $i_{2(1)}$ . Она будет сдвинута в сторону отставания от напряжения на угол  $\varphi_2 = \alpha + \gamma/2$ . Поскольку в первичной обмотке трансформатора протекает такой же по форме ток  $i_1$ , то первая гармоника его  $i_{2(1)}$  будет также сдвинута относительно напряжения питающей сети  $U$  на тот же угол  $\varphi_1 = \varphi_2 = \alpha + \gamma/2$ . Таким образом, в управляемых выпрямителях коэффициент мощности существенно зависит от угла управления  $\alpha$  и угла коммутации  $\gamma$ .

Как видно из выражения (3.44), увеличение коэффициента мощности может идти по двум направлениям: улучшение коэффициента искажения  $\nu$  и уменьшение угла  $\varphi$ . Для увеличения  $\nu$  следует увеличивать пульсность выпрямителя, приближая, таким образом, кривую тока  $i$  к синусоиде. Для уменьшения угла  $\varphi$  существует множество способов. Одним из самых простых и широко распространенных является использование нулевого вентиля. Довольно часто применяются для этой же цели, так называемые полууправляемые выпрямители – однофазные или трехфазные мостовые выпрямители, у которых половина вентилей – управляемые, а половина – неуправляемые.

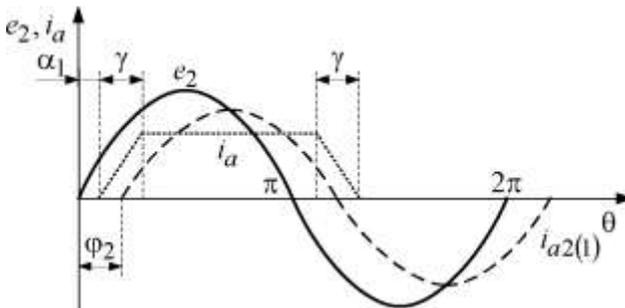
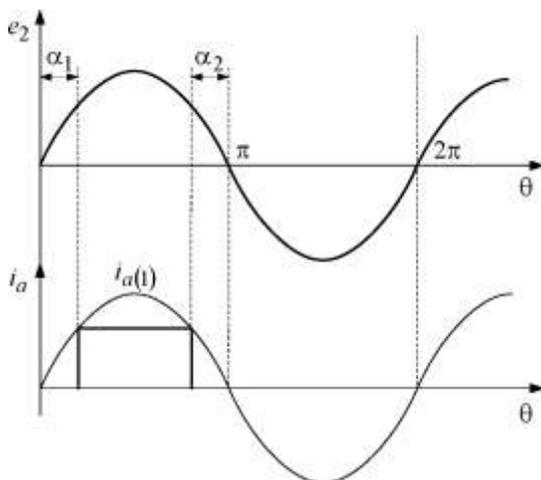


Рис. 3.15. Диаграмма для цепи вторичной обмотки выпрямительного трансформатора

Существует целый ряд других способов уменьшения угла  $\varphi$ , но кардинальным способом решения этой проблемы является использование в схемах выпрямителя полностью управляемых вентилей. Тогда, обеспечивая включение вентиля в точке  $\alpha_1$  и выключение его в точке  $(\pi - \alpha_2)$ , можем получить первую гармонику  $i_{2(1)}$  без сдвига по фазе с ЭДС  $e_2$ , если  $\alpha_1 = \alpha_2$ , а, следовательно, и  $\varphi_1 = 0$  (рис. 3.16). Такие выпрямители называются компенсационными.

Интересно, что при  $\alpha_1 < \alpha_2$ , можно получить ёмкостный характер тока, когда  $i_{2(1)}$  будет опережать по фазе ЭДС  $e_2$ . В этом случае управляемый выпрямитель можно использовать наряду с его прямыми функциями еще и в качестве компенсатора реактивной энергии сети, подобно синхронным компенсаторам, устанавливаемых в мощных сетях для улучшения энергетических показателей. Описанный способ позволяет получить минимальное значение коэффициента сдвига  $\cos \varphi_1 = 1$ .

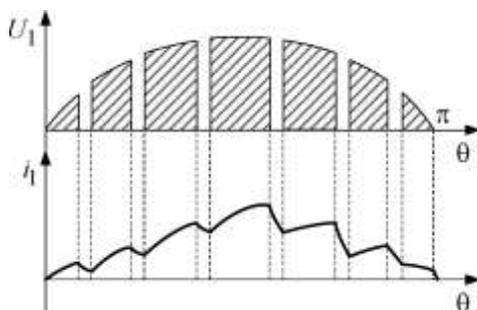
Для получения максимального значения коэффициента искажения  $\nu = I_{1(1)}/I_1$  необходимо приблизить форму первичного тока  $i_1$ , потребляемого из питающей сети, к синусоиде, что крайне сложно при условии  $X_d \gg R_d$ .



**Рис. 3.16.** Управляемый выпрямитель с полностью управляемыми вентильми

Для решения этой проблемы необходимо увеличивать пульсность выпрямителя  $p$ . Тогда первичный ток будет представлять собой ступенчатую кривую, тем ближе аппроксимируемую синусоидой, чем больше количество ступеней, что, в свою очередь, определяется пульсностью выпрямителя  $p$ . Поэтому мощные выпрямители стараются выполнять с возможно большей пульсностью. Однако это связано с усложнением самой силовой схемы, в частности силового трансформатора, ухудшением массогабаритных показателей и рядом других недостатков. Но и эту проблему можно решить, если наряду с использованием полностью управляемых ключей в силовой схеме выпрямителя, реализовать при регулировании выпрямленного напряжения методы широтно-импульсной модуляции (ШИМ) (рис. 3.17). Тогда величину выпрямленного напряжения можно регулировать изменением замкнутого и разомкнутого состояния силовых ключей, а модулируя ширину импульсов в течение полупериода питающего напряжения по синусоидальному закону, можно получить кривую изменения переменного тока, максимально приближенную к синусоиде. Таким образом, коэффициент сдвига  $\cos \varphi_1 \approx 1$ , и коэффициент искажения  $\nu \approx 1$ .

Такие управляемые выпрямители, выполненные на полностью управляемых силовых ключах и работающие в релейных или в импульсно-модуляционных режимах ШИМ, называются активными выпрямителями и в последнее время очень интенсивно развиваются.



**Рис. 3.17.** Формирование входного тока в активном выпрямителе

Этому способствует появление новых экономичных полупроводниковых силовых ключей, рассмотренных в предыдущей

главе. Отличительными характерными свойствами активных преобразователей является полная управляемость переменных параметров на их силовых входах ( $U_1; I_1; P; Q; T; S$ ), позволяющая обеспечивать одновременно с реализацией заданного качества выходных параметров также активное формирование режима электропотребления из питающей сети. Поэтому в настоящее время активные преобразователи имеют блестящие перспективы использования в силовой преобразовательной технике.

### Контрольные вопросы

1. Что такое выпрямитель?
2. Как классифицируются выпрямители?
3. Поясните устройство, принцип действия, основные соотношения для трехфазной схемы со средней точкой.
4. Поясните устройство, принцип действия, основные соотношения для трехфазной мостовой схемы.
5. Для чего применяются многофазные схемы выпрямления?
6. Поясните устройство, принцип действия, основные соотношения эквивалентной двенадцатифазной схемы выпрямления.
7. Поясните устройство, принцип действия, основные соотношения эквивалентной двадцати четырехфазной схемы выпрямления.
8. Поясните способы реализации фазового сдвига между системами трехфазной напряжений при построении эквивалентных многофазных схем.
9. Какие выпрямители называются управляемыми?
10. Поясните устройство, принцип действия, основные соотношения для трехфазного нулевого управляемого выпрямителя.
11. Поясните устройство, принцип действия, основные соотношения для трехфазного мостового управляемого выпрямителя.
12. Назовите основные энергетические показатели выпрямителей, перечислите мероприятия для их повышения.

## 4 СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Выпрямленное напряжение можно представить в виде суммы переменной и постоянной составляющих.

Переменная составляющая является суммой синусоидальных напряжений:

$$U_{\text{п}}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} U_{nm} \sin(nm\omega t + \varphi_n), \quad (4.1)$$

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  $n$ -ой гармоники напряжения;

$\varphi_n$  – начальная фаза  $n$ -ой гармоники напряжения.

Частоту составляющих выпрямленного напряжения можно записать в виде:

$$f_n = nf_1 = mnf,$$

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  $n$ -ой гармоники напряжения для схем, работающих при угле управления  $\alpha = 0$ , определяется по формуле:

$$U_{nm} = \frac{2U_d}{m^2 n^2 - 1}, \quad (4.2)$$

где  $U_d$  – постоянная составляющая (среднее значение выпрямленного напряжения).

Согласно (4.2) наибольшее значение имеет амплитуда первой гармоники ( $n = 1$ ), а остальные убывают обратно пропорционально квадрату порядкового номера гармонической составляющей.

Задержка подачи на тиристор импульсов управления относительно моментов естественной коммутации на угол  $\alpha$  приводит к изменению гармонических составляющих в выпрямленном напряжении. При увеличении угла  $\alpha$  увеличивается пере-

менная составляющая напряжения, т.е. пульсация возрастает.

Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения на выходе выпрямителя обычно устанавливают сглаживающие фильтры. Эффективность сглаживающего фильтра оценивают по его способности уменьшать пульсацию, т.е. по значению коэффициента сглаживания  $S_c$ . Коэффициентом сглаживания  $S_c$  называют отношение коэффициентов пульсаций входного (до фильтра) и выходного (после фильтра) напряжений:

$$S_c = r'_n / r''_n,$$

где  $r'_n = U'_{1M} / U_d$ ;  $r''_n = U''_{1M} / U_d$ ;  $U'_{1M}$  и  $U''_{1M}$  – амплитуда первых гармоник выпрямленного напряжения до и после фильтра.

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.

Сглаживающие фильтры можно разделить на два класса: пассивные и электронные (активные). Пассивные фильтры обычно состоят из реактивных элементов: реакторов и конденсаторов. Электронные фильтры содержат электронные элементы, например, транзисторы. Класс пассивных фильтров является наиболее распространенным.

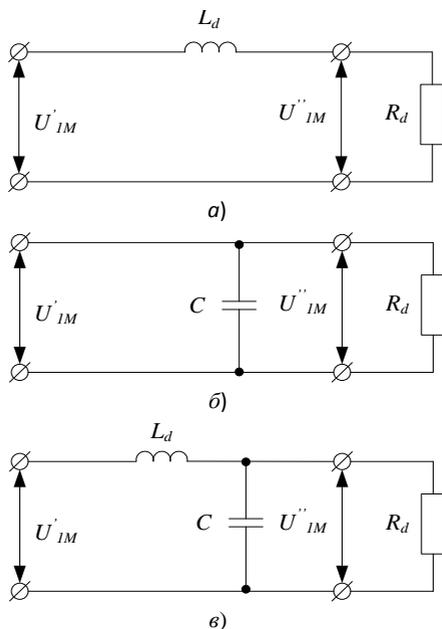
В зависимости от числа элементов и способа их соединения различают следующие основные типы пассивных фильтров:

- 1) простые фильтры – однозвенные (индуктивный фильтр, емкостный фильтр, Г-образные, П-образные) и многозвенные;
- 2) сложные фильтры, состоящие обычно из нескольких звеньев с резонансной настройкой отдельных цепочек.

Рассмотрим некоторые получившие наибольшее распространение типы пассивных сглаживающих фильтров, схемы которых приведены на рис. 4.1. Следует отметить, что фильтры с индуктивным входом применяются преимущественно в выпрямителях средней и большой мощности, а с емкостным – в мало-мощных при высоком сопротивлении нагрузки.

Индуктивный фильтр ( $L$  – фильтр, рис. 4.1 а) представляет собой реактор, включенный между вентильной схемой и нагрузкой. Напряжение на выходе вентильной схемы содержит постоянную составляющую  $U_d$  и переменную (пульсацию)  $u$ . Пренебрегая изменением этих составляющих от нагрузки, можно заменить ими вентильную часть схемы выпрямителя, т.е. счи-

тать, что на входе фильтра включены два последовательно соединенных источника напряжения: с постоянной ЭДС  $U_d$  и переменной ЭДС  $U_{\sim}$ . Постоянная ЭДС не оказывает влияния на пульсацию, а в качестве переменной ЭДС можно рассматривать только ЭДС основной гармоники пульсации (первой гармоники переменной составляющей), так как она преимущественно определяет коэффициент пульсации.



**Рис. 4.1.** Схемы выходных фильтров выпрямителей

Тогда согласно определению коэффициента сглаживания можно записать:

$$S_c = \frac{r'_n}{r''_n} = \frac{U'_{1M}}{U''_{1M}}, \quad (4.3)$$

Амплитуду переменной составляющей на нагрузке для  $L$  – фильтра можно выразить в виде следующего соотношения:

$$U''_{1M} = I_{1M} R_d = \frac{U_{1M} R_d}{\sqrt{R_d^2 + (\omega_1 L_d)^2}}, \quad (4.4)$$

где  $I_{1M}$  – амплитуда переменной составляющей тока нагрузки;  
 $\omega_1 = 2\pi f_1$  – частота основной гармоники пульсации.

Подставляя (4.4) в (4.3), получаем:

$$S_c = \frac{\sqrt{(\omega_1 L_d)^2 + R_d^2}}{R_d}. \quad (4.5)$$

Из (4.5) следует, что с приближением к режиму холостого хода (с увеличением  $R_d$ ) коэффициент сглаживания  $S_c$  стремится к единице. Поэтому расчет индуктивности фильтра  $L_d$  производят для режима минимальной нагрузки ( $R_{d,\max}$ )

$$L_d = \frac{R_{d,\max}}{\omega_1} \sqrt{S_c^2 - 1}. \quad (4.6)$$

Емкостный фильтр (С-фильтр, рис. 4.1 б) представляет собой конденсатор, включаемый на выходные шины выпрямителя. Емкостные фильтры используются преимущественно в мало-мощных выпрямителях. Расчет необходимой емкости конденсатора в микрофарадах при заданном коэффициенте сглаживания  $S_c$  можно производить по приближенной формуле:

$$C \approx \frac{\pi S_c \cdot 10^6}{\omega_1 R_d r_n}. \quad (4.7)$$

Однозвенный Г-образный LC-фильтр (рис. 4.1 в) является наиболее распространенным типом фильтра благодаря своей простоте и эффективности. Для этого фильтра можно записать:

$$U''_{1M} = \frac{U'_{1M} Z''}{Z'}, \quad (4.8)$$

где  $Z'$  и  $Z''$  – модули комплексных сопротивлений

$$Z' = j\omega_1 L_d + \frac{R_d}{1 + j\omega_1 C R_d}$$

и

$$Z'' = \frac{R_d}{1 + j\omega_1 C R_d}.$$

Подставляя (4.8) в (4.3), получаем:

$$S_c = Z' / Z'' . \quad (4.9)$$

Обычно выбирают емкость конденсатора так, чтобы  $\omega_1 C \gg 1/R_d$ . В этом случае (4.9) принимает вид:

$$S_c = \omega_1^2 L_d C - 1. \quad (4.10)$$

Из (4.10) при заданных  $S_c$  и  $\omega_1$  находят произведение  $L_d C$ . Выбор конкретных значений  $L_d$  и  $C$  производится из других требований, предъявляемых к фильтру. Такими требованиями обычно являются обеспечение непрерывности тока  $i_d$  или обеспечение минимума массы, габарита и стоимости. В ряде случаев при этом 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

$$\omega_1 \geq 2\omega_\phi, \quad (4.11)$$

где  $\omega_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_d C}}$  – собственная угловая частота фильтра.

Наиболее простым случаем при проектировании с точки зрения расчета  $L_d$  и  $C$  является требование по обеспечению непрерывности тока  $i_d$ , что характерно для фильтров мощных выпрямителей. В этом случае  $L_d$  рассматривается как критическое значение индуктивности, обеспечивающее граничный непрерывный режим тока  $i_d$ .

Для того чтобы выпрямленный ток  $i_d$  не прерывался, необходимо выполнение условия

$$I_{1M} \leq I_d, \quad (4.12)$$

где  $I_d$  – постоянная составляющая выпрямленного тока.

Индуктивность, при которой имеет место граничный режим прерывистого и непрерывного токов, называется критической. С учетом того, что обычно индуктивность может быть определена согласно (4.12) из следующей приближенной формулы:

$$L_{dкр} = \frac{U_{1м} R_{d,max}}{\omega_1 U_d}. \quad (4.13)$$

Емкость  $C$ -фильтра определяется далее из рассчитанного по (4.10) произведения  $L_d C$ . Полученные значения параметров фильтра проверяются по выполнению условия (4.11). В случае не выполнения этого условия следует емкость  $C$ .

### Контрольные вопросы

1. Каким образом математически представляется выпрямленное напряжение?
2. Для чего применяются сглаживающие фильтр?
3. Что такое коэффициент сглаживания фильтра?
4. Как можно классифицировать сглаживающие фильтры?
5. Поясните работу индуктивного фильтра.
6. Поясните работу емкостного фильтра.
7. Поясните работу однозвенного Г-образного  $LC$ -фильтра.

## 5 ИНВЕРТОРЫ, ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ

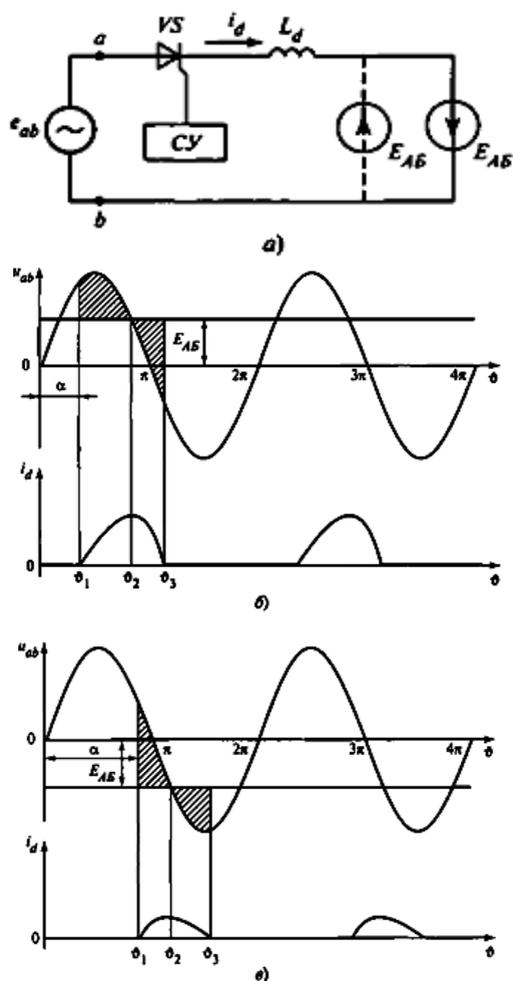
### 5.1 Принцип действия инвертора, ведомого сетью

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 вентилей осуществляется под действием переменного напряжения внешней сети. Поскольку электрические параметры преобразователя в этом случае полностью определяются параметрами внешней сети переменного тока, его иногда называют зависимым инвертором.

Принцип действия инвертора, ведомого сетью, рассмотрим на примере простейшей схемы, представленной на рис. 5.1 *а*. Допустим, что элементы схемы идеальные, а внутреннее нулю. Наличие источников переменного и сопротивление аккумуляторной батареи АБ равно нулю. Наличие источников постоянного тока и управляемого тиристора позволяет организовать реверсирование потока электроэнергии, т.е. однофазный 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. 5.1 *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  $E_{АБ} = U_{АБ}$ . Если вывод «плюс» батареи соединен так, как показано на рис. 5.1 *а* пунктиром, то схема может работать в режиме выпрямления с нагрузкой в виде против-ЭДС, что соответствует режиму заряда АБ. При изменении полярности АБ возможна работа

схемы в режиме инвертирования. Рассмотрим эти процессы более подробно.



**Рис. 5.1.** Однополупериодный обратимый преобразователь: а) схема; б) диаграммы напряжения и тока в выпрямительном режиме; в) диаграммы напряжения и тока в инверторном режиме

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 АБ 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. 5.1 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 АБ будет заряжаться выпрямленным током (ток  $i_d$  направлен навстречу ЭДС  $E_{АБ}$ ).

Для перевода схемы в инверторный режим необходимо переключить полярностью 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. 5.1 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  $E_{АБ}$ . Под воздействием разности напряжений  $U_{АБ} - u_{ab}$  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. 5.1 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. Схема однополупериодного инвертора из-за плохих технико-экономических показателей редко применяется.

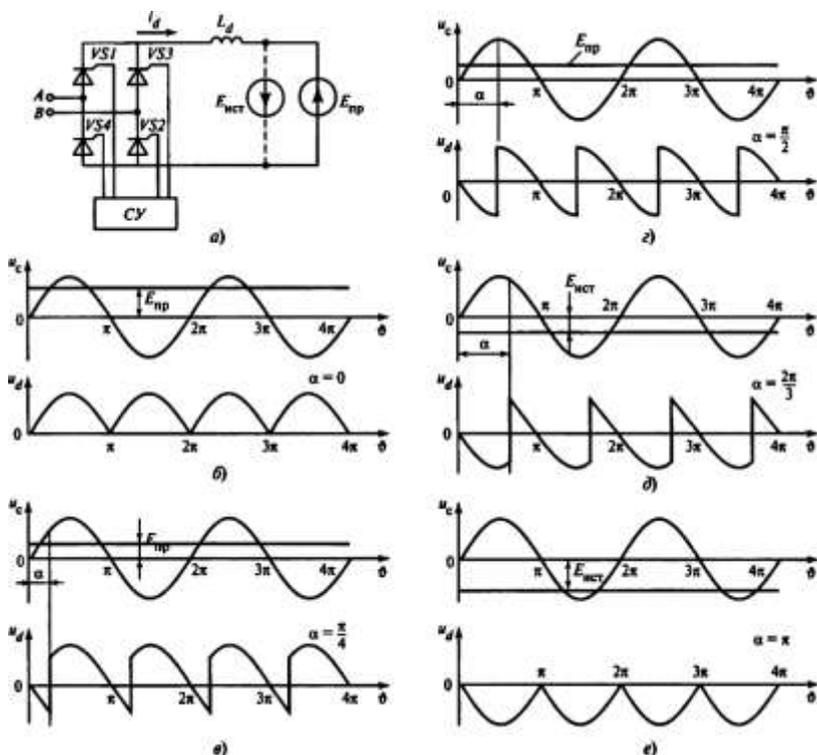
Рассмотрим работу в инверторном режиме однофазной двухполупериодной схемы со средней точкой и трехфазной мостовой схемы, которая наиболее часто применяется в инверторах средней и большой мощности. Предварительно более детально остановимся на процессе перехода от выпрямительного режима к инверторному. 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 тиристоров мостовой схемы.

На рис. 5.2 *a* представлена мостовая схема однофазного преобразователя, в котором схема подключения источника постоянного тока с ЭДС  $E_{пр}$  в инверторном режиме изображена пунктирными, а в выпрямительном с ЭДС  $E_{ист}$  – 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 СУ импульсов управления токов в тиристоры.

На диаграммах рис. 5.2 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.  $E_{ист} = E_{пр}$ . 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. 5.2, 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. 5.2 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  $E_{np}$  через тиристорный мост преобразователя в сеть переменного тока.



**Рис. 5.2.** Однофазный мостовой преобразователь: а) схема; б - е) – диаграммы напряжения при различных углах  $\alpha$

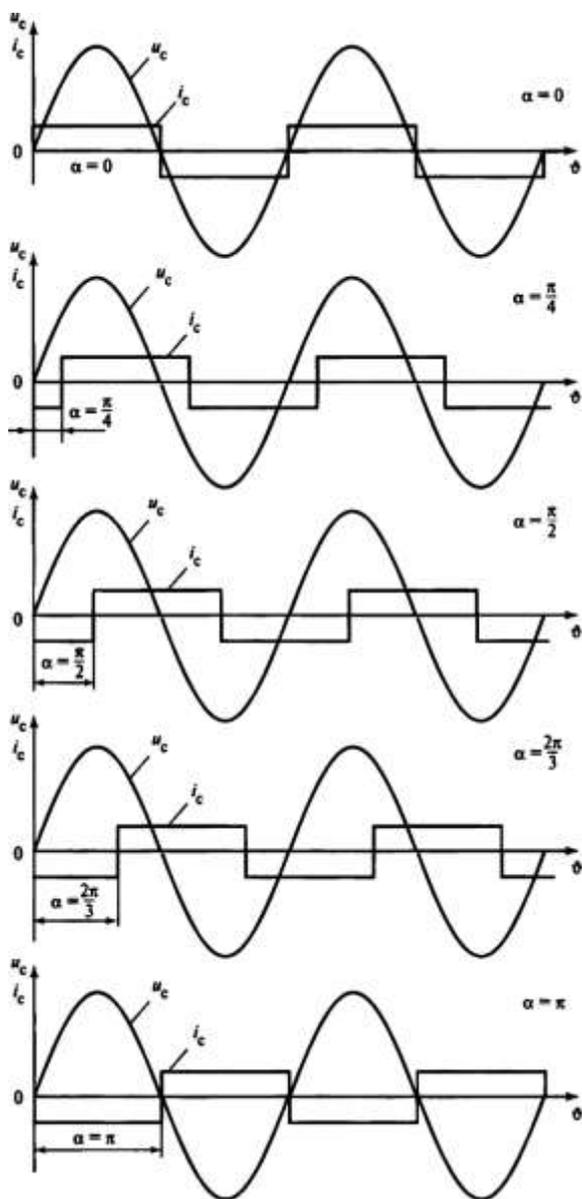


Рис. 5.3. Диаграммы тока и напряжения

На рис. 5.3 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. 5.4), 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.

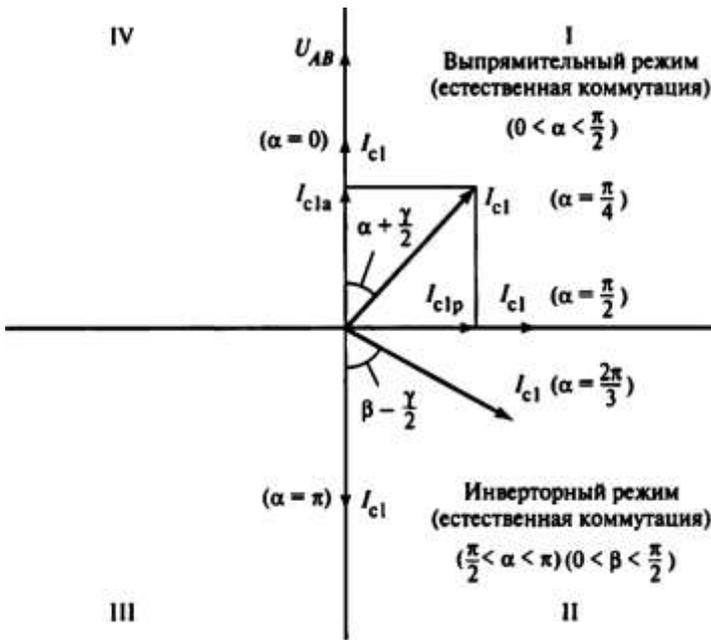


Рис. 5.4. Векторные диаграммы

Из диаграмм рис. 5.4 видно, что при переходе в инверторный режим управления угол  $\alpha$  становится больше  $\pi/2$ . В этом режиме тиристорный преобразователь становится звеном, преобразующим постоянный ток в переменный и передающим энергию источника постоянного тока от ЭДС  $E_{ист}$  в сеть.

При этом на стороне постоянного тока (до реактора  $L_d$ )

формируется пульсирующая против-ЭДС инвертора  $U_{dj}$  с полярностью, противоположной ЭДС выпрямителя и направленной встречно ЭДС источника  $E_{ист}$ .

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 тиристоров, индуктивности рассеяния согласующего трансформатора  $L_s$  и других факторов диапазон изменения угла  $\alpha$  в инверторном режиме будет меньше  $\pi/2 \dots \pi$ .

Поэтому рассмотрим влияние параметров схемы на работу тиристорных преобразователей в инверторном режиме на примере однофазной и трехфазной мостовых схем.

## 5.2 Работа основных схем в инверторном режиме

Однофазный мостовой инвертор. На рис. 5.5 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  $L_d$ .

Для обеспечения инверторного режима угол управления  $\alpha$  должен быть больше  $\pi/2$ . Поэтому при анализе схем угол управления в инверторном режиме принято отсчитывать в сторону опережения (влево) (рис. 5.5 *e*) 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

$$\beta = \pi - \alpha, \quad (5.1)$$

Предположим, что на интервале времени от 0 до  $\vartheta_1$  ток проводили тиристоры  $VS3$  и  $VS4$ . В момент времени на тиристо-

ры  $VS1$  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

$$\beta = \gamma = \delta, \quad (5.2)$$

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 противо-ЭДС. 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. 5.5 б).

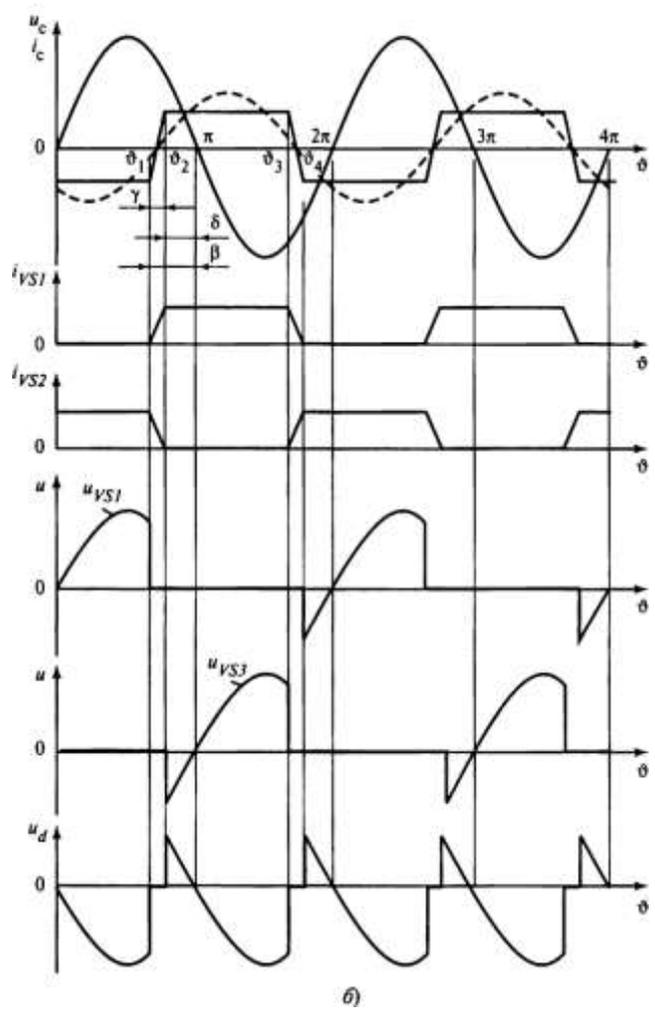
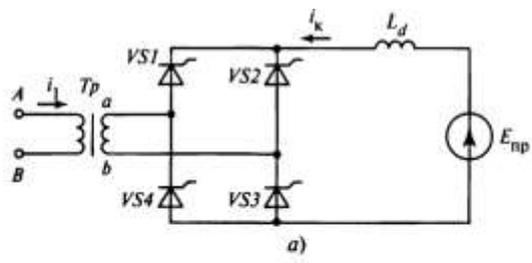
Векторные диаграммы тока  $i_{c1}$  и напряжения  $u_{ab}$  для выпрямительного и инверторного режимов работы преобразователя показаны на рис. 5.4. В выпрямительном режиме первая гармоника тока сдвинута относительно напряжения в сторону отставания приблизительно на угол  $\alpha + \gamma/2$ . Из векторной диаграммы видно, что в инверторном режиме активная составляющая тока  $I_{c1a}$  направлена навстречу напряжению сети, что соответствует поступлению в нее активной мощности.

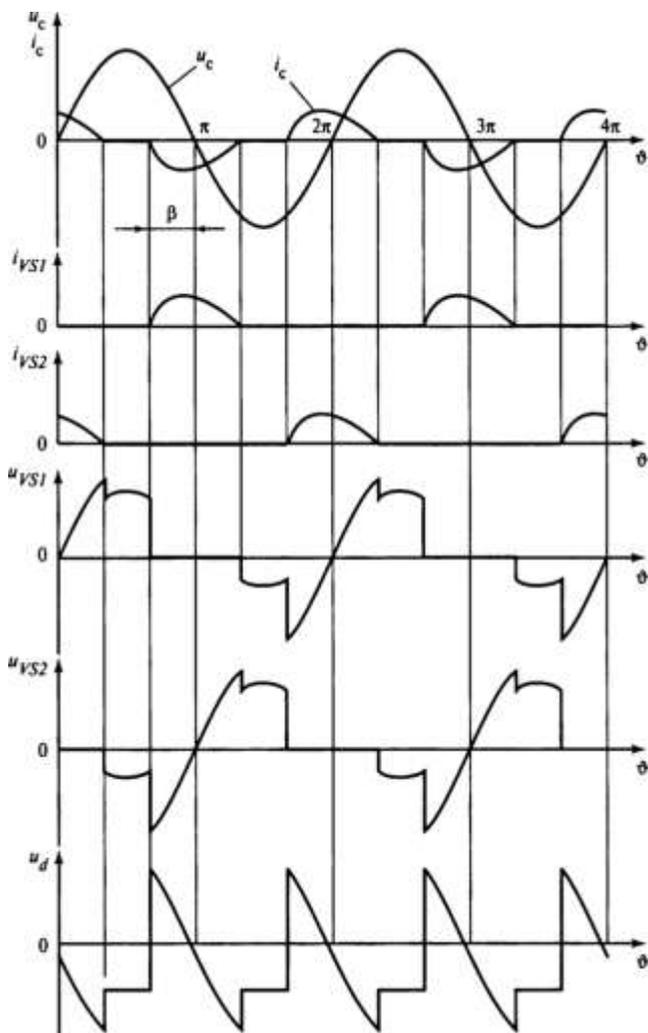
Реактивная составляющая тока  $I_{c1p}$ , как и в выпрямительном режиме, отстает на угол  $\pi/2$  от напряжения сети. Следовательно, в обоих режимах преобразователь является потребителем реактивной мощности. Напряжение на стороне постоянного тока преобразователя, называемое также противо-ЭДС инвертора, 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

$$u_{do} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{ab} \cos\beta, \quad (5.3)$$

В режиме работы с прерывистым током  $i_d$  (рис. 5.5 в) аналитические выражения связи между параметрами схемы значительно усложняются, так же, как и в выпрямительном режиме.





**Рис. 5.5.** Однофазный мостовой инвертор: *а*) схема; *б*) диаграммы напряжения и тока на элементах схемы при непрерывном токе в реакторе; *в*) диаграммы напряжения и тока на элементах схемы при прерывистом токе

**Трехфазный мостовой инвертор.** На рис. 5.6 представлены схема трехфазного мостового тиристорного инвертора и диаграммы токов и напряжения на ее элементах при идеальной сглаженности тока  $I_d$ . В этой схеме (рис. 5.6 а), так же как и в однофазной, импульсы управления подаются на тиристоры с опережением на угол  $\rho$  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. 5.6 б) равно разности напряжения  $u_c$  и  $u_a$ .

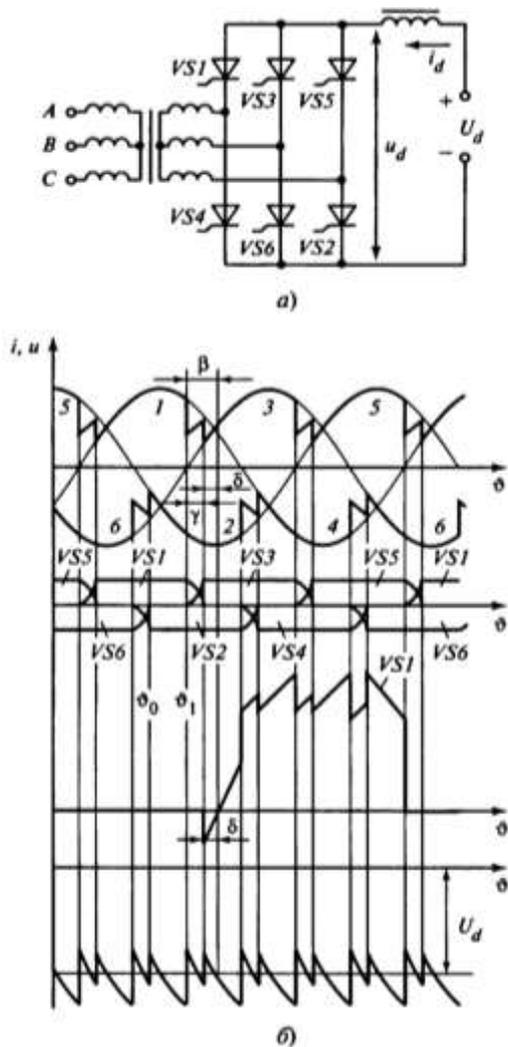
В момент времени  $\vartheta_1$  определяемый углом опережения  $\beta$ , который задается системой управления инвертором, подается импульс управления на тиристор  $VS3$ . Этот тиристор включается, в результате чего фазы  $a$  и  $b$  вторичных обмоток трансформатора оказываются замкнутыми накоротко и в них протекает ток короткого замыкания, направленный встречно току  $i_{VS1}$ . Начинается процесс коммутации, аналогичный процессу коммутации в трехфазной мостовой схеме выпрямителя, длительность которого выражается углом  $\gamma$ . Напряжение  $U_d$  на интервале коммутации становится равным напряжению  $u_c$  минус полусумма напряжений  $u_a$  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. 5.6 б. Длительность проводящего интервала каждого вентиля равна  $2\pi/3 + \gamma$ .

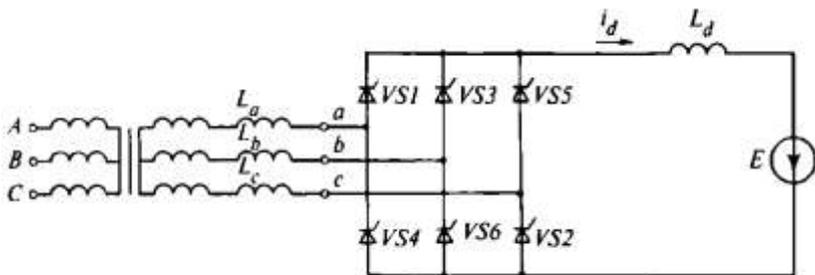
Процессы коммутации как в инверторном, так и в выпрямительном режимах работы преобразователей вызывают периодические провалы напряжения на стороне постоянного тока. Кроме того, одновременно появляются провалы и всплески в сетевом напряжении переменного тока.

Например, полагая эквивалентную индуктивность фазы (включающую в себя в основном индуктивность рассеяния трансформатора) подключенной непосредственно к выводам схемы преобразователя на рис. 5.7 а, получаем напряжение на

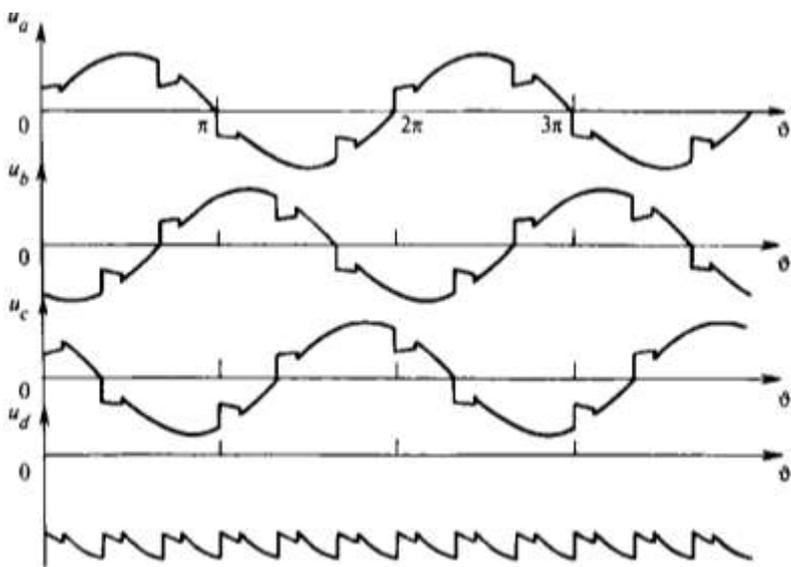
выводах схемы, которое будет соответствовать диаграммам на рис. 5.7 б).



**Рис. 5.6.** Трехфазный мостовой инвертор: а) электрическая схема; б) диаграммы тока и напряжения на элементах схемы



a)



б)

**Рис. 5.7.** Трехфазный мостовой инвертор с эквивалентной входной индуктивностью: а) схема; б) диаграммы напряжения на выводах схемы

Площади провалов и всплесков напряжения определяются углом коммутации  $\gamma$  и, следовательно, зависят от индуктивности  $L_s$  каждой фазы и тока нагрузки  $I_d$ :

$$\Delta S_1 = \frac{X_s}{2} I_d; \quad \Delta S_2 = 2X_s I_d; \quad X_s = -\omega L_s. \quad (5.4)$$

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

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{\phi} \cos \beta. \quad (5.5)$$

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 Мощность инвертора, ведомого сетью

При рассмотрении принципа действия инвертора, ведомого сетью, было сказано, что первая гармоника несинусоидального тока сети сдвинута относительно напряжения сети на угол, примерно равный углу  $\beta - \gamma/2$ . Инвертор, ведомый сетью, 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

$$P = U_d I_d, \quad (5.6)$$

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  $\beta - \gamma/2$ :

$$P = U_c I_{c1} \cos(\beta - \frac{\gamma}{2}), \quad (5.7)$$

где  $U_c$  и  $I_{c1}$  – действующие значения напряжения и первой гар-

моники тока в сети. Из (5.6) и (5.7) следует, что

$$I_{c1} = I_d \frac{U_d}{U_c \cos \varphi_1}, \quad (5.8)$$

где  $\cos \varphi_1 \approx \cos(\beta - \frac{\gamma}{2})$ .

Реактивная мощность первой гармоники тока, генерируемого сетью в инвертор, определяется из соотношения

$$Q = U_c I_{c1} \sin(\beta - \frac{\gamma}{2}) = P \cdot \operatorname{tg}(\beta - \frac{\gamma}{2}). \quad (5.9)$$

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:

$$i_c = \frac{4I}{\pi} (\sin \vartheta + \frac{1}{3} \sin 3\vartheta + \frac{1}{5} \sin 5\vartheta + \dots). \quad (5.10)$$

Аналогичный вид имеет гармонический состав первичного тока схемы, работающей в выпрямительном режиме.

Степень несинусоидальности тока может быть оценена через коэффициент искажения  $v$ , 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

$$S = U_c I_c = U_c \sqrt{I_{c1}^2 + \sum_{n=3}^{\infty} I_{cn}^2}, \quad (5.11)$$

С учетом высших гармоник коэффициент мощности инвертора определяется по формуле

$$\chi = \frac{P}{S} \cong v \cos(\beta - \frac{\gamma}{2}). \quad (5.12)$$

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. 5.4 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.

#### **5.4 Основные характеристики инверторов, ведомых сетью**

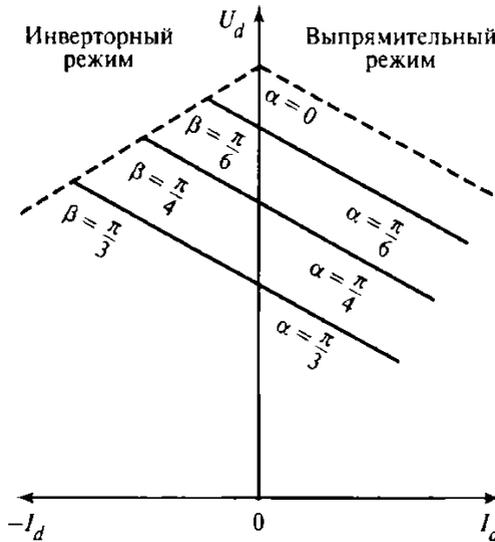
При анализе нормальных режимов работы инвертора важно знать его входную и ограничительную характеристики. Входная характеристика представляет собой зависимость среднего значения входного напряжения инвертора  $U_d$  от среднего значения входного тока  $I_d$ . Входное напряжение инвертора при допущении 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:

$$U_d = U_{d0} + \Delta U. \quad (5.13)$$

Значения  $U_{d0}$  и  $\Delta U$  для различных схем инверторов могут быть вычислены по соотношениям, аналогичным для управляемых выпрямителей. Падение напряжения  $\Delta U$  зависит от входного тока преобразователя и представляет собой входную характеристику следующего вида:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos\beta + \frac{I_d x_s}{\pi}. \quad (5.14)$$

На рис. 5.8 в левой полуплоскости представлены входные характеристики однофазного инвертора при различных углах  $\beta$ , построенные по уравнению (5.14). Эти характеристики в отличие от внешних характеристик выпрямителя, которые представлены на рис. 5.8 в правой полуплоскости, возрастают (напряжение увеличивается при увеличении тока).



**Рис. 5.8.** Входные характеристики однофазного инвертора

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 (5.14) 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 следую-

щим 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. 5.8 штриховой линией в области выпрямительного режима. Перестроим эту характеристику в области инверторного режима. (Она также показана штриховой линией.) Точки пересечения этой характеристики с 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

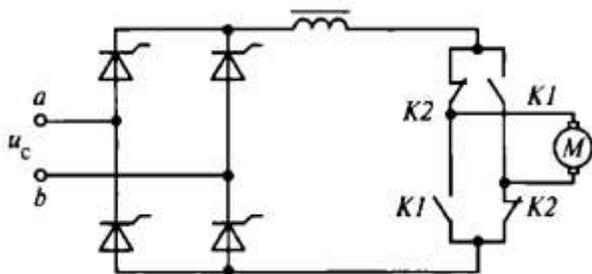
$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos \delta_{min} + \frac{I_d x_s}{\pi}. \quad (5.15)$$

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 регулировочной 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. 5.9). 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.



**Рис. 5.9.** Схема реверсивного управления электрическим двигателем

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.

## 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  $\cos\phi_1$  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  $I_d$ ?

## 6. ТИРИСТОРНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Принцип работы тиристорного регулятора основан на использовании электронного ключа с двусторонней проводимостью, включенного последовательно с нагрузкой. В качестве ключа могут быть применены два антипараллельно включенных тиристора (рис. 6.1 *а*), симистор (рис. 6.1 *з*), диодная схема с использованием одного тиристора (рис. 6.1 *б*) или транзистора. Напряжение к нагрузке прикладывается при условии наличия положительного напряжения на тиристоре (симисторе) и наличии управляющего сигнала, закрывается тиристор при отрицательном напряжении между анодом и катодом.

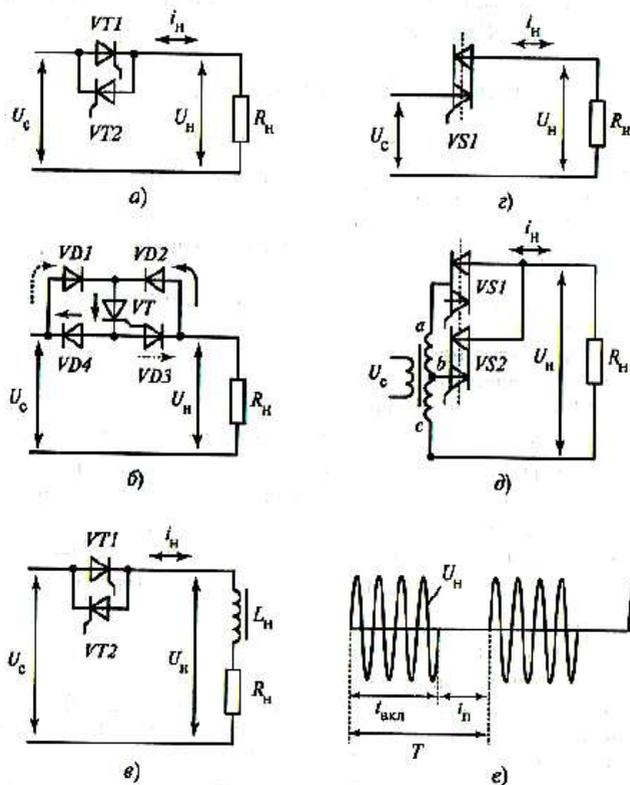


Рис. 6.1. Различные варианты ключа

Такой регулятор можно использовать в качестве:

- бесконтактного выключателя;
- регулятора средней мощности нагрузки;
- регулятора действующего значения напряжения на нагрузке.

Для отключения напряжения нагрузки достаточно снять управляющие импульсы, и в момент изменения полярности напряжения на электронном ключе последний выключится.

Существует несколько режимов работы тиристорного регулятора:

- широтно-импульсный;
- фазовый;
- ступенчатый;
- фазово-ступенчатый.

При широтно-импульсном способе управления средняя мощность регулируется при протекании переменного тока через нагрузку. Этот метод основан на изменении числа периодов переменного напряжения, подводимого к нагрузке. Диаграмма напряжений на рис. 6.1 *e* иллюстрирует принцип работы при таком способе управления. На интервале  $t_{\text{вкл}}$ , когда ток поочередно проводят оба тиристора (рис. 6.1 *a*), в нагрузке выделяется энергия

$$A = t_{\text{вкл}} U_c^2 / R_n = t_{\text{вкл}} P_{\text{max}},$$

где  $P_{\text{max}} = U_c^2 / R_n$ .

Тогда средняя мощность, выделяемая на нагрузке,

$$P_n = P_{\text{max}} \frac{t_{\text{вкл}}}{T} = P_{\text{max}} \gamma, \quad (6.1)$$

где  $\gamma = t_{\text{вкл}} / T$  называется коэффициентом заполнения. Чем больше пауза  $t_n$  на периоде повторяемости, тем меньше  $t_{\text{вкл}}$ , а значит, и коэффициент заполнения  $\gamma$ , тем меньше средняя мощность, выделяемая в нагрузке. Фазовый способ регулирования основан на изменении длительности открытого состояния  $\lambda$  одного из тиристоров, включенных встречно - параллельно. Такое регулирование аналогично принципу работы управляемых выпрямителей. Отличие заключается в том. Что в управляемых выпрямителях к нагрузке прикладываются однополярные участки синусоид питающего напряжения, а в регуляторах переменного напряжения – двухполярные.

При фазовом регулировании различают три способа управления:

- с отстающим углом управления (рис. 6.2 а);
- с опережающим углом управления (рис. 6.2 б);
- двустороннее фазовое регулирование (рис. 6.2 в).

При регулировании с отстающим углом управления и активной нагрузке выключение тиристоров осуществляется в результате изменения полярности питающего напряжения (естественная коммутация). При регулировании способами, показанными на рис. 6.2 б, в запирающие тиристоры необходимо производить до момента естественной коммутации (до момента перехода напряжения через нуль). В этом случае нужно применять специальные узлы принудительной коммутации однооперационных тиристоров или реализовать устройство на двухоперационных тиристорах.

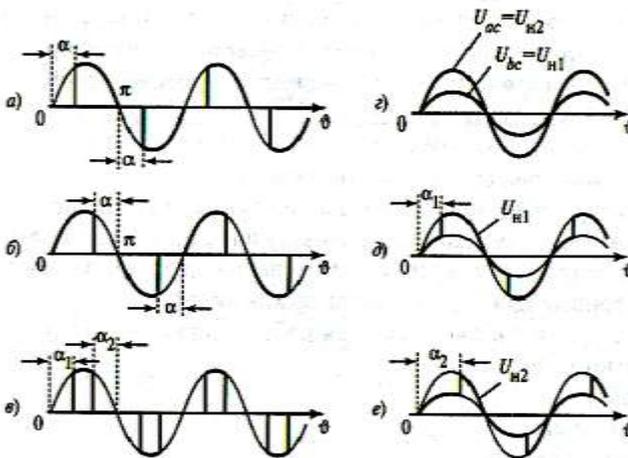


Рис. 6.2. Способы фазового регулирования

Зависимость действующего значения напряжения на нагрузке от угла регулирования  $\alpha$  (регулирующую характеристику) при фазовом регулировании с отстающим и опережающим углами управления (рис. 6.2 а, б) для активной нагрузки находим из соотношений

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_c)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-\alpha} (\sqrt{2}U_c)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta}. \quad (6.2).$$

Учитывая, что  $\int \sin^2 \vartheta d\vartheta = \frac{\vartheta}{2} - \frac{\sin 2\vartheta}{4}$ , получаем в относительных единицах:

$$\frac{U_n}{U_c} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}. \quad (6.3)$$

При двустороннем фазовом регулировании зависимость для активной нагрузки (рис.6.2 в) находим из соотношения:

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} (\sqrt{2}U_c)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta}. \quad (6.4)$$

Откуда

$$\frac{U_n}{U_c} = \sqrt{\frac{1}{\pi} (\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)}. \quad (6.5)$$

При рассмотренных способах регулирования для активной нагрузки кривые тока, протекающего через нагрузку, и кривые тока, потребляемого из сети, будут повторять форму напряжения на нагрузке и при  $\alpha \neq 0$  отличаться от синусоиды. Так, при одностороннем регулировании (см. рис. 6.2 а, б) и увеличении угла управления  $\alpha$  будет искажаться и сдвигаться первая гармоника тока, потребляемого из сети, относительно питающего напряжения, что приведет к уменьшению коэффициента мощности:  $\chi = v \cos \phi_1$ .

При двустороннем регулировании (см. рис. 6.2 в) первая гармоника тока не будет смещаться относительно питающего напряжения, но наличие высших гармоник в кривой тока приведет к ухудшению (уменьшению) коэффициента искажений  $v$  с увеличением углов  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ , что также приведет к уменьшению коэффициента мощности.

Регулировочные характеристики, построенные по полученным соотношениям при одностороннем регулировании (рис. 6.2 а, б) и двустороннем регулировании (рис. 6.2 в), показаны на рис. 6.3 а.

Как сказано ранее, при работе однофазного выпрямителя на активно - индуктивную нагрузку ток нагрузки в момент включения вентиля при  $\alpha \neq 0$  не может измениться скачком, он нарастает плавно. При изменении полярности питающего напряжения вентиль не выключается, а продолжает пропускать ток на интервале  $\pi - \vartheta_2$ , пока не израсходуется энергия, накопления в индуктивности на интервале  $\vartheta_1 - \vartheta_2$ .

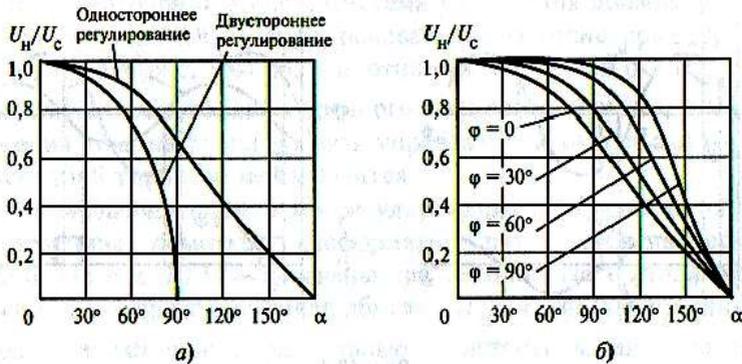


Рис. 6.3. Регулировочные характеристики

Действующее значение напряжения на нагрузке находим из соотношения:

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} (\sqrt{2}U_c)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = U_c \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[ \frac{\lambda}{2} + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \lambda)}{4} \right]}. \quad (6.6)$$

В относительных единицах

$$\frac{U_n}{U_c} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \lambda + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \lambda)}{2} \right]}, \quad (6.7)$$

где  $\lambda$  – длительность протекания тока через вентиль, зависящая от соотношения  $R_n$  и  $L_n$ .

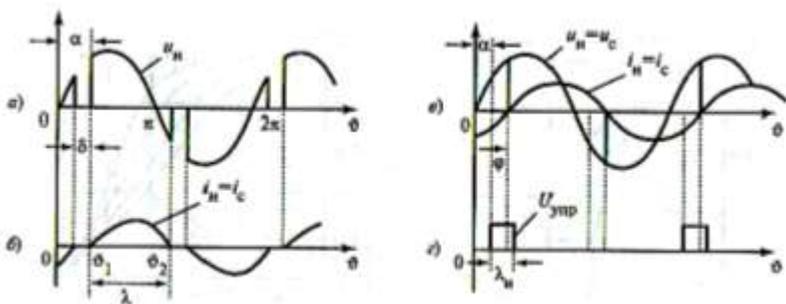


Рис. 6.4. Временные диаграммы

При уменьшении угла управления значения и продолжительность тока нагрузки увеличиваются и при некотором  $\alpha = \alpha_{\text{крит}} = \arctg(\omega L_n / R_n)$  пауза  $\delta$  в кривой тока, а значит, и напряжение на нагрузке исчезают (рис. 6.4 б), и дальнейшее уменьшение угла управления не приводит к изменению напряжения на нагрузке. Ток и напряжение на нагрузке имеют синусоидальную форму с фазовым сдвигом  $\varphi = \alpha_{\text{крит}}$ , определяемым соотношением  $R_n$  и  $L_n$ . Регулировочная характеристика тиристорного регулятора при работе на активно – индуктивную нагрузку имеет мертвую зону регулирования при  $\alpha$ ,  $\alpha_{\text{крит}} = \varphi$ .

График зависимости выходного напряжения от угла управления при активно – индуктивной нагрузке и различных углах  $\varphi$  показан на рис. 6.3 б.

Специфика работы тиристорных регуляторов на активно-индуктивную нагрузку предъявляет особые требования к системе управления таких преобразователей. Система управления должна формировать управляющие импульсы, подаваемые на тиристоры с длительностью  $\lambda_u \geq \varphi$  (рис. 6.4 в). В противном случае при  $\alpha$ .

В  $\alpha_{\text{крит}}$  будут пропуски во включении очередного тиристора, так как к моменту снижения тока нагрузки до нуля управляющий импульс закончится, и очередной тиристор не включится.

При ступенчатом методе регулирования переменного на-

пряжения вторичная обмотка трансформатора разбивается на несколько секций. На рис. 6.1 *д* показаны две секции (часть вторичной обмотки  $U_{cd}$  и полная вторичная обмотка  $U_{ac}$ ). Выводы вторичных обмоток через встречно – параллельные тиристоры связаны с нагрузкой (в приведенной схеме используются симисторы). Подача управляющих импульсов на ту или иную группу симисторов позволяет без разрыва цепи источник питания – нагрузка подключать последнюю к различным секциям вторичных обмоток трансформатора. Кривые выходного напряжения  $U_{1н}$  и  $U_{2н}$  показаны на временных диаграммах рис. 6.2 *з*. Сложность конструкции трансформатора, наличие большого числа управляемых ключей, а также невозможность плавного регулирования мощности нагрузки являются недостатком такого способа регулирования переменного напряжения. Однако переключение отводов трансформатора без механического тока является преимуществами такого способа регулирования действующего значения переменного напряжения.

В случае фазоступенчатого способа регулирования переменного напряжения совместно используются ступенчатый и фазовый методы регулирования переменного напряжения. Схема преобразователя такая же, как и для ступенчатого способа регулирования (см.рис. 6.1 *д*). В зависимости от числа секций вторичной обмотки трансформатора, а также от того, от скольких секций трансформатора питается нагрузка, существует двух-, трех-, четырех- и многоступенчатое фазовое регулирование. Фазовое регулирование дает возможность плавно изменять действующее значение напряжения на нагрузке (см. рис. 6.2 *д, е*).

Рассмотрим работу схемы на примере двухступенчатого регулируемого преобразователя. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы, показаны на рис. 6.2 *д, е*. Управляющие импульсы на отпирание симистора  $VS2$  низшей ступени (секции с наименьшим вторичным напряжением) подаются в моменты перехода напряжения питания через нуль, т.е. в момент естественного отпирания вентилей. Отпирание симистора  $VS1$  высшей ступени производят с некоторым углом  $\alpha$ . При  $\alpha = 0$  моменты подачи импульсов управления на симисторы  $VS1$  и  $VS2$  совпадают. Но в этом случае открывается симистор высшей

ступени VS1, так как симистор VS2 оказывается под обратным напряжением. Таким образом, напряжение на нагрузке при  $\alpha = 0$  будет определяться напряжением высшей ступени вторичной обмотки трансформатора  $U_{ac}$ .

При углах управления  $\pi > \alpha > 0$  (см. рис. 6.2 *д, е*) на интервале  $\alpha$  ток проводит симистор VS2, и напряжение на нагрузке определяется напряжением низшей ступени обмотки трансформатора. Управляющий импульс, поступающий с задержкой на угол  $\alpha$  на симистор VS1, вызывает его отпирание и запирает симистор VS2. Напряжение на нагрузке до окончания текущей полуволны напряжения питания будет определяться напряжением высшей ступени.

Таким образом, регулировочную характеристику находим из расчета действующего значения напряжения кривой на рис. 6.2 *д*:

$$\begin{aligned}
 U_n &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_c)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_{ac})^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \\
 &= \sqrt{\frac{U_{bc}^2}{\pi} \left( \alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) + \frac{U_{ac}^2}{\pi} \left( \pi - \alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}. \quad (6.8)
 \end{aligned}$$

Совершенно очевидно, что при использовании фазового способа регулирования действующего значения переменного напряжения возможно плавное бесконтактное регулирование последнего с высоким быстродействием.

Однако при этом способе регулирования коэффициент мощности установки будет меньше единицы из-за искажения формы потребляемого тока и появления фазового сдвига между напряжением сети и потребляемым током.

### Контрольные вопросы и задачи

1. Какими способами можно регулировать значение переменного напряжения?

2. Чем отличается фазовый способ регулирования переменного напряжения от широтно – импульсного?

3. От чего зависит область регулирования переменного напряжения при активно – индуктивной нагрузке, если используется фазовый метод регулирования?

4. Что такое фазоступенчатый метод регулирования переменного напряжения?

5. Задача: регулирование температуры в холодильнике, у которого мощность компрессора  $p_k = 0,5$  кВт, осуществляется с помощью тиристорного регулятора переменного напряжения, питающегося от сети,  $U_c = 220$  В. Регулятор работает в режиме широтно – импульсного управления. Определить среднюю мощность, потребляемую от сети, если регулятор работает с коэффициентом заполнения  $\gamma = 0,5$ .

6. Задача: торшер снабжен тиристорным регулятором переменного напряжения, работающим в режиме одностороннего фазового управления. Определить, во сколько раз уменьшится мощность лампы, если установить угол управления  $\alpha = 60^\circ$ .

7. Задача: однофазный тиристорный регулятор переменного напряжения питается от сети,  $U_c = 220$  В. Регулятор работает в режиме одностороннего фазового управления на активно – индуктивную нагрузку,  $R_n = 10$  Ом,  $L_n = 0,1$  Гн. Определить критическое значение угла управления  $\alpha_{кр}$ , начиная с которого возможно регулирование напряжения.

## 7 АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Автономные инверторы в отличие от инверторов зависимых не нуждаются в сети переменного тока в процессе преобразования энергии, и параметры преобразованной энергии определяются схемой инвертора, режимом работы и системой управления.

По характеру электромагнитных процессов автономные инверторы подразделяются на инверторы тока, инверторы напряжения и резонансные инверторы. Рассмотрим их принципиальные различия. Инвертор тока (рис. 7.1) питается от источника тока. Сам инвертор представляет собой мост из ключей К1 - К4, в одну диагональ которого включен источник питания  $U_{пит}$ , а в другую – нагрузка  $Z_H$ .

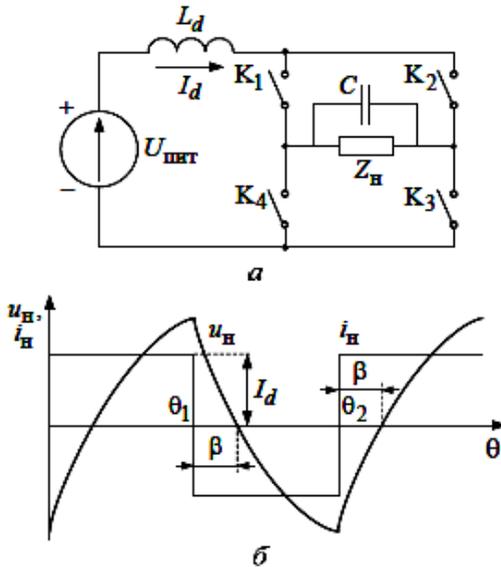


Рис. 7.1. Автономный инвертор тока

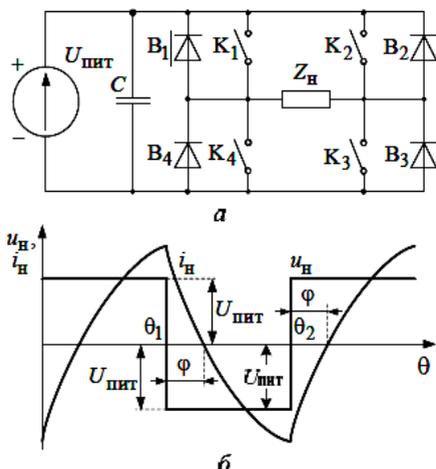
Нагрузка инвертора тока должна обязательно иметь емкостной характер. Поскольку в большинстве случаев нагрузка инверторов имеет активно-индуктивный характер, то параллельно нагрузке  $Z_n$  нужно включать конденсатор  $C$  такой емкости, чтобы результирующий характер цепи нагрузки был емкостным.

Источник питания, в роли которого выступает источник тока, обеспечивает на входе инвертора ток  $I_d$ , постоянный во времени и не зависящий от нагрузки. Пусть в точке  $\theta = 0$  замыкаются ключи  $K_1$  и  $K_3$ . По нагрузке потечет ток  $I_d$  слева направо, а конденсатор  $C$  перезаряжается до напряжения  $U_C$  указанной полярности. В точке  $\theta_1$  ключи  $K_1$  и  $K_3$  размыкаются, а замыкаются ключи  $K_2$  и  $K_4$ . Ток нагрузки мгновенно изменяется на противоположный по направлению, а конденсатор  $C$  перезаряжается до напряжения противоположной полярности. Далее процессы повторяются в точках  $\theta_2, \theta_3, \dots$ . Таким образом, ток на выходе инвертора имеет прямоугольную форму, а напряжение определяется параметрами цепи нагрузки. Для инвертора тока характерно, что ток нагрузки опережает напряжение на угол  $\beta$ , называемый углом опережения. Поскольку идеальных источников тока не существует, то для придания свойств источника тока обычным источникам питания (аккумуляторам, электромашинным генераторам постоянного тока, выпрямителям и т. д.) последовательно с ними включается дроссель  $L_d$  большой индуктивности.

Инвертор напряжения (рис. 7.2) использует в качестве источника питания источник напряжения. В схемном отношении инвертор напряжения – такой же мост на ключах  $K_1 - K_4$ . В отличие от инвертора тока нагрузка должна быть либо активной, либо активно-индуктивной, но не емкостной, так как в противном случае в силовых ключах будут недопустимо большие броски тока, способные вывести их из строя.

Пусть в точке  $\theta = 0$  замыкаются ключи  $K_1$  и  $K_3$ . К нагрузке от источника питания прикладывается напряжение  $U_{пит}$  и начинает протекать ток  $i_n$ , определяемый нагрузкой  $Z_n$ . В точке  $\theta_1$  ключи  $K_1$  и  $K_3$  размыкаются, а ключи  $K_2$  и  $K_4$  замыкаются. К нагрузке прикладывается напряжение  $U_{пит}$  противоположной полярности, но при активно-индуктивном ее характере ток в ин-

дуктивности не может мгновенно изменить свое направление. Под действием ЭДС самоиндукции, возникающей в индуктивности нагрузки, ток  $i_n$  будет протекать в прежнем направлении, преодолевая противоЭДС источника  $U_{\text{пит}}$  и постепенно снижаясь до 0. И только в точке  $\theta_1 + \varphi$  ток в нагрузке изменяется на противоположный. Далее процессы повторяются.



**Рис. 7.2.** Автономный инвертор напряжения

Если ключи  $K_1 - K_4$  имеют одностороннюю проводимость, то тогда ток нагрузки на участке  $\varphi$  замыкается через вентили  $B_2 - B_4$  в положительных полупериодах и  $B_1 - B_3$  – в отрицательных. Эти вентили называются вентилями обратного тока, так как на интервалах их проводимости (угол  $\varphi$ ) энергия, запасенная в индуктивности нагрузки (реактивная энергия), возвращается в источник питания. Для придания свойств источника напряжения обычным источникам питания параллельно им включают конденсатор  $C$  большой емкости.

В резонансных инверторах нагрузка входит в состав колебательного контура, настраиваемого на определенную частоту, в результате чего токи и напряжения там близки к синусоидальным. Иногда для получения колебаний высокой частоты не-

сколько инверторов объединяют в одну схему (многоячейковые инверторы).

Во всех типах автономных инверторов в качестве ключей обычно используют полностью управляемые вентили (транзисторы, двухоперационные тиристоры). Можно использовать также вентили с частичной управляемостью (тиристоры), если снабдить их дополнительным устройством – коммутационным узлом, способным выключить тиристор в любой момент времени.

### 7.1 Инверторы тока

Как уже было отмечено выше, результирующий характер цепи нагрузки инвертора тока должен быть емкостным. Это обстоятельство зачастую предопределяет выбор в качестве ключей в инверторах тока силовых тиристоров, так как в этом случае конденсатор, входящий в состав цепи нагрузки удобно использовать для их коммутации. В зависимости от способа включения конденсатора в цепь нагрузки различают параллельные, последовательные и последовательно- параллельные инверторы тока.

### 7.2 Параллельные инверторы тока

Рассмотрим схему однофазного мостового инвертора тока (рис. 7.3). В точке  $\theta = 0$  включаются тиристоры  $T_1$  и  $T_3$ . Ток в цепи нагрузки протекает слева направо (положительный полупериод). При этом конденсатор  $C_k$  заряжается от источника питания (полярность без скобок).

В точке  $\theta_1$  включаются тиристоры  $T_2$  и  $T_4$ . Ток в цепи нагрузки меняется на противоположный, а тиристоры  $T_1$  и  $T_3$  закрываются, так как к ним оказывается подключенным конденсатор  $C_k$  в запирающем направлении. Через тиристоры  $T_2$  и  $T_4$  конденсатор начинает перезаряжаться, и в течение интервала  $\beta$  полярность на нем сохранится первоначальной, в результате чего тиристоры  $T_1$  и  $T_3$  восстанавливают свои управляющие свойства. Отсюда требование:

$$\beta \geq \beta_{\min} = \omega t_{\text{выкл}}, \quad (7.1)$$

где  $\omega = 2\pi f$ ,  $f = 1/T$  – выходная частота инвертора.

В противном случае тиристоры не успеют закрыться и в точке  $\theta_1 + \varphi$  откроются снова. Открытие всех четырех вентилей инвертора приведет к короткому замыканию источника питания и к «опрокидыванию» инвертора.

После перезарядки конденсатора  $C_k$  процессы повторяются в точках  $\theta_2$ ,  $\theta_3$  и т. д.

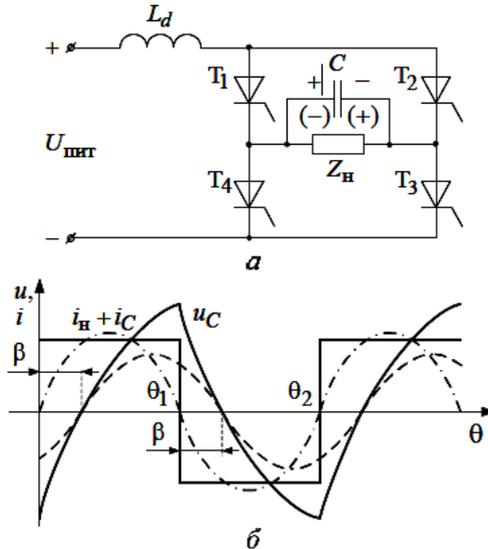


Рис. 7.3. Параллельный инвертор тока

### 7.3. Инверторы напряжения

Инверторы напряжения могут строиться как на полностью управляемых вентилях, так и на тиристорах, если их снабдить узлами коммутации, позволяющими выключать тиристоры в любой момент времени.

Рассмотрим однофазный мостовой инвертор напряжения, выполненный на транзисторах (рис. 7.4).

Здесь на участке  $\theta_1 \dots \theta_2$ , открыты транзисторы  $T_1 - T_3$  и ток протекает от источника питания в нагрузку. В точке  $\theta_2$  транзисторы  $T_1 - T_3$  выключаются, а включаются транзисторы  $T_2 - T_4$

, и реактивная энергия, накопленная в магнитном поле  $L_n$ , сбрасывается в источник питания через диоды  $B_2 - B_4$  на интервале  $\theta_2 \dots \theta_3$ . И только в точке  $\theta_3$  потечет ток от источника питания в нагрузку в противоположном направлении.

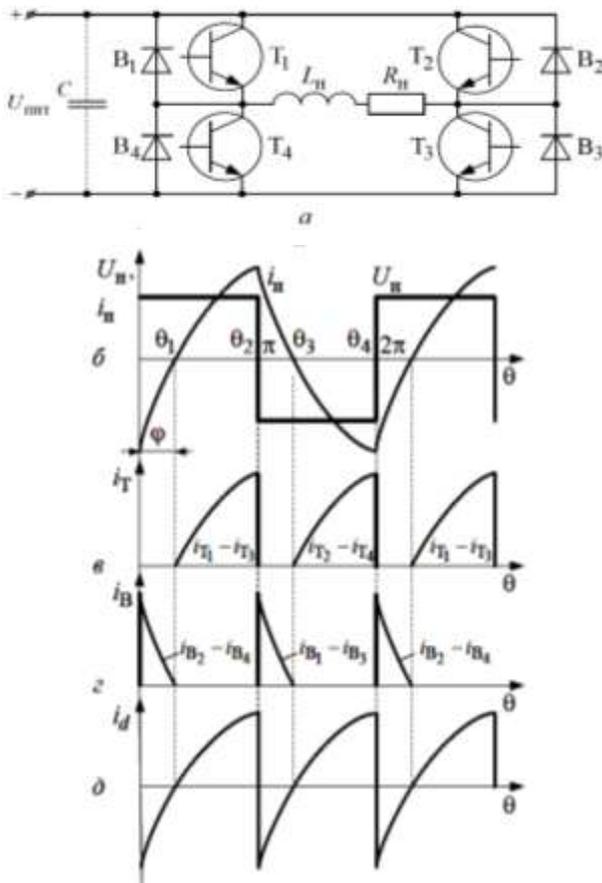


Рис. 7.4. Однофазный инвертор напряжения

Составим дифференциальное уравнение для интервала  $\theta_1 \dots \theta_3$ , в предположении идеальности силовых элементов схемы и источника питания:

$$X_H \frac{di_H}{d\theta} + i_H R_H = \pm U_{\text{ПИТ}}, \quad (7.2)$$

где  $+U_{\text{ПИТ}}$  соответствует интервалу  $\theta_1 \dots \theta_2$ , а  $-U_{\text{ПИТ}}$  - интервалу  $\theta_2 \dots \theta_3$ . Решая это уравнение относительно тока  $i_H$ , с учетом, что получим:

$$i_H = \pm \frac{U_{\text{ПИТ}}}{R_H} \left( 1 - \frac{2e^{\frac{-\theta R_H}{X_H}}}{1 + e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}}} \right). \quad (7.3)$$

Максимальное значение тока силовых вентилях  $i_{H \max} = i_H |_{\theta=0}$ :

$$i_{H \max} = \frac{U_{\text{ПИТ}}}{R_H} \left( 1 - \frac{2}{1 - e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}}} \right).$$

Из условия  $i_{H \max} = i_H |_{\theta=\varphi} = 0$  находим  $\varphi$  – момент перехода тока  $i_H$  через нуль:

$$\varphi = \ln \left( \frac{2}{1 + e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}}} \right) \frac{X_H}{R_H}. \quad (7.4)$$

Среднее значение тока для основных вентилях инвертора

$$I_T = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_H}^{\pi} i_H d\theta = \frac{U_{\text{ПИТ}}(\pi - \varphi)}{2\pi R_H} + \frac{U_{\text{ПИТ}} X_H \left( e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}} - e^{\frac{-\varphi R_H}{X_H}} \right)}{\pi R_H^2 \left( 1 + e^{\frac{-\varphi R_H}{X_H}} \right)}. \quad (7.5)$$

Для обратных диодов:

$$I_B = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\varphi_H} i_H d\theta = \frac{U_{\text{ПИТ}} \varphi_H}{2\pi R_H} + \frac{U_{\text{ПИТ}} X_H \left( e^{\frac{-\varphi R_H}{X_H}} - 1 \right)}{\pi R_H^2 \left( 1 + e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}} \right)}. \quad (7.6)$$

Среднее значение тока источника питания:

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_H d\theta = 2(I_T + I_B) = \frac{U_{\text{ПИТ}}^2}{R_H} \left[ 1 + \frac{2 \left( e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}} - 1 \right)}{\frac{R_H}{X_H} \pi \left( 1 + e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}} \right)} \right]. \quad (7.7)$$

Активная мощность нагрузки равна мощности, потребляемой от источника питания:

$$P_H = U_{\text{ПИТ}} I_d = \frac{U_{\text{ПИТ}}^2}{R_H} \left[ 1 + \frac{2 X_H \left( e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}} - 1 \right)}{R_H \pi \left( 1 + e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}} \right)} \right]. \quad (7.8)$$

Полная мощность нагрузки определяется как  $S_H = U_H I_H$ , где  $I_H$  – действующее значение тока нагрузки:

$$I_H = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_H^2 d\theta = \frac{U_{\text{ПИТ}}}{R_H} \sqrt{1 + \frac{2 X_H \left( e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}} - 1 \right)}{R_H \pi \left( 1 + e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}} \right)}}. \quad (7.9)$$

Из принципа работы инвертора напряжения следует, что выходное напряжение его не зависит от нагрузки и, следовательно, внешняя характеристика имеет жесткий характер.

В случае односторонней проводимости источника питания (например, выпрямитель) параллельно ему необходимо устанавливать конденсатор С для приема возвращаемой через обратные вентили реактивной энергии нагрузки.

Так как  $U_H = U_{\text{ПИТ}}$ , то

$$S_H = \frac{U_{\text{ПИТ}}^2}{R_H} \sqrt{1 + \frac{2X_H \left( e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}} - 1 \right)}{R_H \pi \left( 1 + e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}} \right)}}. \quad (7.10)$$

Полный коэффициент мощности

$$\chi = \frac{P_H}{S_H} = \sqrt{1 + \frac{2X_H \left( e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}} - 1 \right)}{R_H \pi \left( 1 + e^{\frac{-\pi R_H}{X_H}} \right)}}. \quad (7.11)$$

#### 7.4. 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. 7.5). Управление трехфазными мостовыми инверторами, формирующими выходное напряжение прямоугольной

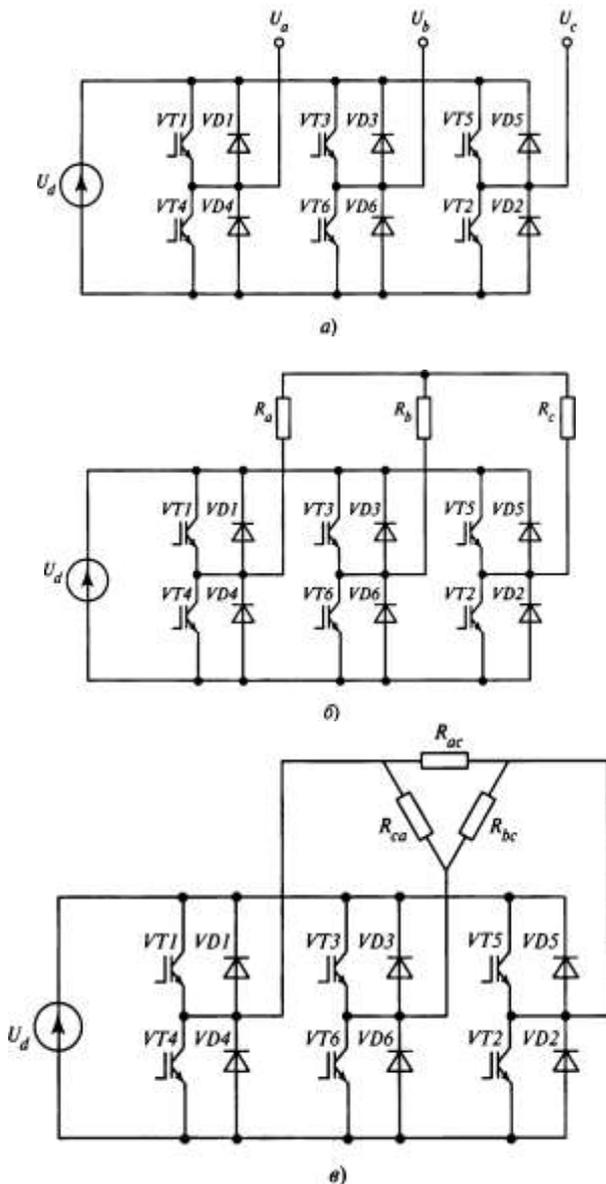
формы, может осуществляться системой управления импульсами управления длительностью  $\pi$  или  $2\pi/3$ .

Импульсы длительностью  $\kappa$ . Диаграммы импульсов управления выходного напряжения при активной нагрузке представлены на рис. 7.6 а. Отсутствие индуктивных составляющих в нагрузке обуславливает проводящее состояние транзисторов  $VT1—VT6$  при закрытом состоянии диодов  $VD1—VD6$  (см. рис. 7.5). В каждый момент времени при выбранном алгоритме управления в проводящем состоянии будут находиться одновременно три транзистора:

$VT1, VT2, VT3$	$VT4, VT5, VT6;$
$VT2, VT3, VT4$	$VT5, VT6, VT1;$
$VT3, VT4, VT5$	$VT6, VT1, VT2.$

Из диаграмм на рис. 7.6 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 – один транзистор из эмиттерной группы и два из коллекторной. В результате на выходе инвертора формируется последовательность переменных междофазных (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. 7.5 в) на каждом из них будет соответствующее линейное напряжение  $U_{ab} = U_{bc} = U_{ca}$ .

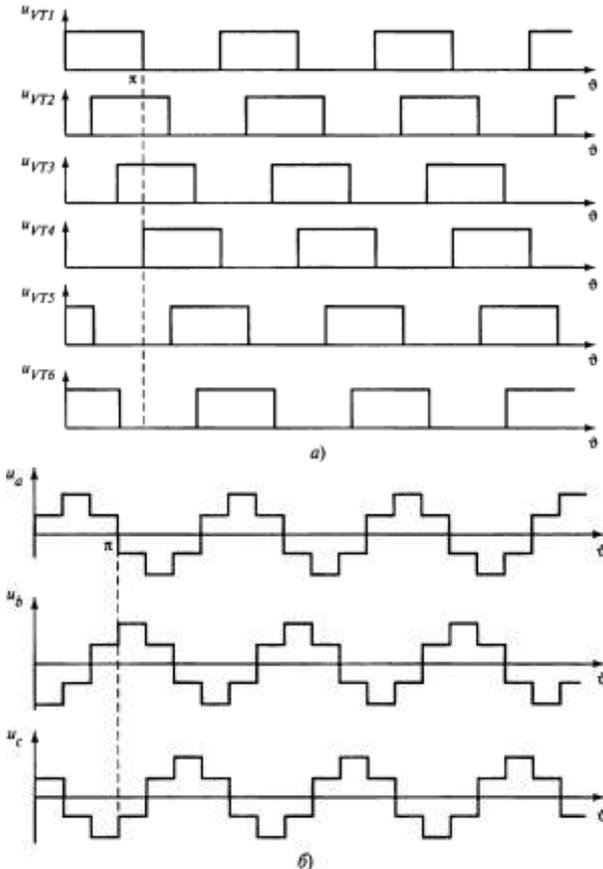
Напряжения фаз  $U_a, U_b, U_c$  нагрузки, соединенной звездой (рис. 7.5 б), могут быть определены из эквивалентных схем, представленных на рис. 7.7.



**Рис. 7.5.** Трехфазный мостовой инвертор: а) схема; б) инвертор с активной нагрузкой, подключенной по схеме звезда; в) инвертор с активной нагрузкой, подключенной по схеме

треугольник

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. 7.6 *a*) для первого интервала времени длительностью  $\pi/3$ .



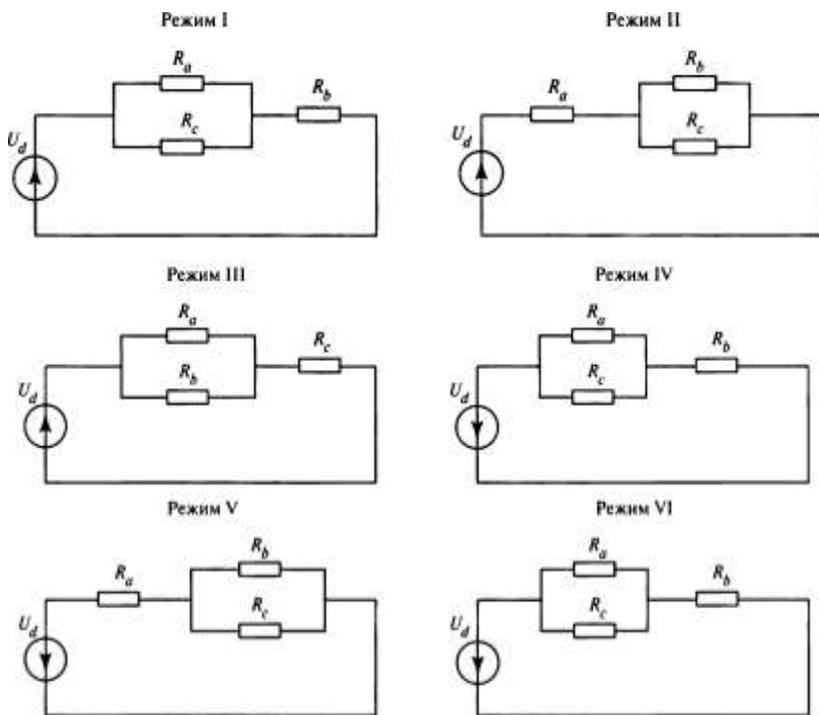
**Рис. 7.6.** Диаграммы напряжения на элементах схемы трехфазного мостового инвертора при управлении импульсами длительностью  $\pi$ : *a*) диаграммы импульсов управления; *б*) диаграммы напряжения фаз

Резисторы инвертора находятся в состоянии режима I (см. рис. 7.7), когда включены транзисторы  $VT1$ ,  $VT5$  и  $VT6$  (см. рис. 7.5). Тогда согласно эквивалентной схеме напряжение фазы  $a$  в режиме I равно

$$U_a^I = i_a R = \frac{U_d R}{2(R + R/2)} = \frac{U_d}{3}. \quad (7.12)$$

На интервале  $\frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq \pi$  в проводящем состоянии находятся транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  и  $VT6$ . В этой эквивалентной схеме напряжение фазы  $a$  в режиме II определяется

$$U_a^{II} = i_a R = \frac{U_d R}{R + R/2} = \frac{2U_d}{3}. \quad (7.13)$$



**Рис. 7.7.** Эквивалентные схемы замещения трехфазного мостового инвертора

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:

$$U_a^{111} = i_a R = \frac{U_d R}{2(R + R/2)} = \frac{U_d}{3}. \quad (7.14)$$

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:

$$\left. \begin{aligned} U_{ab} = U_{ac} = U_{ca} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d; \\ U_a = U_b = U_c &= \frac{\sqrt{2}}{3} U_d. \end{aligned} \right\} \quad (7.15)$$

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. 7.5). 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.

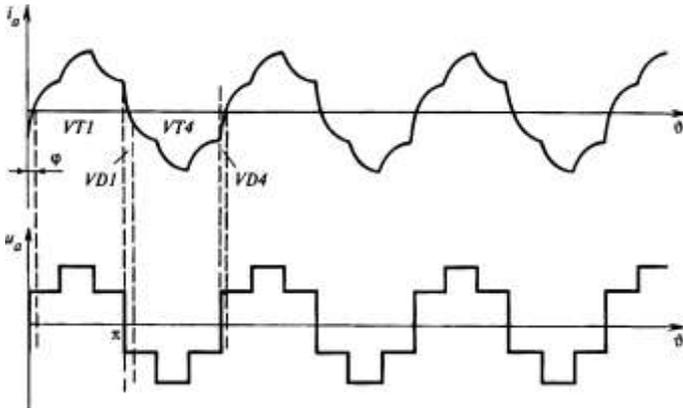
На практике стремятся обеспечить синусоидальность выходного тока, используя различные методы фильтрации высших гармоник тока. В этом случае оценка распределения тока, состоящего из одной основной гармоники между транзисторами и диодами, является простой задачей. На рис. 7.8 представлены

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. 7.5). Средние значения токов в этих элементах могут быть определены из следующих выражений:

$$I_{cp(VT1)}=I_{cp(VT4)}=\frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi-\varphi} I_{ar} \sin \vartheta d \vartheta;$$

$$I_{cpVD1}=I_{cpVD4}=\frac{1}{\pi} \int_{\pi-\varphi}^{\pi} I_{ar} \sin \vartheta d \vartheta. \quad (7.16)$$

где  $I_{ar}$  — амплитудное значение тока основной гармоники фазы  $a$ .



**Рис. 7.8.** Ток и напряжение фазы трехфазного мостового инвертора при активно-индуктивной нагрузке

С учетом указанных интервалов проводимости транзисторами и диодами тока фазы могут быть определены действующие значения тока в этих приборах.

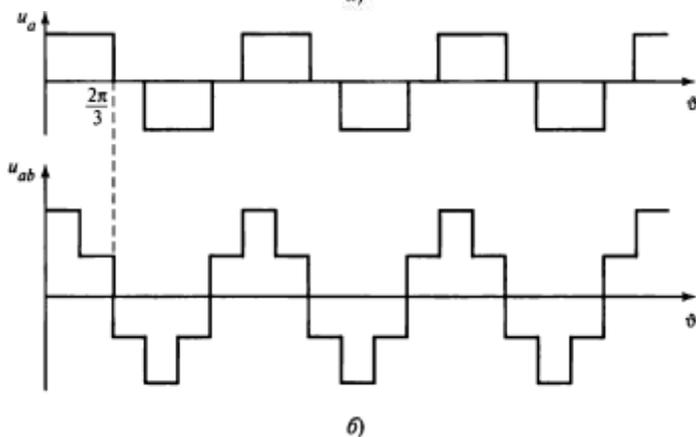
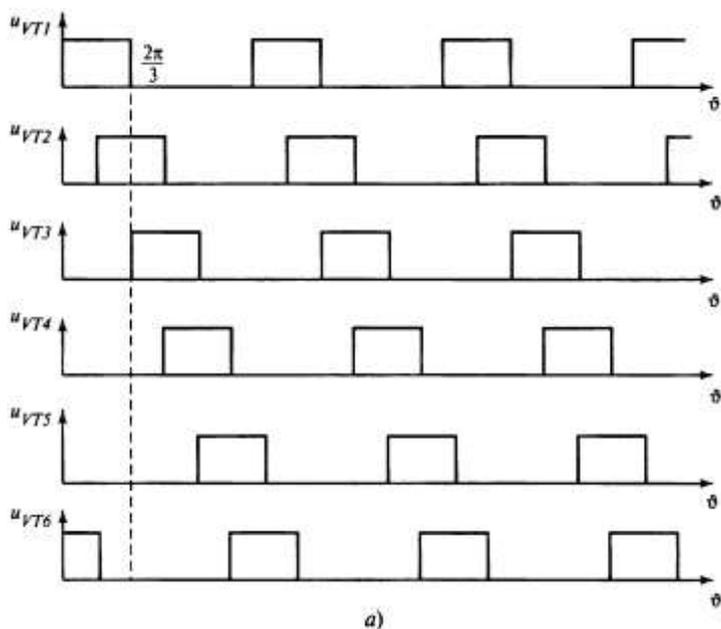
Управление импульсами длительностью  $2\pi/3$ . Схема инвертора и принятые обозначения соответствуют рис. 7.5 б. Диаграммы напряжения представлены на рис. 7.9.

Импульсы управления длительностью  $2\pi/3$  поступают на

транзисторы инвертора со сдвигом  $\pi/3$  относительно друг друга (рис. 7.9 а). В этом случае в проводящем состоянии всегда находятся два транзистора:

$VT6, VT1$ ;  $VT1, VT2$ ;  $VT2, VT3$ ;

$VT3, VT4$ ;  $VT4, VT5$ ;  $VT5, VT6$ .



**Рис. 7.9.** Диаграммы напряжения на элементах схемы трехфазного мостового инвертора при управлении импульсами длительностью  $2\pi/3$ :  
 а) диаграммы импульсов управления; б) диаграммы фазного и линейного напряжения

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. 7.9 б). Используя методику анализа эквивалентных схем по их структурам на интервалах проводимости транзисторов, можно получить следующие мгновенные значения напряжений фаз:

$$\left. \begin{array}{l} \text{на интервале } 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3} \\ U_a^I = \frac{U_d}{2}; U_b^I = \frac{U_d}{2}; U_c^I = 0; \\ \text{на интервале } \frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq \frac{2\pi}{3} \\ U_a^{II} = \frac{U_d}{2}; U_b^{II} = \frac{U_d}{2}; U_c^{II} = -\frac{U_d}{2}; \\ \text{на интервале } \frac{2\pi}{3} \leq \vartheta \leq \pi \\ U_a^{III} = 0; U_b^{III} = \frac{U_d}{2}; U_c^{III} = -\frac{U_d}{2}. \end{array} \right\} \quad (7.17)$$

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  $\pi$ .

### Контрольные вопросы

1. Как классифицируются по характеру электромагнитных процессов автономные инверторы?
2. Поясните принцип работы автономного инвертора тока на примере однофазной мостовой схемы.
3. Поясните принцип работы автономного инвертора напряжения на примере однофазной мостовой схемы.
4. В чем заключается особенность резонансных автономных инверторов?
5. Поясните устройство, принцип действия автономного однофазного тиристорного параллельного инвертора тока.
6. Поясните устройство, принцип действия автономного однофазного транзисторного инвертора напряжения.
7. Поясните устройство, принцип действия трехфазного автономного инвертора напряжения с законом управления импульсами длительностью  $\lambda = \pi = 180^\circ$ .
8. Поясните устройство, принцип действия трехфазного автономного инвертора напряжения с законом управления импульсами длительностью  $\lambda = \frac{2\pi}{3} = 120^\circ$ .

## **8 ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

### **8.1 Общие сведения**

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 релей-

ного «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  $S_1$  и  $S_2$  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  $S_1$  и  $S_2$  осуществляется по следующему принципу. При  $u_m(\vartheta) > u_n(\vartheta)$  ключ  $S_1$  включен, а  $S_2$  выключен. При  $u_m(\vartheta) < u_n(\vartheta)$  состояния ключей изменяются на противоположные:  $S_2$  — включен, а  $S_1$  — выключен. Таким образом, на выходе инвертора формируется напряжение в виде двухполярных импульсов. В реальных схемах для исключения одновременной проводимости ключей  $S_1$  и  $S_2$  следует предусматривать определенную задержку между моментами формирования сигналов на включение этих ключей. Очевидно, что ширина импульсов зависит от соотношения амплитуд сигналов  $u_m(\vartheta)$  и  $u_n(\vartheta)$ . Параметр, характеризующий это соотношение, называется индексом амплитудной модуляции и определяется по формуле

$$M_a = \frac{U_{\text{мг}}}{U_{\text{нт}}}, \quad (8.1)$$

где  $U_{\text{мг}}$ ,  $U_{\text{нт}}$  — максимальные значения модулирующего сигнала  $u_m(\vartheta)$  и несущего сигнала  $u_n(\vartheta)$  соответственно.

Частота несущего сигнала  $u_n(\vartheta)$  равна частоте коммутации  $f_n$  ключей  $S_1$  и  $S_2$  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

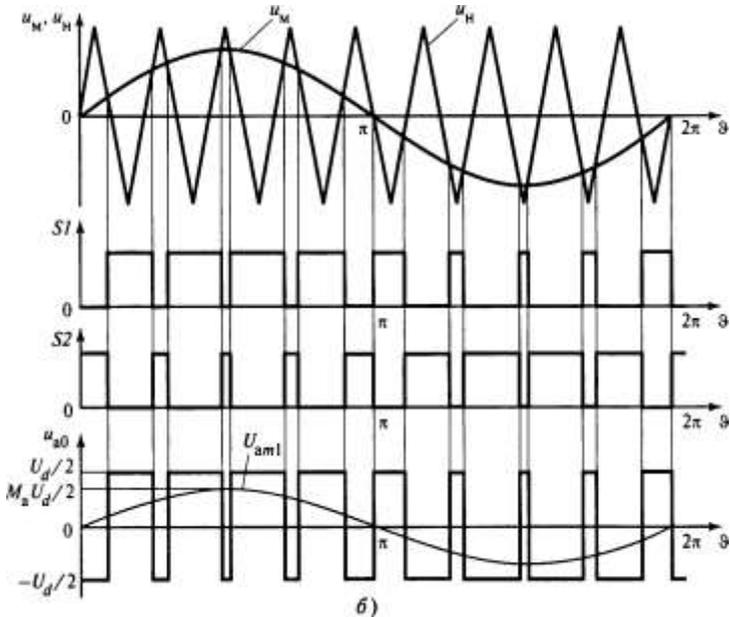
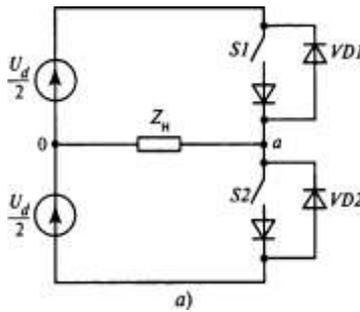
$$M_f = f_n / f_m, \quad (8.2)$$

При малых значениях  $M_f$  сигналы  $u_m(\vartheta)$  и  $u_n(\vartheta)$  должны быть синхронизированы, чтобы избежать появления нежелательных субгармоник. В 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  $U_{\text{ат1}}$  может быть с учетом (8.1) представлена в следующем виде:

$$U_{\text{ar1}} = M_a \frac{U_d}{2}. \quad (8.3)$$

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  $U_{\text{ar1}}$ .



**Рис. 8.1.** Однофазный полумостовой инвертор напряжения:

а) схема; б) диаграммы напряжения при импульсной модуляции

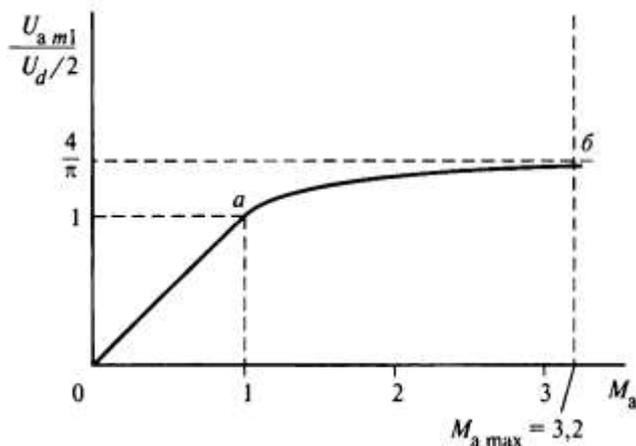
Предельное значение величины  $M_a$  определяется принципом рассматриваемого вида модуляции, согласно которому максимальное значение  $U_{ат1}$  ограничено высотой полуволны прямоугольной формы, равной  $U_d/2$ . При дальнейшем увеличении коэффициента  $M_a$  модуляция приводит к нелинейному возрастанию амплитуды  $U_{ат1}$  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

$$U_{атг} = \frac{4}{\pi} \frac{U_d}{2} = \frac{2U_d}{\pi}. \quad (8.4)$$

Эта величина ограничивается значением индекса  $M_a$ , изменяющегося в диапазоне от 0 до примерно 3. Очевидно, что функция на интервале а – б 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 мощность 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.



**Рис. 8.2.** Зависимость относительного значения амплитуды основной гармоники выходного напряжения от индекса амплитудной модуляции для однофазной полумостовой схемы

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 и сгруппированных около них на боковых частотах гармоник с убывающими амплитудами. Высшие гармоники могут породить 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 магнитострикции, 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  $\gamma = t_u / T_n$ ,

где  $t_u$  – 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  $t_u$  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  $t_u$  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.

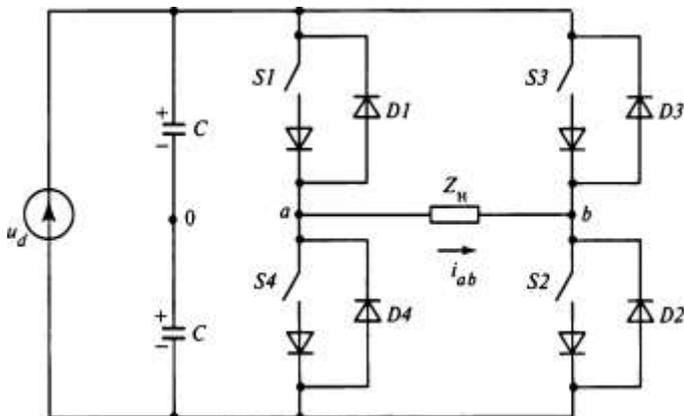
## **8.2 Традиционные методы ШИМ в автономных инверторах**

### **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  $S_1$ – $S_4$  аналогичны ключам в 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  $S_1$ – $S_4$  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.



**Рис. 8.3.** Однофазная мостовая схема инвертора напряжения

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  $S_1, S_4$ , а другая — ключами  $S_3$  и  $S_2$ .

Для принятых обозначений последовательность импульсов, создаваемая при сравнении опорного сигнала  $u_m(\vartheta)$  с сигналом треугольной формы  $u_n(\vartheta)$ , управляет ключами  $S_1$  и  $S_4$  и определяет напряжение  $u_{a0}$  (относительно условного узла 0). При использовании для сравнения с несущим сигналом отрицательного модулирующего сигнала  $u_m(\vartheta)$  будет формироваться последовательность импульсов, управляющих ключами  $S_2$  и  $S_3$  и определяющих напряжение  $u_{b0}$ .

В результате при включении ключей  $S_1, S_4$  происходит одновременная модуляция потенциалов узла  $a$  относительно 0 и модуляция потенциала узла  $b$  при включении ключей  $S_3, S_2$ .

Таблица 8.1

## Состояние ключей

Состояние 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

При этом потенциал узла  $a$  относительно узла 0 равен  $U_d/2$  при включенных ключах S1, S2 (состояние I) и  $-U_d/2$  при включенных ключах S2, S4 (состояние IV). Потенциал узла  $b$  относительно 0 равен  $U_d/2$  при включенных ключах S3, S4 (состояние II) и  $-U_d/2$  при включенных S1, S3 (состояние III). Изменение состояний определяется следующими условиями:

$$\left. \begin{aligned} u_m(\vartheta) > u_n(\vartheta) & \text{ состояние I;} \\ u_m(\vartheta) < u_n(\vartheta) & \text{ состояние IV;} \\ -u_m(\vartheta) < u_n(\vartheta) & \text{ состояние II;} \\ -u_m(\vartheta) > u_n(\vartheta) & \text{ состояние III;} \end{aligned} \right\} \cdot \quad (8.5)$$

На выходе инвертора формируется напряжения  $u_{ab}(\vartheta)$ . Форма напряжения  $u_{ab}(\vartheta)$  имеет вид последовательности однополярных импульсов на каждом полупериоде  $0,5T_n$  синусоиды, задаваемой сигналом модуляции  $u_m(\vartheta)$  (рис. 8.4).

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:

$$\left. \begin{array}{l} u_m(\vartheta) > u_n(\vartheta) \quad \text{состояние I;} \\ u_m(\vartheta) < u_n(\vartheta) \quad \text{состояние II.} \end{array} \right\} \quad (8.6)$$

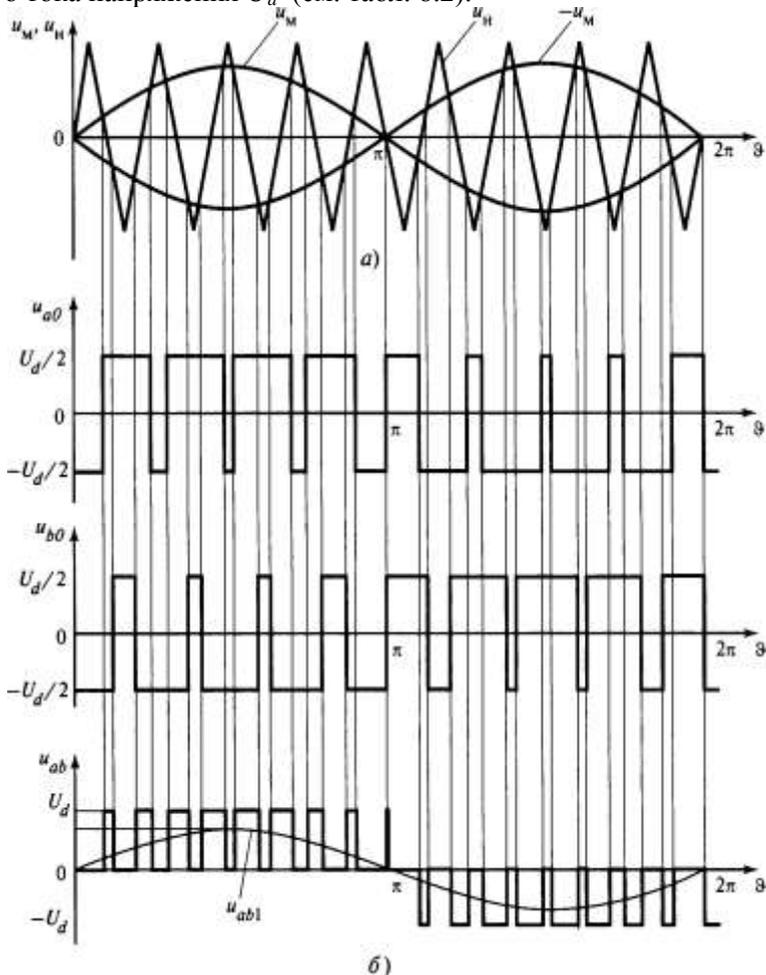
Переключения состояний I и II соответствуют процессу модуляции в схеме полумостового инвертора напряжения (см. рис. 8.1 а), реализуемой переключением ключей S1 и S2. Выходные напряжения в мостовом и полумостовом инверторах различаются амплитудами импульсов напряжения. В мостовой схеме амплитуда импульсов 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):

$$U_{a\pi 1} = \frac{4}{\pi} U_d. \quad (8.7)$$

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 а к узлу б, а в полумостовой — от узла а к узлу 0. Тогда на интервалах «вывода» энергии, накопленной в индуктивностях нагрузки, отрицательный ток  $i_{ab}$  протекает че-

рез встречновключенные диоды, возвращаясь в источник постоянного тока напряжения  $U_d$  (см. табл. 8.2).



**Рис. 8.4.** Диаграммы основных сигналов при синусоидальной однополярной модуляции в однофазной мостовой схеме инвертора напряжения: а) модулирующий  $u_M$  и несущий  $u_H$  сигналы; б) выходное напряжение  $u_{a0}$ ,  $u_{b0}$ ,  $u_{ab}$

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  $M_f$

$$n = l M_f \pm k. \quad (8.9)$$

Здесь при однополярной модуляции:

$k = 1, 3, 5, \dots$ , при  $l = 2, 4, 6, \dots$ ;

при двухполярной модуляции:

$k = 1, 3, 5, \dots$ , для  $l = 2, 4, 6, \dots$ ;

$k = 2, 4, 6, \dots$ , 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.

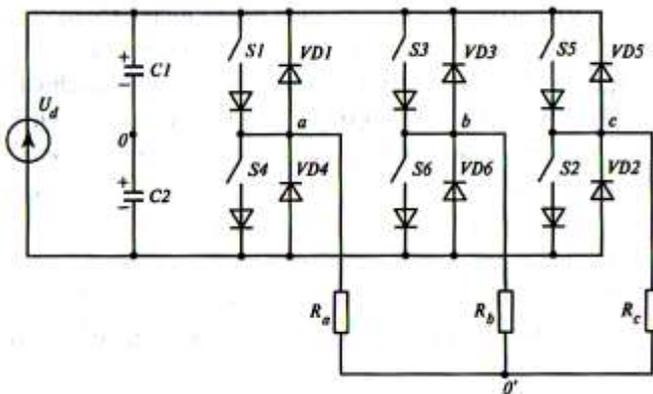
Значения амплитуд первых гармоник выходного напряжения определяются входным напряжением инвертора  $U_a$  и, согласно (8.1), индексом амплитудной модуляции  $M_a$ . При работе инвертора с индексом  $0 \leq M_a \leq 1$  амплитуда первой гармоники

выходного напряжения  $U < U_d$ ,  $U_{ат} < U_d$ . Для того чтобы повысить это значение, не ухудшая спектральный состав выходного напряжения, применяются модифицированные методы синусоидальной ШИМ.

### 8.2.2 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  $u_{ab}$ . В сбалансированной трехфазной системе фазные напряжения и токи одинаковы в каждой фазе (с учетом междуфазного 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.

Как и в однофазных, в трехфазных схемах можно организовать модуляцию, используя в качестве опорных модулирующих сигналов синусоидальные сигналы и сигналы несущей частоты треугольной формы.



**Рис. 8.8.** Трехфазная мостовая схема инвертора напряжения

В процессе модуляции в схеме имеет место восемь со-

стояний ключей  $S1 - S6$ , указанных в табл. 8.3. В традиционных методах синусоидальной ШИМ для формирования выходных напряжений используется шесть состояний ключей (I–VI).

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  $u_{a0} = U_d/2$ , а на интервалах с включенным состоянием  $S4$  фаза  $a$  соединяется с шинами  $-U_d$  и  $u_{a0} = U_d/2$ ;
- на интервалах с включенным состоянием ключей  $S3$  и  $S6$  для фазы  $b$   $u_{b0} = U_d/2$  и  $u_{b0} = -U_d/2$

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:

$$U_{Ma}(\vartheta) > U_n(\vartheta) \text{ } S1 \text{ включен; } U_{Ma}(\vartheta) < U_n(\vartheta) \text{ } S1 \text{ выключен;}$$

$$U_{Mb}(\vartheta) > U_n(\vartheta) \text{ } S3 \text{ включен; } U_{Mb}(\vartheta) < U_n(\vartheta) \text{ } S3 \text{ выключен.}$$

**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		
	$S_1$	$S_3$	$S_5$	$S_4$	$S_6$	$S_2$	$u_{a0}$	$u_{b0}$	$U_{a0}$
VIII	0	0	0	1	1	1	0	0	0
I	1	0	0	0	1	1	$U_d/2$	$-U_d/2$	$-U_d$
II	1	1	0	0	0	1	$U_d/2$	$U_d/2$	0
III	0	1	0	1	0	1	$-U_d/2$	$U_d/2$	$-U_d/2$
IV	0	1	1	1	0	0	$-U_d/2$	$U_d/2$	$-U_d$
V	0	0	1	1	1	0	$-U_d/2$	$-U_d/2$	0
VI	1	0	1	0	1	0	$U_d/2$	$U_d/2$	$U_d$
VII	1	1	1	0	0	0	0	0	0

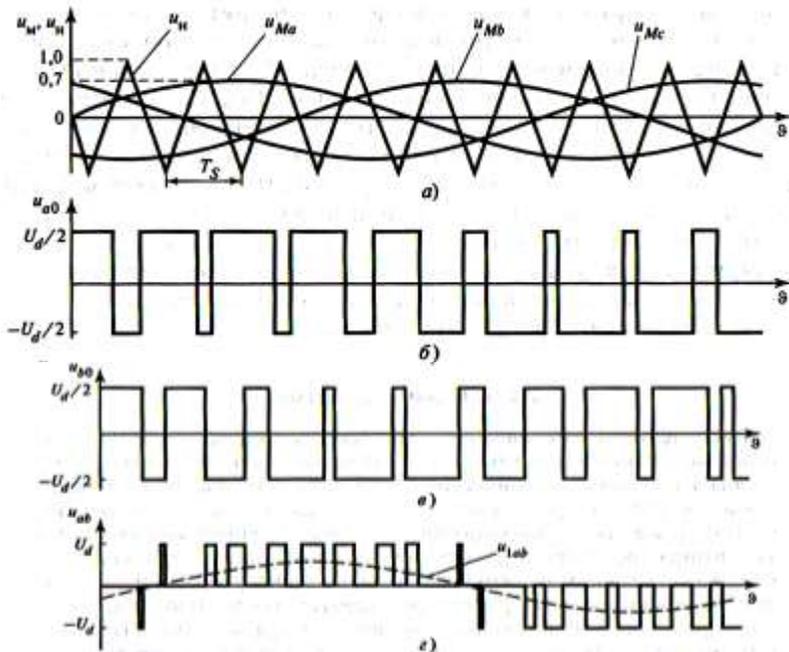
На интервалах отрицательных полувольт  $u_{Ma}$ ,  $u_{Mb}$  условия изменения состояний справедливы для ключей  $S_4$  (фаза  $a$ ) и  $S_6$  (фаза  $b$ ). При этом в положительный полупериод напряжений  $u_{Ma}$  и  $u_{Mb}$  потенциалы фаз  $a$  и  $b$  равны  $U_d/2$  при включенных ключах  $S_1$  и  $S_3$  и равны  $-U_d/2$  при выключенных ключах. На интервалах отрицательных полувольт 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. 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.



**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  $u_{ab}$

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 дио-

дом  $D1$ . 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 сдвиги 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.

### **Контрольные вопросы**

1. Что такое широтно-импульсная модуляция?
2. Перечислите основные методы обеспечения синусоидальности напряжения и тока с помощью ШИМ.
3. Поясните применение аналоговой ШИМ в однофазной полумостовой схеме инвертора напряжения.
4. К каким негативным последствиям приводит использование ШИМ в преобразователях?
5. Как решаются проблемы электромагнитной совместимости при использовании ШИМ?

## 9 ТИПЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Преобразователь частоты (ПЧ) в электроприводе (ЭП) является силовым регулятором, вход которого подключен к питающей сети с нерегулируемыми значениями напряжения  $U_1$  и частоты  $f_1$ , а на выходе обеспечиваются регулируемые значения напряжения  $U_2$  (или тока  $I_2$ ) и частоты  $f_2$  в зависимости от задания и управляющих сигналов  $U_y$  (рис. 9.1).

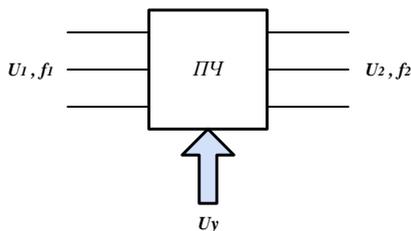


Рис. 9.1. Преобразователь частоты в ЭП

Применение ПЧ в ЭП обеспечивает наиболее экономичные способы регулирования скорости и момента электродвигателей переменного тока.

В зависимости от типа электропривода ПЧ может быть включен между питающей сетью и статорной обмоткой двигателя - частотно-управляемый ЭП, как это показано на рис. 9.2; между роторной обмоткой и питающей сетью, например, в ЭП с машиной двойного питания, показанной на рис. 9.3.

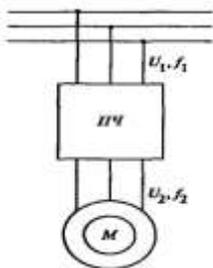


Рис. 9.2. Включение ПЧ в статорную обмотку двигателя

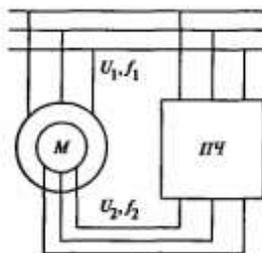


Рис. 9.3. Включение ПЧ в роторную обмотку двигателя

Такое включение обычно позволяет уменьшить установленную мощность ПЧ, но требует применения электродвигателя с фазным ротором.

## 9.1 Статические преобразователи частоты

Статические ПЧ выполняют на ключевых электронных элементах: тиристорах, запираемых тиристорах и силовых транзисторах (биполярных, биполярных с изолированным затвором и полевых). Использование ключевого режима приводит к тому, что выходное напряжение  $U_2$  у всех без исключения видов статических ПЧ несинусоидально и кроме основной (первой) гармоники содержит обычно целый спектр высших гармонических составляющих. Ток, потребляемый из сети статическими ПЧ, также не синусоидален и может вызывать искажения напряжения питающей сети. Эти обстоятельства приходится обычно учитывать при выборе типа статического ПЧ.

Принципы построения статических ПЧ для регулируемого ЭП известны достаточно давно. Различают три типа статических ПЧ:

- непосредственный ПЧ;
- двухзвенный ПЧ с автономным инвертором напряжения;
- двухзвенный ПЧ с автономным инвертором тока.

Непосредственный преобразователь частоты (НПЧ) в минимальной конфигурации содержит  $m_2$  (по числу фаз двигателя) отдельных реверсивных преобразователей постоянного тока, управление которыми осуществляется переменным модулирующим напряжением. Форма, частота и амплитуда модулирующего напряжения определяют форму основной гармоники, частоту  $f_2$  и амплитуду напряжения  $U_2$  на выходе НПЧ. Регулирование выходного напряжения характеризуют коэффициентом модуляции  $\mu$ , который изменяется в пределах от 0 до 1 и является относительной амплитудой модулирующего напряжения. Напряжения управления отдельными фазами НПЧ имеют одинаковые амплитуду и частоту, но сдвинуты одно относительно другого на угол  $2\pi/m_2$ . На рис. 9.4 показана схема бестрансформаторного трехфазного НПЧ, в котором использованы мостовые реверсивные преобразователи постоянного тока, а фазы двига-

теля  $U_{2A}$ ,  $U_{2B}$ ,  $U_{2C}$  разъединены, чтобы избежать межфазных коротких замыканий.

Управление группами тиристоров, как и в реверсивных преобразователях постоянного тока, может быть совместным или отдельным. В первом случае для ограничения уравнивающих токов используются реакторы  $L$ , как это показано на рис. 9.4. При отдельном управлении эти реакторы не ставятся, но используются датчики нуля тока (датчики состояния тиристоров).

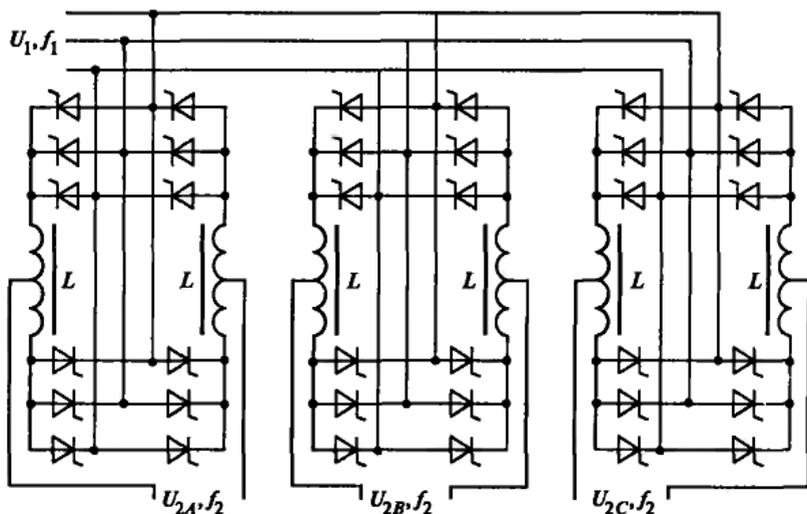


Рис. 9.4. Трехфазный мостовой НЧП

В тиристорных НЧП, как правило, используется естественная коммутация. При этом выходное напряжение  $U_2$  имеет периодический характер при частоте  $f_2$  только для дискретных ее значений:

$$f_2 = \frac{m_1 f_1}{m_1 + k}, \quad (9.1)$$

где  $k$  – целые числа ( $1 < k < \infty$ ),  $m_1$  – число фаз питания НЧП.

В табл. 9.1 приведены значения этих частот для  $m_1 = 3, 6, 12$ ,  $f_1 = 50$  Гц и  $k = 1-10$ .

При промежуточных значениях выходной частоты  $f_2$ , при которых  $k$  не является целым числом, в напряжении  $U_2$  появляются низкочастотные субгармоники, влияние которых тем больше, чем ближе значения частот  $f_2$  и  $f_1$ . Появление низкочастотных субгармоник в напряжении питания электродвигателя приводит к колебаниям электромагнитного момента.

**Таблица 9.1**  
**Значения частот выходного напряжения НПЧ  $f_2$ , Гц**

$m_1$	$k$									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
3	37,5	30	25	21,4	18,75	16,7	15	13,6	12,5	11,5
6	42,8	37,5	33,3	30	27,3	25	23	21,4	20	18,75
12	46,2	42,8	40	37,5	35,3	33,3	31,6	30	28,6	27,3

Выходные частоты НПЧ в диапазоне, соответствующем  $k < 3$ , обычно не являются рабочими. Так, для НПЧ, выполненного по схеме, показанной на рис. 9.4, максимальная выходная частота  $f_{2max} \approx 25$  Гц.

Увеличение числа фаз питающего напряжения до  $m_1 = 6$  существенно сдвигает спектр высших гармоник в сторону увеличения частот и одновременно уменьшает их амплитуды. Увеличение числа фаз до  $m_1 = 12$  уменьшает амплитуды высших гармоник напряжения настолько, что их влияние на работу электродвигателя можно не учитывать.

Увеличение числа фаз питания всегда улучшает гармонический состав выходного напряжения НПЧ, уменьшая содержание в нем и высокочастотных гармоник, и низкочастотных субгармоник. Но это достигается путем увеличения числа тиристорных групп, которые питаются от дополнительных обмоток трансформатора или от нескольких отдельных трансформаторов, что приводит к еще большему усложнению силовой схемы НПЧ.

Энергетические характеристики и влияние на питающую сеть НПЧ с естественной коммутацией фактически определены свойствами реверсивных ТП постоянного тока.

Основные достоинства НПЧ с естественной коммутацией:

- полная реверсивность;
- свободный обмен реактивной энергией между сетью и двигателем;
- однократное преобразование энергии (минимальное число вентилей, одновременно включенных между сетью и двигателем);

Недостатки НПЧ с естественной коммутацией:

- ограничение выходной частоты по верхнему пределу;
- низкий коэффициент мощности;
- сложность силовой схемы, особенно при  $m_1 > 3$ .

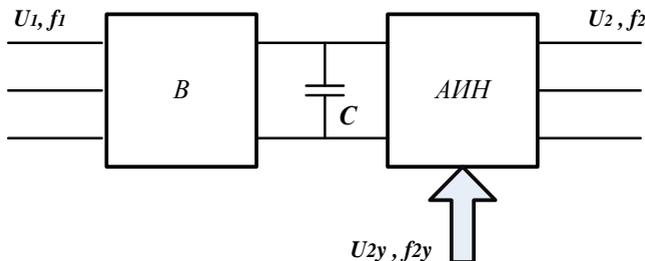
Двухзвенный ПЧ с автономным инвертором напряжения состоит из трех основных элементов: выпрямителя (В), автономного инвертора напряжения (АИН) и промежуточного контура постоянного тока, включающего конденсатор  $C$  (рис. 9.5).

В ПЧ этого типа происходит двукратное преобразование электрической энергии. Сначала переменное напряжение с частотой  $f_1$  выпрямляется, а затем постоянное напряжение  $U_d$  преобразуется (инвертируется) АИН в переменное с заданной амплитудой первой гармоники  $U_{21m}$  и частотой  $f_2$ . В качестве ключевых элементов в АИН в настоящее время практически всегда используются транзисторы.

На рис. 9.6 показана схема ПЧ, в котором АИН выполнен на биполярных транзисторах с изолированным затвором. Здесь показаны только основные силовые элементы ПЧ, необходимые для процесса преобразования.

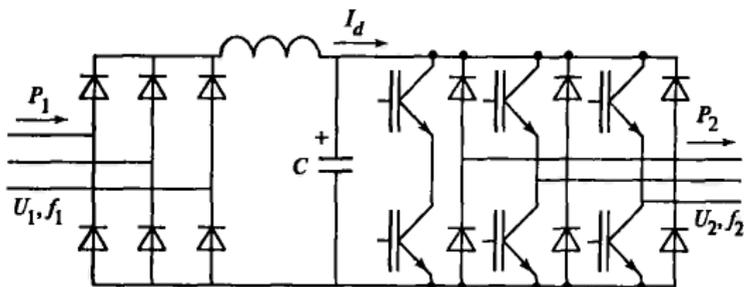
Принципы инвертирования напряжения АИН хорошо известны. В каждой фазе АИН всегда открыт один из двух ключевых элементов, и потенциал фазы на выходе АИН всегда равен потенциалу положительной или отрицательной шины на входе АИН.

Амплитуда линейного напряжения на выходе АИН всегда равна входному напряжению  $U_{2m} = U_d$ . Частота выходного напряжения однозначно определена частотой переключения транзисторов и для ЭП не имеет ограничения сверху, так как у мощных современных транзисторов частота переключения достигает значения  $f_{max} = 20 - 40$  кГц.



**Рис. 9.5.** Двухзвенный преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения

Поэтому в ПЧ с АИН для формирования выходного напряжения с заданными частотой  $f_2$  и амплитудой первой гармоники  $U_{21m}$  исключительное применение находит способ широтно-импульсной модуляции (ШИМ) напряжения с постоянной частотой коммутации или с переменной частотой коммутации в системах прямого цифрового управления моментом (рис. 9.7, 9.8).



**Рис. 9.6.** Транзисторный АИН

Частота, форма и амплитуда модулирующего напряжения при ШИМ определяют форму гладкой составляющей напряжения на выходе АИН, амплитуду первой гармоники  $U_{21m}$  и ее частоту  $f_2$ . Для получения синусоидальной гладкой составляющей выходного напряжения форма модулирующего напряжения может быть также синусоидальной. Но линейное напряжение на выходе АИН с ШИМ в бестрансформаторной схеме при этом равно (первая гармоника):

$$U_{21} = \frac{\sqrt{3}U_1\mu}{2}, \quad (9.2)$$

т.е. даже при  $\mu = 1$ ,  $U_{21} \approx 0,87 U_1$ , и двигатель ЭП не может быть использован в номинальном режиме. Поэтому модулирующее напряжение  $u_m$  обычно имеет форму, соответствующую уравнению:

$$u_m = \frac{\mu(\sin\omega_2 t + 0,13\sin 3\omega_2 t)}{0,87}, \quad (9.3)$$

На рис. 9.7 модулирующее напряжение показано для трех значений коэффициента модуляции  $\mu = 0,1; 0,5; 1,0$ . Линейное напряжение (первая гармоника) на выходе ПЧ в этом случае при  $\mu = 1$  равно сетевому напряжению на входе  $U_{21} = U_1$ . А благодаря трехпроводной системе подключения двигателя к ПЧ третья гармоника отсутствует и в линейном, и в фазном напряжении.

Формы линейного напряжения и линейного тока при работе ПЧ с АИН на нагрузку с отстающим коэффициентом мощности приведены на рис. 9.8. При регулировании частоты  $f_2$  и напряжения  $u_2$  изменяется скважность импульсов, частота которых равна частоте переключения  $f_k$  (коммутации) транзисторов в АИН, а их амплитуда остается постоянной и равной  $U_d$ .

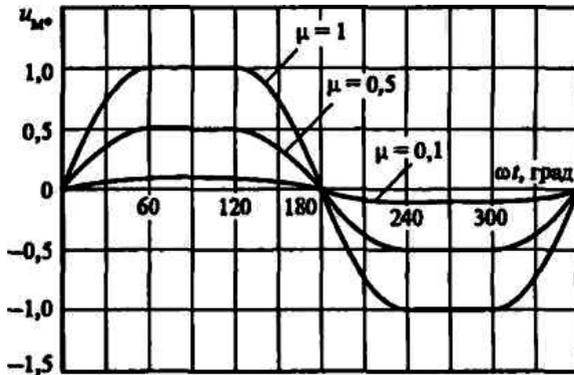
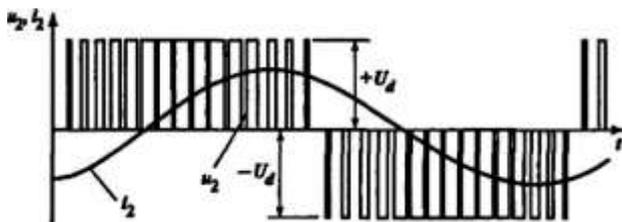


Рис. 9.7. Зависимость модулирующего напряжения от значений коэффициента модуляции

Частота коммутации транзисторов  $f_k$  выбирается обычно равной 3–6 кГц, так как с ее увеличением растут потери в АИН, а с уменьшением — в двигателе.

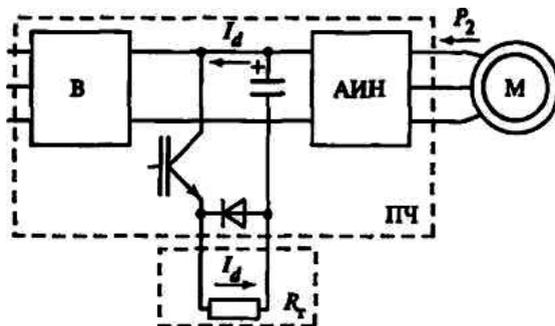


**Рис. 9.8.** Линейное напряжение и ток на выходе ПЧ с АИН

Гармонические составляющие напряжения столь высоких частот из-за фильтрации индуктивностями рассеяния обмоток двигателя не создают больших гармонических составляющих в выходном токе АИН, и его форма близка к синусоидальной даже при отсутствии фильтров на выходе ПЧ (рис. 9.8). Однако такие фильтры используются для уменьшения скорости изменения напряжения на обмотке двигателя в момент переключения транзисторов (чаще при мощности двигателя 50 кВт и более) и для уменьшения перенапряжений на выходе ПЧ при работе на длинный соединительный кабель (30 м и более).

В ПЧ с АИН невозможен обмен реактивной энергией двигателя с питающей сетью, и реактивная составляющая тока двигателя циркулирует в контуре электродвигатель — АИН — входной конденсатор  $C$ , наличие которого вместе с диодами, шунтирующими в обратном направлении транзисторы АИН, является обязательным для схемы инвертора напряжения.

Схема ПЧ с АИН, показанная на рис. 9.6, нереверсивная из-за нереверсивности выпрямителя. При возникновении режима генераторного торможения избыточная энергия идет на заряд конденсатора  $C$ , напряжение на котором нарастает лавинообразно, и для предотвращения аварии используется защита, контролирующая это напряжение.



**Рис. 9.9.** Включение тормозного резистора в ПЧ с АИН

Возможны схемные решения с использованием диодно-тиристорного или тиристорного реверсивного выпрямителя. Но в промышленных установках такие схемы применяются очень редко. Если же в системе ЭП может возникнуть необходимость экстренного торможения, то используется схема ПЧ с дополнительным транзистором и тормозным резистором, который устанавливается вне корпуса ПЧ (рис. 9.9).

Коэффициент мощности ПЧ с АИН благодаря нерегулируемому выпрямителю на входе близок к единице  $k_m = 0,92-0,96$ . Во время работы из сети потребляется в основном активная мощность нагрузки ЭП и мощность потерь в ПЧ и в электродвигателе.

Основные достоинства ПЧ с АИН:

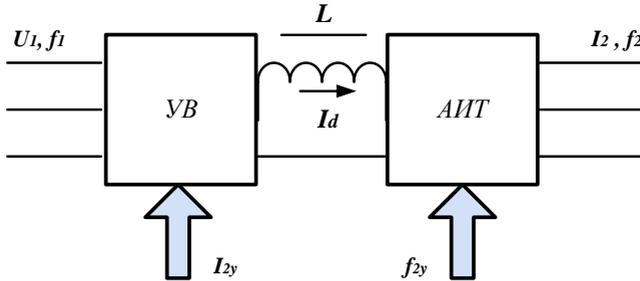
- широкий диапазон выходных частот (от 0 до 1000 Гц и более);
- возможность формирования необходимой кривой тока (обычно синусоидальной);
- простота силовой схемы ПЧ.

Недостатки ПЧ с АИН:

- неререверсивность при выполнении по основной схеме;
- большая скорость изменения напряжения на обмотке двигателя.

Двухзвенный ПЧ с автономным инвертором тока состоит из управляемого выпрямителя (УВ), автономного инвертора тока (АИТ), сглаживающего реактора  $L$  и конденсаторов  $C$ , являющихся источником реактивной энергии для двигателя (рис.

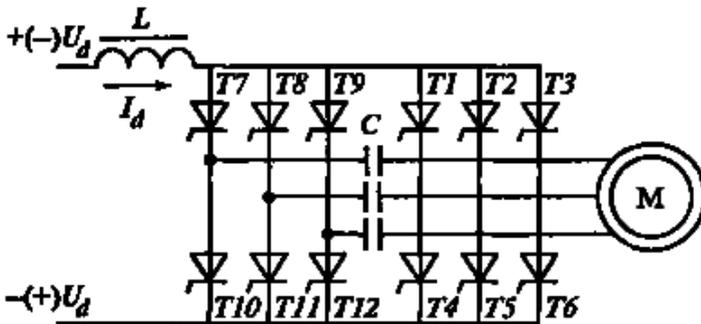
9.10). В качестве силовых ключей в АИТ используются тиристоры: однооперационные или запираемые. В первом случае конденсаторы одновременно являются коммутирующими элементами (рис. 9.11). Здесь тиристорная группа  $T_1 - T_6$  - рабочая, тиристорная группа  $T_7 - T_{12}$  - коммутирующая. В АИТ, выполненном на запираемых тиристорах, конденсаторы включены на его выходе (рис. 9.12).



**Рис. 9.10.** Двухзвенный преобразователь частоты с автономным инвертором тока

В АИТ используется междуфазовая коммутация, при которой одновременно открыты два тиристора: один в анодной группе и один в катодной.

Время открытого состояния каждого тиристора равно  $T_2/3=1/3f_2$ .



**Рис. 9.11.** Автономный инвертор тока, выполненный на тиристорах

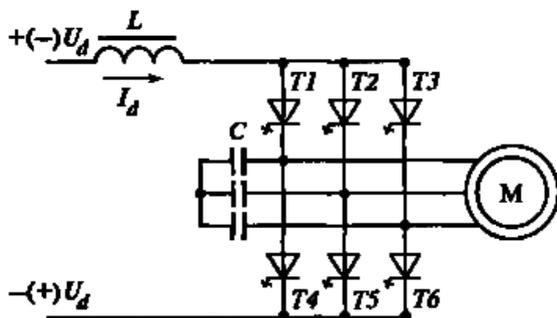


Рис. 9.12. Автономный инвертор тока, выполненный на запираемых тиристорах

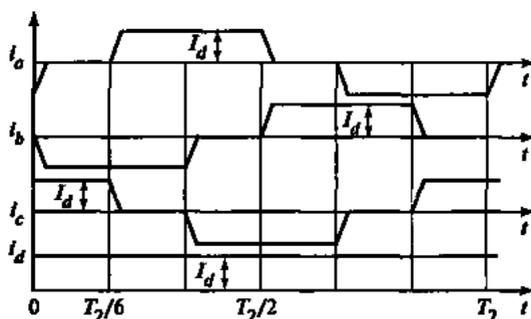


Рис. 9.13. Токи на выходе и входе АИТ

При такой коммутации тока в АИТ соответствуют токам, показанным на рис. 9.13. Входной ток при постоянном задании – постоянный ( $I_d = \text{const}$ ), выходной ток представляет собой импульсы практически прямоугольной формы, амплитуда которых всегда равна входному току  $I_{2m} = I_d$ .

Гармонический состав тока улучшается при увеличении длительности коммутационных интервалов, что достигается путем увеличения емкости коммутирующих конденсаторов или конденсаторов на выходе АИТ. Одновременно это уменьшает амплитуду коммутационных импульсов напряжения на обмотке двигателя и на элементах АИТ, но приводит к ограничению выходной частоты по верхнему пределу (обычно  $f_{2max} < 100$  Гц) и к ухудшению массогабаритных и стоимостных показателей ПЧ.

Аппаратная симметричность ПЧ с АИТ по отношению к

промежуточному контуру постоянного тока (реактору  $L$ ) обеспечивает его полную реверсивность. Реактор  $L$  обеспечивает режим непрерывного тока, поэтому в ПЧ с АИТ  $I_1 \approx I_2$ , т.е. входной ток зависит только от выходного тока.

Коэффициент мощности ПЧ с АИТ определяется в основном углом регулирования УВ и меняется в широких пределах.

Преобразователь частоты с АИТ является практически идеальным источником переменного тока с регулируемой амплитудой и частотой, что делает невозможной работу его в разомкнутой системе ЭП, но обеспечивает возможность прямого управления током двигателя и упрощает синтез частотно-токовых систем управления.

Так как момент коммутации тока определен системой управления, т.е. АИТ задает не только частоту, но и фазу выходного тока, ПЧ с АИТ удобны для синтеза векторных систем управления.

Основные достоинства ПЧ с АИТ:

- полная реверсивность;
- достаточно близкая к синусоидальной форма выходного напряжения;
- устойчивость к аварийным режимам двигателя.

Недостатки ПЧ с АИТ:

- ограниченность диапазона регулирования частоты;
- невозможность работы в режиме холостого хода преобразователя;
- значительные масса, габаритные размеры и стоимость пассивных элементов (реактора и конденсаторов).

## **9.2 Особенности применения в электроприводе статических преобразователей частоты различных типов**

Все рассмотренные типы статических ПЧ находят применение в современных системах управляемого ЭП переменного тока. В табл. 9.2 приведено примерное распределение применения ПЧ в зависимости от технологических требований к параметрам ЭП. Указанный в табл. 9.2 диапазон регулирования  $D$  подразумевает рабочий диапазон угловых скоростей, в котором обеспечивается выполнение технологических требований по жесткости механических характеристик, перегрузке и т.п.

**Таблица 9.2**

**Условия применения статических преобразователей частоты**

<b>Параметры электропривода</b>	<b>НПЧ</b>	<b>ПЧ с АИН</b>	<b>ПЧ с АИТ</b>
Мощность двигателя:			
100 кВт и менее	-	+	-
0,1 - 1 МВт	+	+	+
1,0 МВт и более	+	-	+
Частота на выходе ПЧ:			
$f_2 < 50$ Гц	+	+	+
$f_2 = 50 - 100$ Гц	-	+	+
$f_2 > 100$ Гц		+	
Диапазон регулирования:			
$D < 10:1$	+	+	+
$D = 10:1—100:1$	+	+	-
$D > 100:1$	-	+	-
Режим генераторного торможения	+	-	+
Многодвигательный электропривод	-	+	-

### Контрольные вопросы

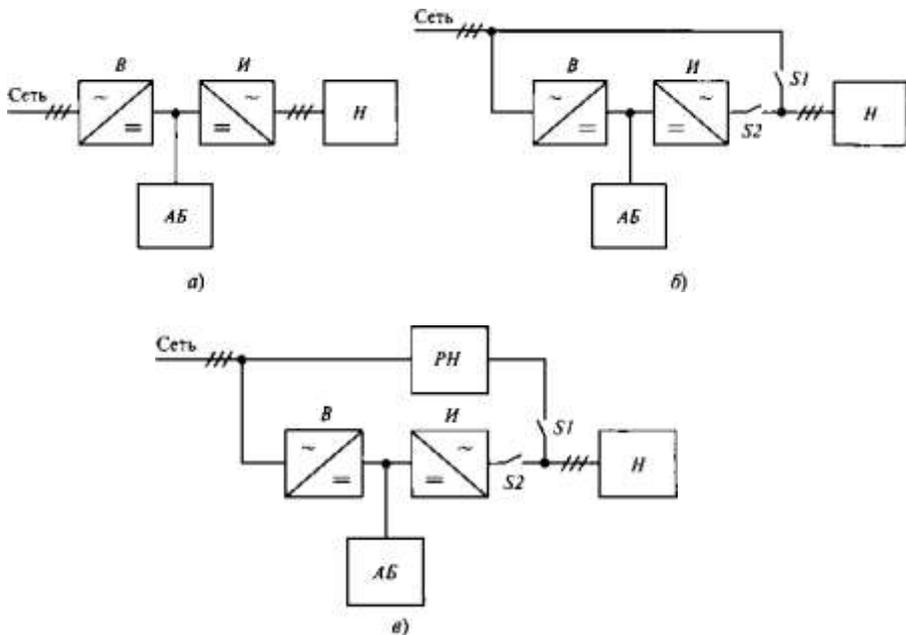
1. Что такое преобразователь частоты, для чего он применяется в электроприводе?
2. Приведите классификацию статических преобразователей частоты.
3. Поясните устройство, принцип действия и особенности непосредственного преобразователя частоты.
4. Поясните устройство, принцип действия и особенности двухзвенного преобразователя частоты с автономным инвертором напряжения.
5. Поясните устройство, принцип действия и особенности двухзвенного преобразователя частоты с автономным инвертором тока.
6. Перечислите области применения статических преобразователей частоты.

## 10 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. 10.1 *a*) 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 автоматического 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.



**Рис. 10.1.** Структурная схема ИБП: а) с постоянным питанием нагрузки от ИБП; б) с подключением ИБП; в) с регулятором  $RH$  и переключением нагрузки на ИБП;  $B$  – выпрямитель;  $I$  – инвертор;  $H$  – нагрузка;  $AB$  – аккумуляторная батарея;  $RH$  – регулятор напряжения

Структурная схема с подключением ИБП при выходе параметров сети за заданные (рис. 10.1 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. 10.1 в) сходна со схемой на рис. 10.1 б. Отличие этой структуры ИБП заключается в обеспечении стабилизации напряжения сети при его незначительном 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 элект-

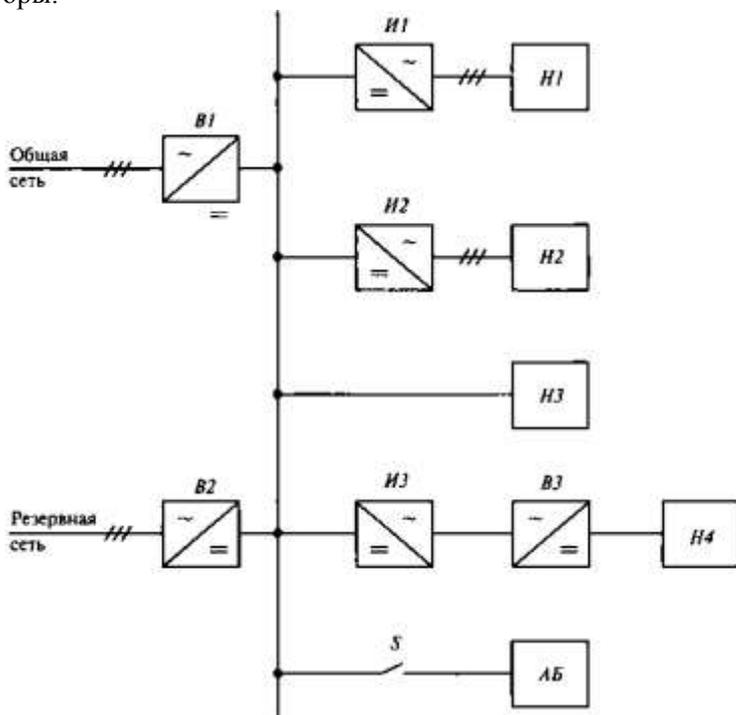
рические двигатели переменного и постоянного тока с генератором, питающим нагрузки. В качестве резервных источников использовались АБ. Достоинством электромашинных преобразователей была их инерционность, которая позволяла обеспечить защиту потребителей от кратковременных отклонений напряжения сети от 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.

Для потребителей постоянного тока используются ИБП постоянного тока (рис. 10.2). Обобщенная структура ИБП по-

стоянного тока состоит из выпрямителей и накопителя электрической энергии — АБ. Выпрямитель В1 получает питание от общей сети переменного тока, а выпрямитель В2 — от резервной. Выпрямители объединены шинами постоянного тока, к которым через электронный ключ S или постоянно подключена АБ. 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.



**Рис. 10.2.** Обобщенная структура ИБП постоянного и переменного тока

Источники бесперебойного питания используются в так называемых «интеллектуальных» зданиях (ИЗ). Эти здания обо-

рудованы 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. Мощность одного модуля обычно находится в диапазоне от 1 до 40 кВт·А. Модульная конструкция ИБП позволяет успешно решать многие задачи, включая частичное резервирование модулей.

В качестве резервного источника переменного тока в схеме 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?

## **11 ЭЛЕКТРОПРИВОД**

### **11.1 Управление машинами постоянного тока**

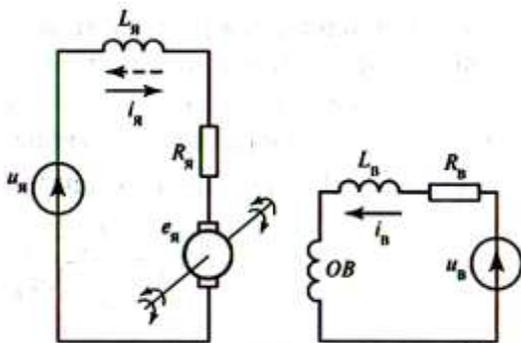
#### **Основные характеристики машин постоянного тока**

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 поступает напряжение  $u_a$ , а на обмотку возбуждения – напряжение источника постоянного тока.



**Рис. 11.1.** Принципиальная схема машины постоянного тока с независимым возбуждением

Мгновенные значения токов и напряжений машины связаны следующими соотношениями:

напряжение обмотки возбуждения

$$u_B = i_B R_B + L_B \frac{di_B}{dt}, \quad (11.1)$$

где  $i_B$  – ток обмотки возбуждения;

$L_B, R_B$  – индуктивность и активное сопротивление обмотки возбуждения;

напряжение якоря

$$u_я = i_я R_я + L_я \frac{di_я}{dt} + e_я, \quad (11.2)$$

где  $i_я$  – ток якоря;  $e_я$  – ЭДС, возникающая при вращении якоря;  $L_я, R_я$  – индуктивность и активное сопротивление якоря.

ЭДС якоря зависит от потока возбуждения  $\Phi_B$

$$e_я = k_{я1} i_B \omega = k_{я2} \Phi_B \omega, \quad (11.3)$$

где  $k_{я1}, k_{я2}$  – коэффициенты пропорциональности;

$\omega$  – угловая скорость вращения ротора.

Момент, развиваемый на валу машины:

$$M_B = k_{M1} i_B i_я = k_{M2} i_я \Phi_B, \quad (11.4)$$

где  $k_{M1}, k_{M2}$  – коэффициенты пропорциональности.

Момент нагрузки  $M_H$  с учетом трения уравнивается развиваемым моментом на валу машины

$$M_B = M_H + J \frac{d\omega}{dt} + k_T \omega, \quad (11.5)$$

где  $J$  – момент инерции вращающихся частей машины;  $k_T$  – 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  $i_a$  и скорости, также равны нулю. Тогда с учетом (11.1) – (11.5) среднее установившееся значение скорости будет равно

$$\omega_{\text{ср}} = \frac{U_a - I_a R_a}{k_{a2} \Phi_B} = \frac{U_a}{k_{a2} \Phi_B} - \frac{M_B R_a}{k_{a2} k_{M2} \Phi_B^2}. \quad (11.6)$$

Из (11.6) следует, что ток якоря  $i_a$  и момент двигателя  $M_B$  являются независимыми переменными при управлении скоростью  $\omega_{\text{ср}}$ . В электроприводе принято называть зависимости  $\omega$  ( $M$ ) механическими характеристиками,  $\omega$  ( $I_a$ ) – 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  $I_{a\text{ном}}$ . Двигатель постоянного тока является реверсивной машиной, работающей при разных направлениях вращения вала. На рис. 11.2 двигательному режиму соответствуют участки характеристик  $ac$  и  $a's$ .

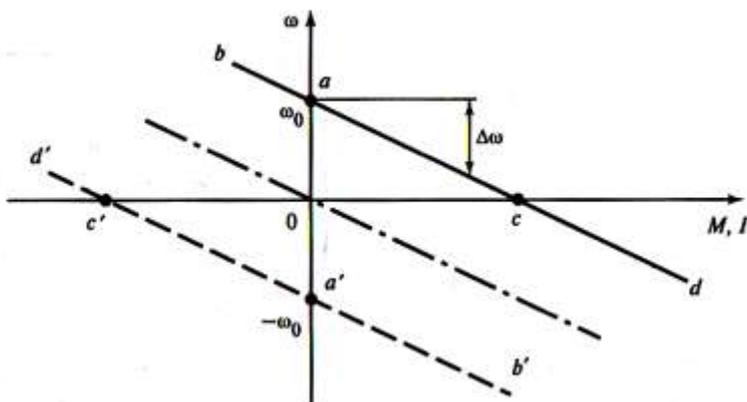
В электроприводе постоянного тока различают тормозной режим с рекуперацией энергии в сеть, тормозной режим с противоключением и режим динамического торможения. Режиму с рекуперацией энергии соответствуют участки  $ab$  и  $a'b'$ . В этом режиме ЭДС якоря двигателя превышает напряжение от сети и

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 якору двигателя.

При последовательном зависимом возбуждении характеристики машины постоянного тока изменяются. Для установившегося режима справедливы следующие соотношения:

$$E_{я} = k_{я1} \omega_{cp} I_{я}; \quad (11.8)$$

$$\omega_{cp} = \frac{U_{я} - (R_{я} + R_{B}) I_{я}}{k_{я1} I_{я}}; \quad (11.9)$$



**Рис. 11.2.** Механические характеристики электропривода постоянного тока

$$M_{B} = k_{M3} I_{я}^2, \quad (11.10)$$

где  $k_{M3}$  – коэффициент пропорциональности.

Из (11.9) следует, что скорость машины зависит от тока якоря  $I_{я}$  и его напряжения  $u_{я}$ . Последовательное возбуждение позволяет увеличить пусковой момент и обеспечить более быстрый выход на режим работы при номинальной мощности.

Рассмотрим режимы работы машины при изменении ве-

личины 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:

- прямое вращение;
- торможение при прямом вращении;
- обратное вращение;
- торможение при обратном вращении.

При прямом вращении двигатель работает при напряжении питания  $I_y$ , превышающем ЭДС, создаваемую в якоре машины  $E_y$ . Этот режим работы соответствует двигательному режиму в квадранте I. В установившемся режиме момент, 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  $U_y$  должен иметь двустороннюю проводимость тока и соответствующую мощность. Электродвижущая сила якоря  $E_y$  превышает напряжение источника питания  $U_y$ , 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.

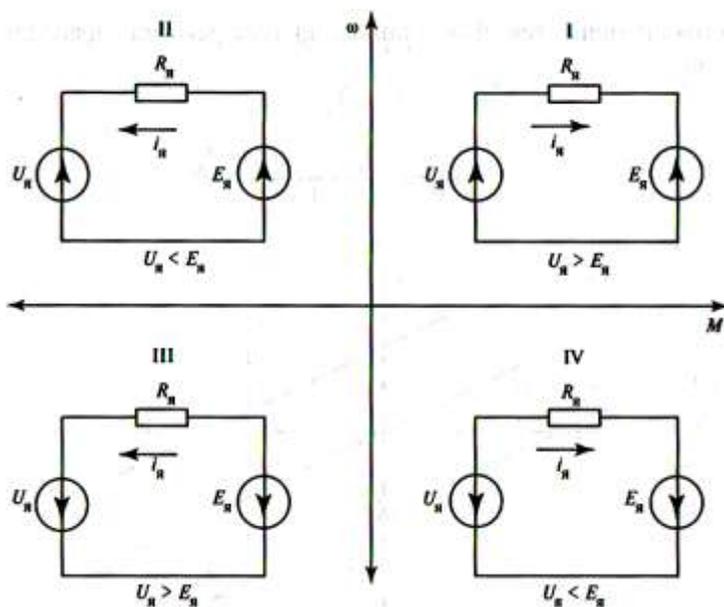


Рис. 11.3. Области режимов работы машины постоянного тока

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.

### 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  $i_B$  в обмотке ОВ возбуждения используют выпрямители. При мощностях менее 10 кВ·А применяют однофазные мостовые выпрямители или со средней точкой в цепи питания, а при мощности более 10 кВ·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:

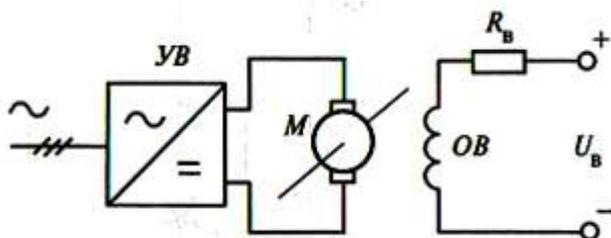
- низкие значения полного коэффициента мощности, зависящего от угла управления;
- значительное искажение входного переменного тока;
- рост пульсаций выпрямленного напряжения с увеличением угла управления.

Для увеличения коэффициента мощности в простейшем случае используется нулевой вентиль, включенный на стороне постоянного тока. Уменьшение искажения входного тока 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 тиристоров. Оно связано с переводом одного из тиристорных преобразователей в режим инвертирования с потреблением емкостной мощности из сети, что соответствует «естественной» коммутации тиристоров. Эта же схема применяется при реверсивной работе машины постоянного тока при функционировании обоих преобразователей в выпрямительном режиме.

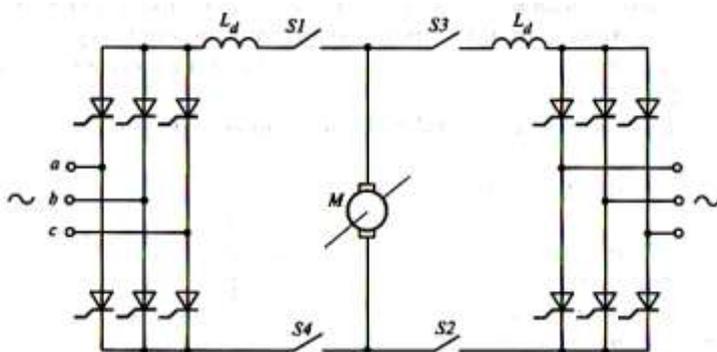
При мощности машины постоянного тока свыше 0,5 МВт используются многофазные тиристорные преобразователи пе-

ременного/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.



**Рис. 11.4.** Структурная схема управления машиной постоянного тока с независимым возбуждением

Уровень развития силовой электроники позволяет в настоящее время использовать полностью управляемые ключи в виде силовых транзисторов или полностью управляемых тиристоров. В частности, преобразователи переменного/постоянного тока мощностью 1 мВт и более могут создаваться на транзисторах МОПБТ или запираемых тиристорах типа *GCT*.



**Рис. 11.5.** Схема подключения машины постоянного тока к двухком-  
плектному тиристорному преобразователю переменного/постоянного  
тока

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.

## 11.2 Управление асинхронными машинами

### 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 использование 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:

$$\omega_c = \omega_o / p, \quad (11.11)$$

где  $\omega_o$  — 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

$$s = \frac{\omega_c - \omega_p}{\omega_c}. \quad (11.12)$$

Схема замещения одной фазы асинхронного двигателя представлена на рис. 11.6. В этой схеме сопротивление ротора приведено к обмотке ротора с учетом числа и скольжения  $s$ . Пренебрегая падением напряжения в обмотке статора, ток фазы ротора определяем по формуле

$$I_p = \frac{E_p}{Z_p} = \frac{\left(\frac{N_2}{N_1}\right)U_c}{\sqrt{\left(\frac{R_p}{s}\right)^2 + \omega_c L_p}}, \quad (11.13)$$

где  $N_1, N_2$  – число витков соответственного статора и ротора.

Момент на валу двигателя определяется из баланса мощностей. Полная, подводимая к ротору электромагнитная мощ-

ность 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:

$$P_{\text{мех}} = M\omega_p. \quad (11.14)$$

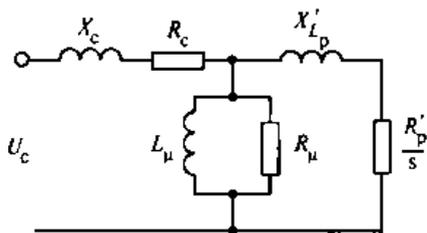
Полная подводимая электромагнитная мощность определяется

$$P_{\text{эм}} = M\omega_c. \quad (11.15)$$

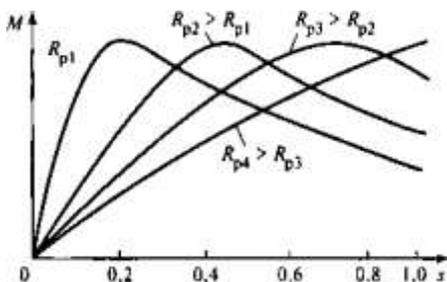
Потери в активном сопротивлении ротора вычисляются по формуле

$$\Delta P_p = P_{\text{эм}} - P_{\text{мех}} = M(\omega_c - \omega_p) = 3I_p^2 R_p = sP_{\text{эм}}. \quad (11.16)$$

Здесь коэффициент 3 учитывает, что механическая мощность создается тремя фазами двигателя.



**Рис. 11.6.** Эквивалентная схема замещения одной фазы асинхронного двигателя:  $X_c, R_c$  – реактивное и активное сопротивления статора;  $X'_p$  и  $R'_p$  – реактивное и активное сопротивления ротора;  $X_\mu, R_\mu$  – индуктивное и активное сопротивления магнитопровода



**Рис. 11.7.** Зависимости момента на валу АД от скольжения

Активное сопротивление ротора влияет на характеристики двигателя. Токи в двигателе пропорциональны  $\sqrt{R_p}$ . На рис. 11.7 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.

### **Скалярные методы управления**

Управление напряжением статора. Наиболее просто регулируется напряжение статора при помощи тиристорного регулятора напряжения переменного тока (рис. 11.8). 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. 11.7). Сопротивление изменялось ступенчато при помощи релейно-контакторной аппаратуры. Для исключения ступенчатого изменения сопротивления в импульсном режиме в цепь ротора включается дополнительный резистор (рис. 11.9), что позволяет плавно регулировать его эквивалентное сопротивление

$$R_{\text{экв}} = R(1 - \gamma), \quad (11.17)$$

где  $\gamma$  – коэффициент заполнения импульсов включенного состояния шунтирующего ключа.

Функцию ключа может выполнять полностью управляемый полупроводниковый прибор, например тиристор типа ГТО.

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. 11.10, в которой энергия из ротора поступает через неуправляемый выпрямитель и реактор  $L_d$  на вход тиристорного преобразователя, работающего в режиме инвертирования.

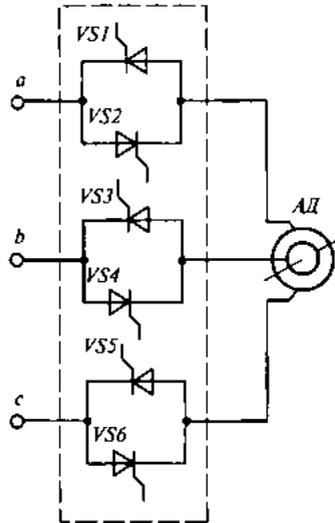


Рис. 11.8. Пускорегулирующее устройство асинхронного двигателя

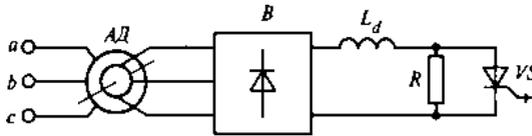


Рис. 11.9. Управление импульсным регулированием добавочного сопротивления ротора

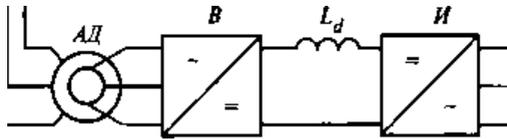


Рис. 11.10. Управление скоростью асинхронного двигателя посредством АВК с рекуперацией энергии скольжения ротора в сеть

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, на-

пример 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:

$$\frac{U}{U_{\text{ном}}} = \frac{f}{f_{\text{ном}}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}}. \quad (11.18)$$

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 (11.18). В частности, при постоянной мощности на валу двигателя зависимость момента от скорости изменяется гиперболически (рис. 11.11).

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 спо-

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.

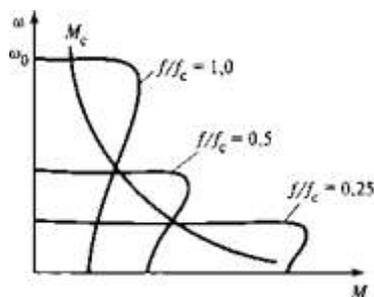


Рис. 11.11. Механические характеристики двигателя

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. 11.12.

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 рабо-

тает в режиме полностью управляемого выпрямителя с ШИМ, коэффициент мощности которого близок к единице (11.18)

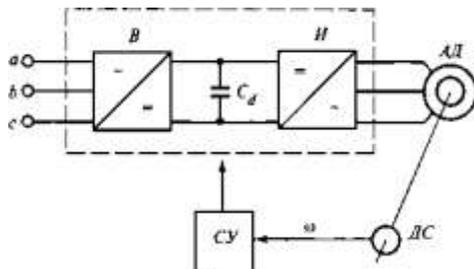
Управление скоростью посредством двигателя изменения частоты и напряжения статора:

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 режи-

мах, так как скорость изменения аварийных токов ограничена реактором на стороне постоянного тока. Однако при этом ухудшаются динамические характеристики регулируемого электропривода.



**Рис. 11.12.** Управление скоростью АД посредством изменения частоты и напряжения статора: ДС – датчик скорости

### 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. 11.13). 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.

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 на-

пряжение ротора на активном сопротивлении равно противо-ЭДС со стороны ротора. Вектор тока статора имеет по оси ординат составляющую, образующую момент  $I_{1м}$ , а по оси абсцисс образующую поток ротора  $I_{1ψ}$ . Момент двигателя определяется по формуле

$$M = 3 \frac{L_{12}}{L_2} L_{12} I_{1ψ} I_{1м}, \quad (11.19)$$

где  $L_{12}$ ,  $L_2$  – взаимная индуктивность статора и ротора и индуктивность ротора.

Из (11.19) следует, что значением момента можно управлять, изменяя токи  $I_{1м}$  и  $I_{1ψ}$ . На рис. 11.13 приведена векторная диаграмма, соответствующая модифицированной схеме замещения и декомпозиции тока статора  $I_1$  на составляющие  $I_{1м}$  и  $I_{1ψ}$ .

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  $I_{1м}$ , а также  $I_{1q}$  и  $I_{1ψ}$  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 несимметричной 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. 11.14.

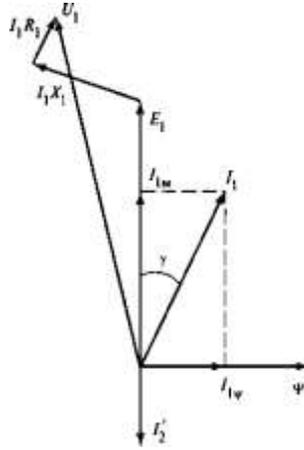


Рис. 11.13. Векторная диаграмма АД по модифицированной схеме замещения

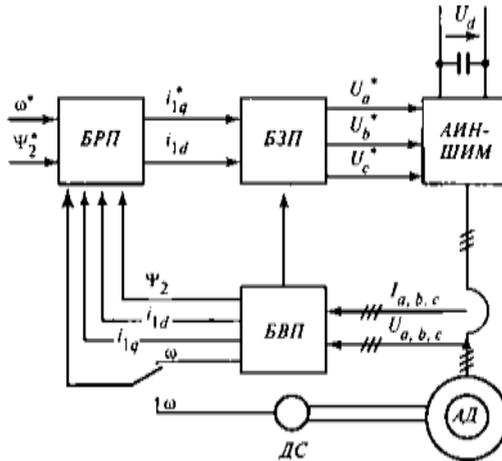


Рис. 11.14. Структурная схема векторного управления АД: БРП – блок расчета параметров; БЗП – блок вычисления параметров

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.

### **11.3 Управление синхронными машинами**

#### **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 установленном 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.

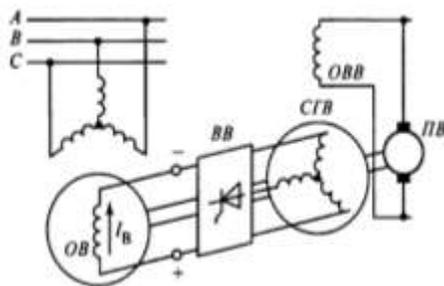
Системы возбуждения СМ разделяются на группы машин независимого возбуждения и самовозбуждения. Системы независимого возбуждения получают питание от источника постоянного тока – выпрямителя, на вход которого поступает ток от различных видов генераторов переменного тока. Эти генераторы, являясь звеном 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. 11.15). 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.

Системы с самовозбуждением основаны на использовании явления остаточной намагниченности ротора в СМ. Для форси-

рования 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 обрращенного типа. Для надежного независимого возбуждения применяются дополнительные подвозбудители, соединенные с валом СМ муфтами.



**Рис. 11.15.** Система независимого возбуждения синхронной машины

### **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 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 синхронным 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  $I_{\text{я}}(I_{\text{в}})$  (рис. 11.16) 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 двигатель в качестве компенсатора реактивной мощности при равенстве нулю активной мощности. Режим перевозбуждения соответствует генерации реактивной мощности (емкостной), режим недовозбуждения – потреблению реактивной мощности (индуктивной).

Электромагнитный момент  $M$ , развиваемый на валу СД с неявнополюсной конструкцией, при пренебрежении потерями активной мощности в обмотке якоря определяется по формуле

$$M = \frac{3UE_B \sin \theta}{\omega X_c}, \quad (11.20)$$

где  $E_B$  – ЭДС, индуцируемая потоком возбуждения при холостом ходе;

$X_c$  – индуктивное сопротивление фазы СМ;

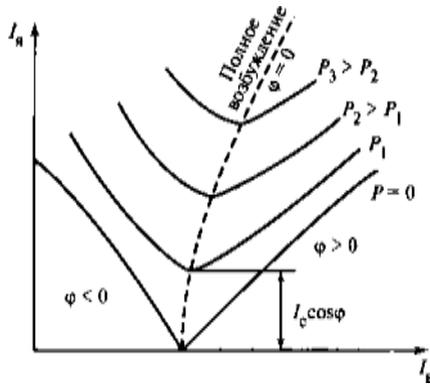
$\omega$  – угловая частота основной гармоники сети;

$\theta$  – 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  $X_q$ .



**Рис. 11.16.** Характеристики при разных значениях мощности  $P$  и угла  $\varphi$  между напряжением и током статора

Электрический момент явнополюсной машины определяется по соотношению

$$M = \frac{3UE_B}{\omega X_d} \sin\theta + \frac{3U^2}{2\omega} \left( \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \right) \sin 2\theta, \quad (11.21)$$

где  $X_d, X_q$  – составляющие реактивного сопротивления.

Зависимость момента на валу СМ от угла  $\theta$  называется угловой характеристикой (рис. 11.17). Угловая характеристика неявнополюсной СМ изменяется синусоидально (кривая 1). Положительные значения угла  $\theta$  соответствуют генераторному режиму, а отрицательные — двигательному.

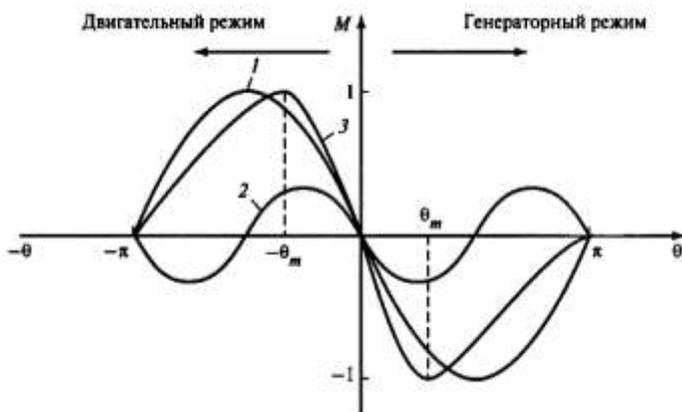
В явнополюсных СМ из-за неравномерности магнитной проводимости возникает реактивный момент, обусловленный стремлением ротора ориентироваться по оси результирующего магнитного поля, что искажает синусоидальность угловых характеристик (кривые 2, 3). Для обеспечения стабильной работы СМ следует учитывать, что углы  $\theta$  должны изменяться от  $-\pi/2$  до  $\pi/2$  для неявнополюсной и от  $0_T$  до  $-0_T$  для явнополюсной СМ.

Соотношения (11.20) и (11.21) показывают, что при неизменных значениях частоты и напряжения, электрический мо-

мент 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 неявнополусной машины достигается при угле  $\theta = \pm\pi/2$ , а для явнополусной при угле  $\theta < \pm\pi/2$ . Следует отметить, что значение максимального момента увеличивается по сравнению с моментом для неявнополусной СМ. Такое изменение скорости и момента на валу СМ при сохранении мощности может быть осуществлено при переходе из режима перевозбуждения в режим недовозбуждения.

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 обратимыми 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.



**Рис. 11.17.** Угловые характеристики синхронных машин: 1 – неявнополюсная машина; 2 – дополнительный момент, обусловленный явно выраженным полюсом; 3 – суммарный момент явнополюсной машины

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 коэф-

фициента 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.

### **Контрольные вопросы**

1. Поясните устройство, принцип действия и основные уравнения машины постоянного тока.
2. Поясните режимы работы машины постоянного тока.
3. Как с помощью управляемых выпрямителей управляют скоростью двигателя постоянного тока?
4. Поясните принцип действия и основные уравнения асинхронного двигателя.
5. Поясните суть скалярного управления асинхронным двигателем и приведите поясняющие примеры.
6. Поясните суть векторного управления асинхронным двигателем и приведите поясняющие примеры.
7. Поясните устройство и принцип действия синхронных машин.
8. Как можно управлять синхронной машиной с регулируемым возбуждением?

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Розанов Ю.К. 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.
2. Попоков О. З. Основы преобразовательной техники: учеб. Пособие для вузов / О. З. Попков. – М.: Издательство МЭИ, 2005. - 200 С.: ил.
3. Розанов Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники: Учебник для техникумов. – М.: Энергия, 1979. – 392 с., ил.
4. Электротехнический справочник: В 4 т. Т.4. Использование электрической энергии / Под общей редакцией профессоров МЭИ В.Г. Герасимова и др. – 8-е изд., испр. и доп. – М.: Изд-во МЭИ, 2002. – 696 с.
5. Проектирование электротехнических устройств. Учебное пособие / В.А. Анисимов, А.О. Горнов, В.В. Москаленко, В.Н. Остриров, А.А. Фролов. - М.: Изд-во МЭИ, 2001 – 128 с.

**Учебное издание**

**Тумаева Елена Викторовна**  
кандидат технических наук

**Вафин Данил Биаллович**  
доктор технических наук

# **ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА НЕФТЕХИМИЧЕСКИХ ПРОИЗВОДСТВ**

**УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ**

Корректор Белова И.М.  
Худ. редактор Фёдорова Л.Г.

Сдано в набор 17.06.17.  
Подписано в печать 01.07.17.  
Бумага писчая. Гарнитура Таймс.  
Усл. печ. л. 13,4. Тираж 100 экз.  
Заказ №53.

НХТИ ФГБОУ ВО «КНИТУ»,  
г. Нижнекамск, 423570, ул. 30 лет Победы, д. 5а.