

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию
Южно-Уральский государственный университет
Кафедра «Электропривода и автоматизации
промышленных установок»

621.314(075.8)
Г322

М.В. Гельман, М.М. Дудкин, К.А. Преображенский

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Учебное пособие

Челябинск
Издательский центр ЮУрГУ
2009

УДК 621.314(075.8)
Г322

Одобрено
учебно-методической комиссией энергетического факультета.

Рецензенты:
А.Г. Возмилов, Б.Ю. Сидоренко

Г322 Гельман, М.В.

Преобразовательная техника: учебное пособие / М.В. Гельман, М.М. Дудкин, К.А. Преображенский. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – 425 с.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлению подготовки «Электротехника, электромеханика и электротехнологии».

Оно соответствует содержанию лекций, читаемых студентам по одноименному курсу. В учебном пособии рассмотрены элементы силовой электроники и приведены схемы выпрямителей, преобразователей постоянного и переменного напряжений, ведомых и автономных инверторов, обратимых преобразователей напряжения, преобразователей частоты и других устройств преобразовательной техники. Выполнен анализ процессов, приведены элементы расчета и характеристики схем. Большое внимание уделено энергетическим показателям.

Учебное пособие может быть полезно студентам других электротехнических специальностей энергетического факультета при изучении курсов «Промышленная электроника», «Энергетическая электроника».

УДК 621.314(075.8)

© Издательский центр ЮУрГУ, 2009

ВВЕДЕНИЕ

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлению подготовки 140600 «Электротехника, электромеханика и электротехнология».

Учебное пособие соответствует программе и курсу лекций, читаемых студентам специальности 140604 «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» и может быть использовано при подготовке инженеров, бакалавров и магистров. Распределение материала в соответствии с уровнями обучения может выполняться преподавателем. Подготовка магистров будет способствовать достаточно большой список литературы. Учебное пособие может быть полезно студентам других электротехнических специальностей энергетического факультета при изучении курсов «Промышленная электроника», «Энергетическая электроника».

В последнее время появились новые хорошие учебники [35, 53, 57], но они выпущены малым тиражом и либо слишком велики по объему для студентов указанных специальностей, либо недостаточно учитывают особенности этих специальностей. Студентам полезно ознакомиться по некоторым разделам с учебниками, по которым учились многие поколения инженеров [23, 33, 38, 59], но в общем они весьма устарели. По данному курсу имеется и иностранная литература [93, 95, 98].

Данное учебное пособие основано на ранее изданных в ЮУрГУ [14, 15, 16, 90], но существенно переработано и дополнено.

Изучение курса «Преобразовательная техника» базируется на знании физики, теоретической электротехники, электрических машин и физических основ электроники.

При изложении курса с учетом специфики направления подготовки студентов основное внимание уделено не разработке преобразователей, а их правильному выбору и применению. Поэтому подробно рассматриваются регулировочные, внешние и энергетические характеристики преобразователей различных типов. Большое внимание уделено улучшению энергетических показателей преобразователей, уменьшению их вредного влияния на питающую сеть и улучшению качества выходного напряжения.

Основной упор сделан на изучение физики процессов. Математическое описание процессов по возможности упрощено с учетом существующих возможностей компьютерного моделирования. Большое внимание уделено новым устройствам преобразовательной техники и сокращено изложение материала хорошо изложенного в учебниках. В тексте ссылки на эти основные учебники, как правило, не даются.

Для изучения курса необходимы знания полупроводниковых приборов, особенно, силовых полупроводниковых приборов и элементов микроэлек-

троники в объеме курса физических основ электроники (ФОЭ). При слушании лекций студенты могут пользоваться распечатанными электронными копиями фоллий цикла «Электроника».

При изучении курса студенты должны **привыкнуть к своеобразному языку электроники – языку схем, временных диаграмм и характеристик**. Освоение этого языка существенно снижает необходимость текстовых пояснений.

В конце параграфов приводятся **контрольные вопросы, на которые рекомендуется ответить**, чтобы обратить внимание на главное и ликвидировать пробелы в изучаемом материале.

При изучении курса предполагается, что студенты выполняют лабораторные работы на автоматизированном лабораторном комплексе, разработанном в ЮУрГУ, охватывающем все главы данного учебного пособия [56]. Это способствует приобретению практических навыков работы с устройствами преобразовательной техники. Изучение дополняется проведением цикла виртуальных лабораторных работ, существенно расширяющим возможности экспериментирования.

В подготовке учебного пособия принимали участие студенты Добродеева Н.П., Корниенкова Е.В., Некерова Е.Е., Тюменцева Н.А., Фокина Н.С. Авторы выражают им благодарность.

Глава 1. ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ – ОСНОВНОЙ СПОСОБ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

1.1. Предмет преобразовательной техники

Полупроводниковая преобразовательная техника является одним из разделов промышленной электроники.

Энергетическая электроника, силовая электроника – все это синонимы термина преобразовательная техника (ПТ), но, пожалуй, более точно отражающие ее смысл. Например, по-английски соответствующий термин «*power electronics*», по-немецки – «*Leistung Elektronik*», что точно переводится, как мощная электроника.

Термин «Преобразовательная техника» охватывает и другие виды преобразования электрической энергии. Преобразование электрической энергии может осуществляться, как электромеханическими (динамическими), например, электромашинными преобразователями, так и электронными (статическими) преобразователями.

Поэтому с учетом, применяемых в настоящее время полупроводниковых приборов, более точное название курса «Полупроводниковая преобразовательная техника».

Энергетическая электроника – это сильноточная ветвь промышленной электроники. Энергетическая электроника начала свою историю в начале XX века после создания электронного диода, а затем ртутного вентиля, но подлинное ее развитие и широкое внедрение связано с появлением полупроводниковых приборов.

Преобразователи электрической энергии являются основным предметом изучения энергетической электроники. Преобразовательная техника изучает вопросы преобразования электрической энергии. Преобразование электрической энергии – это изменение ее параметров (напряжения, числа фаз, частоты, включая нулевую, то есть постоянный ток), а также улучшение качества электроэнергии, изменение формы напряжения и т.д.

С помощью устройств преобразовательной техники более 50% вырабатываемой электроэнергии преобразовывается в другие виды. Поэтому особенно велика роль устройств преобразовательной техники в деле энергосбережения.

Преобразовательная техника является основой современного электропривода и находит в нем все более широкое применение. Полупроводниковые преобразователи энергии применяются на транспорте, в электротехнологических установках, на электростанциях. Устройства преобразовательной техники являются основой бытовой электроники. Современные источники

питания телевизоров, радиоприемников, компьютеров неосуществимы без применения устройств преобразовательной техники.

Широкое применение устройств преобразовательной техники обусловлено **преимуществами полупроводниковых приборов** и элементов микроэлектроники – малыми габаритами, быстродействием, чувствительностью, надежностью, экономичностью и широкими возможностями преобразования информации.

Поэтому изучение преобразовательной техники невозможно без знания полупроводниковых приборов и элементов микроэлектроники.

Энергетическая электроника (преобразовательная техника) изучает методы преобразования электрической энергии и устройства, реализующие эти методы. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии предназначены для **преобразования параметров электрической энергии** (напряжения, частоты, числа фаз, формы напряжения и тока). Современная преобразовательная техника основана на применении полупроводниковых приборов.

В полупроводниковой преобразовательной технике используются диоды, тиристоры и транзисторы в ключевом режиме. Приборы, работающие в ключевом режиме (открыт, закрыт), называются **вентильями**. Преобразователи, выполненные на вентильях, называются **вентильными преобразователями**.

Изучение курса «Преобразовательная техника» базируется на знании курсов: «Физика», «Теоретические основы электротехники», «Физические основы электроники» и «Электрические машины». В свою очередь курс «Преобразовательная техника» является основой при изучении «Теории электропривода», «Систем управления электроприводами» и «Электроснабжения», а также знание его необходимо для успешной сдачи государственного экзамена и защиты дипломного проекта.

Язык преобразовательной техники базируется на трех «китах»: схемах, временных диаграммах и характеристиках.

1.2. Назначение и классификация устройств преобразовательной техники

Основное применение вентильные преобразователи нашли в качестве источников питания различных устройств. **Современный электропривод немислим без вентильных преобразователей**. В нем органически сливаются электрическая машина, вентильный преобразователь и устройство управления.

Вентильные преобразователи классифицируются по ряду признаков. **Классификация вентильных преобразователей** представлена на рис. 1.1.

1. По связи с сетью вентильные преобразователи делятся на преобразователи:

а) **ведомые сетью**, в которых процессы происходят синхронно с частотой сети;

б) **автономные**, которые либо не связаны с сетью, либо не зависят от частоты сети.

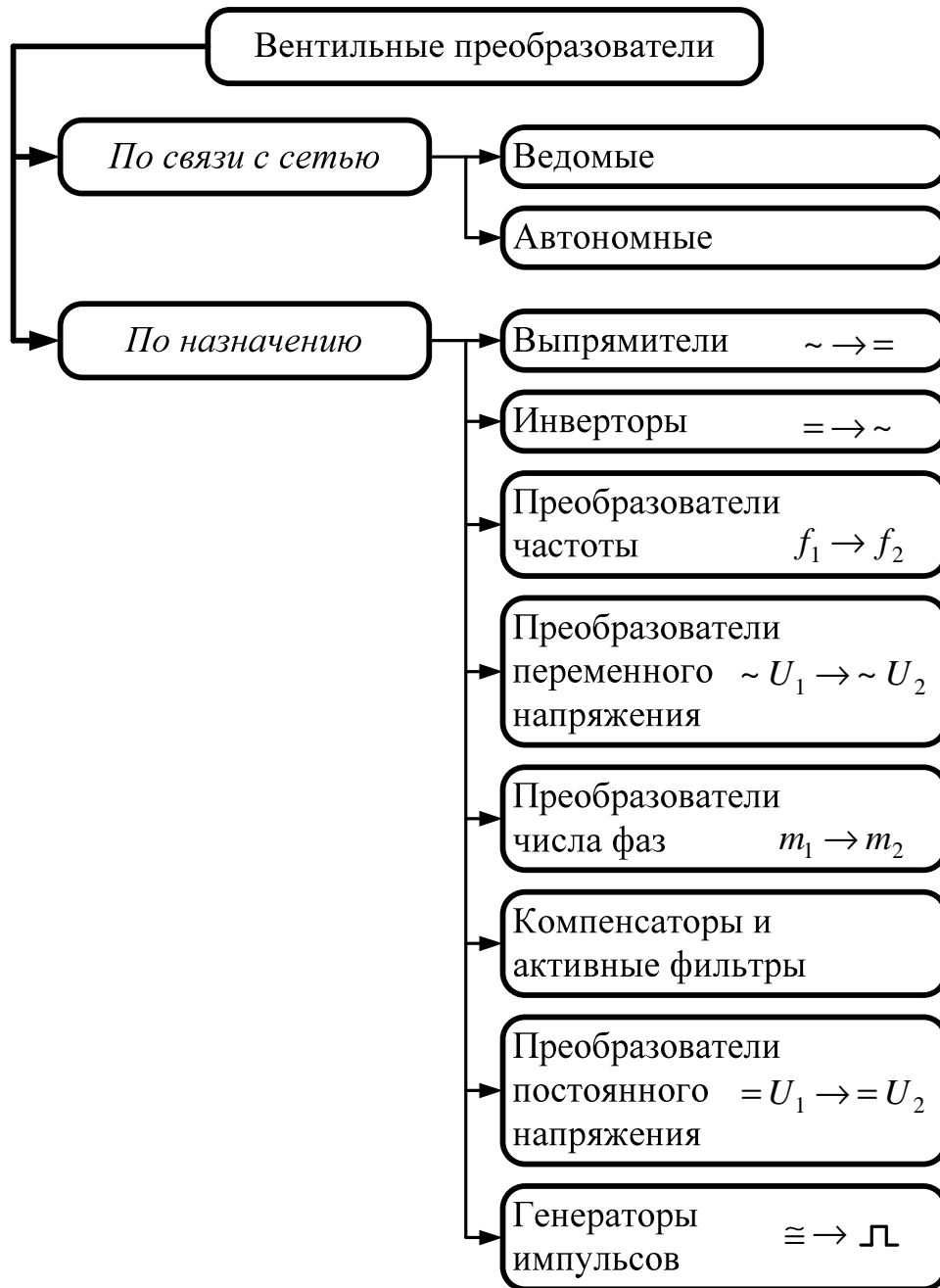


Рис. 1.1. Классификация вентильных преобразователей

2. По назначению вентильные преобразователи делятся:

а) на **выпрямители**, которые преобразуют переменный ток в постоянный ток;

- б) на **инверторы**, которые преобразуют постоянный ток в переменный ток;
- в) на **преобразователи частоты**, которые преобразуют переменный ток одной частоты в переменный ток другой частоты;
- г) на **преобразователи переменного напряжения**, изменяющие величину переменного напряжения. При этом частота и число фаз остаются неизменными;
- д) на **преобразователи числа фаз**, изменяющие число фаз при неизменной частоте;
- е) на **компенсаторы и активные фильтры**, которые повышают качество напряжения в сети;
- ж) на **преобразователи постоянного напряжения**, изменяющие величину постоянного напряжения;
- з) на **генераторы импульсов**, формирующие импульсы произвольной формы и частоты.

1.3. Состав устройств преобразовательной техники

Все устройства преобразовательной техники состоят из **силовой части** и **системы управления**, что показано на рис. 1.2.

Элементами силовой части являются:

- вентили;
- трансформаторы;
- реакторы;
- конденсаторы.

Система управления может быть аналоговой, цифровой или комбинированной.

В данном курсе основное внимание уделяется силовым схемам и алгоритмам управления. Сами системы управления будут подробнее рассмотрены в последующих курсах.

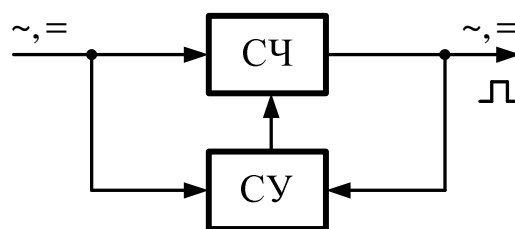


Рис. 1.2. Состав устройства преобразовательной техники (СЧ – силовая часть; СУ – система управления)

1.4. История и перспективы развития устройств преобразовательной техники

Современные отрасли электротехники – электропривод, электроснабжение, электротехнологию и бытовую электротехнику нельзя представить без преобразовательной техники. Кратко рассмотрим основные этапы ее развития.

Энергетическая электроника – очень молодая наука. Ее история насчитывает немногим более ста лет. Появление электроники было вызвано по-

требностями радиотехники. В первом радиоприемнике А.С. Попова в 1895 году использовалось устройство для детектирования (выпрямления) сигналов переменного тока – когерер. По существу это был полупроводниковый прибор, в котором выпрямление происходило на границе окисла и металла. Конечно, теория этих процессов была создана гораздо позже.

Развитие энергетической электроники определялось развитием **электронных приборов**. В 1904 г. англичанин Джон Флеминг изобрел **электронный диод**. Его создание было основано на предшествующих работах Томаса Эдисона, открывшего термоэлектронную эмиссию, и Лодыгина, создавшего лампу накаливания.

В начале 1900-х годов в США Купером Юитом были разработаны стеклянные **ртутные выпрямители**, ставшие по существу родоначальниками силовых приборов для энергетической электроники. Стеклянные ртутные выпрямители разрабатывались в СССР сразу после октябрьской революции под руководством академика В.П. Вологодина. Первый металлический ртутный выпрямитель появился в Германии в 1911 г. Его создатель – инженер Б. Шеффер. Выпуск металлических ртутных выпрямителей в СССР был начат в 1924 г. под руководством В.К. Крапивина.

В середине 20-х годов начался выпуск первых полупроводниковых выпрямителей – купроксных, выполненных в виде последовательно соединенных медных пластин, покрытых окисью меди. Развитие полупроводниковой техники сдерживалось из-за отставания теории, а также отсутствия технологий.

Год рождения **транзистора** – 1948. За это изобретение его создатели Уолтер Браттейн, Джон Бардин и Вильям Шокли были удостоены Нобелевской премии. Этот транзистор был биполярным. Работы по созданию полевого транзистора велись длительное время, но только в 1958 г. польскому ученому Станиславу Тешнеру, работавшему во Франции, удалось создать прибор, пригодный для практического применения.

В 1958 г. фирмой *Westinghouse* были разработаны **тиристоры** – мощные полупроводниковые приборы, пришедшие на смену управляемым ртутным выпрямителям и совершившие подлинную революцию в управляемом электроприводе и электротехнологии. Достаточно сказать, что ртутный вентиль на 1000 А имел массу 300 кг, а тиристор на тот же ток вместе с охладителем – всего 5 кг. В СССР тиристоры начали выпускаться уже в 1961 г. Симметричные тиристоры появились в СССР на несколько месяцев раньше, чем за рубежом. Под руководством И.В. Грехова в РФ разработаны полупроводниковые генераторы мощных наносекундных импульсов. В СССР появились первые работы по применению тиристоров на ультразвуковых частотах [2].

90-е годы ознаменовались изобретением Ниидзавой (фирма «Тошиба», Япония) **IGBT–транзистора**. Появление этого прибора привело к настоящей

революции в электроприводе переменного тока и вызвало его бурное развитие.

В 1960-е годы возникла совершенно новая область электроники – **оптоэлектроника**. Она позволила создать элементы, позволяющие разделить электрически отдельные части системы, и вместе с тем обеспечить информационную связь между ними.

Развитие энергетической электроники определялось не только развитием силовых приборов, но и **систем управления**. Создание **операционных усилителей** связано с именем Роберта Видлара, который определил на многие годы структуру аналоговых интегральных микросхем. В 1959 г. Джек Килби и Роберт Нойс изобрели первую **цифровую интегральную микросхему**.

Первые **микропроцессоры** появились в начале 70-х годов. Они были разработаны фирмой *Intel* под руководством Марчиана Хоффа. Конец XX и начало XXI века – это время расцвета компьютерной техники и широчайшего применения ее во всех областях деятельности человека, в частности, в виде микроконтроллеров в системах управления вентильными преобразователями различного назначения.

Большой путь за минувшие сто лет прошла и схемотехника энергетической электроники. Трудно назвать здесь всех инженеров и ученых, внесших основополагающий вклад в ее развитие. Отметим лишь авторов самых распространенных силовых схем, ставших классическими: Гретца – автора однофазной мостовой схемы и Ларионова и Гретца – авторов трехфазной мостовой схемы.

Первая в СССР кафедра Промышленной электроники была создана в МЭИ под руководством профессора И.Л. Каганова в 1943 г. [38].

Оглянувшись назад на путь пройденный **энергетической электроникой**, немного рассмотрим **перспективы ее развития**.

Большой резерв повышения энергоэффективности был заложен в возможности повышения единичной мощности приборов силовой электроники и уменьшения потерь в них.

Важнейшее значение имеет уменьшение вредного влияния вентильных преобразователей на питающую сеть вплоть до улучшения качества напряжения за счет вентильных преобразователей.

Рост степени интеграции цифровых элементов систем управления (СУ) сделали необратимой массовую замену аналоговых СУ на системы прямого цифрового управления. В пределе встроенные СУ интегрируются вместе с силовыми преобразователями и исполнительными двигателями в одно целое – мехатронный модуль движения.

Уменьшение мощности систем управления требует особого внимания к **проблемам помехоустойчивости**.

Основные затраты при разработке СУ теперь приходится не на создание аппаратной части, а на разработку алгоритмического и программного обеспечения.

В связи с возрастающей степенью сложности электромеханических устройств огромное значение будет иметь и скорейшее внедрение информационных и компьютерных технологий в проектирование, конструирование, производство и эксплуатацию электроустановок.

Контрольные вопросы

1. Что изучает преобразовательная техника?
2. Для чего предназначены полупроводниковые преобразователи электрической энергии?
3. Что такое вентиль?
4. Что такое вентильный преобразователь?
5. Как классифицируются вентильные преобразователи?
6. Каковы области применения устройств преобразовательной техники?
7. Каковы основные направления развития преобразовательной техники?

Глава 2. ЭЛЕМЕНТЫ СИЛОВЫХ СХЕМ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

2.1. Состав силовых схем вентильных преобразователей

В книге основное внимание будет уделено силовым схемам вентильных преобразователей и в малой степени будут изложены вопросы реализации схем управления. Поэтому в данной главе будут рассмотрены в основном элементы, применяемые в силовых схемах.

К таким элементам относятся выпрямительные диоды, тиристоры, транзисторы, гибридные силовые схемы, трансформаторы, реакторы, конденсаторы, резисторы и элементы защиты вентильных преобразователей.

Выпрямительные диоды, тиристоры, транзисторы и гибридные силовые схемы обеспечивают преобразование электрической энергии и управление ее параметрами. Трансформаторы применяют для изменения переменного напряжения, изменения числа фаз и потенциального разделения частей схемы. Реакторы и конденсаторы обеспечивают накопление и отдачу энергии, выступают в качестве фильтров, замедляют скорость нарастания тока или напряжения. В резисторах рассеивается избыточная энергия в тех случаях, когда ее нельзя использовать. Элементы защиты вентильных преобразователей применяют для ограничения аварийных токов и перенапряжений.

При описании этих элементов основное внимание будет уделено их схемам замещения, характеристикам и параметрам, а также переходным процессам. В тех случаях, когда этому не уделяется внимание в смежных курсах, будут рассмотрены принципы действия и конструктивные особенности.

2.2. Силовые диоды

2.2.1. Назначение и классификация силовых диодов

Диод – это двухэлектродный, неуправляемый полупроводниковый электро-преобразовательный прибор, имеющий два вывода (*анод* со стороны *p*-слоя и *катод* со стороны *n*-слоя), содержащий один *p-n*-переход и обладающий односторонней проводимостью тока. Силовые диоды применяются в силовых цепях преобразователей. Их основное, но не единственное назначение, – это выпрямление переменного тока. Поэтому их называют выпрямительными диодами. Классификация силовых диодов представлена на рис. 2.1.

В зависимости от полупроводникового материала, использованного для создания приборов, силовые диоды подразделяются на:

- 1) кремниевые;
- 2) германиевые;
- 3) арсенидгаллиевые;

4) карбидкремниевые.

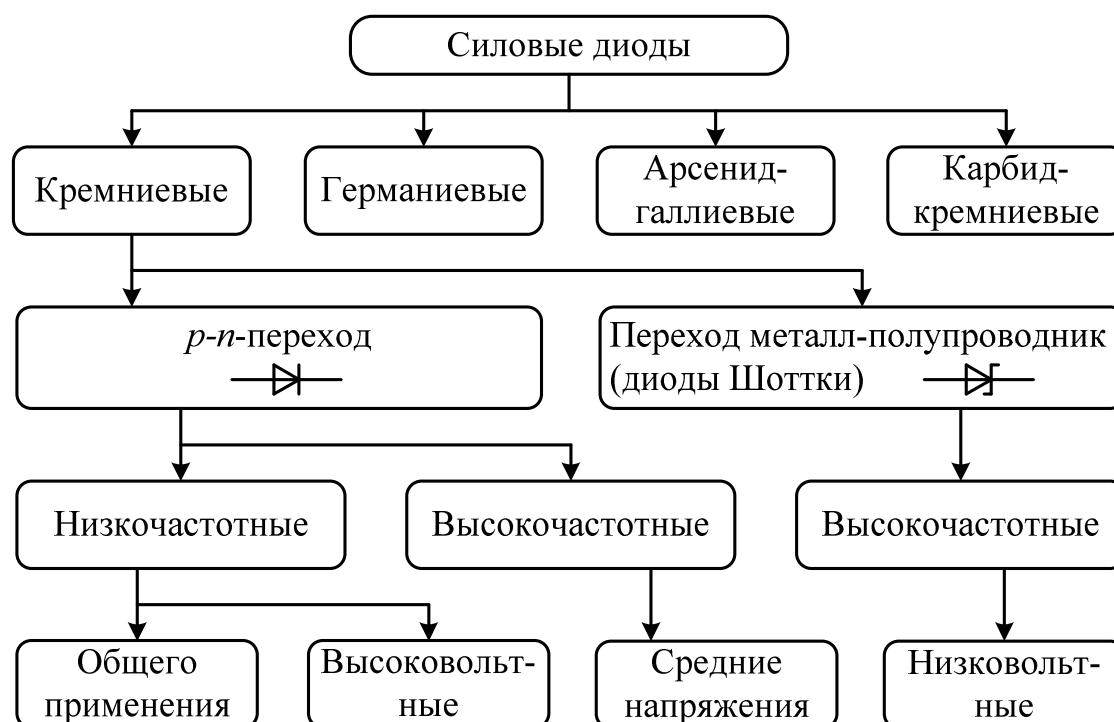


Рис. 2.1. Классификация силовых полупроводниковых диодов

По внутренней структуре и, следовательно, принципу действия силовые диоды подразделяются на:

- а) диоды на основе $p-n$ -перехода;
- б) диоды на основе перехода металл-полупроводник (диоды Шоттки).

В зависимости от максимально допустимой частоты входного напряжения силовые диоды подразделяются на:

- а) низкочастотные на основе $p-n$ -перехода ($f_{\max} < 10^3$ Гц);
- б) высокочастотные на основе $p-n$ -перехода, но дополнительно легированные золотом, и диоды Шоттки ($f_{\max} > 10^3$ Гц и достигает десятков кГц).

По предельному напряжению силовые диоды подразделяются на:

- а) диоды низкочастотные общего применения (на средние напряжения) на основе $p-n$ -перехода с допустимыми напряжениями до 1 кВ;
- б) диоды низкочастотные высоковольтные на основе $p-i-n$ структур с допустимыми напряжениями до 10 кВ (i – слой собственного полупроводника);
- в) диоды высокочастотные (быстровосстанавливающиеся) на средние напряжения на основе $p-n$ -перехода, но дополнительно легированные золотом, с допустимыми напряжениями до 1 кВ;
- г) диоды высокочастотные (быстровосстанавливающиеся) низковольтные, на основе перехода металл-полупроводник (диоды Шоттки).

Условные обозначения полупроводников диодов показаны на рис. 2.1.

В настоящее время основное применение имеют кремниевые диоды, германиевые из-за низких допустимых температур практически не выпускаются, а арсенидгаллиевые и карбидкремниевые могут работать при более высоких температурах, чем кремниевые, но еще не стали широко применяемыми.

2.2.2. Статические характеристики и схема замещения силового диода при низкой частоте

Выпрямительные диоды применяются в основном для построения выпрямителей в промышленных сетях переменного тока частотой 50 – 60 Гц. Выпрямление основано на свойстве $p-n$ -перехода, хорошо пропускать ток в одном направлении и почти не пропускать его в другом. Таким образом, выпрямительный диод представляет собой электронный ключ, управляемый приложенным к нему напряжением. При прямом напряжении ключ замкнут, при обратном – разомкнут. Такому электронному ключу соответствует вольтамперная характеристика (ВАХ) идеального диода (рис. 2.2 а). Однако в действительности диод не является идеальным, т.к. во включенном состоянии на нем падает прямое напряжение порядка 1 – 2 В, а в выключенном состоянии через диод протекает обратный ток, который мал. Поэтому ВАХ реального диода отличается от идеальной (см. рис. 2.2 б).

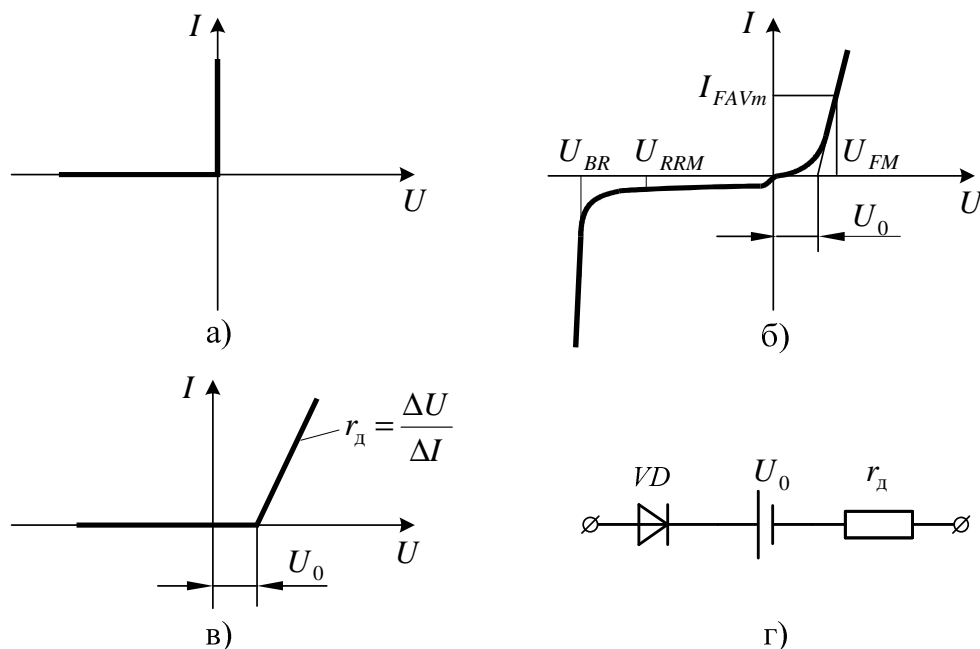


Рис. 2.2. Вольтамперные характеристики силового диода: идеальная (а), реальная (б), идеализированная (в) и его схема замещения (г)

При расчетах ВАХ аппроксимируются. Выделяют идеализированную ВАХ (см. рис. 2.2 в), которая позволяет учесть потери в проводящем со-

стоянии, а для закрытого состояния диод считается идеальным (сопротивление равно бесконечности). Согласно идеализированной ВАХ модель диода в открытом состоянии описывается линейным уравнением

$$U = U_0 + I \cdot r_d, \quad (2.1)$$

где U_0 – пороговое напряжение диода; $r_d = \Delta U / \Delta I$ – дифференциальное сопротивление диода во включенном состоянии.

На рис. 2.2 г приведена схема замещения диода при низкой частоте, где VD – идеальный диод.

2.2.3. Динамические характеристики силовых диодов

Силовые диоды в вентильных преобразователях применяются в качестве обратных диодов, защищающих силовые ключи от обратного напряжения и создающих пути протекания реактивного тока нагрузки при запираии транзисторов. Эти процессы происходят с частотой в единицы и десятки кГц. Поэтому высокочастотные диоды, работающие в таких цепях, в отличие от выпрямительных, должны иметь малую длительность переходных процессов включения и выключения.

Рассмотрим переходные процессы включения и выключения диодов на примере однополупериодной схемы выпрямления, работающей на резистивную нагрузку R_d и питаемой от источника напряжения прямоугольной формы (рис. 2.3 а) [20, 25].

Напряжение на входе схемы в момент времени t_0 скачком приобретает положительное значение U_m . Из-за инерционности диффузионного процесса ток в диоде i_a появляется не мгновенно, а нарастает в течение времени t_{on} (см. рис. 2.3 б). Совместно с нарастанием тока в диоде снижается напряжение на диоде u_a , которое после времени установления прямого сопротивления t_{on} становится равным прямому напряжению U_F . В момент времени t_1 в цепи устанавливается стационарный режим, при котором ток нагрузки $I_d \approx U_m / R_d$.

В момент времени t_2 входное напряжение u изменяет свою полярность. Однако до момента t_4 диод будет находиться в проводящем состоянии вследствие накопленного заряда на границе p – n -перехода, но направление тока в диоде i_a меняется на противоположное. По существу, происходит рассасывание зарядов на границе p – n -перехода, т.е. разряд эквивалентной емкости. В течение времени рассасывания t_s через диод протекает ток I_d , который ограничивается сопротивлением нагрузки R_d (см. рис. 2.3 б).

В момент времени t_3 напряжение на диоде u_a начинает быстро возрастать по модулю, а ток i_a спадать. Соответствующий отрезок времени t_f называют временем спада (см. рис. 2.3 б).

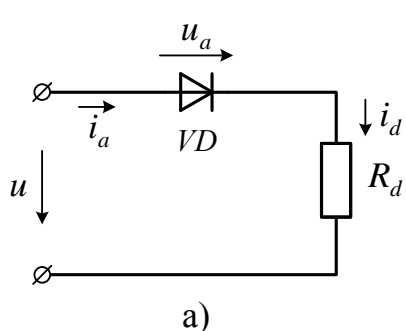
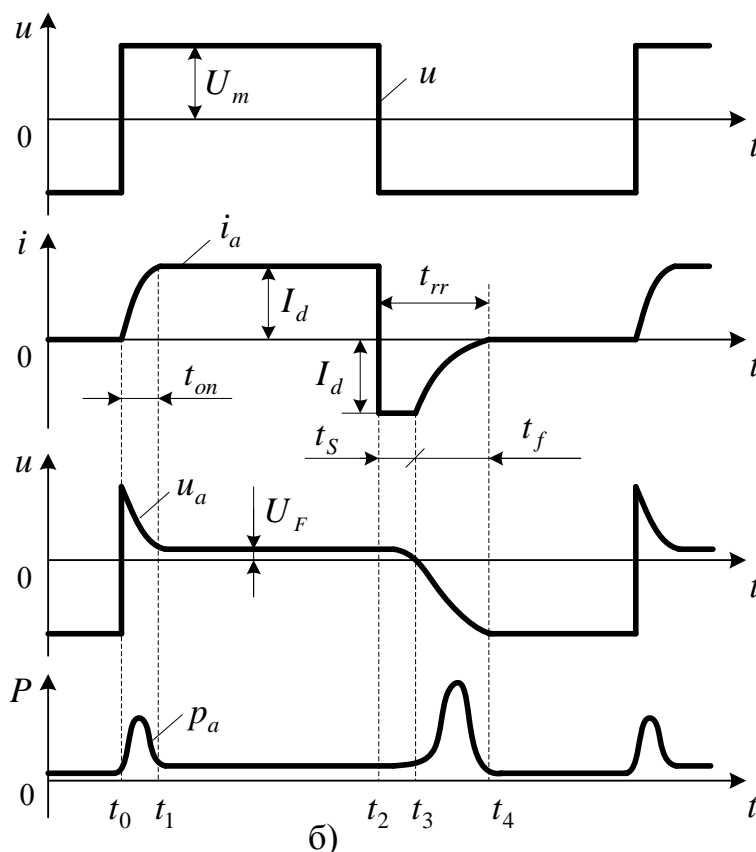


Рис. 2.3. Переходные процессы включения и выключения высокочастотных диодов: схема испытания (а); временные диаграммы сигналов (б)



Отрезок времени $t_{rr} = t_s + t_f$ называется временем восстановления обратного сопротивления. В течение этого времени диод восстанавливает свои запирающие свойства. Время t_{rr} характеризует быстродействие диодов.

Следует отметить, что при $R_d = 0$ (что соответствует работе диода на емкостную нагрузку, либо при включении диода в качестве обратного) обратный ток через диод в момент его запираения может во много раз превышать ток нагрузки в стационарном режиме.

Из переходного процесса (см. рис. 2.3 б) следует, что мощность потерь в диоде p_a резко повышается при его включении и особенно при выключении.

Производители диодов рекомендуют для определения потерь обратного восстановления пользоваться величиной заряда обратного восстановления

$Q_{rr} = \int_0^{t_{rr}} i_a(t) dt$, так как время восстановления t_{rr} сильно зависит от условий переключения диода. Тогда мощность потерь обратного восстановления

$$P_{rr} = E_{rr} \cdot f = U_m \cdot Q_{rr} \cdot f. \quad (2.2)$$

Здесь E_{rr} – энергия обратного восстановления; f – частота коммутации; U_m – амплитудное значение входного напряжения.

2.2.4. Параметры силовых диодов

Полупроводниковые приборы характеризуются параметрами.

Параметры – это численные значения величин, определяющих характерные точки ВАХ и допустимые режимы.

Параметры силовых диодов [73]:

1) повторяющееся импульсное обратное напряжение U_{RRM} – максимальное обратное напряжение, которое каждый период может прикладываться к диоду (см. рис. 2.2 б), которое примерно составляет 0,7 напряжения пробоя U_{BR} . В современных диодах оно достигает 10 кВ. U_{RRM} в сотнях вольт определяет класс выпрямительного диода. Например, если $U_{RRM} = 5000$ В, то диод 50 класса;

2) максимально допустимый средний прямой ток (предельный ток) I_{FAVm} , определяемый в однофазной однополупериодной схеме выпрямления при синусоидальном токе частотой 50 Гц, угле проводимости 180° и заданной температуре кристалла или корпуса

$$I_{FAVm} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\pi} \frac{U_m}{R_d} \cdot \sin\omega t \cdot d\omega t = \frac{U_m}{\pi \cdot R_d} = \frac{I_m}{\pi}. \quad (2.3)$$

Здесь U_m – амплитудное значение напряжения сети; R_d – активное сопротивление нагрузки; I_m – амплитудное значение выпрямленного тока.

Предельный ток I_{FAVm} определяет тип вентиля, в современных выпрямительных диодах он достигает 8 кА;

3) максимальный обратный ток I_R (доли мкА – десятки мА);

4) импульсное прямое напряжение U_{FM} – максимальное значение прямого напряжения, обусловленное максимально допустимым средним прямым током I_{FAVm} (см. рис. 2.2 б). Оно составляет 1...3 В;

5) пороговое напряжение U_0 (0,5 ... 1,5 В) и дифференциальное сопротивление r_d (см. рис. 2.2 б – в).

б) время восстановления обратного сопротивления t_{rr} (см. рис. 2.3) – интервал времени, прошедший с момента прохождения тока через нуль (после изменения полярности приложенного напряжения) до момента, когда обратный ток достигнет заданного малого значения (доли нс – доли мкс для высокочастотных и 25... 100 мкс для низкочастотных);

7) заряд обратного восстановления Q_{rr} – используется для определения мощности потерь обратного восстановления (десятки нК – десятки мкК).

2.2.5. Разновидности силовых диодов

Диоды низкочастотные общего применения (на средние напряжения) на основе p - n -перехода с допустимыми напряжениями до 1 кВ выпускаются на токи до 8 кА. Время обратного восстановления диодов обычно находится в диапазоне 25... 100 мкс, что ограничивает их использование при частоте свыше 500 Гц. Их основное применение – неуправляемые выпрямители при промышленной частоте.

Диоды низкочастотные высоковольтные, основанные на процессах в $p-i-n$ структуре с допустимыми напряжениями до 10 кВ (i – слой собственного полупроводника). Слой собственного полупроводника, имеющий высокое сопротивление позволяет увеличить допустимое напряжение.

Диоды высокочастотные (быстровосстанавливающиеся) на средние напряжения на основе $p-n$ -перехода, но дополнительно легированные золотом методом диффузии. Атомы золота создают рекомбинационные центры, обеспечивающие ускорение рекомбинации носителей заряда после прохождения тока. Время восстановления обратного сопротивления t_{rr} в них снижается в пределе до 100 нс. Предельный ток этих диодов 1 кА, допустимые напряжения достигают 1 кВ, а при некотором увеличении времени восстановления обратного сопротивления – 3 кВ. Быстровосстанавливающиеся силовые диоды применяются в схемах преобразователей при частотах 2 – 20 кГц для шунтирования запираемых тиристоров и транзисторов и пропуска тока в обратном направлении.

Для высоковольтных преобразователей рекомендуется использовать специально разработанные ультрабыстрые диоды **Hexfred**, которые имеют величину обратного напряжения U_{RRM} до 1200 В, время обратного восстановления t_{rr} до 100 нс, прямое падение напряжения до 2,0 В, максимально допустимый средний прямой ток I_{FAVm} до 100 А и выше.

Диоды Шоттки – высокочастотные низковольтные диоды на основе перехода металл-полупроводник [73]. Их особенностью является то, что прямой ток обусловлен движением только основных носителей – электронов. Таким образом, диоды Шоттки являются униполярными приборами с одним типом основных носителей. Отсутствие накопления неосновных носителей существенно уменьшает их инерционность. Время восстановления t_{rr} составляет обычно не более 0,3 мкс, падение прямого напряжения U_{FM} примерно 0,3 – 0,6 В. Значения обратных токов I_R в этих диодах на 2 – 3 порядка выше, чем в диодах с $p-n$ -переходом. Диапазон предельных обратных напряжений U_{RRM} обычно ограничивается 200 В, максимально допустимый средний прямой ток I_{FAVm} до 100 А. Диоды Шоттки применяются в схемах преобразователей при частотах 2 – 100 кГц для шунтирования полевых транзисторов и пропуска тока в обратном направлении.

Контрольные вопросы

1. Как классифицируются силовые диоды?
2. Как выглядит ВАХ силового диода?
3. Как и зачем идеализируют ВАХ силового диода?
4. Какие процессы происходят при включении и выключении диода?
5. Назовите параметры силовых диодов.
6. Укажите порядок величин параметров силовых диодов.

7. Назовите разновидности высокочастотных силовых диодов и их отличия.

2.3. Тиристоры

2.3.1. Назначение и классификация тиристоров

Тиристорами называются полупроводниковые приборы с тремя и более $p-n$ -переходами, предназначенные для использования в качестве электронных ключей в схемах переключения электрических токов. Классификация тиристоров представлена на рис. 2.4.

По способу управления тиристоры можно разделить на две группы:

а) *с неполной управляемостью* – включение осуществляется сигналом управления, а выключение – при спаде тока через прибор до нуля. К этой группе относятся следующие разновидности тиристоров: *асимметричный тиристор (SCR)*, *симистор*, *фототиристор* и *оптотиристор*. Тиристоры данной группы нашли широкое применение в регулируемом электроприводе постоянного тока, а также в системах плавного пуска асинхронных электродвигателей. На их основе строятся управляемые выпрямители тока, преобразователи переменного напряжения и др. виды преобразователей;

б) *полностью управляемые* – включение и выключение осуществляется сигналом управления. К этой группе относятся *запираемые тиристоры* и их разновидности: запираемый тиристор *GTO*, запираемый тиристор *GCT*, интегрированный запираемый тиристор *IGCT* и полевые тиристоры *MCT*.

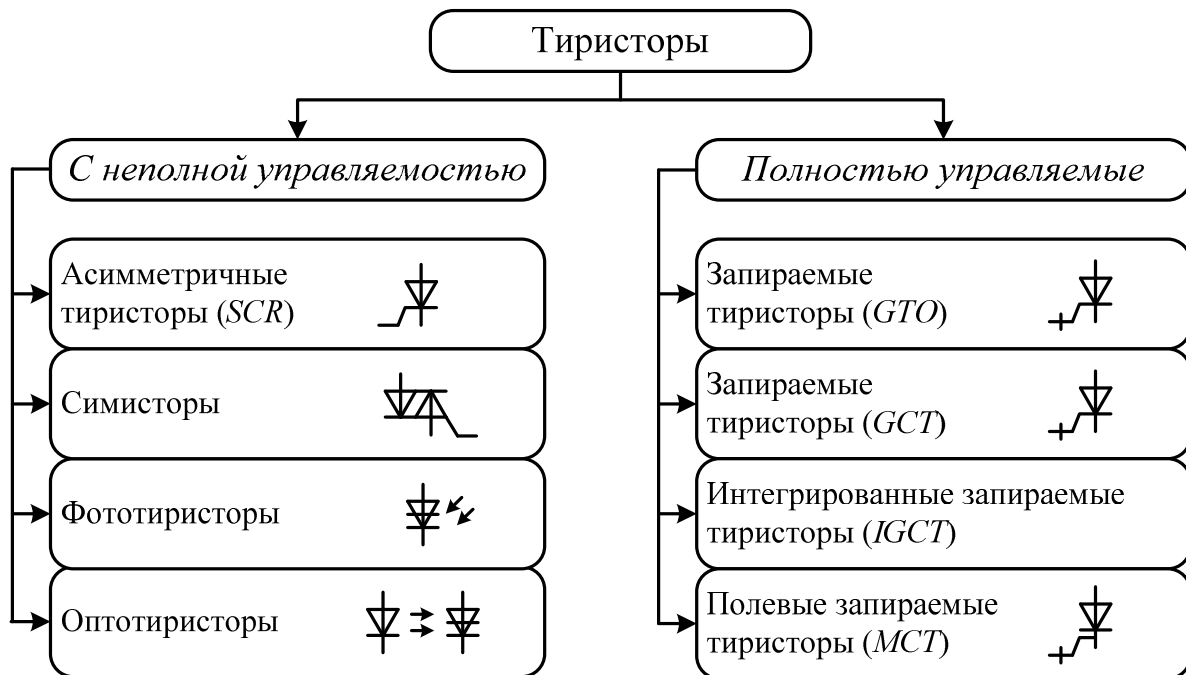


Рис. 2.4. Классификация тиристоров

Аббревиатура *GTO* – это сокращение названия *gate turn-off thyristor*. В переводе это значит **тиристор, включаемый выключаемый управлением**. Аббревиатура *GCT* – это сокращение названия *gate commutated thyristor*. В переводе это значит **тиристор, коммутируемый управлением**. Аббревиатура *IGCT* – это сокращение названия *integrated gate commutated thyristor*. В переводе это значит **интегрированный тиристор, коммутируемый управлением**. Аббревиатура *MCT* – это сокращение названия *MOS – control thyristor*. В переводе это значит **тиристор, управляемый МОП**.

Возможность полного управления предопределила их область применения – это регулируемый электропривод переменного тока (автономные инверторы напряжения для преобразователей частоты), мощные источники питания электрических подстанций, системы бесперебойного питания, статические компенсаторы и т.д.

Условные обозначения тиристоров показаны на рис. 2.4. В дальнейшем при изложении материала асимметричный тиристор будем называть просто тиристором.

2.3.2. Статические характеристики тиристоров

Тиристор – это полупроводниковый прибор, содержащий четыре слоя с разным типом проводимости, способный под действием управляющего сигнала переходить из закрытого в открытое состояние.

Тиристоры с четырехслойной структурой *p-n-p-n* имеют три вывода: анод (А), катод (К) и управляющий электрод (УЭ) (рис. 2.5 а). Если напряжение на аноде по отношению к катоду положительное, то переходы П1 и П3 смещаются в прямом направлении, а П2 – в обратном.

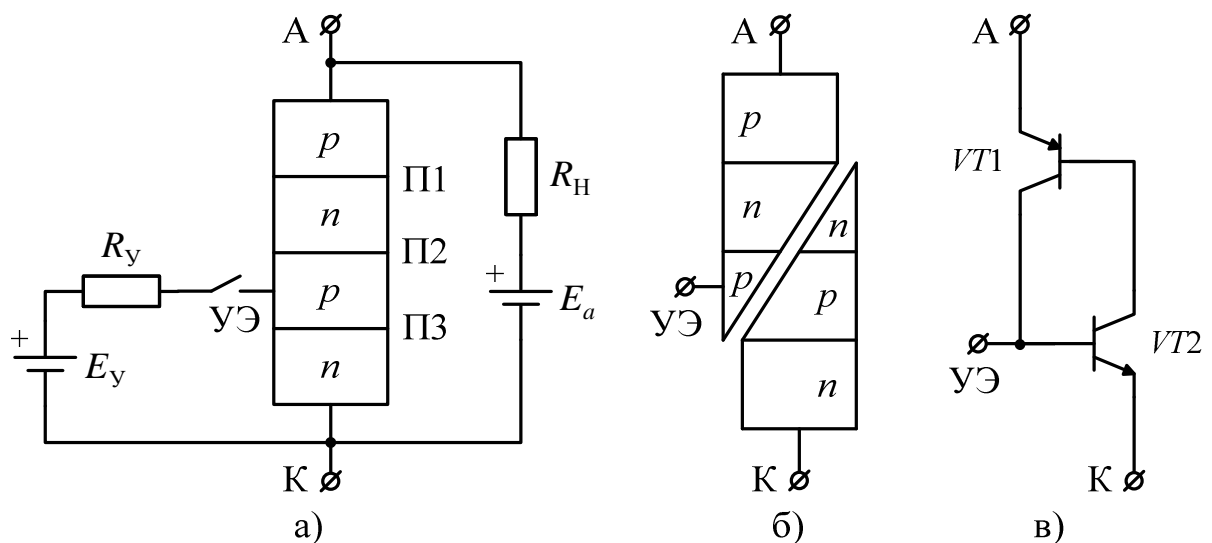


Рис. 2.5. Структура обычного тиристора (а) и его эквивалентная схема (б, в)

Структуру тиристора можно представить в виде двух соединенных трехслойных структур: $p-n-p$ и $n-p-n$ (см. рис. 2.5 б), эквивалентных биполярным транзисторам $VT1$ и $VT2$ (см. рис. 2.5 в). Включение тиристора происходит при наличии между анодом и катодом положительного напряжения и подаче на его управляющий электрод импульса управления. Благодаря положительной обратной связи между эквивалентными транзисторами $VT1$ и $VT2$ процесс включения тиристора начинает лавинообразно развиваться до состояния, когда анодный ток становится равным значению, определенному сопротивлением нагрузки.

Анализируя процессы в схеме с эквивалентными транзисторами (см. рис. 2.5 в), можно убедиться в том, что если произошло включение тиристора (протекает анодный ток), то прекращение тока управления не приводит к выключению схемы. Это связано с наличием внутренней положительной обратной связи. Чтобы выключить тиристор нужно уменьшить ток в цепи анода до малой величины или приложить к нему обратное напряжение. Таким образом, обычный тиристор – это прибор с неполной управляемостью.

Идеальная статическая выходная ВАХ тиристора представлена на рис. 2.6 а из которой видно, что тиристорный ключ может проводить ток только в одном направлении, а в закрытом состоянии может выдерживать как прямое, так и обратное напряжение.

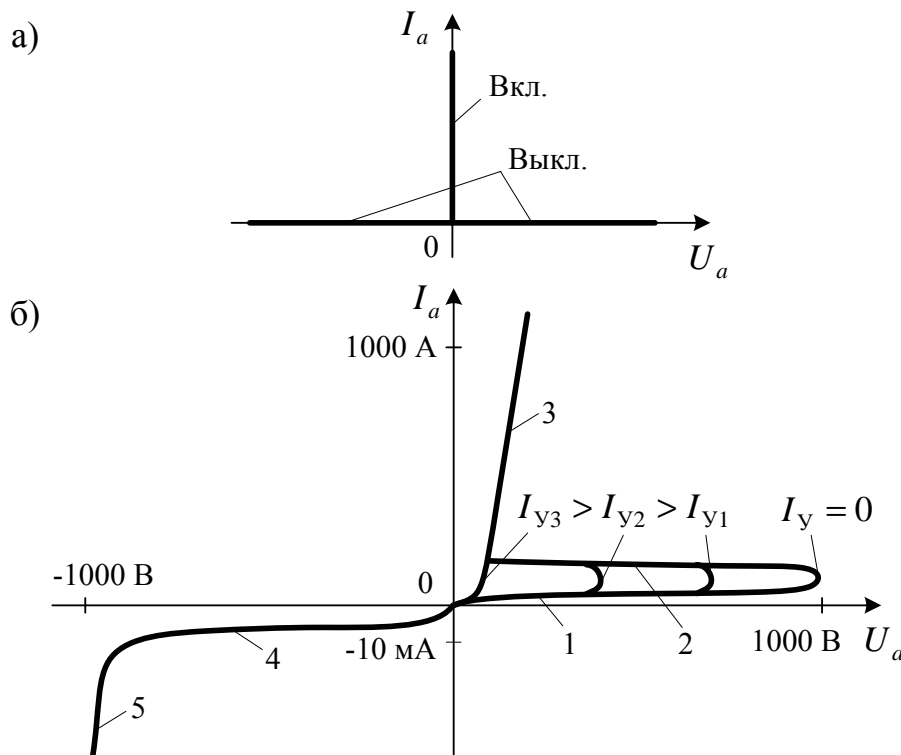


Рис. 2.6. Идеальная (а) и реальная (б) выходные статические ВАХ тиристора

На рис. 2.6 б представлено семейство *реальных выходных статических ВАХ* при разных значениях тока управления I_y . Предельное прямое напряжение, которое выдерживает тиристор без его включения, имеет максимальные значения при $I_y = 0$. Чем больше ток управления, тем при меньшем напряжении на аноде включается тиристор. Включенному состоянию тиристора соответствует ветвь 3, а выключенному – ветвь 1. Процессу включения соответствует участок 2 ВАХ. При приложении к тиристорному обратного напряжения прибор все время находится в закрытом состоянии (участок 4), поскольку переходы П1 и П3 находятся под обратным напряжением, а П2 смещен в прямом направлении (см. рис. 2.5 а). При увеличении обратного напряжения начинается резкое возрастание обратного тока (участок 5), связанное с лавинным пробоем тиристора. Участок 5 является запрещенным участком работы тиристора.

На рис. 2.7 а приведена схема управления тиристором. Управляющие импульсы амплитудой E_y (рис. 2.7 б) подаются на управляющий электрод через резистор R_y , служащий для ограничения тока. Диаграмма управления тиристором (рис. 2.7 в) служит для выбора параметров схемы управления. Жирными линиями на рис. 2.7 в показаны границы области существования входных характеристик соответствующих минимальному и максимальному сопротивлению управляющего перехода. Заштрихованная область 1 – это область существования токов управления, при которых тиристор не включается при минимальных напряжениях на аноде. Кривые 2 – это гиперболы постоянной средней мощности, выделяемой на управляющем переходе при различной относительной длительности импульсов $A = (t_{и} \cdot 100\%) / T$ (см. рис. 2.7 б), где $t_{и}$ – время импульса, а T – период их следования. На диаграмме показаны также предельно допустимые значения тока и напряжения управления.

По диаграмме управления выбираются значения E_y , R_y и $t_{и}(A)$, при которых ток управления I_y и напряжение на управляющем электроде U_y должны находиться внутри разрешенной области. Во время действия управляющего импульса справедливо уравнение, записанное по второму закону Кирхгофа для цепи управления (см. рис. 2.7 а)

$$E_y = U_y + I_y \cdot R_y \quad \text{или} \quad U_y = E_y - I_y \cdot R_y. \quad (2.4)$$

Уравнение (2.4) является прямой, которая может быть построена по двум точкам: если $I_y = 0$, то $U_y = E_y$; если $U_y = 0$, то $I_y = E_y / R_y$.

При значениях E_y , R_y , выбранных на рис. 2.7 в, не превышаются допустимые величины $I_{y, доп}$, $U_{y, доп}$, а значение A не должно превышать 0,1%.

2.3.3. Динамические характеристики тиристоров

Динамические характеристики тиристоров определяются по переходным процессам включения и выключения [10, 73].

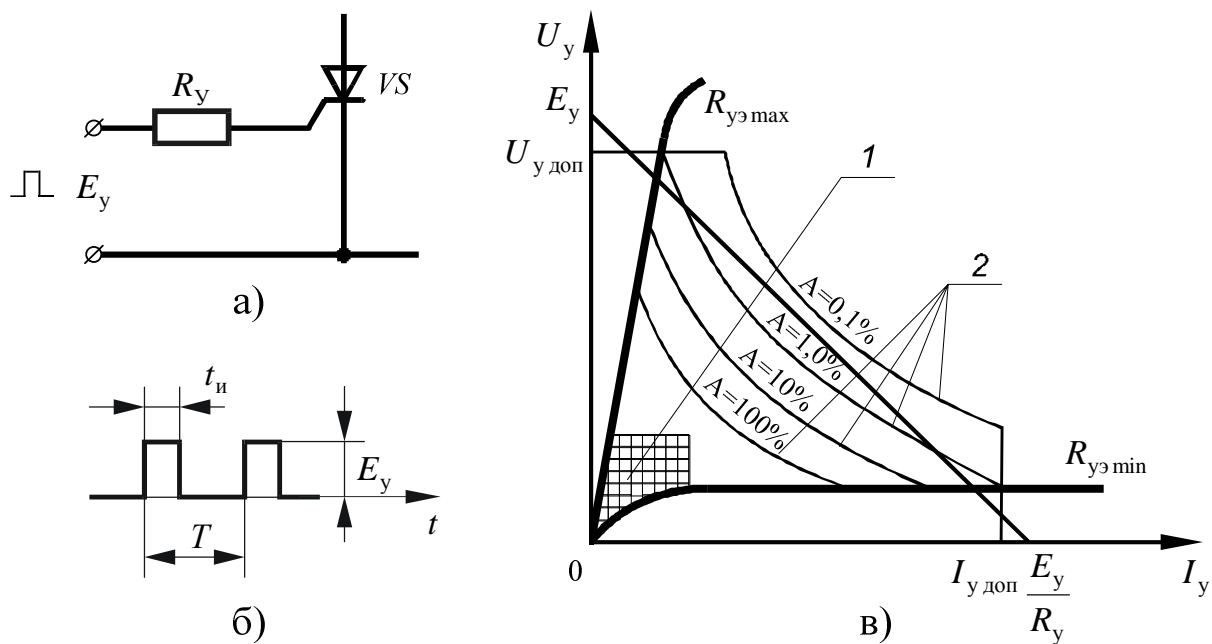


Рис. 2.7. Схема управления тиристором (а); форма сигнала управления (б) и диаграмма управления тиристором (в)

1. **Переходный процесс включения.** Схема включения тиристора и переходные процессы при включении тиристором активной нагрузки приведены на рис. 2.8. Включение происходит не мгновенно, так как должны произойти сложные физические процессы, связанные с накоплением носителей зарядов в средних слоях и расширением проводящего канала от управляющего электрода по всему объему. Для количественной оценки процесс включения разбивается на ряд интервалов. Время включения тиристора $t_{\text{ВКЛ}}$ – это время от момента подачи управляющего импульса до момента спада напряжения на тиристоре до 0,1 начального значения (оно составляет несколько микросекунд)

$$t_{\text{ВКЛ}} = t_3 + t_n, \quad (2.5)$$

где t_3 – время задержки (время от момента подачи управляющего импульса до момента спада напряжения на тиристоре до 0,9 начального значения); t_n – время нарастания (время изменения напряжения на тиристоре от 0,9 до 0,1 начального значения или нарастания тока от 0,1 до 0,9 установившегося значения).

Однако по истечении времени включения тиристор еще не полностью включается и напряжение на нем продолжает спадать до установившегося значения. Время спада напряжения на тиристоре от 0,1 начального до установившегося значения называется временем установления $t_{\text{УСТ}}$ (оно составляет 10...500 мкс).

При включении тиристора мгновенная мощность потерь может достигать очень больших значений. Например, если $E=1000$ В, а $I_{\text{УСТ}} = 1000$ А, то $p_{\text{max}} = 0,5E \cdot 0,5I_{\text{УСТ}} = 250000$ Вт = 250 кВт. Чтобы облегчить условия работы

тиристора при включении, целесообразно включить последовательно с тиристором индуктивность L (см. рис. 2.8). Это снизит скорость нарастания анодного тока и уменьшит потери при включении. С учетом допустимых потерь при включении тиристора вводится параметр допустимая скорость нарастания анодного тока $\left(\frac{di}{dt}\right)_{\text{доп}} = (10...100) \frac{\text{А}}{\text{мкс}}$.

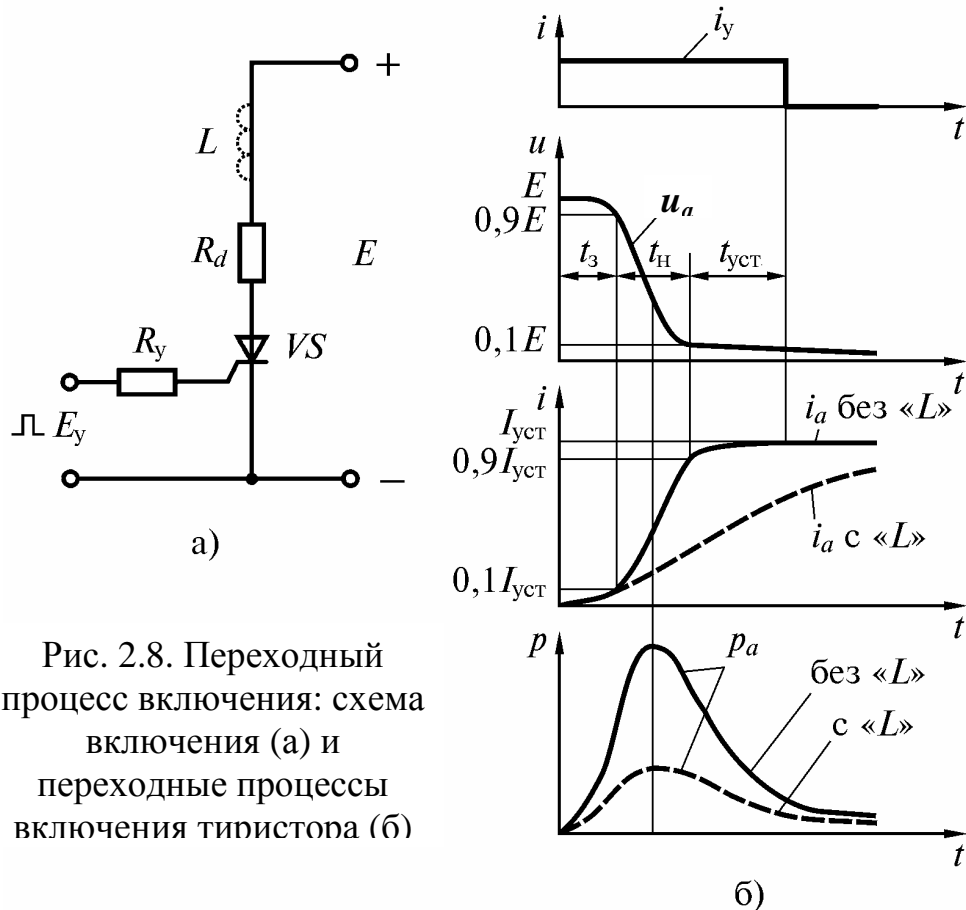


Рис. 2.8. Переходный процесс включения: схема включения (а) и переходные процессы включения тиристора (б)

2. Переходный процесс выключения. На рис. 2.9 показана схема подачи на включенный тиристор обратного напряжения, и приведены временные диаграммы переходных процессов, возникающих при выключении тиристора.

Переходный процесс выключения тиристора состоит из **двух этапов**:

- 1) восстановление запирающей способности в обратном направлении;
- 2) восстановление управляемости в прямом направлении.

На интервале $0 - t_1$ тиристор находится во включенном состоянии (анодный ток равен $I_{уст}$, прямое напряжение равно U_T). При приложении к тиристорам скачком обратного напряжения анодный ток начинает уменьшаться (темп спада ограничивается индуктивностью $L_{огр}$) – интервал $t_1 - t_2$. После спада анодного тока и анодного напряжения до нуля, как и у диодов, начинается процесс обратного восстановления в течение времени t_{rr} . За это

время p – n -переход, образованный между управляющим электродом и катодом (см. рис. 2.5 а), освобождается от заряда избыточных носителей Q_{rr} (дырок), накопленных в базовом p -слое тиристора. *Время обратного восстановления t_{rr} складывается из двух интервалов*

$$t_{rr} = t_s + t_f, \quad (2.6)$$

где t_s – время запаздывания обратного напряжения; t_f – время спада обратного тока.

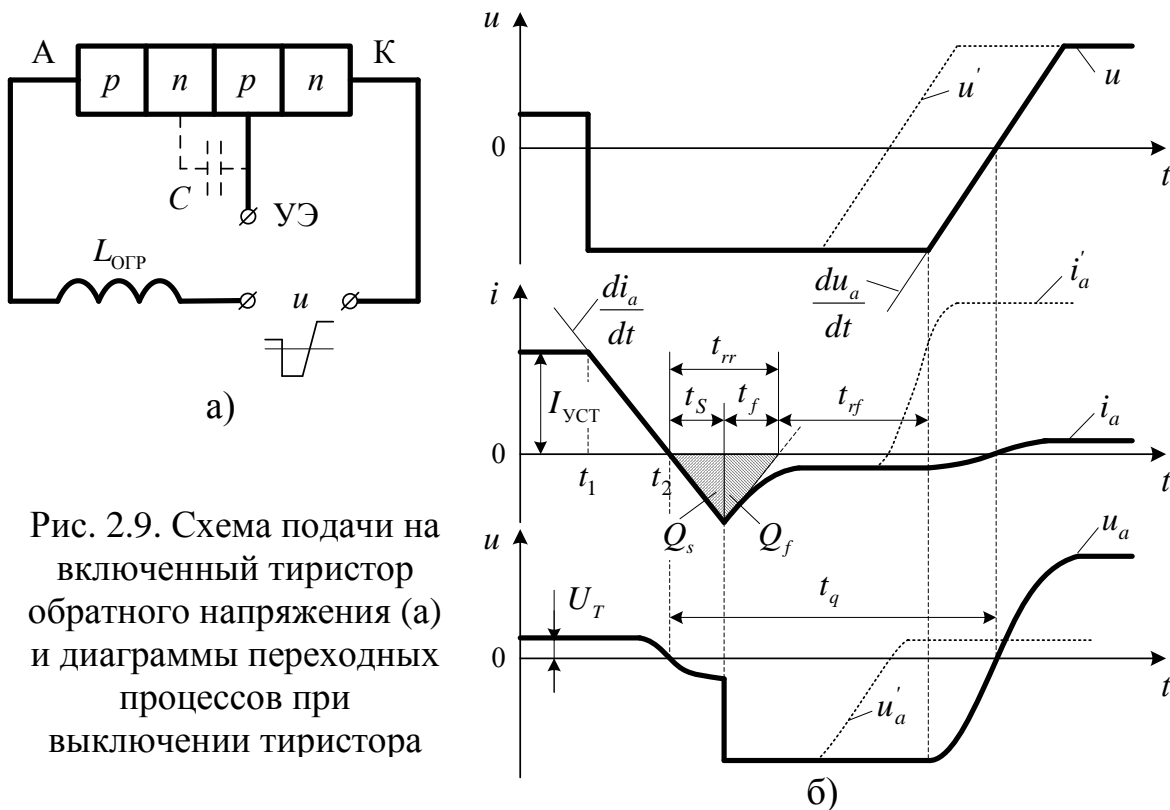


Рис. 2.9. Схема подачи на включенный тиристор обратного напряжения (а) и диаграммы переходных процессов при выключении тиристора

Заряд, вытекающий из вентиля за время обратного восстановления

$$Q_{rr} = Q_s + Q_f. \quad (2.7)$$

Здесь Q_s , Q_f – заряды, вытекающие из вентиля соответственно за время запаздывания обратного напряжения и за время спада обратного тока.

Таким образом, время обратного восстановления t_{rr} – это время от перехода прямого тока через нуль до перехода через нуль касательной к уменьшающемуся обратному току (составляет доли или единицы микросекунд).

Однако после этого нельзя подавать прямое напряжение на тиристор, так как заряд избыточных дырок в n -базе достаточно велик и мгновенно приведет к действию регенеративный механизм включения тиристора. Поэтому требуется время на рекомбинацию накопленного заряда дырок в базовом n -слое тиристора. За это время тиристор восстанавливает свою управляющую способность в прямом направлении.

Время выключения (время восстановления запирающей способности тиристора в прямом направлении) t_q – это наименьший интервал времени от момента спада тока до нуля, до момента перехода анодного напряжения через нуль без включения тиристора. Оно составляет 10...500 мкс и ограничивает частотные возможности тиристорov. Если время, предоставленное для выключения тиристора, меньше t_q (см. рис. 2.9 б пунктирные кривые i'_a, u'_a), то происходит прорыв анодного тока, т.е. включение тиристора без подачи управляющего сигнала (это аварийный режим).

3. Переходный процесс при резком нарастании прямого напряжения на тиристоре. При нарастании прямого напряжения на тиристоре (см. рис. 2.9 а) центральный $p-n$ -переход П2 смещается в обратном направлении и через его емкость C на управляющий электрод протекает ток, определяемый скоростью нарастания прямого напряжения $\frac{du}{dt}$, $i_c = C \cdot \left(\frac{du}{dt}\right)$.

Если при каком-то $\frac{du}{dt}$ этот ток достигает достаточной величины, то тиристор включается без подачи управляющего импульса. Следовательно, существует $\left(\frac{du}{dt}\right)_{\text{доп}}$, при котором тиристор не включится. В современных тиристорах $\left(\frac{du}{dt}\right)_{\text{доп}} = (20...1000) \frac{\text{В}}{\text{мкс}}$.

2.3.4. Параметры тиристорov

Ряд параметров мощных тиристорov аналогичен параметрам выпрямительных диодov, но имеется много дополнительных параметров. Разобьем параметры тиристорov на группы.

Параметры силовой цепи по току

1) I_{TAVm} – максимально допустимый средний прямой ток (предельный ток), определяемый в однофазной однополупериодной схеме выпрямления при синусоидальном токе с частотой 50 Гц, угле проводимости 180° , допустимой температуре кристалла или корпуса и заданных условиях охлаждения. Таким образом, он определяется так же, как и у диода. Предельный ток достигает 10 кА.

Допустимый ток тиристора, при условиях не соответствующих указанным выше, зависит от ряда факторов: частоты, угла проводимости, температуры охлаждающей среды и скорости охлаждающего воздуха (рис. 2.10).

Зависимость допустимого тока I_{TAVm} от частоты в относительных единицах $K_i = \Psi(f)$ представлена на рис. 2.10 а, где $K_i = I_{TAV} / I_{TAVm}$. С ростом частоты ток I_{TAV} уменьшается, так как растут коммутационные потери.

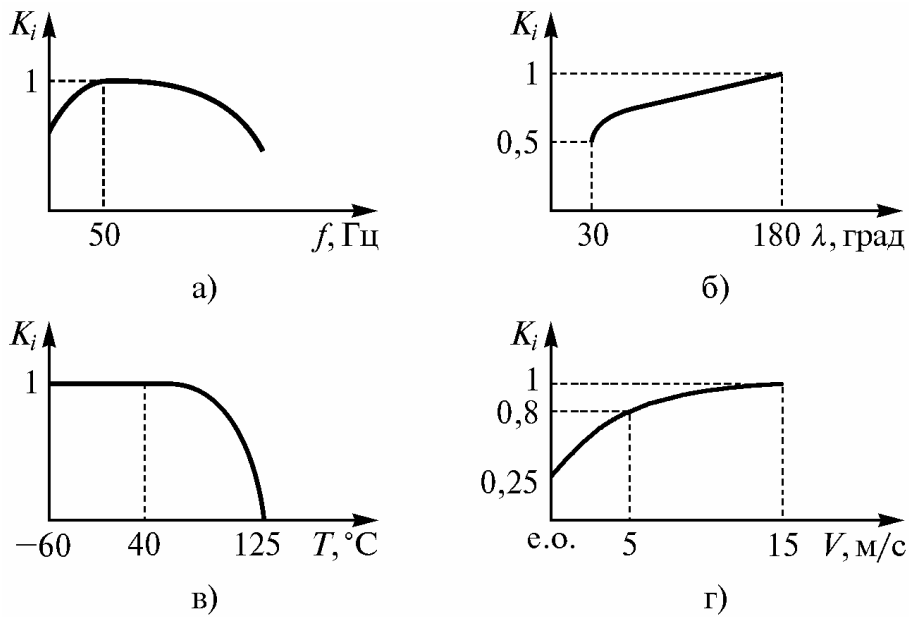


Рис. 2.10. Зависимость допустимого тока в относительных единицах от различных факторов: частоты (а); угла проводимости (б); температуры окружающей среды (в) и скорости охлаждающего воздуха (г)

С уменьшением частоты ниже 50 Гц ток I_{TAV} падает из-за больших колебаний температуры кристалла θ_{pn} , превышающих допустимую температуру $\theta_{доп}$, так как при той же максимальной температуре должна быть уменьшена средняя (сравните рис. 2.11 а и б).

Зависимость допустимого тока I_{TAV} от угла проводимости в относительных единицах $K_i = f(\lambda)$ представлена на рис. 2.10 б. С уменьшением угла проводимости растет коэффициент формы тока, поэтому при сохранении действующего значения тока снижается его среднее значение.

Зависимость допустимого тока I_{TAV} от температуры окружающей среды в относительных единицах $K_i = f(T^\circ)$ представлена на рис. 2.10 в.

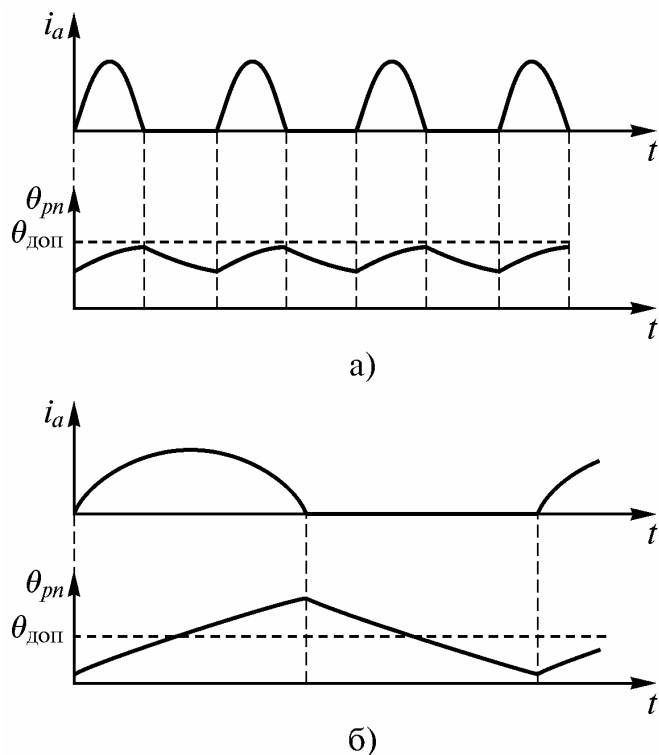


Рис. 2.11. Диаграммы тока и температуры кристалла при $f = 50$ Гц (а) и при $f = 1$ Гц (б)

Зависимость допустимого тока I_{TAV} от скорости охлаждающего воздуха в относительных единицах $K_i = f(V)$ представлена на рис. 2.10 г. При отсутствии принудительного охлаждения воздух продолжает двигаться из-за конвекции. Эта точка на графике помечена: е.о. (естественное охлаждение).

2) I_{TSM} – ударный ток – максимально допустимая амплитуда импульса аварийного тока синусоидальной формы длительностью 10 мс. Этот ток в 15...30 раз превышает предельный ток I_{TAVm} . Но так как предельный ток – это среднее значение, то амплитудное значение предельного тока превышает лишь в 7...10 раз.

3) $\int_0^{0,01} i^2 dt$ – максимально допустимое значение интеграла аварийного тока по времени, обычно за время полупериода промышленной частоты. Оно определяет энергию, которая может выделиться в тиристоре без его разрушения.

Оно определяет энергию, которая может выделиться в тиристоре без его разрушения.

Параметры силовой цепи по напряжению

1) U_{RRM} и U_{DRM} – повторяющееся импульсное напряжение в обратном и прямом направлении – максимальное напряжение, которое каждый период может прикладываться к тиристору (рис. 2.12)

$$U_{RRM} = (0,7 \dots 0,8) \cdot U_{BR}; \quad U_{DRM} = (0,7 \dots 0,8) \cdot U_{BO}. \quad (2.8)$$

Здесь U_{BR} – напряжение лавинного пробоя; U_{BO} – напряжение переключения тиристора. В современных тиристорах повторяющееся импульсное напряжение достигает 10 кВ. Как и у диодов, оно определяет класс тиристора;

2) U_{RSM} и U_{DSM} – неповторяющиеся импульсные напряжения в обратном и прямом направлениях, которые редко могут прикладываться к тиристору (см. рис. 2.12);

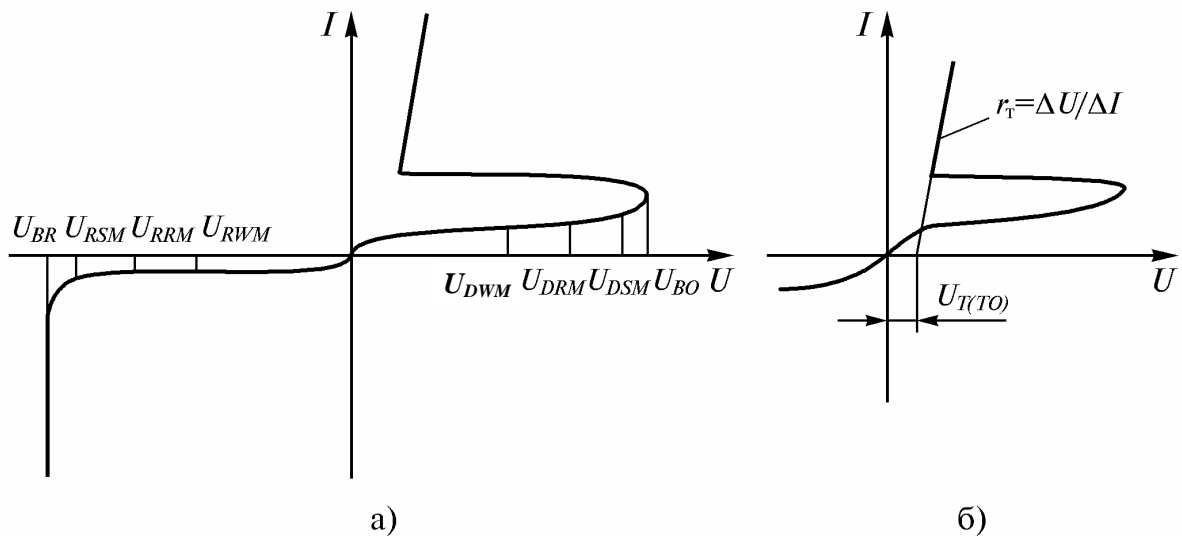


Рис. 2.12. Параметры по напряжению на ВАХ тиристора в запертом (а) и открытом (б) состоянии

3) U_{RWM} и U_{DWM} – рабочие напряжения (см. рис. 2.12), которые следует использовать в расчетах (составляют 70% от U_{RRM} или U_{DRM});

4) U_{TM} – импульсное напряжение в открытом состоянии при протекании предельного тока (1...3) В;

5) $U_{T(TO)}$ – пороговое напряжение тиристора, а также его дифференциальное прямое сопротивление r_T .

Динамические параметры тиристора $t_{ВКЛ}$, t_q , $\frac{di_a}{dt}$, $\frac{du_a}{dt}$ определены при описании переходных процессов включения и выключения тиристора (см. рис. 2.8 – 2.9).

Параметры цепи управления $I_{у. доп}$, $U_{у. доп}$, $P_{у. доп}$ определены при описании диаграммы управления (см. рис. 2.7).

2.3.5. Разновидности тиристоров

Кроме обычных (асимметричных) тиристоров существуют их разновидности (см. рис. 2.4).

Тиристоры, которые могут пропускать и не пропускать ток в обоих направлениях, называются симметричными или **симисторами**. Вольтамперная характеристика симистора приведена на рис. 2.13 а. Симисторы выполняются на основе пятислойных структур. При подаче на управляющий электрод сигнала одной полярности симисторы включаются как в прямом направлении, так и в обратном. Они применяются для управления в цепях переменного тока. Рис. 2.13 б иллюстрирует, как для регулирования переменного тока можно применить встречно-параллельно включенные тиристоры $VS1$ и $VS2$. Вместо них можно включить один симистор.

Фототиристор – это фотоэлектронный прибор, имеющий четырехслойную структуру, как обычный тиристор, но управляемый световыми импульсами. Свет обычно попадает на обе базы тиристора (см. рис. 2.5 б – в). При этом с ростом освещенности возрастают эмиттерные токи транзисторов $VT1$ и $VT2$, что в конечном итоге приводит к включению фототиристора. ВАХ фототиристора имеет такой же вид, как и для обычного тиристора, только вместо тока управления управляющим воздействием у фототиристора служит световой поток. Фототиристоры используются для коммутации световым сигналом электрических сигналов большой мощности.

Фототиристор со встроенным в него излучателем (светодиодом) называется **оптотиристором**. Оптотиристоры позволяют значительно упростить построение систем управления полупроводниковых преобразователей электроэнергии, так как они обеспечивают потенциальную развязку силовых цепей и цепей управления.

Неполная управляемость обычных тиристоров существенно снижает эффективность их применения. Для устранения этого недостатка созданы и

продолжают разрабатываться тиристоры, запираемые сигналом, подаваемым на управляющий электрод. Среди них в настоящее время чаще всего выделяют четыре вида запираемых тиристоров.

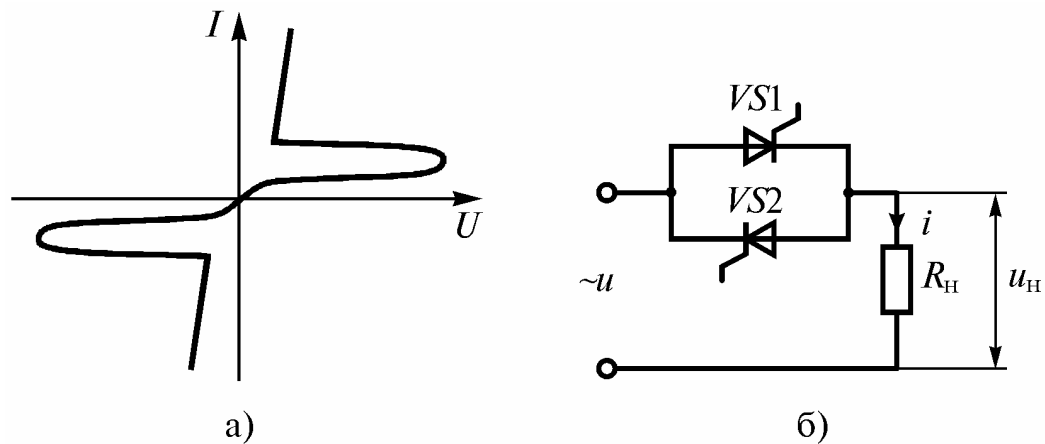


Рис. 2.13. ВАХ симистора (а) и схема включения тиристоров, реализующая такую ВАХ (б)

Запираемый тиристор *GTO* (*gate turn-off thyristor*), переключаемый в открытое состояние и наоборот путем подачи на управляющий электрод импульсов тока положительной и отрицательной полярности.

Включение *GTO* тиристора осуществляется так же, как и обычного тиристора (см. рис. 2.8). Схема цепи выключения запираемого тиристора показана на рис. 2.14. Для выключения тиристора *GTO* к управляющему электроду и катоду по цепи управления прикладывается отрицательное напряжение U_{GQ} . Оно вызывает запирающий ток выключения I_{GQ} , протекание которого приводит к рассасыванию основных носителей заряда (дырок) в базовом p -слое тиристора. По мере освобождения от них центральный переход П2 запирается, что приводит к резкому уменьшению анодного тока I_a через прибор. Недостатком такого выключения является низкий коэффициент усиления при выключении $K_{off} = I_a / I_{GQ} \approx 3 \dots 5$. Так, например, если тиристор пропускает ток 1000 А, то для его выключения на управляющий электрод надо подать короткий импульс амплитудой $I_{GQ} = 250$ А.

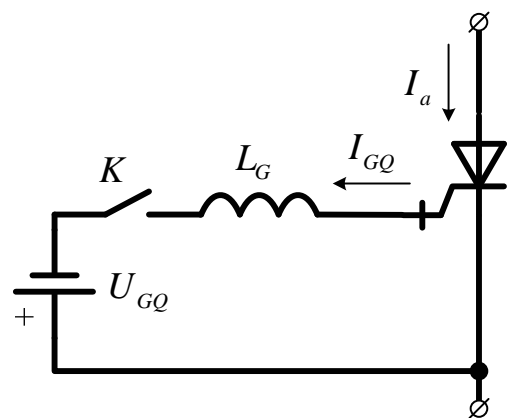


Рис. 2.14. Схема цепи выключения запираемого тиристора

Время выключения запираемого тиристора t_q сильно зависят от скорости нарастания запирающего тока di_{GQ}/dt и его амплитуды. Чтобы обеспечить

необходимую амплитуду этого тока, на управляющий электрод требуется подать напряжение U_{GQ} , которое не должно превышать величины, допустимой для катодного перехода ПЗ (см. рис. 2.14). Скорость нарастания запирающего тока ограничена паразитной индуктивностью L_G в цепи управляющего электрода тиристора (100 – 300 нГн). Поэтому в *GTO* тиристорах удается получить только достаточно большие значения времени выключения (несколько мкс), что ограничивает частотный диапазон работы для данных типов приборов на уровне 250 – 300 Гц.

Запираемые тиристоры *GCT* (*gate commutated thyristor*) [10] являются дальнейшим усовершенствованием *GTO*. Основной особенностью тиристора *GCT*, по сравнению с приборами *GTO*, является их быстрое выключение, которое достигается как изменением принципа управления, так и совершенствованием конструкции прибора. При выключении управление *GCT* имеет две особенности:

- ток запирания I_{GQ} равен или превосходит анодный ток I_a (для тиристора *GTO* I_{GQ} меньше в 3 ... 5 раза), т.е. $K_{off} = I_a / I_{GQ} \approx 1$;

- управляющий электрод обладает низкой паразитной индуктивностью (4 – 5 нГн), что позволяет достичь скорости нарастания запирающего тока $di_{GQ}/dt = 3000...4000$ А/мкс (для тиристорov *GTO* значение $di_{GQ}/dt = 30...40$ А/мкс).

В результате, при подаче на управляющий электрод тиристора *GCT* запирающего тока практически равного анодному, происходит обесточивание катодных *n*-областей структуры. Анодный ток переходит в цепь электрода управления, а рабочая часть структуры из четырехслойной *p-n-p-n* преобразуется в трехслойную, аналогичную структуре *p-n-p* транзистора. Транзистор быстро запирается. Время выключения в *GCT* тиристоре может достигать значения 0,1 мкс, а частота коммутации – несколько кГц.

Следующим этапом развития в области запираемых тиристорov явился **интегрированный запираемый тиристор *IGCT* (*integrated gate commutated thyristor*)**, отличающийся наличием интегральной схемы управления, непосредственно встроенной в монолитный корпус *IGCT*. Это позволило существенно упростить управление *IGCT* тиристором и уменьшить его число отказов.

Тиристор с полевым управлением *MCT* (*MOS – control thyristor*) [10] отличается от запираемого тиристора тем, что он содержит два дополнительных полевых транзистора, один из которых обеспечивает процесс включения, подавая импульс тока на управляющий электрод, а другой – аналогично – процесс выключения тиристора.

Существуют различные подклассы этих приборов: *p*- и *n*-канальные, с симметричной и асимметричной блокирующей способностью, одно- или двусторонним затвором управления, с различными способами включения,

например с помощью света. На рис. 2.15 приведена эквивалентная схема n -канального MCT .

Рассмотрим принцип работы полевого n -канального тиристора MCT . При подаче положительного напряжения во входную цепь управляющих транзисторов $VT3$ и $VT4$ происходит включение n -канального полевого транзистора $VT3$. Так как отсутствует эффективная шунтировка эмиттерного перехода нижнего транзистора $VT2$, в $p-n-p-n$ структуре развивается регенеративный процесс, приводящий к полному отпиранию структуры MCT . Открытое состояние структуры MCT будет сохраняться до тех пор, пока либо не изменится направление анодного тока, либо не произойдет включение запирающего p -канального полевого транзистора $VT4$. Его включение обеспечивается отрицательным смещением во входной управляющей цепи. При этом закорачивается эмиттерный переход нижнего транзистора $VT2$, что приводит к запираанию MCT .

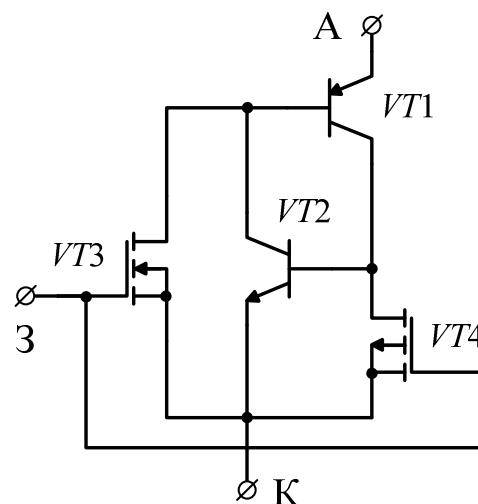


Рис. 2.15. Эквивалентная схема n -канального полевого тиристора MCT

Тиристоры типа MCT имеют ряд принципиальных преимуществ перед тиристорами типа GTO и GCT в части быстродействия и более простой реализации управления. Современные образцы MCT показывают способность коммутировать мощности выше 10 МВт при частоте 10 кГц.

Сравнительная характеристика мощных силовых тиристорov по предельно допустимым параметрам, преимуществам и недостаткам, а также областям применения представлена в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Показатель	Обычный тиристор (SCR)	Запираемый тиристор (GTO)	Запираемый тиристор ($IGCT$)
Максимальное напряжение U_{RRM} , кВ	10	6	6
Средний прямой ток I_{TAVm} , кА	10	6	6
Импульсное напряжение в открытом состоянии U_{TM} , В	3,0	6,0	4,0

Показатель	Обычный тиристор (<i>SCR</i>)	Запираемый тиристор (<i>GTO</i>)	Запираемый тиристор (<i>IGCT</i>)
Рабочая частота, Гц	до 1000	250 – 300	1000 – 2000
Преимущества	Самые низкие потери во включенном состоянии, высокая перегрузочная способность, высокая коммутлируемая мощность	Способность к управляемому запираению	Способность к управляемому запираению, меньшие потери во включенном состоянии и на переключение чем у GTO, высокая рабочая частота
Недостатки	Отсутствие выключения по управляющему электроду, низкая рабочая частота	Высокие потери во включенном состоянии и на переключение, сложная система управления, низкая рабочая частота	
Области применения	Электропривод постоянного тока, пускатели, мощные источники питания для сварки, нагрева	Электропривод переменного тока (автономные инверторы напряжения для преобразователей частоты), мощные источники питания электрических подстанций, системы бесперебойного питания	

Таким образом, тиристоры являются наиболее мощными электронными ключами, получившими очень широкое применение в мощных преобразователях электрической энергии.

Контрольные вопросы

1. Устройство и принцип действия обычного (асимметричного) тиристора.
2. Объясните вид выходной ВАХ тиристора.
3. Каково назначение диаграммы управления и как ею пользоваться?
4. От чего и как зависит переходный процесс при включении тиристора?
5. Как протекает процесс выключения тиристора?
6. Почему напряжение на тиристоре не может нарастать слишком быстро?

7. Перечислите основные параметры тиристорov (по току, напряжению, динамические и цепи управления).
8. Какие разновидности тиристорov вы знаете? Область их применения.
9. Поясните процесс выключения запираемых тиристорov *GTO* и *GCT*.
10. Эквивалентная схема и принцип работы полевого тиристора.

2.4. Транзисторные ключи

2.4.1. Классификация транзисторов

Транзистор – это электропреобразовательный прибор, содержащий два и более $p-n$ -переходов, имеющий три и более вывода и предназначенный для усиления мощности. В силовой электронике транзисторы практически всегда применяются только в ключевом режиме, то есть могут быть либо полностью открыты, либо полностью закрыты. Транзисторы обычно не допускают приложения к ним обратного напряжения и, поэтому, шунтируются встречно включенными диодами. Такое сочетание транзистора и диода будем называть **транзисторным ключом**.

В настоящее время существует множество различных типов транзисторов. На рис. 2.16 приведена классификация основных типов транзисторов.

Транзисторы по принципу действия делятся на **биполярные** (управляемые током), **униполярные** (управляемые электрическим полем или **полевые**) и **IGBT-транзисторы**. Аббревиатура *IGBT* – это сокращение названия *Insulated gate bipolar transistor*. В переводе это значит **биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ)**.

В биполярных транзисторах ток определяется движением носителей зарядов обоих знаков: электронов и дырок, поэтому они называются биполярными.

В полевых транзисторах ток определяется шириной проводящего канала, по которому движутся носители зарядов одного знака, отсюда их другое название – униполярные.

IGBT-транзисторы являются гибридными, в них сочетаются положительные свойства биполярных и полевых транзисторов.

Биполярные транзисторы содержат три чередующихся слоя с различным типом проводимости. Средний слой структуры называется **базой**. Крайний слой, являющийся источником носителей заряда, называется **эмиттером**. Другой крайний слой, принимающий заряды, называется **коллектором**. В зависимости от порядка их чередования биполярные транзисторы делятся на транзисторы типа $n-p-n$ и $p-n-p$.

Полевые транзисторы (ПТ) делятся по принципу действия на ПТ с затвором в виде $p-n$ -перехода и на ПТ с изолированным затвором (ПТИЗ). Последние по их структуре называют также **МОП-транзисторами**

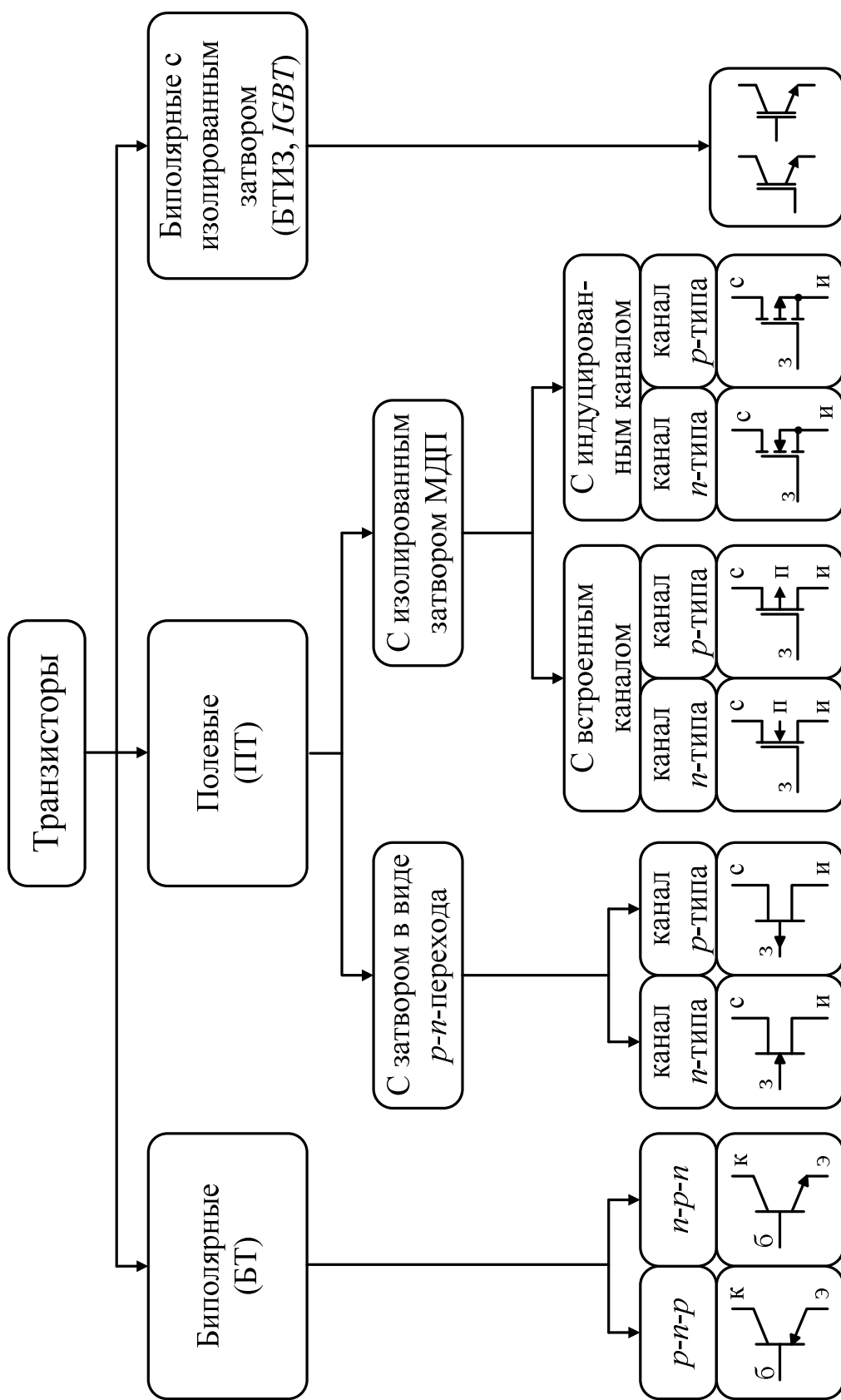


Рис. 2.16. Классификация основных типов транзисторов
 (к – коллектор; э – эмиттер; б – база; с – сток; и – исток; з – затвор; п – подложка)

(металл – окисел – полупроводник) или **МДП-транзисторами** (металл – диэлектрик – полупроводник).

Электрод, из которого выходят основные носители, называется **истоком**. Электрод, куда приходят основные носители, называется **стоком**. От истока к стоку носители движутся по **каналу**. Электрод, регулирующий ширину канала, называется **затвором**.

МОП-транзисторы могут быть выполнены с встроенным и с индуцированным каналом. МОП-транзисторы с **встроенным** каналом при отсутствии управляющего сигнала открыты (нормально открыты). МОП-транзисторы с **индуцированным** каналом при отсутствии управляющего сигнала закрыты (нормально закрыты).

Из полевых транзисторов **МОП-транзисторы** с индуцированным каналом получили наибольшее применение в преобразовательной технике.

В зависимости от типа полупроводника, из которого выполнен канал, ПТ делятся на ПТ с каналом *n*-типа и ПТ с каналом *p*-типа.

Биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ) или, как они сокращенно называются по-английски **IGBT**, представляют собой гибрид биполярного транзистора и ПТИЗ, сочетающий их лучшие свойства. БТИЗ – это сложная многослойная структура и процессы в ней весьма сложны. Поэтому на рис. 2.17 приведена очень упрощенная схема замещения. При подаче на затвор **З** напряжения, положительного относительно точки **Э**, ПТИЗ открывается и начинает проходить ток от точки **К** через эмиттерно-базовый переход биполярного транзистора и открытый ПТИЗ к точке **Э**. При этом открывается биполярный транзистор, через который проходит ток от точки **К** к точке **Э**. Буквами **Э**, **К**, **З** обозначены эмиттер, коллектор и затвор БТИЗ. БТИЗ могут работать только в ключевом режиме.

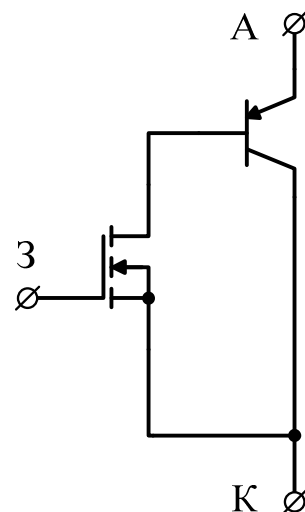


Рис. 2.17. Упрощенная схема замещения БТИЗ

БТИЗ в настоящее время получили наибольшее распространение в устройствах силовой электроники при мощностях от сотен Вт до тысячи кВт.

2.4.2. Основные статические характеристики транзисторов

На рис. 2.18 а приведено семейство выходных ВАХ $I_K = f(U_K)_{I_G = \text{const}}$ для схемы с общим эмиттером. Характеристика при $I_G = -I_{K0}$ соответствует подаче на базу запирающего напряжения. Нанесена разрешенная область работы транзистора, ограниченная допустимым напряжением, допустимым

током и кривой допустимой мощности. Для описания усилительных свойств часто используют характеристику прямой передачи по току (см. рис. 2.18 б).

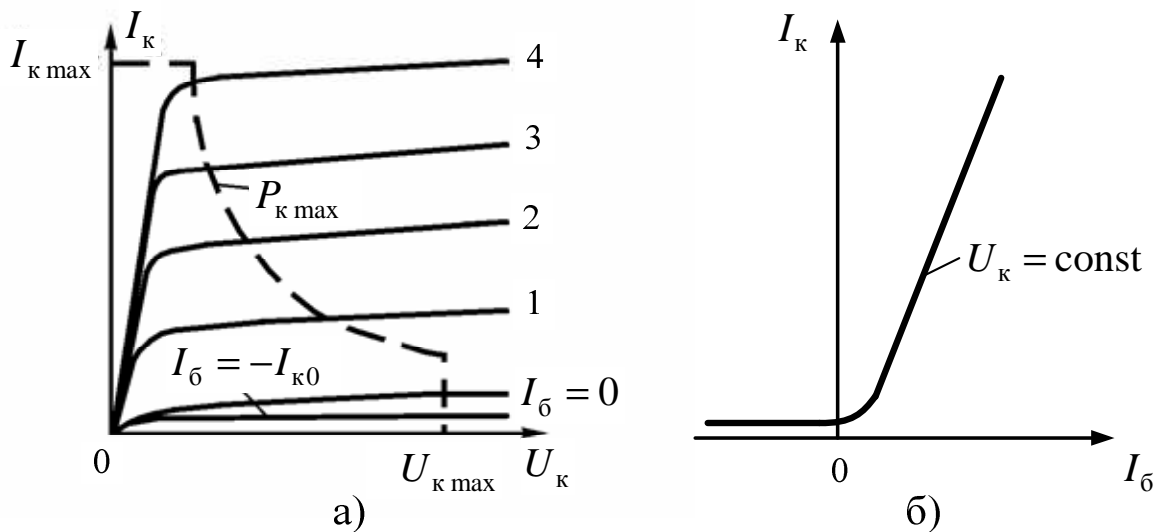


Рис. 2.18. Выходные характеристики (а) и характеристики прямой передачи по току (б) в схеме ОЭ

На рис. 2.19 приведены выходные $I_c = f(U_c)_{U_3 = \text{const}}$ и передаточные (стоко-затворные) $I_c = f(U_3)_{U_c = \text{const}}$ характеристики для ПТИЗ с индуцированным каналом для схемы включения с общим истоком. Другие схемы включения практически не применяются.

Выходные характеристики ПТИЗ похожи на характеристики биполярных (см. рис. 2.18). Но вместо тока базы у них параметром является напряжение на затворе U_3 , а вместо тока коллектора I_k и напряжения на коллекторе U_k – ток стока I_c и напряжение на стоке U_c (см. рис. 2.19 а).

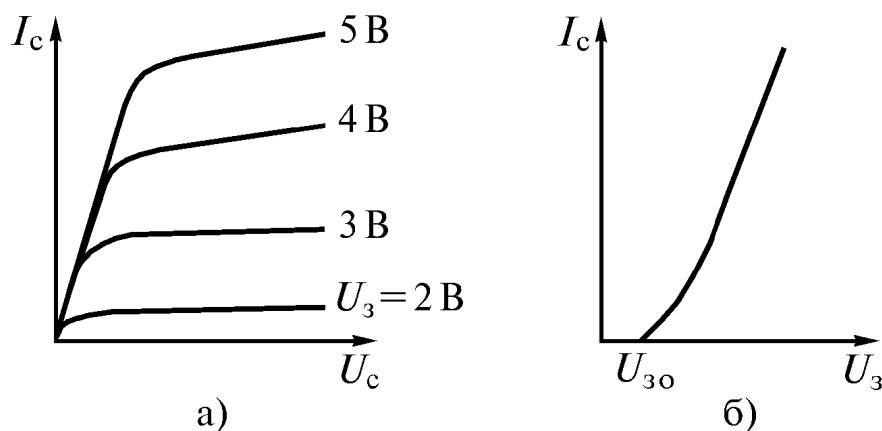


Рис. 2.19. Выходные (а) и передаточные (б) характеристики ПТИЗ с индуцированным каналом для схемы с ОИ

Выходные характеристики БТИЗ [10] (рис. 2.20) похожи на характеристики ПТИЗ (см. рис. 2.19), но на участке насыщения они идут значительно круче. Это обуславливает значительно меньшее падение напряжения в ключевом режиме. Передаточные характеристики аналогичны.

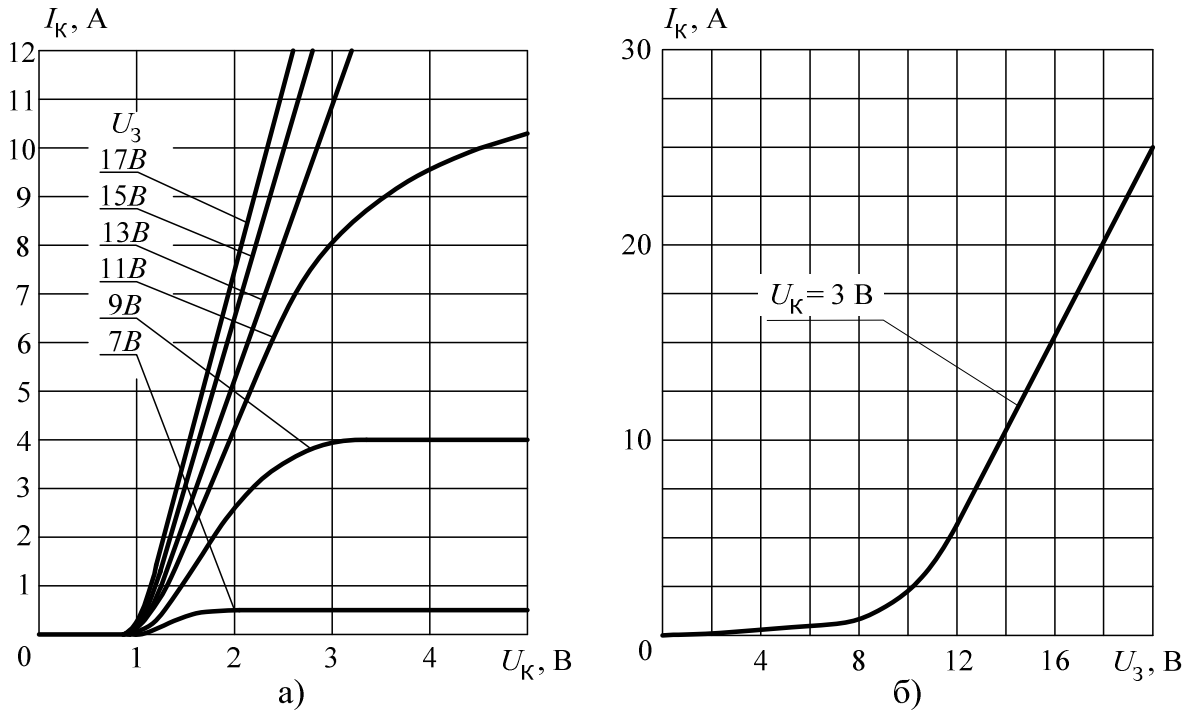


Рис. 2.20. Выходные (а) и передаточные (б) характеристики БТИЗ (выходные характеристики приведены для области насыщения)

В **ключевом режиме** рабочая точка может находиться только в двух положениях – в точке **отсечки О** и в точке **насыщения Н** (рис. 2.21). В точке отсечки транзистор заперт, и через него проходит очень маленький ток $I_{к0}$. Поэтому, несмотря на значительное напряжение, мощность, выделяемая в транзисторе в состоянии отсечки, очень мала. Если на базу подан ток, обеспечивающий насыщение, то падение напряжения $U_{кн}$ на транзисторе мало. Поэтому даже при существенном токе $I_{кн}$ потери в точке насыщения невелики. И те и другие потери существенно меньше, чем в точке Р в линейном режиме. Следовательно, ключевой режим энергетически значительно более выгоден, чем линейный.

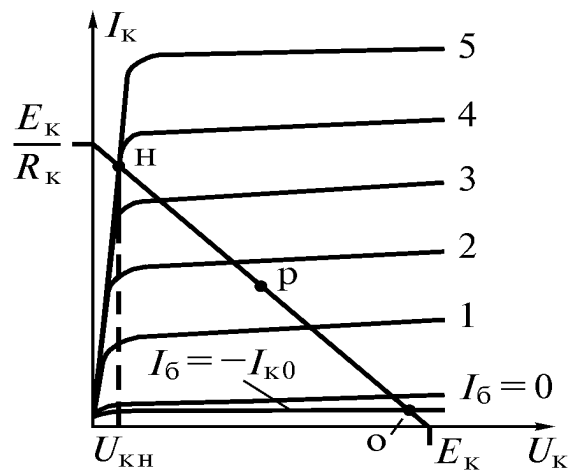


Рис. 2.21. Рабочие точки в ключевом режиме

На рис. 2.22 приведены схемы, обеспечивающие работу транзисторов разных типов в ключевом режиме.

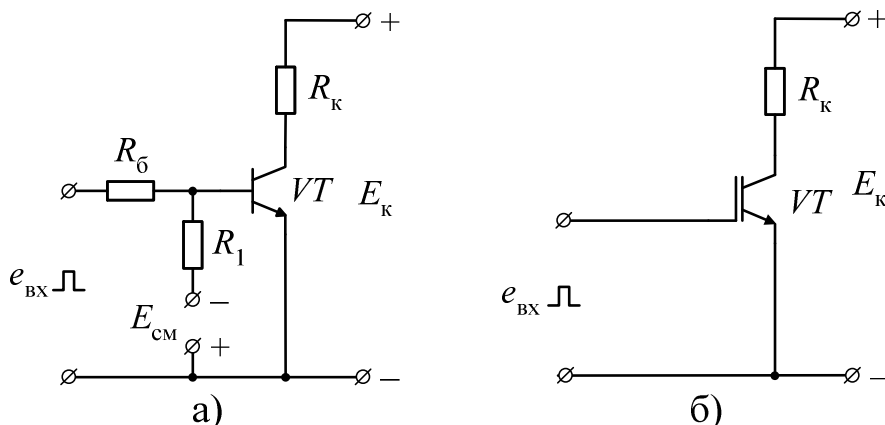


Рис. 2.22. Схемы включения транзисторов в ключевом режиме: (а) биполярного; (б) БТИЗ

В ключевом режиме все транзисторы в открытом состоянии работают на вертикальной части выходной ВАХ (малое падение напряжения), а в закрытом – на нижней горизонтальной ВАХ (малый ток). Все транзисторные ключи не допускают приложения обратного напряжения и, поэтому, как правило, шунтируются обратными диодами (рис. 2.23 а – в).

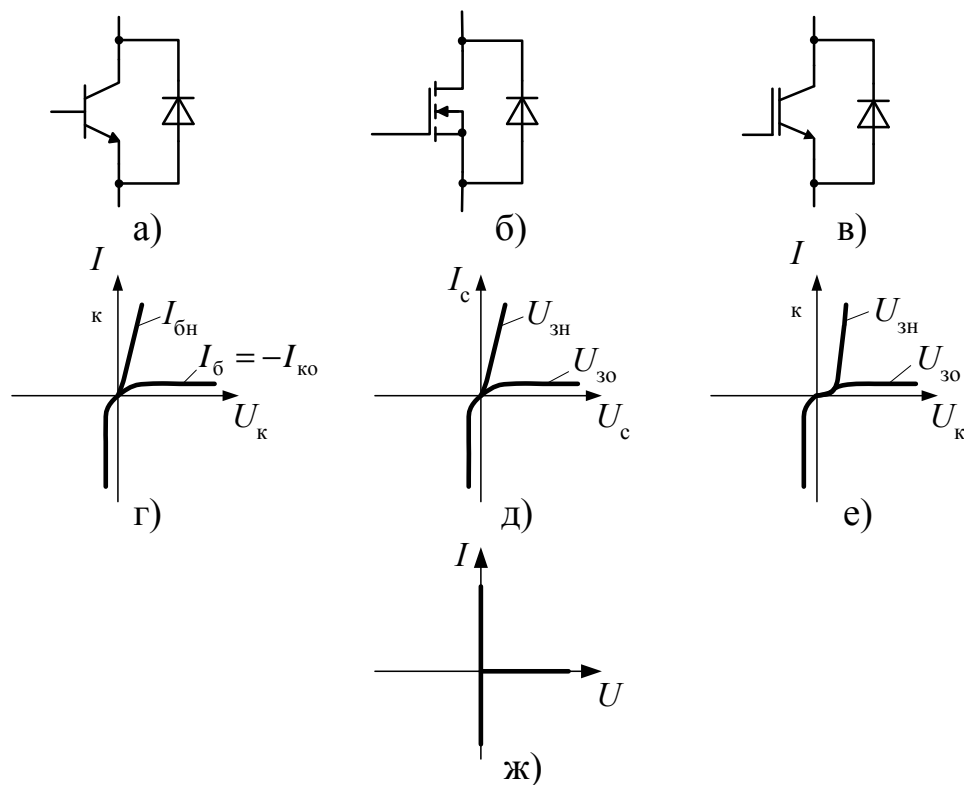


Рис. 2.23. Схемы транзисторных ключей (а, б, в), их выходные ВАХ (г, д, е) и ВАХ идеального транзисторного ключа (ж)

Участки обобщенных статических выходных характеристик транзисторов, используемые в ключевом режиме (с учетом шунтирующих обратных диодов), приведены на рис. 2.23 г – е. На рис. 2.23 ж приведены те же характеристики для идеального транзисторного ключа.

При расчете вентиляльных преобразователей на напряжения 100 В и более можно с достаточной точностью использовать ВАХ по рис. 2.23 ж. Для расчета статических потерь в транзисторных ключах можно использовать характеристики по рис. 2.23 г – е и определенные по ним параметры. При таком расчете не учитываются коммутационные потери, возникающие при переключениях ключа. Обычно они не превышают 15...25% от статических потерь и будут рассмотрены далее.

В связи с уменьшением потерь в ключевом режиме уменьшаются и теплоотводящие устройства (радиаторы), а следовательно, резко уменьшаются габариты и масса устройств. Поэтому **применение ключевого режима – основной путь улучшения массогабаритных и энергетических показателей электронных устройств.**

2.4.3. Основные статические параметры транзисторов

Основные параметры биполярных транзисторов [10, 73]

По току коллектора:

- максимально допустимый ток коллектора $I_{к.мах}$ при заданной температуре корпуса (достигает 200 А);
- ток обратно смещенного коллекторного перехода (через запертый транзистор) $I_{к0}$.

По напряжению на коллекторе:

- максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ.мах}$ при токе базы равном нулю (достигает 1000 В);
- напряжение насыщения коллектор-эмиттер $U_{кэ.нас}$ при заданном токе коллектора (1–2 В и более);

$I_{к.мах}$ и $U_{кэ.мах}$ не могут достигать одновременно максимальных значений.

По мощности: максимальная мощность рассеяния на коллекторе $P_{к.мах}$ при заданной температуре корпуса.

По управлению:

- коэффициент передачи (усиления) по току в схеме с общим эмиттером β (до сотен, у высоковольтных это единицы);
- максимально допустимое обратное напряжение база-эмиттер $U_{бэ.мах}$;
- предельная частота усиления в схеме с общим эмиттером f_{β} , при которой коэффициент β уменьшается в $\sqrt{2}$.

Тепловые параметры:

- тепловое сопротивление переход-корпус (при применении охладителя) $R_{Т(П-К)}$;

– тепловое сопротивление переход-окружающая среда (при отсутствии охладителя) $R_{Т(П-С)}$;

– максимально допустимая температура перехода $T_{п.макс}$.

Здесь $R_T = \Delta T / P_K$; ΔT – разность температур между окружающей средой или корпусом и переходом.

Основные параметры ПТИЗ и БТИЗ [10]

Основные параметры ПТИЗ и БТИЗ практически одинаковы, только взамен названий электродов сток и исток употребляются термины коллектор и эмиттер.

По току стока:

– максимально допустимый ток стока $I_{с.макс}$ при заданной температуре корпуса (достигает 100 А у ПТИЗ и 2000 А у БТИЗ);

– ток стока отсечки (через запертый транзистор) $I_{отс}$.

По напряжению на стоке:

– максимально допустимое напряжение сток-исток $U_{си.макс}$ при токе базы равном нулю (достигает 900 В у ПТИЗ и 4500 В у БТИЗ);

$I_{с.макс}$ и $U_{си.макс}$ не могут достигать одновременно максимальных значений.

По сопротивлению: сопротивление сток-исток в открытом состоянии при заданном токе стока и напряжении затвор-исток $R_{си}$ (от десятков мОм до единиц Ом).

По мощности: максимальная мощность рассеяния на стоке $P_{с.макс}$ при заданной температуре корпуса.

По управлению:

– крутизна передаточной характеристики $S = (dI_c / dU_з) U_з = \text{const}$;

– максимально допустимое напряжение затвор-исток $U_{зи.макс}$ (до 20 В);

– пороговое напряжение затвор-исток $U_{з0}$ (2 – 5 В).

Тепловые параметры:

– тепловое сопротивление переход-корпус (при применении охладителя) $R_{Т(П-К)}$;

– тепловое сопротивление переход-окружающая среда (при отсутствии охладителя) $R_{Т(П-С)}$.

Параметры для БТИЗ практически те же, но вместо параметра сопротивление сток-исток $R_{си}$ в открытом состоянии используется напряжение насыщения коллектор-эмиттер $U_{кэ.нас}$, которое определяется при заданном токе коллектора и напряжении затвор-эмиттер (1,5 – 3,5 В).

2.4.4. Переходные процессы и динамические параметры транзисторных ключей

Переходные процессы в транзисторных ключах при активной нагрузке иллюстрирует рис. 2.24 [14]. Рабочая точка перемещается по линии нагруз-

ки. Точки a, b, c, \dots на рис. 2.24 б – в соответствии друг другу. Коммутационные потери относительно малы.

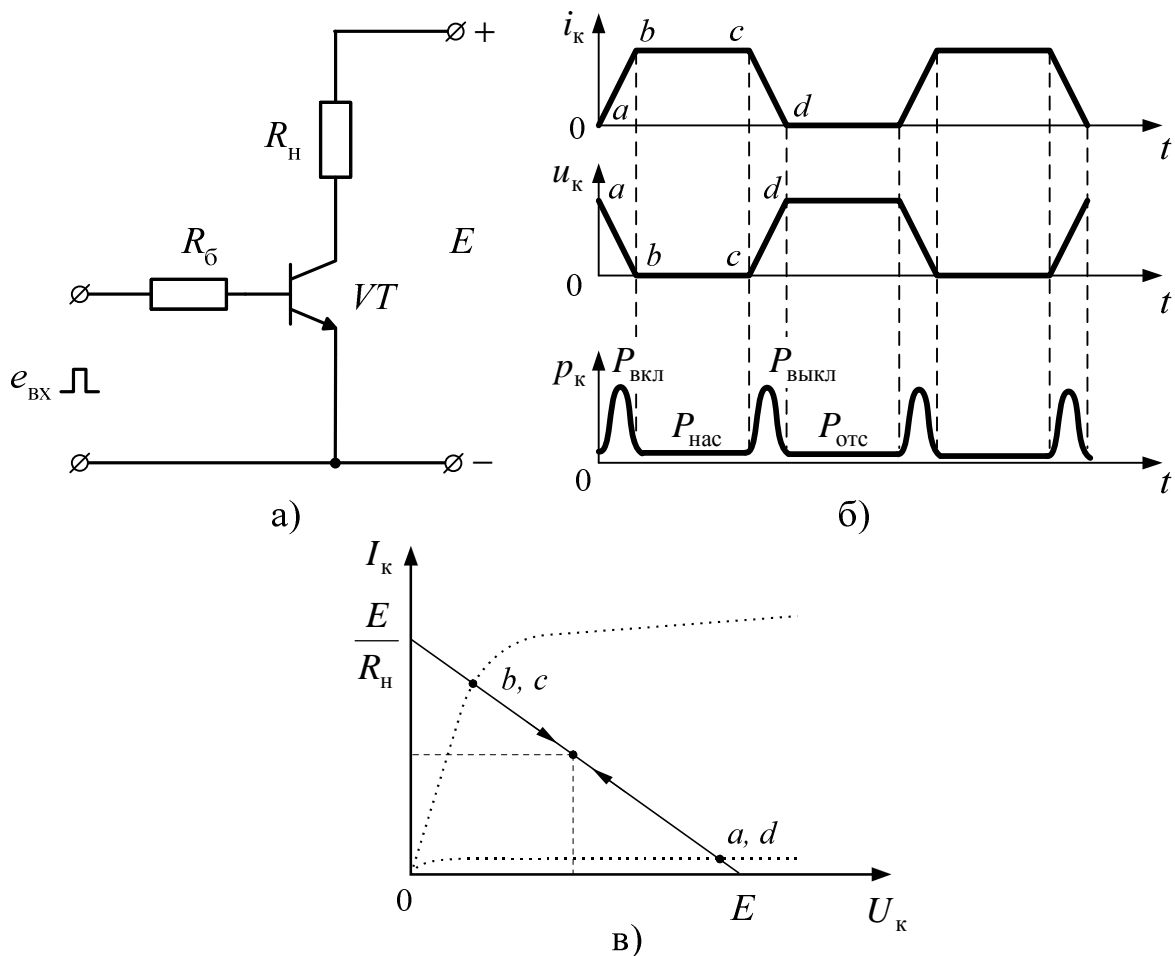


Рис. 2.24. Переходные процессы в транзисторных ключах при активной нагрузке: схема (а), временные диаграммы (б) и траектории рабочей точки на плоскости выходных характеристик (в)

Переходные процессы в транзисторных ключах при активно индуктивной нагрузке иллюстрирует рис. 2.25. Точки a, b, c, \dots на рис. 2.25 б – в соответствии друг другу. Коммутационные потери при включении меньше, чем при активной нагрузке, так как замедляется нарастание тока. При выключении возникают огромные перенапряжения (при мгновенном отключении теоретически бесконечно большие), которые могут привести к выходу из строя силового ключа. Поэтому такая нагрузка недопустима. Для исключения перенапряжений она должна быть шунтирована диодом.

Переходные процессы в транзисторных ключах при активно индуктивной нагрузке шунтированной диодом иллюстрирует рис. 2.26. Точки a, b, c, \dots на рис. 2.26 б – в соответствии друг другу. Потери при выключении уменьшаются, но растут потери при включении, так как диод не

мгновенно восстанавливает свои запирающие свойства, и по цепи $E - VD - VT$ протекает импульс тока существенно превышающий ток нагрузки.

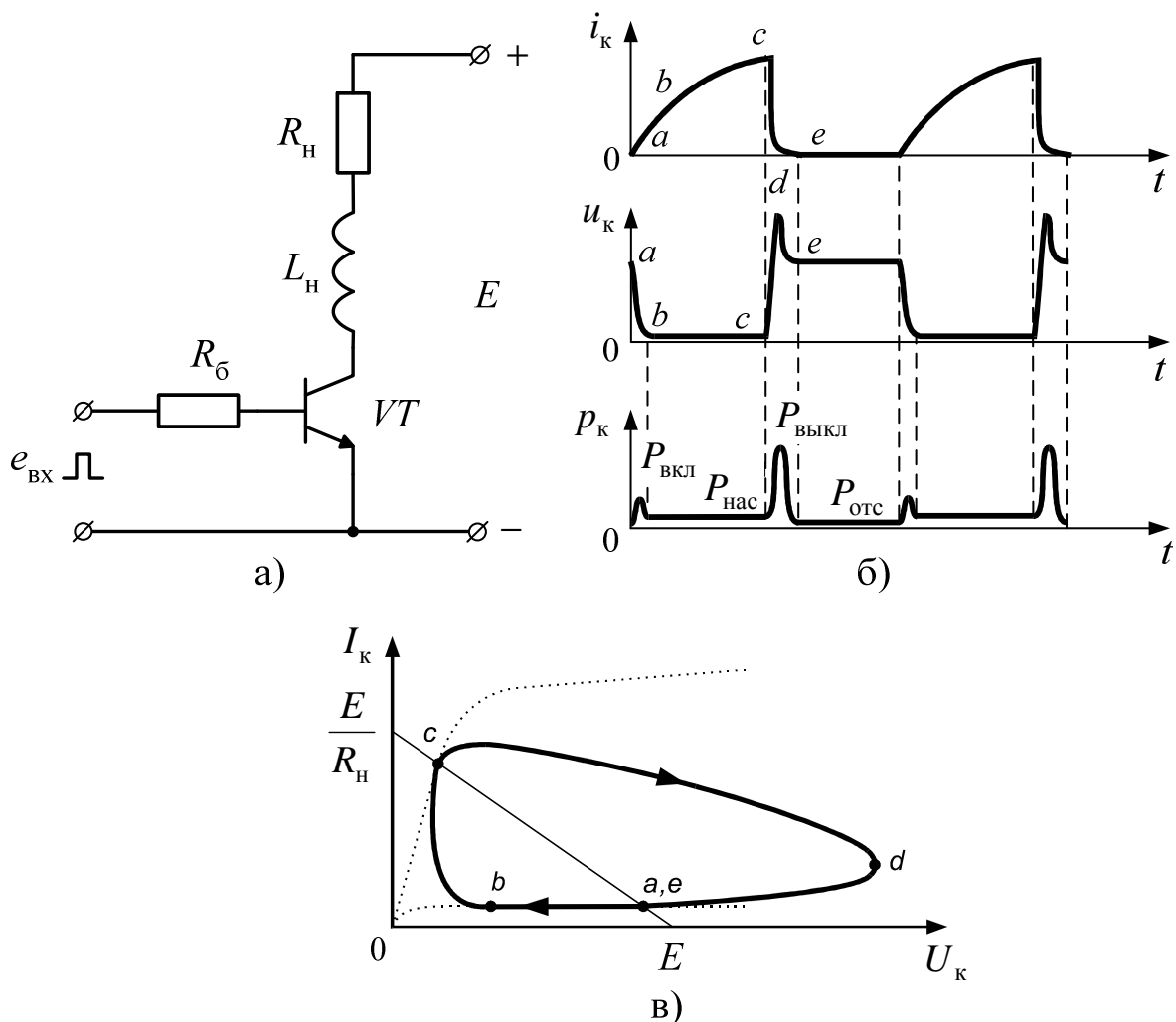


Рис. 2.25. Переходные процессы в транзисторных ключах при активно-индуктивной нагрузке: схема (а), переходные процессы (б) и траектории рабочей точки на плоскости ВАХ (в)

Динамические параметры БТ (при активной нагрузке рис. 2.27) [10, 73]:

- время задержки включения $t_{d(on)}$ – время от момента подачи управляющего импульса до нарастания тока коллектора до 0,1 установившегося значения;

- время нарастания t_r – время изменения тока коллектора от 0,1 до 0,9 установившегося значения;

- время включения $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$ – время от момента подачи управляющего импульса до нарастания тока коллектора до 0,9 установившегося значения;

- время рассасывания t_s – время от момента прекращения управляющего импульса до спада тока коллектора до 0,9 установившегося значения;

- время спада тока t_f – время изменения тока коллектора от 0,9 до 0,1 установившегося значения;
- время выключения $t_{off} = t_s + t_f$ – время от момента прекращения управляющего импульса до спада тока коллектора до 0,1 установившегося значения.

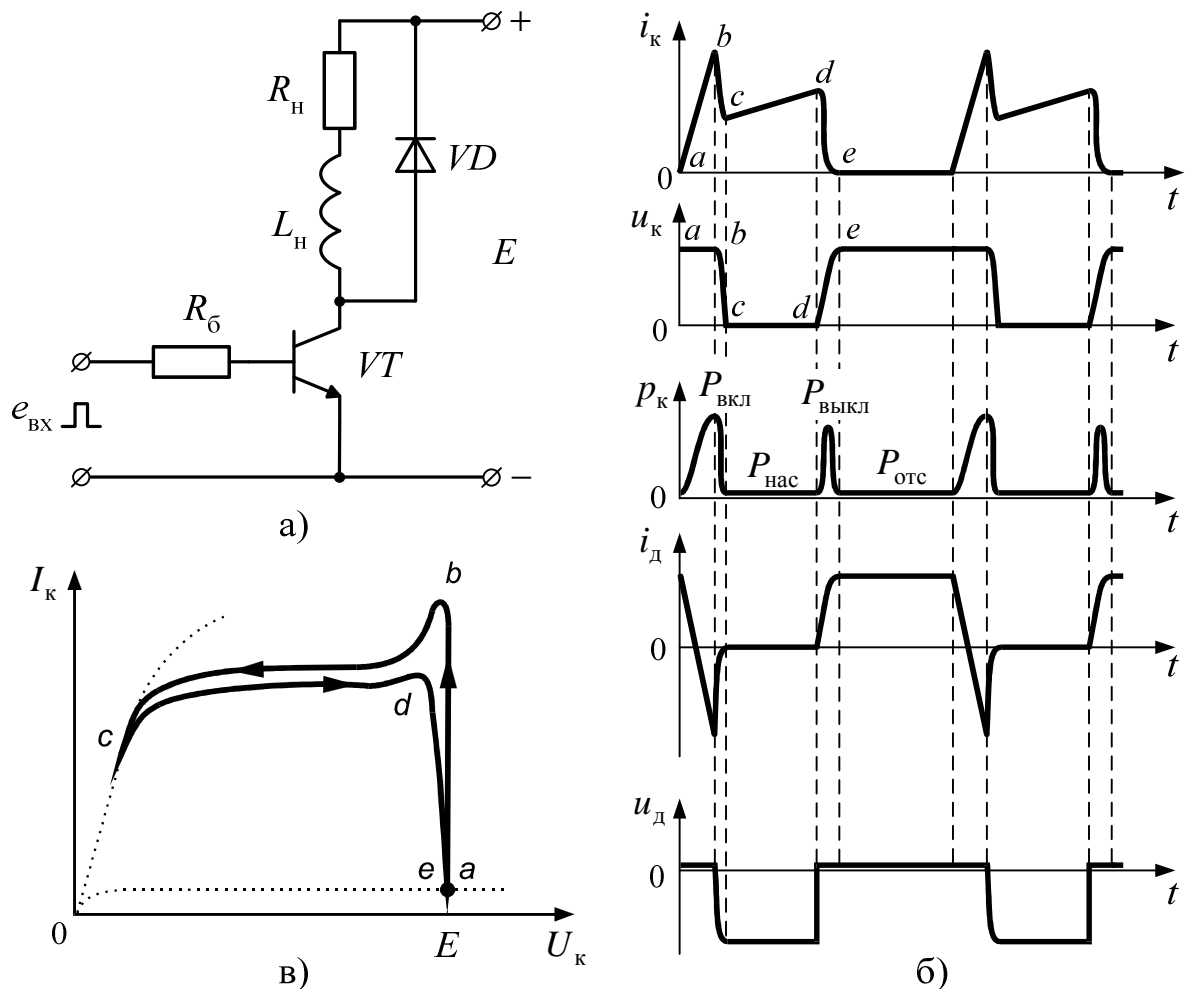


Рис. 2.26. Переходные процессы в транзисторных ключах при активно-индуктивной нагрузке, шунтированной диодом: схема (а), переходные процессы (б), траектории рабочей точки на плоскости ВАХ (в)

В справочной литературе часто указывают только суммарное время включения t_{on} , которое для наиболее быстрых БТ составляет 0,1...1,0 мкс и время выключения t_{off} , сильно зависящее от времени рассасывания неосновных носителей в базовом слое транзистора. Для БТ t_{off} может достигать единиц и даже десятков мкс, что сильно ухудшает их частотные свойства в ключевом режиме. Рабочая частота коммутации для силовых БТ, как правило, не превышает 10 кГц.

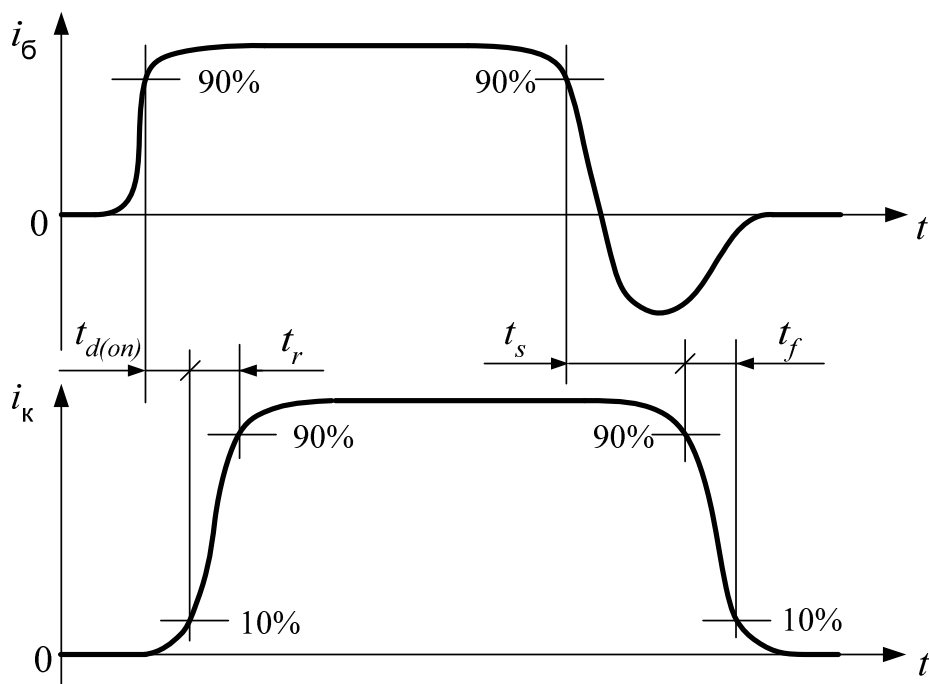


Рис. 2.27. Динамические параметры силового биполярного транзистора

Динамические параметры ПТИЗ и БТИЗ (при заданном режиме входной и выходной цепи рис. 2.28):

- время задержки включения $t_{d(on)}$ – время от момента подачи управляющего импульса до нарастания тока стока до 0,1 установившегося значения;

- время нарастания тока стока t_r – время изменения тока стока от 0,1 до 0,9 установившегося значения;

- время включения $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$ – время от момента подачи управляющего импульса до нарастания тока стока до 0,9 установившегося значения;

- время задержки выключения $t_{d(off)}$ – время от момента начала спада управляющего импульса до нарастания напряжения на стоке до 0,1 установившегося значения;

- время спада тока стока t_f – время изменения тока от 0,9 до 0,1 установившегося значения;

- время выключения $t_{off} = t_s + t_f$ – время от момента прекращения управляющего импульса до спада тока коллектора до 0,1 установившегося значения.

- энергия потерь при включении E_{on} ;

- энергия потерь при выключении E_{off} ;

- входная емкость $C_{вх}$;

- выходная емкость $C_{вых}$;

- критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии du/dt .

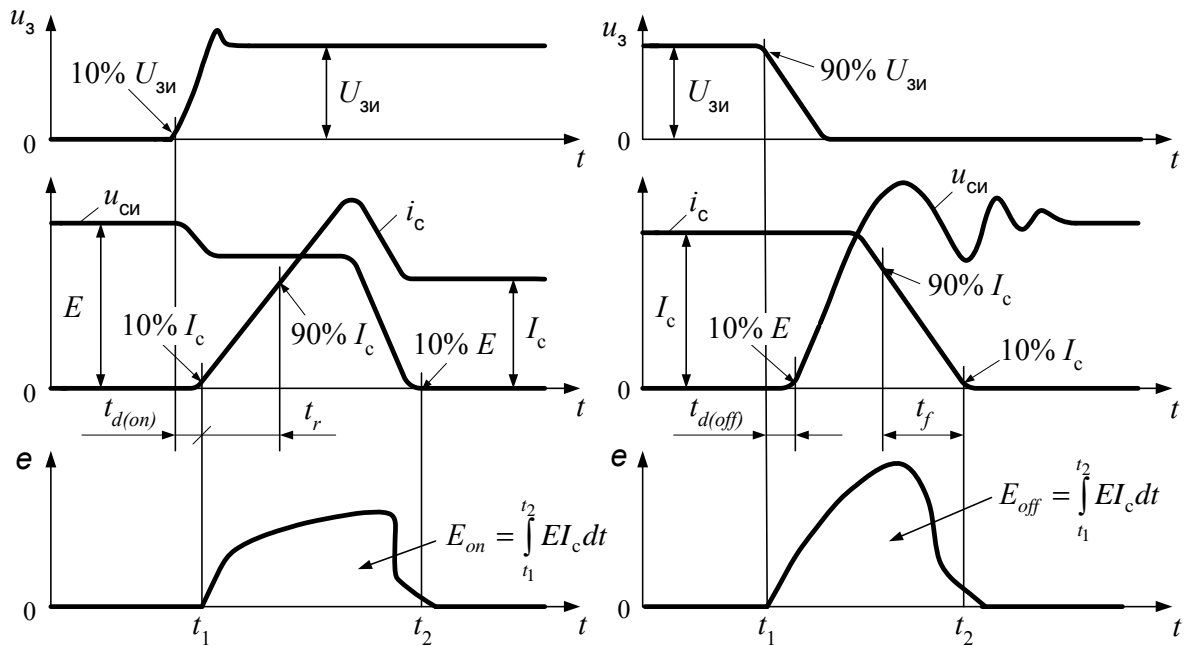


Рис. 2.28. Динамические характеристики ПТИЗ при активно-индуктивной нагрузке при включении (а) и выключении (б)

ПТИЗ и БТИЗ, по сравнению с БТ, обладают высоким быстродействием. Для них время включения t_{on} составляет всего лишь десятки нс, а время выключения t_{off} – десятки – сотни нс. Современные ПТИЗ способны работать в ключевом режиме на частотах до 100 кГц и выше.

Особенностью переходного процесса при выключении БТИЗ является наличие токового «хвоста» – это относительно длительный спада тока коллектора после его быстрого уменьшения примерно до 0,1 начального значения (рис. 2.29).

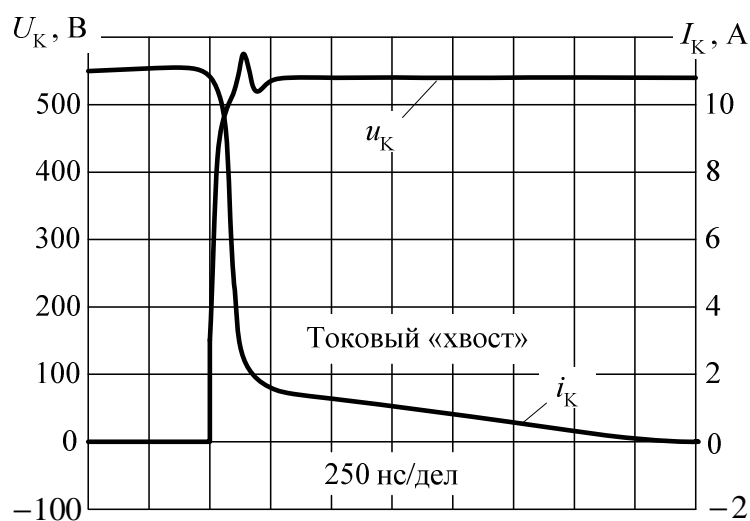


Рис. 2.29. Переходный процесс при выключении БТИЗ

Токовый «хвост» приводит к росту тепловых потерь прибора, а также требует увеличения «мертвого» времени для мостовых и полумостовых схем в промежутках между фазами проводимости двух ключей.

Учитывая сложность точного расчета коммутационных потерь, рассмотрим методику упрощенного приближенного расчета. Наибольшие коммутационные потери возникают при коммутации активно-индуктивной нагрузки. Рассмотрим именно этот случай. На рис. 2.30 упрощено представлены диаграммы переходных процессов, приведенных на рис. 2.26 [10].

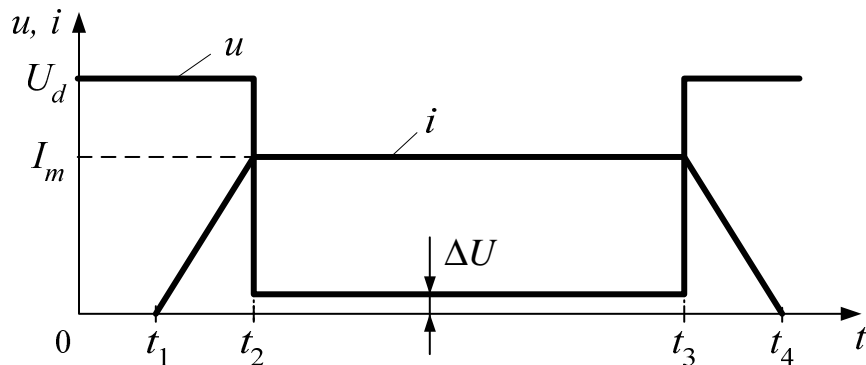


Рис. 2.30. Переходные процессы при включении и выключении активно-индуктивной нагрузки, шунтированной диодом

На диаграмме участок $t_1 - t_2$ – это время включения t_{on} , а участок $t_3 - t_4$ – это время выключения t_{off} .

Энергия потерь при включении

$$E_{on} = \int_{t_1}^{t_2} u i dt = 0,5 U_d I_m t_{on}. \quad (2.9)$$

Энергия потерь при выключении

$$E_{off} = \int_{t_3}^{t_4} u i dt = 0,5 U_d I_m t_{off}. \quad (2.10)$$

Энергия потерь при коммутации за один цикл:

$$E_{ком} = 0,5 U_d I_m (t_{on} + t_{off}). \quad (2.11)$$

Тогда мощность коммутационных потерь при частоте f или периоде T

$$P_{ком} = 0,5 U_d I_m (t_{on} + t_{off}) f = 0,5 U_d I_m \frac{t_{on} + t_{off}}{T}. \quad (2.12)$$

В справочной литературе приводятся значения энергии потерь на коммутацию E_{on} и E_{off} для заданного режима. Тогда энергию потерь на коммутацию в эксплуатационном режиме можно определить по формулам:

$$E_{on.э} = E_{on} \frac{U_d I_m}{U_{сп} I_{сп}}, \quad (2.13)$$

$$E_{off.\varepsilon} = E_{off} \frac{U_d I_m}{U_{сп} I_{сп}}. \quad (2.14)$$

Здесь $U_{сп}$, $I_{сп}$ – напряжение и ток в режиме, приведенном в справочнике.

2.4.5. Защищенный транзисторный ключ

Схема защищенного транзисторного ключа с улучшенной траекторией движения рабочей точки при переключении приведена на рис. 2.31. Для ограничения импульса тока, протекающего через диод при включении транзистора, применяют малую индуктивность $L_{огр}$. Для уменьшения перенапряжений, возникающих при обрыве тока, параллельно транзистору включают RCD – цепочку. Конденсатор $C_{ш}$ уменьшает скорость нарастания напряжения на транзисторе, а диод $V_{ш}$ предотвращает быстрый разряд конденсатора на транзистор при его включении. Резистор $R_{ш}$ обеспечивает разряд конденсатора к следующему выключению. Резистор R_p способствует разряду энергии, запасенной в индуктивности, к следующему включению.

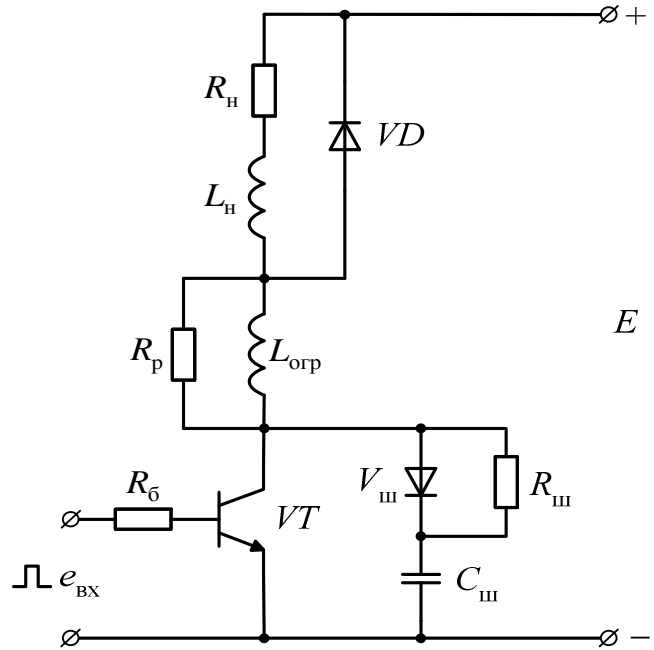


Рис. 2.31. Защищенный транзисторный ключ

2.4.6. Сравнение транзисторов

На рис. 2.32 а для сравнения приведены начальные участки выходных характеристик транзисторов различных типов для одного класса напряжений, а в табл. 2.2 сравниваются основные параметры транзисторных ключей.

Таблица 2.2

Показатель	БТ	ПТИЗ	БТИЗ
$R_{вх}$	Мало	Велико	Велико
U_{max}	1000 В	900 В	4500 В
I_{max}	500 А	100 А	2000 А
Частотные свойства	Плохие, до 10 кГц	Хорошие, до 500 кГц	Средние, до 150 кГц

На рис. 2.32 б [10] показано, как меняется напряжения насыщения с ростом температуры $p-n$ -переходов. Повышение падения напряжения на ПТИЗ и БТИЗ с ростом температуры облегчает их параллельное соединение, что особенно важно для повышения мощности.

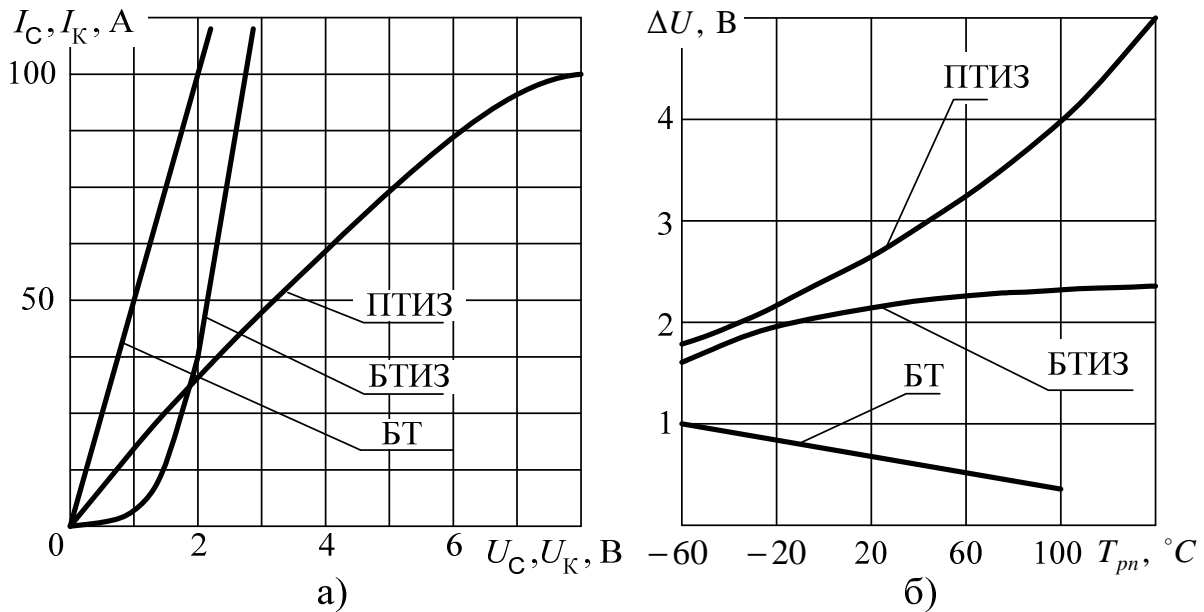


Рис. 2.32. Сравнение начальных участков выходных характеристик (а) и зависимость напряжения насыщения от температуры $p-n$ -переходов

Из рис. 2.33 видно, что с ростом тока резко ухудшаются усилительные свойства БТ, что ограничивает мощности, при которых целесообразно их применение.

Поэтому БТ находят основное применение в области небольших напряжений, мощностей и низких частот; ПТИЗ применимы в области высоких частот; БТИЗ наиболее перспективны в области больших напряжений, токов и мощностей.

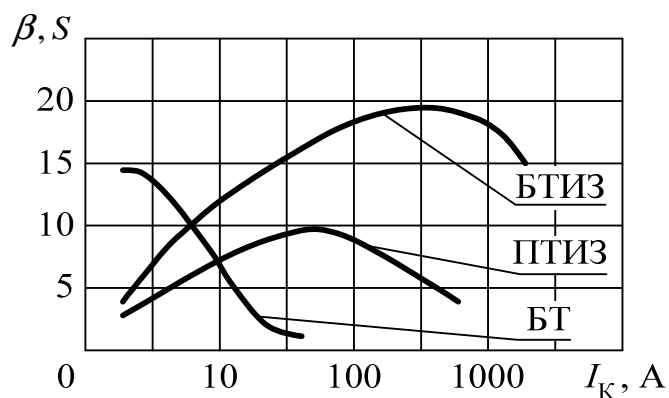


Рис. 2.33. Зависимость усилительных свойств транзисторов от тока

Основные преимущества полевых транзисторов: очень высокие входные сопротивления, работоспособность до сотен мегагерц и отсутствие вторичного пробоя (вторичный пробой возникает при работе биполярных транзисторов в ключевом режиме). ПТИЗ – это наиболее перспективные полевые транзисторы.

Основные преимущества БТИЗ: очень высокие входные сопротивления, допустимые токи напряжения и мощности. Они предназначены только для работы в ключевом режиме и работоспособны до десятков килогерц. В настоящее время БТИЗ – это **наиболее перспективные приборы для мощных устройств, преобразующих постоянное напряжение.**

Контрольные вопросы

1. Как классифицируются транзисторы?
2. Каков вид выходных характеристик транзисторов различных типов?
3. Что такое ключевой режим и каковы его преимущества?
4. Какие участки ВАХ важны в ключевом режиме?
5. Поясните вид идеальной характеристики транзисторного ключа.
6. Назовите основные параметры транзисторов.
7. Укажите порядок величин основных параметров мощных транзисторов.
8. Сравните параметры транзисторов, имеющих различные принципы действия.
9. От чего и как зависит переходный процесс при переключении транзисторного ключа?
10. Что такое защищенный транзисторный ключ?

2.5. Гибридные силовые схемы

При создании силовой части преобразователей полупроводниковые приборы (диоды, транзисторы, тиристоры) соединяются между собой по определенным схемам. Как альтернатива дискретным приборам и схемам с внешними по отношению к приборам соединениями, появились **гибридные силовые модули**, совмещающие в одном корпусе несколько силовых ключей и различные вспомогательные элементы. Применение гибридных силовых модулей упрощает конструкции преобразователей и повышает надежность его работы.

Существуют выпрямительные диодные модули, содержащие 2, 4 и 6 диодов, соединенных по схемам: два последовательно соединенных диода, однофазный мост, трехфазный мост. По таким же схемам соединяют транзисторно-диодные ключи, содержащие *IGBT*-транзисторы с встречнопараллельно соединенными диодами (рис. 2.34 а – г). Эти схемы применяются в автономных инверторах, преобразующих постоянный ток в переменный, и в преобразователях постоянного тока, изменяющих величину постоянного напряжения.

На рис. 2.34 д представлен силовой модуль преобразователя частоты, содержащий трехфазный выпрямитель, ключ торможения и трехфазный

мост инвертора. Такие модули выполняются на мощности до 30 кВт. Силовые модули могут дополняться температурным датчиком, датчиком тока, цепями защиты и другими вспомогательными элементами. Такие модули называются гибридными. Применение гибридных силовых модулей упрощает конструкции преобразователей и повышает надежность его работы.

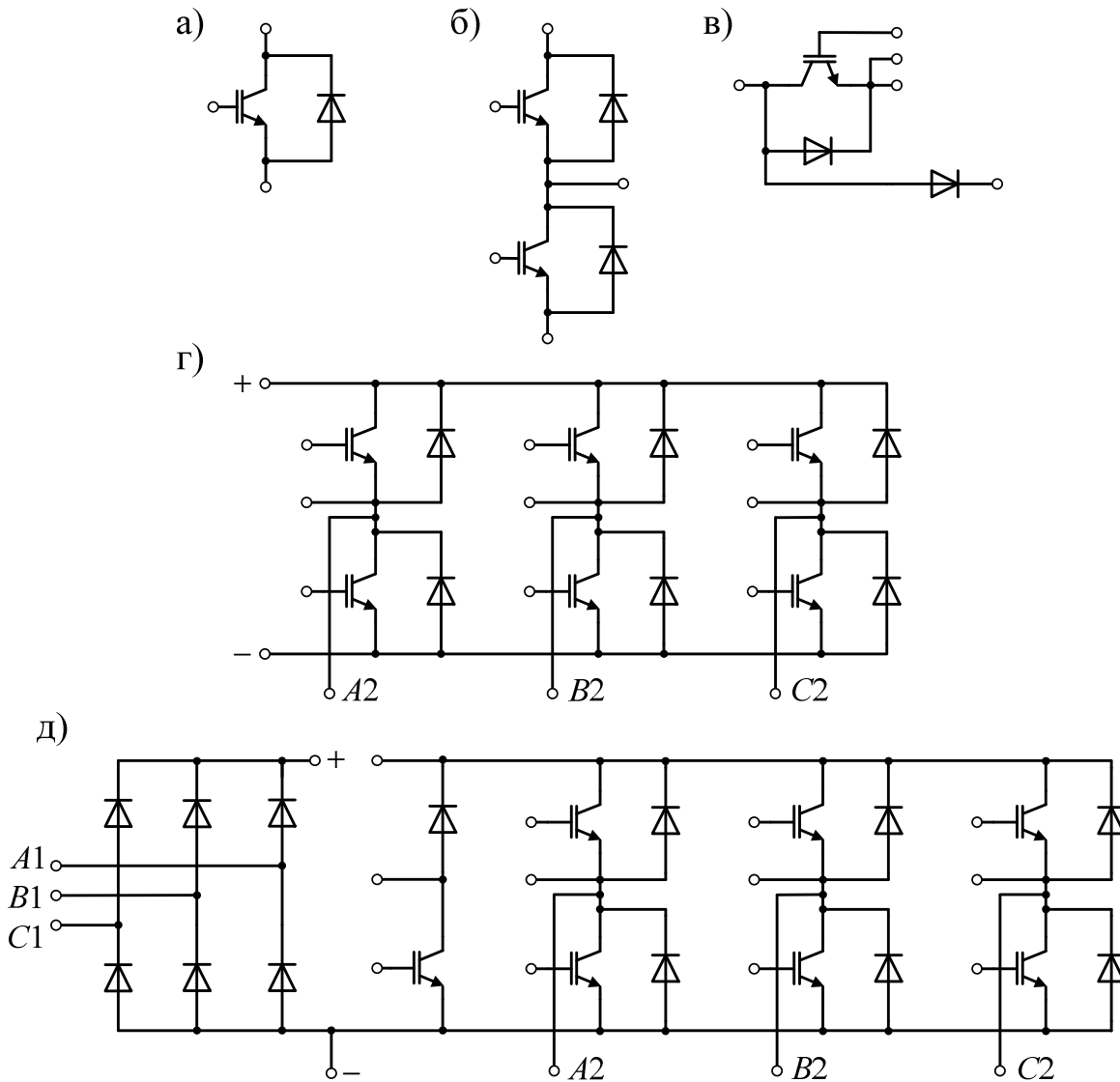


Рис. 2.34. Гибридные силовые схемы: а) транзисторно-диодный ключ; б) сдвоенный ключ (стойка); в) модуль для понижающего преобразователя постоянного напряжения; г) трехфазный мост; д) модуль для преобразователя частоты

Существуют специальные микросхемы (**драйверы**) предназначенные для управления силовыми ключами.

Дальнейшим развитием гибридных силовых модулей является введение в них цепей управления. Такие модули называют **интеллектуальными модулями** (рис. 2.35).

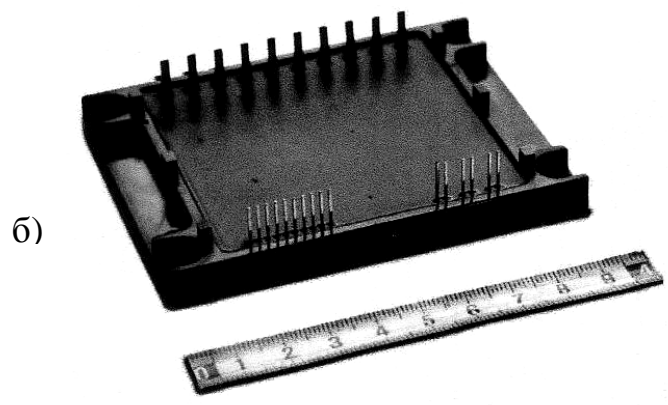
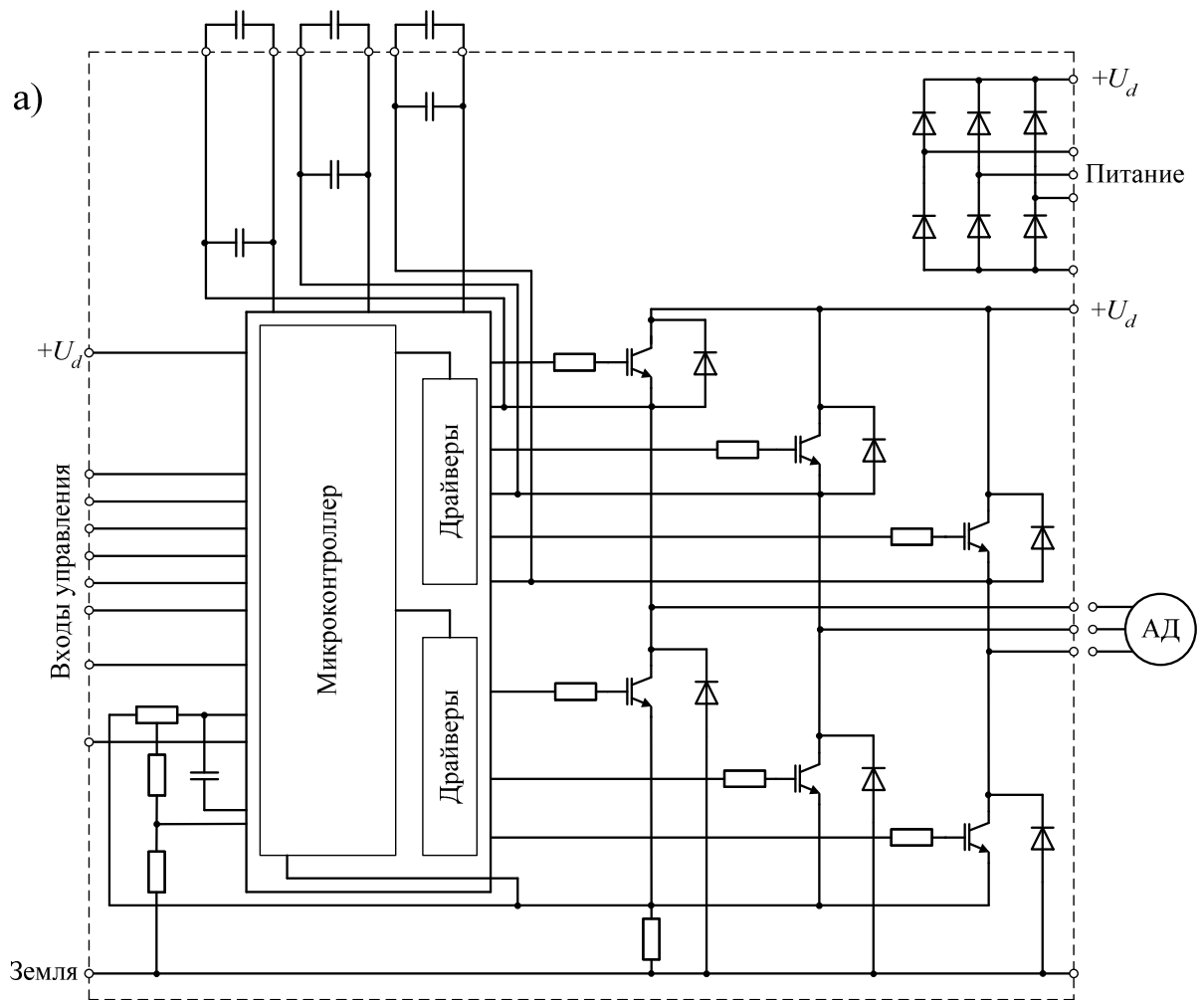


Рис. 2.35. Интеллектуальный силовой модуль: а) принципиальная схема; б) внешний вид

Параметры силовых модулей определяются параметрами элементов, входящих в их состав.

Интеграция микропроцессоров и силовых модулей позволяет создавать схемы, непосредственно управляющие маломощными двигателями постоянного и переменного тока. При необходимости мощность электроприводов

может быть увеличена за счет применения промежуточных драйверов и мощных силовых ключей.

Контрольные вопросы

1. Каковы тенденции интеграции силовых полупроводниковых приборов?
2. Что такое гибридный силовой модуль?

2.6. Трансформаторы

2.6.1. Назначение и классификация трансформаторов

Работа трансформаторов основана на явлении взаимной индукции. Трансформаторы служат для передачи электрической энергии из одной электрической цепи переменного тока в другую, с которой не должно быть потенциальной связи. При этом одновременно может изменяться величина напряжения. Таким образом, трансформаторы предназначены для обеспечения потенциальной развязки и изменения напряжения. Вместе с тем они могут применяться в совершенно разных цепях, решать разные задачи.

По конкретному назначению и решаемым задачам трансформаторы делятся на:

- а) силовые трансформаторы, применяемые в сетях переменного тока;
- б) силовые трансформаторы для вентильных преобразователей, применяемые в силовых схемах вентильных преобразователей;
- в) высокочастотные трансформаторы, применяемые в сетях переменного тока повышенной и высокой частоты;
- г) измерительные трансформаторы, применяемые при измерениях в цепях переменного тока для потенциальной развязки;
- д) импульсные трансформаторы, применяемые для потенциальной развязки при передаче импульсов, например в цепях управления вентильных преобразователей.

Вышеперечисленные трансформаторы могут сильно отличаться по конструкции, мощности, габаритам и т.д. В данной главе будут рассмотрены только силовые трансформаторы для вентильных преобразователей. Поэтому в дальнейшем их будем называть сокращено: силовые трансформаторы или просто трансформаторы. Трансформаторы широко применяются в вентильных преобразователях. Основное назначение силовых трансформаторов в вентильных преобразователях – согласование величины напряжения питающей сети и напряжения, требуемого на выходе вентильного преобразователя. Кроме этого трансформаторы обеспечивают потенциальную развязку между сетью и нагрузкой. Некоторые схемы вентильных преобразователей неосуществимы без трансформаторов со сложными обмотками.

2.6.2. Основные параметры трансформаторов

Основные параметры трансформаторов:

U_1, U_2 – действующие значения первичного и вторичного напряжения;

I_1, I_2 – действующие значения первичного и вторичного тока;

$n = U_1/U_2$ – коэффициент трансформации;

$u_k\%, u_{ка}\%, u_{кр}\%$ – напряжение короткого замыкания в процентах и его активная и реактивная составляющие;

S_1, S_2, S_T – расчетные мощности первичных и вторичных обмоток и расчетная мощность трансформатора;

$P_{ХХ}$ – потери холостого хода при номинальном напряжении сети;

$P_{КЗ}$ – потери короткого замыкания при номинальном токе;

η_T – коэффициент полезного действия (КПД) трансформатора. При мощностях в диапазоне 50 – 250 кВА, номинальном токе и активной нагрузке составляет 96 – 98%;

$I_{ХХ}$ – ток холостого хода трансформатора. При мощностях в диапазоне 50 – 250 кВА составляет от 10 до 2% номинального тока первичной обмотки трансформатора $I_{ном}$.

Для номинальных значений напряжений и токов будем добавлять индекс «ном».

Расчетная мощность обмоток трансформатора определяется кажущейся мощностью обмоток переменного тока:

$$S_1 = m_1 U_1 I_1, \quad (2.15)$$

$$S_2 = m_2 U_2 I_2, \quad (2.16)$$

где m_1, m_2 – число фаз на первичной и вторичной стороне трансформатора.

Расчетная (типовая) мощность трансформатора равна полусумме расчетных мощностей обмоток

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}. \quad (2.17)$$

Расчетные мощности определяют расход активных материалов (трансформаторной стали, меди).

Силовые трансформаторы для вентильных преобразователей изготавливаются на мощности от долей вольт-ампер до десятков тысяч киловольт-ампер.

2.6.3. Схемы замещения и характеристики трансформаторов

Для анализа процессов в выпрямителе необходимо учесть параметры трансформатора. Схема замещения однофазного трансформатора приведена на рис. 2.36 а. На схеме r_1 и r_2' – активное сопротивление первичной и приведенное активное сопротивление вторичной обмоток; x_1 и x_2' – индуктив-

ное сопротивление рассеяния первичной и приведенное индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмоток; x_M и r_M – индуктивное и активное сопротивление в контуре намагничивания.

Для упрощения пренебрежем током холостого хода и потерями в контуре намагничивания, то есть примем, что $r_M = 0$, $x_M = \infty$. Это достаточно справедливо в мощных трансформаторах, где мал ток намагничивания. Тогда схема замещения преобразуется к виду рис. 2.36 б.

Для анализа процессов в выпрямителе необходимо привести параметры трансформатора к стороне вентилей. Схема замещения трансформатора, приведенная к вторичной стороне (стороне вентилей), показана на рис. 2.36 в. На схеме e_2 и u_2 – вторичная ЭДС и вторичное напряжение; r_a и x_a – анодные активное и индуктивное сопротивления.

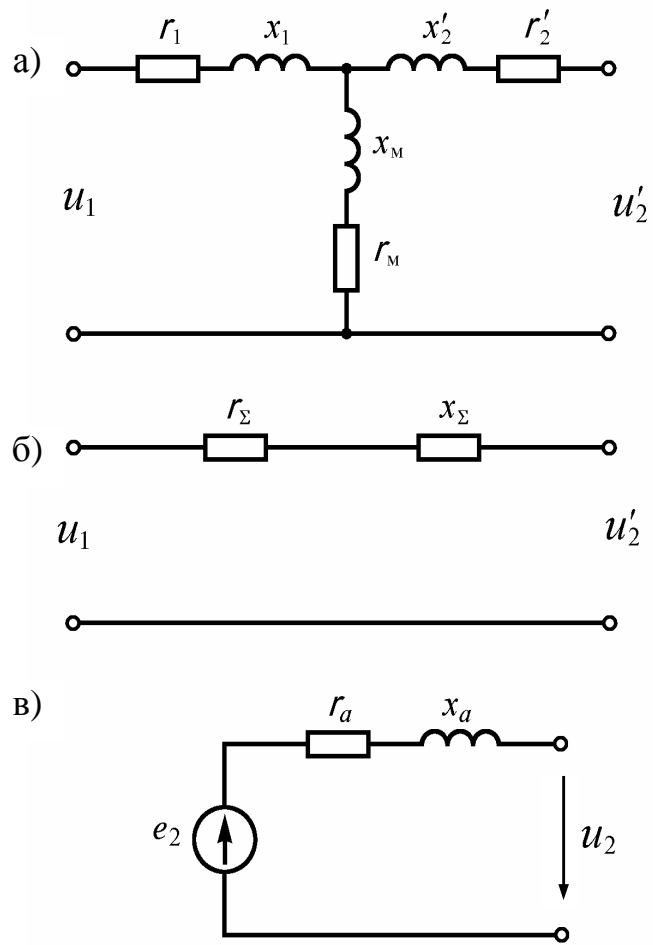


Рис. 2.36. Схема замещения трансформатора, приведенная к первичной стороне (а), ее упрощение (б) и упрощенная схема, приведенная к вторичной стороне (в)

$$r_a = r'_1 + r_2; \quad x_a = x'_1 + x_2. \quad (2.18)$$

Анодное активное сопротивление – это активное сопротивление обмоток трансформатора, приведенное ко вторичной стороне, а **анодное индуктивное сопротивление** – это индуктивное сопротивление рассеяния, приведенное ко вторичной стороне.

Эти величины можно определить, зная параметры трансформатора: номинальное вторичное напряжение $U_{2ном}$, номинальный вторичный ток $I_{2ном}$, напряжение короткого замыкания $u_k\%$ и потери короткого замыкания при номинальном токе $P_{кз}$:

$$r_a = \frac{P_{кз}}{3I_{2ном}^2}, \quad (2.19)$$

$$z_a = \frac{u_k \% U_{2\text{НОМ}}}{100 \% I_{2\text{НОМ}}}, \quad (2.20)$$

$$x_a = \sqrt{z_a^2 - r_a^2}. \quad (2.21)$$

Схема замещения трехфазного трансформатора аналогична рис. 2.36, но содержит три фазы.

Законы геометрии трансформаторов, открытые М. Видмаром указывают, что в схемах замещения **мощных трансформаторов основная составляющая реактивная** ($x_a \gg r_a$), а в **маломощных – активная** ($x_a \ll r_a$). Это позволяет для упрощения анализа, в зависимости от мощности выпрямителя, пренебрегать одним из сопротивлений в схеме замещения рис. 2.36 в.

В соответствии со схемой рис. 2.36 в внешняя характеристика трансформатора при синусоидальном токе линейна и имеет наклон, определяемый приведенным сопротивлением трансформатора (рис. 2.37 а).

Зависимость КПД трансформатора от тока нагрузки приведена на рис. 2.37 б. Она обычно имеет неярко выраженный максимум при токе $I_1 \approx (0,5 - 0,6) I_{1\text{НОМ}}$. Этот ток соответствует наиболее вероятной загрузке трансформатора. При ухудшении $\cos\varphi_2$ нагрузки КПД падает, так как при сохранении потерь уменьшается передаваемая активная мощность.

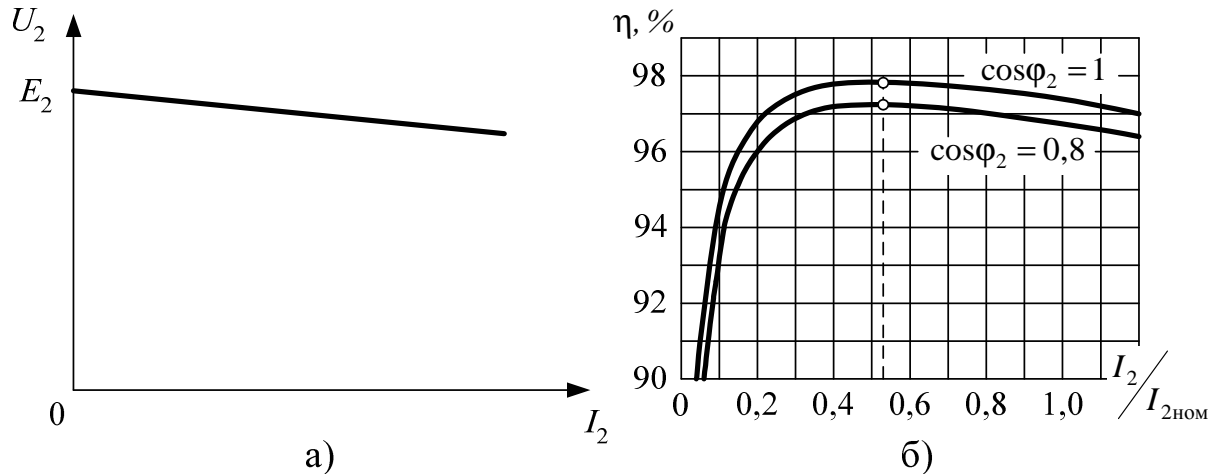


Рис. 2.37. Внешняя характеристика трансформатора (а) и зависимость КПД от загрузки при двух значениях $\cos\varphi$ нагрузки

2.6.4. Области применения трансформаторов

Как уже говорилось, силовые трансформаторы применяются для согласования величины напряжения питающей сети и напряжения, требуемого на выходе вентильного преобразователя, а также для обеспечения потенциальной развязки между сетью и нагрузкой. Силовые трансформаторы не-

редко имеют на вторичной стороне больше обмоток, чем на первичной, что позволяет создавать схемы вентильных преобразователей неосуществимые без применения трансформаторов. Такие схемы, как однофазная нулевая, трехфазный зигзаг, шестифазная звезда и другие будут рассмотрены позже.

В цепях управления вентильных преобразователей для потенциальной развязки и передачи импульсов, например, на управляющие электроды тиристоров, применяются импульсные трансформаторы. Они имеют малую мощность и габариты. Основное требование к ним: правильная передача импульсов и, особенно, передних фронтов импульсов. Для этого, как следует из схемы замещения (см. рис. 2.36, в), у них должна быть минимальная индуктивность рассеяния.

Контрольные вопросы

1. Для чего применяются трансформаторы?
2. Для чего применяются трансформаторы в вентильных преобразователях?
3. Поясните преобразования схемы замещения трансформатора.
4. Как зависят параметры схемы замещения от мощности трансформатора?
5. Как классифицируются трансформаторы?
6. Как упрощается схема замещения для трансформаторов большой мощности?
7. Поясните характеристики трансформаторов.
8. Какой фактор влияет на КПД трансформатора?
9. Какой фактор влияет на ток холостого хода трансформатора?
10. Каков КПД у трансформатора на холостом ходу?

2.7. Реакторы

2.7.1. Назначение и классификация реакторов

Реактор – это статическое электромагнитное устройство, обладающее индуктивностью. Термин реактор применяется в электротехнике и силовой электронике. В слаботочной электронике и радиотехнике то же устройство называется дросселем. Так одно и то же устройство, имеющее оно и то же назначение, получило различные названия. В дальнейшем будем пользоваться термином реактор независимо от мощности устройств. Во всех применениях реакторов используется их главное свойство – индуктивность. Реакторы могут применяться в совершенно разных цепях, решать разные задачи. Ниже будут рассмотрены только реакторы, применяемые в устройствах силовой электроники.

По конкретному назначению и решаемым задачам преобразовательные реакторы делятся на:

а) токоограничивающие реакторы, применяемые на стороне переменного тока для ограничения амплитуды тока и скорости его нарастания в аварийных режимах;

б) сглаживающие реакторы, применяемые в сглаживающих фильтрах на стороне постоянного тока для уменьшения пульсаций тока и ограничения скорости нарастания тока в аварийных режимах;

в) уравнивательные реакторы, применяемые для обеспечения параллельной работы групп вентилях, включенных на общую нагрузку;

г) уравнивательные реакторы, применяемые для ограничения уравнивательного тока, протекающего в реверсивных преобразователях между встречно-параллельно включенными вентиляными комплектами, работающими в разных режимах (выпрямительном и инверторном);

д) помехоподавляющие реакторы, входящие в состав высокочастотных фильтров, применяемых для ограничения радиопомех, генерируемых преобразователями и распространяемых по проводам в питающую и приемную сеть;

е) насыщающиеся реакторы, включаемые для задержки нарастания тока через вентиль.

По конструкции и свойствам реакторы делятся на:

а) линейные, воздушные (без магнитопровода). Применяются в качестве токоограничивающих реакторов на стороне переменного тока и сглаживающих реакторов на стороне постоянного тока, а также в качестве помехоподавляющих;

б) линейные (условно линейные) с ферромагнитным сердечником, имеющим воздушный зазор. Применяются в качестве токоограничивающих реакторов на стороне переменного тока и сглаживающих реакторов на стороне постоянного тока, а также в качестве помехоподавляющих;

в) нелинейные с ферромагнитным сердечником без воздушного зазора. Применяются в уравнивательных и насыщающихся реакторах.

2.7.2. Основные параметры, схема замещения и характеристики реакторов

Основные параметры реакторов:

$L_{\text{ном}}$ – номинальная индуктивность реактора;

$I_{\text{ном}}$ – номинальный ток (постоянный или переменный в зависимости от назначения);

R – активное сопротивление обмотки при 40°C.

Для сглаживающих реакторов дополнительно указываются потери в меди при номинальном постоянном токе $\Delta P_{\text{м}}$.

Для токоограничивающих реакторов дополнительно указывается номинальное напряжение $U_{\text{ном}}$.

Иногда для токоограничивающих реакторов аналогично трансформаторам вводится понятие типовой мощность реактора S_p

$$S_p = U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}. \quad (2.22)$$

Схема замещения токоограничивающего реактора соответствует упрощенным схемам замещения трансформатора (см. рис. 2.36 б – в). Для обеспечения защиты преобразователя индуктивность токоограничивающего реактора должна быть равна индуктивности рассеяния трансформатора соответствующей мощности.

Для обеспечения токоограничения индуктивность реактора не должна уменьшаться с ростом тока, поэтому часто токоограничивающие реакторы выполняются без ферромагнитного сердечника.

Сглаживающие реакторы должны сохранять индуктивность в условиях, когда через них проходит пульсирующий ток. При этом обычно амплитуда пульсаций значительно меньше постоянной составляющей тока. На рис. 2.38 а показано, по каким гистерезисным циклам перемагничивается магнитопровод сглаживающего реактора при разных значениях постоянной составляющей протекающего через него пульсирующего тока. При амплитуде пульсаций тока I_{max} возникают пульсации потокосцеплений амплитудой Ψ_{max} . Видно, как меняется наклон циклов перемагничивания, а, следовательно, и магнитная проницаемость материала сердечника и индуктивность реактора, так как $L = \Delta\Psi/\Delta I = \Psi_{\text{max}}/I_{\text{max}}$. Для уменьшения изменения индуктивности при изменении постоянного тока в магнитопровод вводят «воздушный» зазор (обычно его роль выполняет немагнитная прокладка из диэлектрика). На рис. 2.38 б показано как меняется индуктивность реактора при изменении тока и разных величинах воздушного зазора δ . С ростом зазора зависимость индуктивности от тока уменьшается, но одновременно уменьшается и ее величина. При конструировании реактора выбирают оптимальный зазор.

Где применяются реакторы в преобразователях указано в классификации, приведенной в начале параграфа, но более понятным это станет к концу изучения курса. Поэтому тогда стоит еще раз прочесть этот параграф.

Контрольные вопросы

1. Для чего применяются реакторы в вентильных преобразователях?
2. Как классифицируются реакторы?
3. Назовите основные параметры реакторов.
4. Поясните зависимости индуктивности сглаживающего реактора от тока.
5. Для чего вводится воздушный зазор в сглаживающих реакторах?

6. В чем отличие в условиях работы сглаживающих и токоограничивающих реакторов?

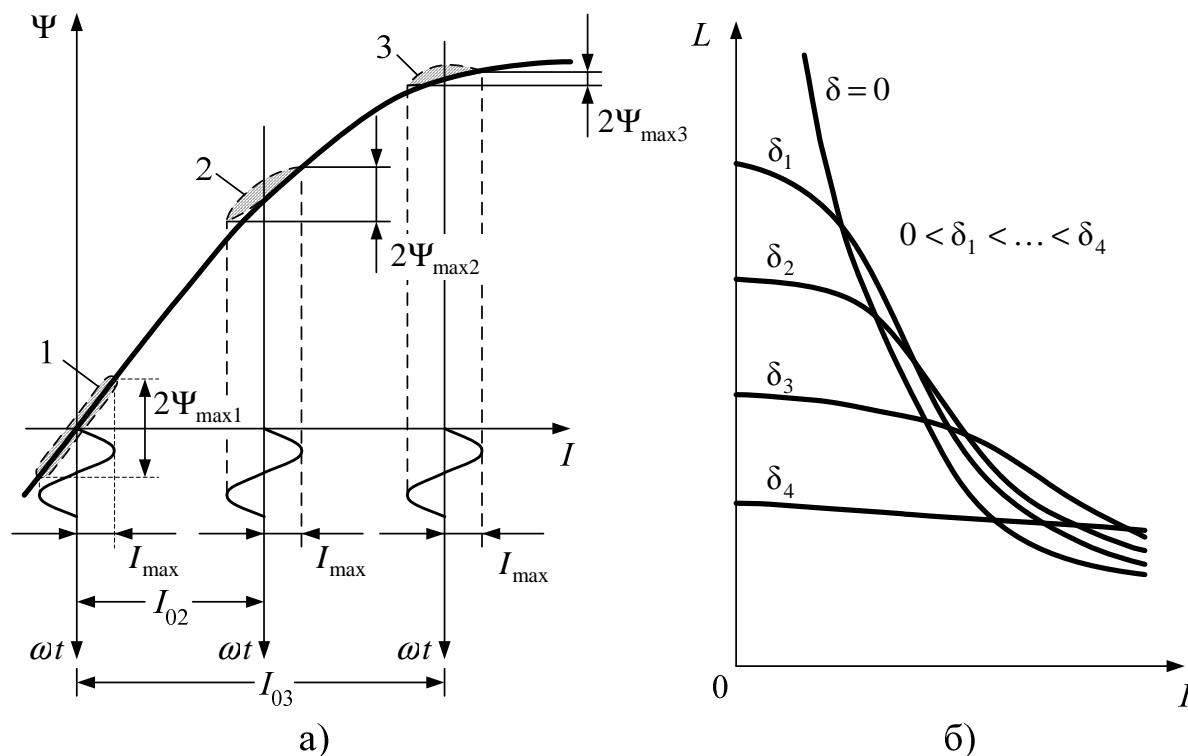


Рис. 2.38. Циклы перемагничивания магнитопровода сглаживающего реактора при разных значениях пульсирующего тока (а) и зависимости индуктивности реактора от величины выпрямленного тока и длины воздушного зазора (б)

2.8. Конденсаторы

2.8.1. Назначение и классификация конденсаторов

Конденсатор – это устройство, состоящее из двух или более проводников (обкладок), разделенных диэлектриком, и предназначенное для использования его электрической емкости.

Емкость конденсатора определяется соотношением

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon \frac{S}{d}. \quad (2.23)$$

Здесь C – емкость конденсатора; ε_0 – электрическая постоянная ($8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м); ε – относительная диэлектрическая постоянная диэлектрика; S – площадь поверхности электродов (обкладок); d – расстояние между электродами (толщина диэлектрика).

Анализ выражения (2.23) показывает, что для достижения высокой емкости конденсатора необходимо увеличивать относительную диэлектриче-

скую постоянную и площадь диэлектрика, а толщину диэлектрика – снижать. Поэтому электрические свойства, конструкция и области применения конденсаторов зависят от использованных в них диэлектриков.

Конденсаторы получили очень широкое применение в преобразовательной технике. Они используются во входных и выходных фильтрах, накопителях электрического заряда, источниках реактивной мощности, емкостных делителях напряжения, коммутирующих устройствах, защитных RC -цепях полупроводниковых ключей и т.д.

Конденсаторы можно классифицировать по ряду признаков [67].

1. *По назначению:*

- высокочастотные и низкочастотные;
- измерительные и прецизионные;
- высоковольтные и низковольтные;
- помехоподавляющие.

2. *По способу регулирования:*

- постоянные – емкость конденсатора не регулируется и сохраняется практически постоянной на протяжении всей работы;
- переменные и подстроечные – имеют возможность регулирования и отличаются друг от друга конструктивным исполнением.

3. *По типу конструкции:*

- плоские;
- цилиндрические;
- спиральные;
- чип-конденсаторы.

В *плоских* конденсаторах диэлектрик, как правило, имеет форму прямоугольной пластины, на которой находятся электроды и контактные выводы во внешнюю цепь (рис. 2.39 а).

В *цилиндрических* конденсаторах диэлектрик имеет форму электрической трубки, на наружную и внутреннюю поверхности которой нанесены электроды (см. рис. 2.39 б).

В конструкции *спирального* конденсатора используются тонкие и обязательно гибкие диэлектрические и металлические слои (см. рис. 2.39 в), которые закручиваются в спираль. Спиральная конструкция дает возможность получить конденсаторы большой емкости на высокое рабочее напряжение. Однако наличие в них длинных проводников, да еще свернутых в спираль, приводит к росту индуктивного сопротивления конденсатора, что в свою очередь ограничивает их применение в области высоких частот.

Технология поверхностного монтажа требует, чтобы компоненты, устанавливаемые на печатную плату, имели минимальный объем и малую высоту. Это привело к широкому распространению безвыводных монолитных конденсаторов – *чипов* (см. рис. 2.39 г).

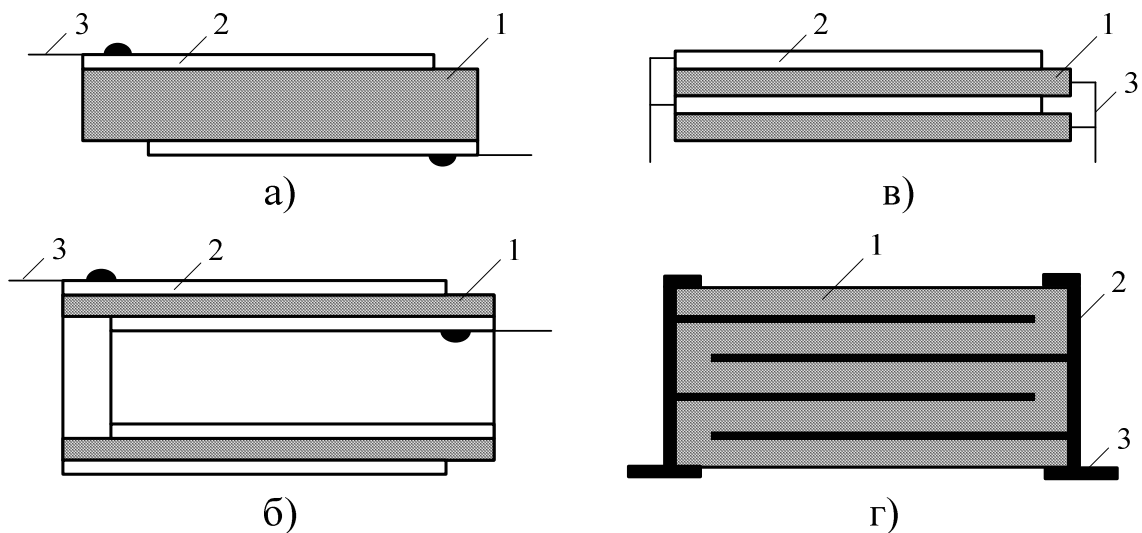


Рис. 2.39. Типы конструкции конденсаторов:
 плоский (а); цилиндрический (б); спиральный (в); ЧИП-конденсатор (г)
 (1 – диэлектрик; 2 – электрод; 3 – контактные выводы)

4. По виду диэлектрика конденсаторы можно разделить на пять групп:
- с газообразным диэлектриком (воздушные, вакуумные, газонаполненные);
 - с жидким диэлектриком;
 - с твердым неорганическим диэлектриком (керамические, стеклокерамические, стеклопленочные, слюдяные, полупроводниковые);
 - с твердым органическим диэлектриком (бумажные, металобумажные, фторопластовые, полистирольные и др.);
 - с оксидным диэлектриком (электролитические, оксидно-полупроводниковые, оксидно-металлические), в которых в качестве диэлектрика используется тонкий слой оксида металла, например, алюминия, титана, ниобия и сплавов тантала и ниобия.

Условные обозначения конденсаторов показаны на рис. 2.40.

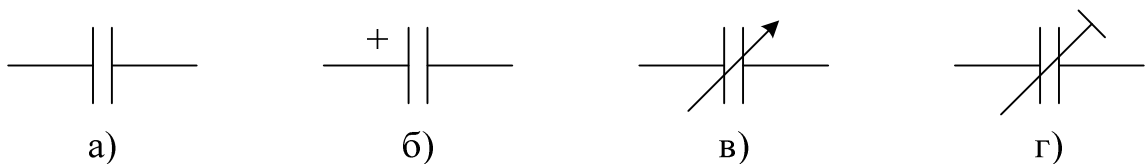


Рис. 2.40. Условные обозначения конденсаторов: постоянной емкости (а); электролитический полярный (б); переменной емкости (в); подстроечный (г)

2.8.2. Основные параметры конденсаторов постоянной емкости

1. Номинальная емкость $C_{\text{ном}}$ – это емкость конденсатора, которая обозначена на конденсаторе. Промышленностью выпускаются конденсаторы с

номинальной емкостью, лежащей в диапазоне от нескольких пФ до десятков тысяч мкФ.

2. *Допустимое отклонение номинальной емкости $\Delta C_{\text{НОМ}}$* . Этот параметр характеризует точность, с которой реализуется получение $C_{\text{НОМ}}$, и определяется согласно выражению

$$\Delta C_{\text{НОМ}} = \frac{C_{\text{ф}} - C_{\text{НОМ}}}{C_{\text{НОМ}}} 100\%, \quad (2.24)$$

где $C_{\text{ф}}$ – фактическое значение емкости, измеренное при данной температуре и определенной частоте.

Номинальные емкости и допуски конденсаторов нормализованы и выбираются из стандартных числовых рядов. Промышленность выпускает конденсаторы со следующими допусками: $\pm 0,1$; $\pm 0,2$; $0,5$; ± 1 ; ± 2 ; ± 5 ; ± 10 ; ± 20 ; $\pm 30\%$.

3. *Номинальное напряжение $U_{\text{НОМ}}$* – напряжение, на которое разработан данный тип конденсатора. Различают низковольтные и высоковольтные конденсаторы. Граница деления проводится условно и может смещаться в ту или иную сторону для отдельных типов конденсаторов. Например, бумажные конденсаторы считают высоковольтными, начиная с 1600 В, а керамические – с 1000 В.

4. *Температурный коэффициент емкости (ТКЕ) α_c* отражает отклонение емкости, обусловленное изменением температуры на 1 К и, следовательно, характеризует температурную стабильность емкости конденсатора.

5. *Тангенс угла потерь $\text{tg}\delta$* характеризует потери в конденсаторе и определяется как отношение его активной мощности P к реактивной мощности Q или отношение активного сопротивления конденсатора R_k к емкостному X_c

$$\text{tg}\delta = \frac{P}{Q} = \frac{R_k}{X_c} = R_k \omega C. \quad (2.25)$$

Значения $\text{tg}\delta$ зависят от вида диэлектрика и могут меняться с частотой и с течением времени, а также зависеть от температуры и напряженности электрического поля. Для конденсаторов данный параметр может изменяться от 0,001 до 0,4.

6. Для электролитических конденсаторов важным параметром является *ток утечки $I_{\text{ут}}$* – это электрический ток при постоянном напряжении, приложенном к нему. Ток утечки обусловлен конечным значением сопротивления между электродами конденсатора, т.к. любой диэлектрик обладает электропроводностью. В современных конденсаторах токи утечки имеют значения от единиц пА до единиц мА. Часто вместо тока утечки используется параметр, называемый *сопротивлением изоляции* конденсатора $R_{\text{из}} = U_{\text{НОМ}}/I_{\text{ут}}$.

2.8.3. Схема замещения и частотная характеристика конденсатора

Реальный конденсатор нельзя считать идеальной емкостью. Он всегда имеет некоторое последовательно включенное *активное сопротивление* R_k , которое обусловлено сопротивлениями выводов и обкладок. Из-за наличия в конструкции конденсатора проводников он обладает *собственной индуктивностью* L_k .

Конденсатор описывается последовательной схемой замещения (рис. 2.41 а).

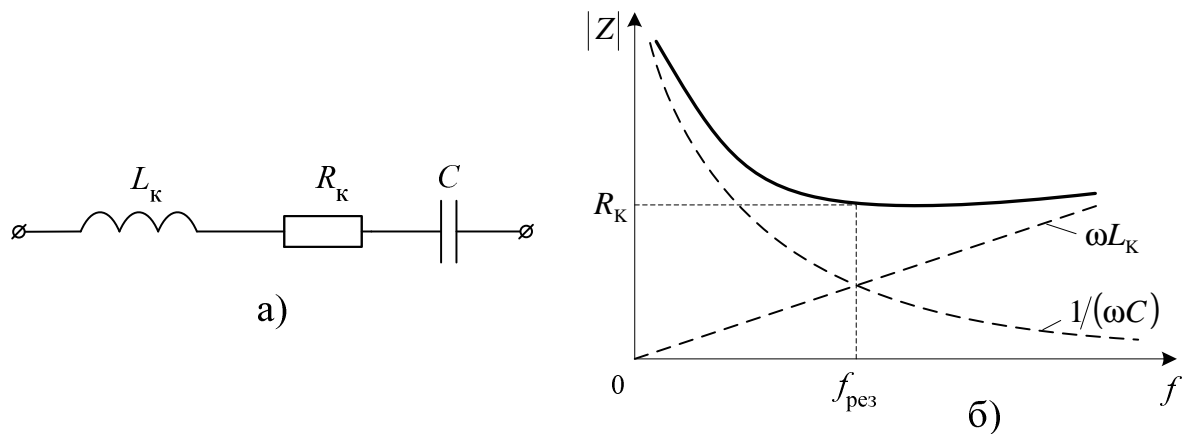


Рис. 2.41. Схема замещения конденсатора (а) и частотная зависимость полного сопротивления конденсатора (б)

Модуль полного сопротивления конденсатора рассчитывается по формуле

$$|Z| = \sqrt{R_k^2 + \left(\frac{1}{\omega C} - \omega L_k \right)^2}. \quad (2.26)$$

Рассмотрим, как изменяется модуль полного сопротивления конденсатора с частотой (см. рис. 2.41 б). Емкостное сопротивление $(1/\omega C)$ уменьшается с увеличением частоты, а индуктивное сопротивление ωL_k возрастает. Поэтому $|Z|$ имеет минимум, который определяется активным сопротивлением R_k (при этом $(1/\omega C) = \omega L_k$). Частота, соответствующая минимуму, называется резонансной частотой конденсатора и определяется по формуле

$$f_{\text{рез}} = 1 / (2\pi \sqrt{L_k C}). \quad (2.27)$$

При частотах выше резонансной полное сопротивление конденсатора носит уже не емкостный, а индуктивный характер, вследствие чего $|Z|$ растет с ростом частоты. Поэтому $f_{\text{рез}}$ можно считать предельной теоретической частотой использования конденсатора, которую желательно иметь как можно большей.

В целях увеличения $f_{\text{рез}}$ при конструировании конденсаторов стремятся настолько возможно уменьшить его собственную индуктивность. Индук-

тивности плоских и цилиндрических конденсаторов (см. рис. 2.39 а – б) невелики и составляют единицы нГн – это соответствует резонансной частоте в десятки и сотни МГц. Значительно больше индуктивность спиральных конденсаторов (см. рис. 2.39 в), которая доходит до сотен нГн – это соответствует $f_{рез}$ всего лишь в десятки или сотни кГц.

2.8.4. Разновидности и области применения конденсаторов

В современной электронике и преобразовательной технике широкое применение получили следующие типы конденсаторов: электролитические, бумажные, металлобумажные, пленочные, керамические и др. [47, 67].

1. Электролитические конденсаторы получили очень широкое применение в силовых цепях вентиляльных преобразователей и блоках питания систем управления в качестве элементов, способных накапливать значительное количество электрической энергии.

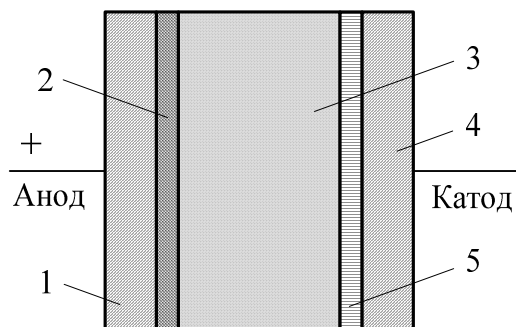
Достоинствами электролитических конденсаторов, которые привели к их широкому применению, являются большая удельная емкость (емкость на единицу объема) и способность такого конденсатора обеспечивать прохождение большого переменного тока при высокой надежности и отличном отношении цена/качество. Электролитические конденсаторы выпускаются с большими диапазонами по емкости (0,1 – 10000 мкФ), и напряжением до пятисот и более вольт.

В оксидных конденсаторах рабочим диэлектриком является тонкий слой оксида металла, например, алюминия, титана, ниобия и сплавов тантала и ниобия, получаемый электрохимическим путем. Оксидные конденсаторы, как правило, обладают неодинаковой проводимостью в разных направлениях. Поэтому металл, на который наносят оксид, называют вентильным металлом.

Конструкция электролитического конденсатора показана на рис. 2.42. Вентильный металл 1, с оксидной пленкой 2 на поверхности, является анодом, соединенным с выводом конденсатора. Функцию второго электрода выполняет жидкий рабочий электролит 3, в качестве которого используют растворы кислот: серной или соляной. Катодом является металлический корпус конденсатора 4, соединенный со вторым выводом. Внутренняя поверхность корпуса покрыта пленкой металла 5, устойчивого к действию кислоты, например серебра. Униполярная проводимость этой конструкции объясняется различной природой носителей заряда в электролитах (ионы) и в твердых телах (электроны). При подаче положительного потенциала на вентильный металл ионы из электролита стремятся пройти к аноду, но оксидная пленка для них имеет большое сопротивление, и ток утечки будет мал. При противоположной полярности электроны из вентильного металла путем туннелирования легко проходят через тонкую оксидную пленку, и

ток утечки оказывается настолько большим, что электролит нагревается до кипения, а герметичный корпус может разорваться парами электролита.

Рис. 2.42. Конструкция электролитического конденсатора:
 1 – вентильный металл; 2 – оксидная пленка; 3 – жидкий электролит; 4 – корпус конденсатора; 5 – пленка металла



По своим электрическим и эксплуатационным свойствам электролитические конденсаторы обладают рядом существенных отличий.

1. Электролитические конденсаторы имеют исключительно высокую удельную емкость и удельный заряд. Это связано с тем, что оксидный слой очень тонок (доли микрометра), а относительная диэлектрическая проницаемость оксидных пленок $\epsilon = 10 \dots 100$. Поэтому номинальная емкость может достигать 10000 мкФ. В других типах конденсаторов, выпускаемых в настоящее время, таких емкостей достигнуть не удастся.

2. Электролитические конденсаторы обладают специфическими температурными и частотными зависимостями основных свойств. Это во многом связано с тем, что одна из обкладок (электролит) обладает повышенным сопротивлением.

В соответствии с формулой (2.25) тангенс угла потерь конденсатора $\text{tg}\delta$ с увеличением частоты растет по линейному закону (рис. 2.43 а). При этом даже на низких частотах $\text{tg}\delta$ имеет очень большую для конденсаторов величину (до 0,1 на частоте 50 Гц). Поэтому электролитические конденсаторы, как правило, используются на постоянном напряжении при строго заданной по величине переменной составляющей.

3. При уменьшении температуры активное сопротивление конденсатора возрастает из-за увеличения вязкости электролита. Это влечет за собой резкое возрастание $\text{tg}\delta$ (см. рис. 2.43 б) и снижение емкости конденсатора $C_{\text{ном}}$. В связи с этим для многих электролитических конденсаторов критичным является нижний предел рабочих температур. При высоких температурах происходит возрастание тока утечки из-за увеличения проводимости оксидной пленки.

4. Свойства оксидных конденсаторов могут меняться при их хранении. Если на конденсатор длительное время не подавать напряжение, его оксидная пленка может частично раствориться в электролите. При этом емкость конденсатора увеличивается, одновременно возрастает ток утечки $I_{\text{ут}}$. Из-за

временной нестабильности электролитические конденсаторы выпускаются с очень большим допуском $C_{ном}$ (максимальные пределы от -20 до $+100\%$).

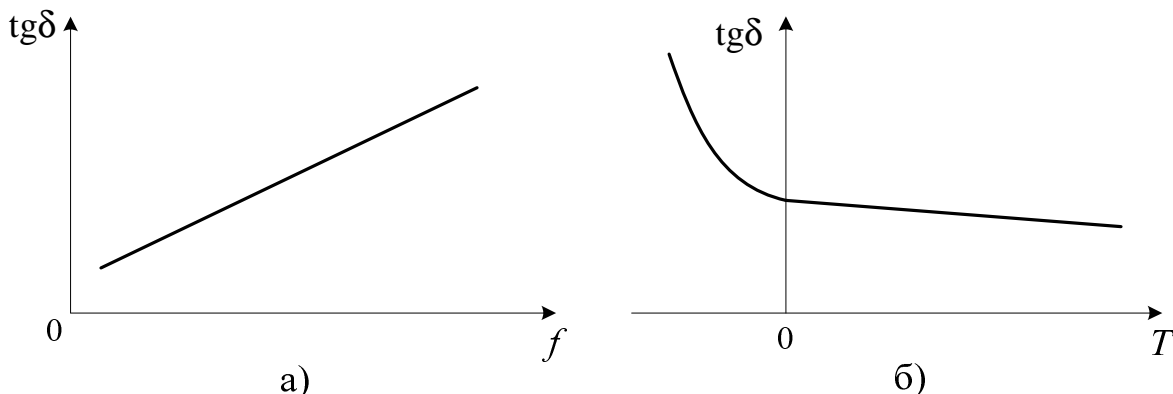


Рис. 2.43. Частотная (а) и температурная (б) зависимости тангенса угла диэлектрических потерь электролитических конденсаторов

5. Переменный ток через электролитический конденсатор, появляющийся в результате действия переменной составляющей напряжения (пульсации), оказывает отрицательное влияние на ожидаемый срок службы конденсатора и приводит к его нагреву. Для оценки потерь в конденсаторе можно воспользоваться выражением

$$\Delta P_k = \left(\frac{U_{\sim}}{\sqrt{R_k^2 + (\omega C)^2}} \right)^2 \cdot R_k, \quad (2.28)$$

где U_{\sim} – действующее значение приложенного к конденсатору переменного напряжения (пульсаций) на данной частоте; $R_k = tg\delta / (\omega C)$ – активное сопротивление конденсатора, складывающееся из сопротивления электролита, сопротивления оксидной пленки и сопротивления выводов.

2. Бумажные и металобумажные конденсаторы являются наиболее распространенными и находят широкое применение в цепях, где не являются критичными большая точность и стабильность емкости или низкие потери, и где главным требованием является выдерживание в течение длительного времени заданного напряжения. Они могут применяться в качестве блокировочных, развязывающих, разделительных и фильтрующих элементов в различных цепях с постоянным и переменным напряжением и в импульсных режимах.

По величине номинального напряжения принято подразделять бумажные и металобумажные конденсаторы на низковольтные с номинальными напряжениями до 1600 В и высоковольтные – от 1600 В и выше. Для конденсаторов характерны широкие интервалы емкостей, от тысячных долей мкФ до десятков мкФ, широкие интервалы номинальных напряжений и температур, которые укладываются от -60 до $+125^{\circ}\text{C}$.

Бумажный конденсатор представляет собой секцию в виде цилиндра, изготовленного намоткой из лент бумаги, разделенных металлическими электродами (обкладками). В качестве обкладок обычно используется тонкая алюминиевая фольга. В качестве диэлектрика – специальная конденсаторная бумага. Металлобумажные конденсаторы имеют конструкцию, аналогичную бумажным конденсаторам, с той лишь разницей, что вместо ленточных металлических электродов и бумаги в них используется бумажная лента, покрытая тонким слоем металла (алюминия или цинка) методом испарения в вакууме. Такая конструкция позволяет получить уменьшения удельного объема металлобумажного конденсатора по сравнению с бумажным конденсатором примерно в 5 раз.

Потери в бумажных и металлобумажных конденсаторах сильно зависят от частоты и температуры. Потери в металлобумажных конденсаторах несколько больше, чем у бумажных.

3. Пленочные конденсаторы представляют конденсаторы с диэлектриком из синтетических пленок. Конструкция пленочных конденсаторов аналогична конструкции бумажных. Диапазон номинальных емкостей пленочных конденсаторов лежит в интервале от 0,001 – 10 мкФ, и номинальных напряжений – от 50 – 1000 В и выше. По типу диэлектрика пленочные конденсаторы делятся на:

- полистирольные;
- полипропиленовые.

Конденсаторы на основе пленки из полистирола имеют средние технические параметры, положительный и заметный температурный коэффициент емкости, диапазон рабочих температур до 100 (125)°С, $\text{tg}\delta < 0,0025$.

Конденсаторы с диэлектриком из полипропилена обладают очень хорошей способностью выдерживать большие импульсные нагрузки.

Пленочные конденсаторы находят применение в силовой электронике там, где от них требуется большая удельная энергия, хорошие частотные свойства, способность выдерживать импульсные нагрузки, возможность работы как при постоянном, так и при переменном напряжениях. Назовем несколько областей применения пленочных конденсаторов:

- входные и выходные фильтры защиты от радиопомех;
- конденсаторы, устанавливаемые параллельно электролитическим конденсаторам большой емкости;
- разделительные цепи;
- защитные цепи силовых транзисторов и диодов.

4. Керамические конденсаторы получили широкое распространение в современной электронике. В качестве диэлектрика в них используются различные виды керамики.

Основные преимущества керамических конденсаторов: малые размеры, достаточно большая емкость, отличные частотные характеристики, воз-

возможность работы в широком температурном диапазоне и высокая надежность.

К числу задач, связанных с применением керамических конденсаторов в преобразовательной технике, можно отнести:

- подавление радиопомех во входных и выходных цепях, а также на сигнальных разъемах;

- шунтирование низкочастотных электролитических конденсаторов для того, чтобы избежать появления на их зажимах переменной составляющей напряжения высокой частоты;

- применение в цепях, позволяющих уменьшить высокочастотные выбросы или колебания напряжения на силовых транзисторах и диодах (демпфирующие цепи);

- применение развязывающих конденсаторов, позволяющих «отсечь» постоянную составляющую напряжения от таких элементов схемы, как трансформаторы;

- цепи обратных связей операционных усилителей систем управления силовыми преобразователями и т.д.

По классификации МЭК керамические конденсаторы подразделяются по назначению на три класса в зависимости от температурной стабильности и частоты.

Контрольные вопросы

1. По каким признакам можно классифицировать конденсаторы?
2. Какие параметры влияют на емкость конденсатора?
3. Назовите основные параметры конденсаторов.
4. Как влияет индуктивность конденсатора на его частотные свойства?
5. Конструкция электролитического конденсатора. Назовите основные их свойства и особенности.
6. Чем отличаются бумажные и пленочные конденсаторы?
7. Назовите основные области применения керамических конденсаторов.

2.9. Резисторы

2.9.1. Назначение и классификация резисторов

Резистором называется элемент, обладающий свойствами активного электрического сопротивления.

Основная функция резистора заключается в необратимом преобразовании электромагнитной энергии, регулировании и распределении токов и напряжений между узлами и элементами электрической цепи.

Резисторы бывают линейными и нелинейными. В данном параграфе рассматриваются только линейные резисторы, сопротивление которых должно по возможности не менять величину при воздействии различных факторов.

Классификация основных видов линейных резисторов, применяемых в преобразовательной технике, представлена на рис. 2.44.

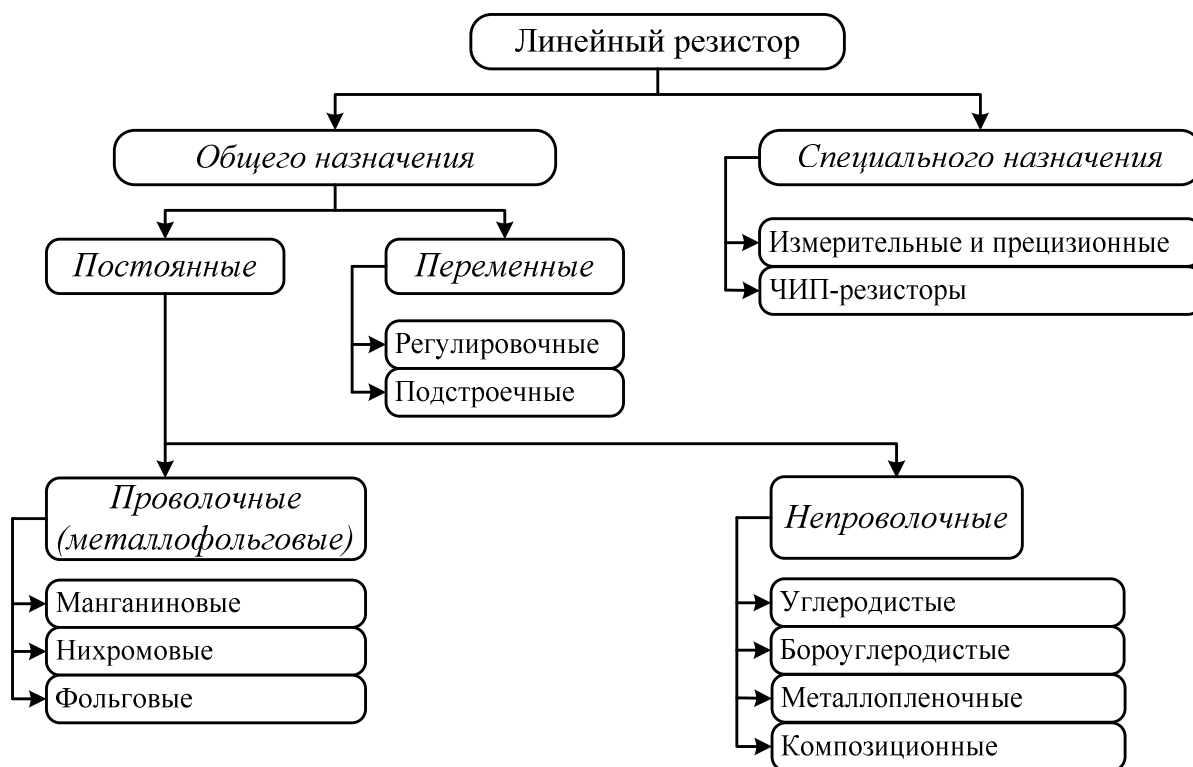


Рис. 2.44. Классификация линейных резисторов

В зависимости от назначения резисторы подразделяются на две группы [67]:

1) *общего* назначения, используются в качестве различных нагрузок, поглотителей и делителей в цепях питания, элементов фильтров, шунтов, в цепях формирования импульсов и т.п. Диапазон номинальных величин сопротивлений от 10 Ом до 10 МОм, номинальные мощности рассеяния от 0,062 до 100 Вт;

2) *специального* назначения, которые подразделяются на:

а) измерительные и прецизионные, отличаются повышенной точностью – допуск от 0,001 до 1,0% и стабильностью. Применяются в основном в измерительной аппаратуре, вычислительной технике и системах автоматики. Диапазон номинальных величин сопротивлений от 0,1 Ом до 10 МОм, номинальные мощности рассеивания до 2 Вт;

б) чип-резисторы, используются в микроэлектронных устройствах.

По способу регулирования резисторы делят на две группы:

1) *постоянные* – сопротивление резистора не регулируется и сохраняется практически постоянным на протяжении всей работы;

2) *переменные*, которые в свою очередь подразделяются на регулируемые и подстроечные – имеют возможность регулирования и отличаются друг от друга конструктивным исполнением.

В зависимости от материала, использованного для создания проводящего элемента, резисторы подразделяют на две группы:

5) *проволочные* в том числе металлофольговые – материал проводящего элемента манганин, нихром, фольга и т.п.;

б) *непроволочные* делятся на:

а) углеродистые и бороуглеродистые (проводящий элемент – пленка углерода или его соединений, осажденная на непроводящее основание);

б) металлопленочные (проводящий элемент – микрокомпозиционный слой пленки металла);

в) композиционные (проводящий элемент – из нескольких компонентов, один из которых проводящий, например графит или сажа);

Условные обозначения резисторов показаны на рис. 2.45.

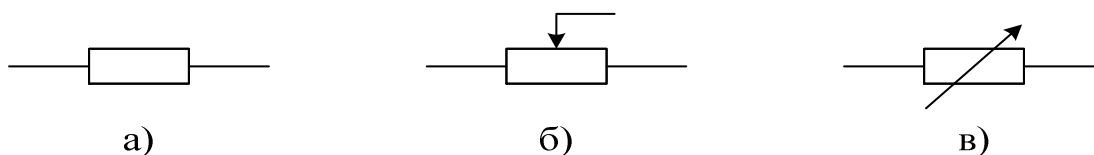


Рис. 2.45. Условные обозначения резисторов:

постоянный (а); переменный (потенциометр) (б); переменный (реостат) (в)

2.9.2. Основные параметры и схемы замещения постоянных резисторов

1. *Номинальное сопротивление* $R_{\text{ном}}$ – это активное сопротивление, которое обозначена на резисторе. В настоящее время промышленностью выпускаются резисторы с номинальным сопротивлением, лежащим в диапазоне от нескольких Ом до десятков ТОм.

2. *Допустимое отклонение номинального сопротивления* $\Delta R_{\text{ном}}$. Этот параметр характеризует точность, с которой реализуется получение $R_{\text{ном}}$, и определяется согласно выражению

$$\Delta R_{\text{ном}} = \frac{R_{\text{ф}} - R_{\text{ном}}}{R_{\text{ном}}} 100\%, \quad (2.29)$$

где $R_{\text{ф}}$ – фактическое значение сопротивления, измеренное при данной температуре.

Номинальные сопротивления и допуски резисторов нормализованы и выбираются из стандартных числовых рядов. Установлено шесть рядов: Е6, Е12, Е24, Е48, Е96, Е192. Значение сопротивления находят умножением или

делением на 10^n (где n – целое положительное число или нуль) чисел номинальных величин, входящих в состав ряда. Ряд допускаемых отклонений также нормализован. Допуски указываются в процентах в соответствии с рядом $\pm 0,001$; $\pm 0,002$; $\pm 0,005$; $\pm 0,02$; $\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$; $\pm 1,0$; $\pm 2,0$; $\pm 5,0$; ± 10 ; ± 20 ; $\pm 30\%$.

3. *Номинальная мощность* резистора $P_{\text{ном}}$ – это максимально допустимая мощность, которую резистор может длительно время рассеивать при непрерывной электрической нагрузке в данных условиях, сохраняя параметры в установленных пределах. Значение $P_{\text{ном}}$ зависит от конструкции резистора, его габаритных размеров, а также от физических свойств, примененных в нем материалов. Диапазон номинальных мощностей резисторов от 0,05 до 100 Вт.

4. *Предельное рабочее напряжение* $U_{\text{пр}}$ – напряжение, которое может быть приложено к резистору без нарушения его работоспособности.

5. *Температурный коэффициент сопротивления* (ТКС) α_R – характеризует изменение сопротивления резистора при изменении температуры на 1°C

$$\alpha_R = \frac{\Delta R}{R_1 \cdot \Delta t} \cdot 100\% \left[\frac{\%}{\text{град}} \right]. \quad (2.30)$$

Здесь R_1 – сопротивление резистора при нормальной температуре; Δt – предельная разность между предельной положительной (отрицательной) и нормальной температурами; ΔR – алгебраическая разность между значениями сопротивлений, измеренными при предельной положительной (отрицательной) и нормальной температуре. Значение ТКС для резисторов находится в диапазоне $\pm(0,15 \dots 25) \cdot 10^{-4}, ^\circ\text{C}^{-1}$.

Любой резистор содержит не только резистивный элемент R , но и другие части конструкции, выполненные из диэлектрических материалов. Эквивалентная схема резистора (рис. 2.46 а) содержат не только активное сопротивление, но и реактивные составляющие: индуктивность L и емкость C [25, 67]. На высоких частотах полное сопротивление резистора Z отличается от его активного сопротивления R и зависит от частоты. Обычно емкостное сопротивление C , шунтирующее резистивный элемент, много больше R , и поэтому

$$Z \approx \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}. \quad (2.31)$$

Поэтому схема замещения упрощается (см. рис. 2.46 б).

Основные применения линейных резисторов в силовых схемах вентиляционных преобразователей: элементы, демпфирующие колебания в RC -цепочках, шунтирующих вентили, и фильтрах электромагнитных помех, а также для ограничения зарядных токов.

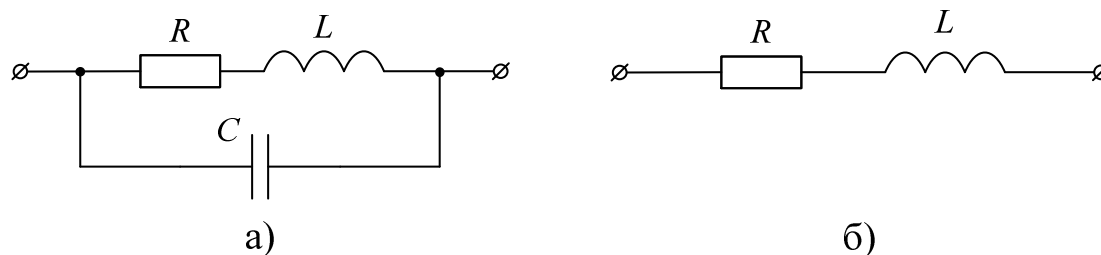


Рис. 2.46. Схемы замещения резистора

Линейные резисторы широко используются в системах управления вентиляльных преобразователей, в частности в качестве токоограничивающих элементов при подаче сигналов управления на управляющие переходы полупроводниковых приборов.

Контрольные вопросы

1. По каким признакам можно классифицировать резисторы?
2. Назовите основные параметры постоянных резисторов.
3. Поясните схемы замещения резистора.

2.10. Элементы защиты вентиляльных преобразователей

2.10.1. Требования, предъявляемые к системам защиты полупроводниковых преобразователей

Полупроводниковые приборы могут выйти из строя либо по причине электрического пробоя, обусловленного высоким напряжением, либо по причине теплового пробоя из-за перегрева токами. При этом, как правило, пробой полупроводникового вентиля приводит к возникновению аварии и протеканию больших токов в неповрежденных вентилях.

Режимы, характеризующиеся протеканием больших аварийных токов, можно разделить на две группы: внешние аварии, вызванные короткими замыканиями в нагрузке или в распределительной сети, и внутренние аварии, обусловленные повреждением отдельных вентилях или нарушениями в системе управления преобразователей. При этом часто внешние аварии приводят к повреждениям вентилях и к развитию внутренних аварий. Продолжительность аварийных процессов в полупроводниковых преобразователях необходимо максимально сокращать путем применения быстродействующих защит.

Ввиду чувствительности полупроводниковых вентилях к перегрузкам, коротким замыканиям и перенапряжениям для обеспечения надежной работы преобразователей предъявляются следующие основные требования к системам защиты:

1) максимальное быстродействие с целью ограничения аварийных токов по длительности и амплитуде;

2) ограничение всех видов внешних и внутренних перенапряжений до допустимого уровня;

3) отключение поврежденного участка не должно вызывать дополнительных нагрузок на оставшиеся в работе вентили и недопустимых перенапряжений на них:

4) возможность применения автоматического повторного включения (АПВ) преобразователей после срабатывания защиты при условии ликвидации аварийного процесса.

Почти все переходные процессы в цепях вентильных преобразователей сопровождаются перенапряжениями, как правило, обусловленными резким изменением тока в индуктивностях.

Основные виды перенапряжений, воздействующих на полупроводниковые вентили:

– перенапряжения, обусловленные физическими процессами в полупроводниковых ключах в моменты коммутации тока за счет эффекта накопления носителей;

– коммутационные перенапряжения, возникающие в моменты отключения цепей с индуктивностями;

– перенапряжения, обусловленные резонансными явлениями в преобразователях;

– внешние перенапряжения, поступающие из питающей сети при прерывистых коротких замыканиях на землю, при разрядах молнии и др.

Перенапряжения могут привести к электрическому пробое вентилей, как правило, вызывающему возникновение коротких замыканий.

Причины протекания больших токов:

– внешние аварии, вызванные короткими замыканиями в нагрузке или в распределительной сети;

– внутренние аварии, обусловленные повреждением отдельных вентилей в результате перенапряжений;

– внутренние аварии, обусловленные нарушениями в системе управления преобразователей;

– заряд больших емкостей фильтров при включении;

– бросок тока при включении трансформатора.

2.10.2. Элементы защиты по току

Для защиты преобразователей от аварийных токов применяют защитную аппаратуру – быстродействующие автоматические выключатели и быстродействующие плавкие предохранители [17, 22].

Для защиты от внешних коротких замыканий (КЗ) и опрокидываний инвертора чаще всего применяют автоматические выключатели, устанавливаемые на стороне переменного и постоянного тока. Для защиты от внутренних КЗ, вызванных повреждениями вентиляей, последовательно с вентилями устанавливают плавкие предохранители. В маломощных установках плавкие предохранители могут устанавливаться также для защиты от внешних КЗ вместо автоматических выключателей.

Быстродействующие плавкие предохранители являются самыми простыми защитными аппаратами.

К быстродействующим плавким предохранителям, предназначенным для защиты полупроводниковых вентиляей, предъявляются более жесткие требования, чем к общепромышленным плавким предохранителям. Эти требования сводятся к следующему:

- 1) полное или частичное согласование характеристик предохранителя с характеристиками полупроводниковых вентиляей;
- 2) высокая отключающая способность;
- 3) минимальные потери при номинальном токе;
- 4) отсутствие изменений характеристик во времени при длительном протекании номинального тока;
- 5) эффективное токоограничение;
- 6) минимальная энергия, выделяющаяся в полупроводниковых вентиляях за время протекания аварийного тока;
- 7) минимальное напряжение дуги, возникающее при срабатывании предохранителя, которое не должно приводить к пробое неповрежденных вентиляей.

Быстродействующие плавкие предохранители, как правило, обеспечивают защиту полупроводниковых вентиляей лишь от токов короткого замыкания и не защищают от перегрузки.

Параметры быстродействующих плавких предохранителей:

- 1) номинальное напряжение;
- 2) номинальный ток плавкой вставки;
- 3) полный интеграл отключения $W_{пл}$, равный сумме интегралов плавления и дуги ($W_{пл} + W_{д}$);
- 4) интеграл плавления $W_{пл}$ – величина пропорциональная количеству энергии, необходимой для расплавления плавкой вставки;
- 5) интеграл дуги $W_{д}$ – тепловое воздействие за время горения дуги.

Интеграл плавления $W_{пл}$ – это величина, характеризующая предохранитель в период до образования дуги. При малом времени плавления (до 0,01 с) она пропорциональна квадрату тока и времени его протекания.

$$W_{пл} = \int_0^{t_{сп}} i^2 dt, \quad (2.32)$$

где i – мгновенное значение тока, протекающего через предохранитель; t_{cp} – время расплавления плавкой вставки.

Значение $W_{пл}$ характеризует свойство самой плавкой вставки и не зависит от параметров аварийной цепи.

Величина интеграла плавления зависит от исходного состояния предохранителя. При отключении с горячего состояния, т.е. после прогрева предохранителя рабочим током интеграл плавления составляет 65–70% от значения интеграла плавления для холодного состояния предохранителя.

После расплавления плавкой вставки образуется электрическая дуга. Образование дуги приводит к появлению напряжения на предохранителе и к ограничению аварийного тока в цепи. Интеграл дуги практически не зависит от температуры плавкой вставки в предшествующем режиме, а определяется лишь током в момент возникновения дуги, напряжением и индуктивностью в отключаемой цепи:

$$W_d = \int_{t_{cp}}^{t_{cp} + t_d} i^2 dt, \quad (2.33)$$

Для правильного выбора плавкого предохранителя требуется знать следующие данные:

- 1) величину действующего значения тока, протекающего в предохранителе при нормальном режиме работы;
- 2) величину действующего значения тока, протекающего в предохранителе при перегрузке и длительность перегрузки;
- 3) величину амплитудного значения напряжения между зажимами предохранителя после его перегорания;

- 4) величину защитного показателя вентиля $\int_0^{0,01} i^2 dt$ – максимально допус-

тимого значение интеграла аварийного тока по времени. Оно определяет энергию, которая может выделиться в вентиле без его разрушения;

- 5) величину допустимого для вентиля амплитудного значения аварийного тока;
- 6) величину допустимого для вентиля перенапряжения, возникающего при перегорании предохранителя;
- 7) величину аварийного тока, который должен быть отключен предохранителем.

Выбор предохранителей по напряжению производится в соответствии с линейным напряжением. Выбор номинального тока плавкой вставки производится в соответствии с действующим значением тока через тиристор при установившейся нагрузке. После выбора номинального тока плавкой вставки необходимо проверить по времятоковым характеристикам предохранителя (рис. 2.47), выдержит ли она перегрузку.

Быстродействующие плавкие предохранители выбираются обычно по полному интегралу отключения $W_{\text{п}}$. Для надежной защиты полупроводникового вентиля должно выполняться условие

$$W_{\text{п}} < \int_0^{0,01} i^2 dt, \quad (2.34)$$

т.е. полный интеграл отключения $W_{\text{п}}$ должен быть меньше максимально допустимого значение интеграла аварийного тока по времени, обычно за время полупериода промышленной частоты.

На рис. 2.48 а приводятся зависимости $W_{\text{п}}$ от действующего значения первой полувольты ТКЗ в аварийном контуре $I_{\text{уд.д}}$ [17].

Важным параметром предохранителя является его токоограничивающая характеристика. Она определяет зависимость предельного тока, ограниченного предохранителем $I_{\text{пр}}$, от действующего значения первой полувольты ТКЗ (рис. 2.48 б). Зная значение $I_{\text{уд.д}}$, по этой характеристике можно определить максимальную амплитуду тока $I_{\text{пр}}$.

Самовосстанавливающиеся предохранители (PolySwitch) полимерные самовосстанавливающиеся предохранители (позисторы) изготавливаются из тонкого листа проводящего пластика, на который напылены электроды [36]. Проводящий пластик – состоит из непроводящего электрический ток кристаллического полимера и распределенных в нем мельчайших частиц углерода, проводящих электрический ток. Электроды гарантируют равномерное распределение энергии по всей площади поверхности, к ним крепятся выводы. Проводящий пластик имеет высокий нелинейный положительный температурный коэффициент сопротивления (ТКС). Особенность материала самовосстанавливающегося предохранителя – это очень сильная зависимость сопротивления от температуры и практически скачкообразное изменение сопротивления (рис. 2.49). До определенной, так называемой «переходной» температуры, сопротивление практически не возрастает. При достижении «переходной» температуры сопротивление возрастает на 6–7 порядков.

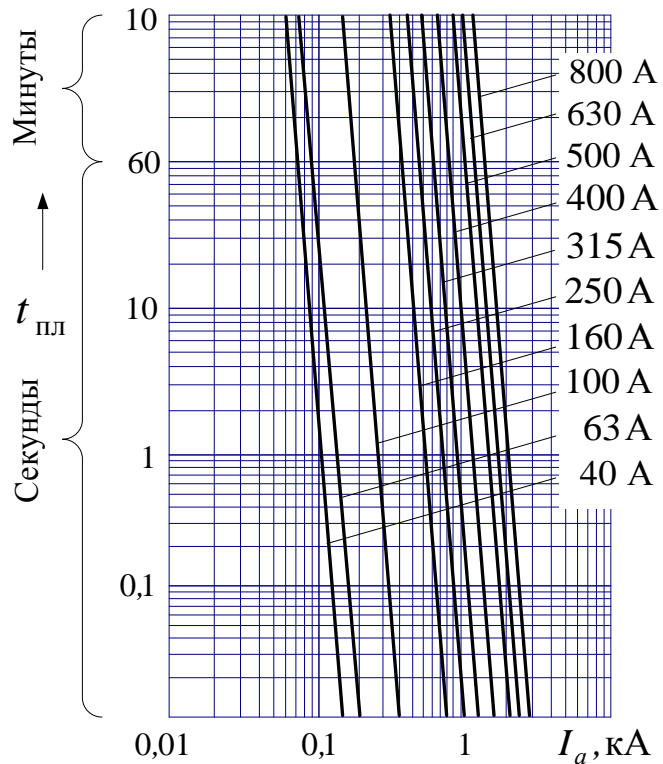


Рис. 2.47. Зависимость допустимой длительности тока перегрузки от номинального тока плавкой вставки

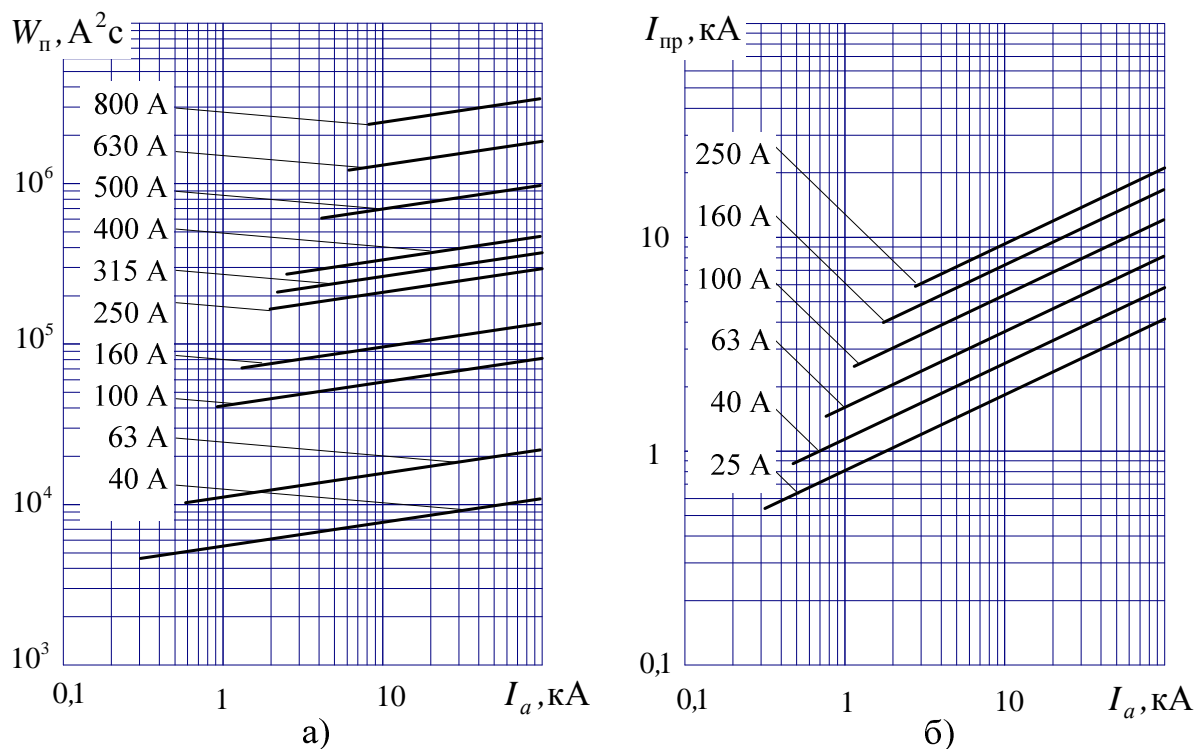


Рис. 2.48. Зависимости полного интеграла отключения W_n (а) и предельного тока, ограниченного предохранителем $I_{пр}$ (б) от действующего значения первой полуолны ТКЗ

При комнатной температуре материал самовосстанавливающего предохранителя имеет кристаллическую структуру. Проводящие частицы углерода расположены в нем по границам кристаллов, образуя цепочки, по которым может идти электрический ток. Когда начинает течь ток, превышающий номинальный, температура полимера начинает расти пока не достигнет так называемой температуры «фазовой трансформации», при которой

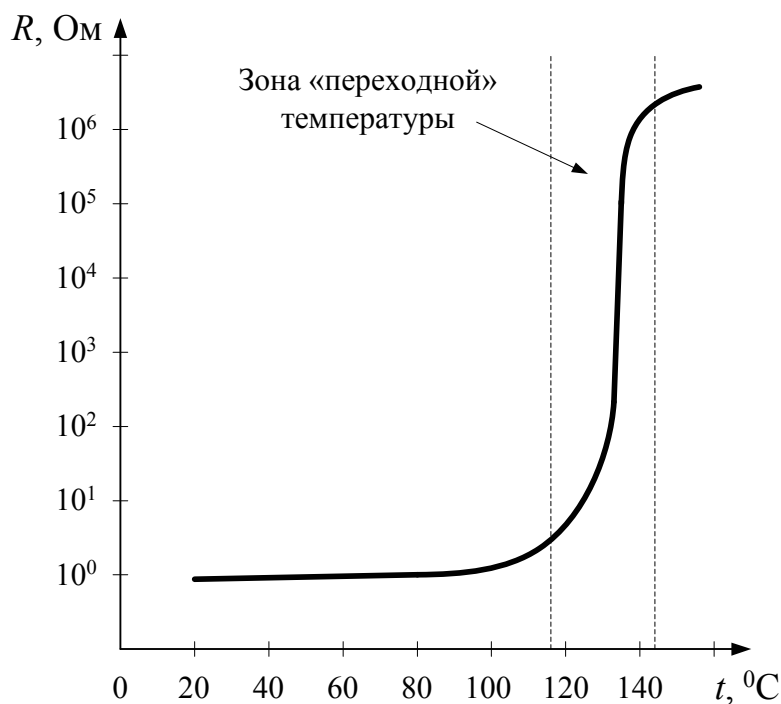


Рис. 2.49. Зависимость сопротивления самовосстанавливающегося предохранителя от температуры полимера

происходит изменение фазового состояния полимера из кристаллического в аморфное, сопровождаемое небольшим расширением. Проводящие частицы углерода более не сжаты кристаллами полимера в плотные цепочки, движутся относительно друг друга и больше не могут проводить электрический ток. В результате сопротивление материала резко возрастает, и самовосстанавливающийся предохранитель выключается. В высокоомном состоянии внутренняя температура элемента достигает 120°C и за счет протекания остаточного тока (десятые–сотые доли мА) поддерживается довольно высокой для предотвращения восстановления токопроводящих цепей. Когда приложенное к цепи напряжение снимается, предохранитель быстро остывает, происходит восстановление токопроводящих цепей. Сопротивление элемента уменьшается до исходной величины. Самовосстанавливающийся предохранитель снова готов к работе.

Самовосстанавливающиеся предохранители выключаются не мгновенно, так как их нагрев требует какого-то времени. Время выключения зависит не только от величины протекающего тока, но и от температуры окружающей среды.

Схема включения самовосстанавливающегося предохранителя такая же, как для обычных плавких предохранителей. Самовосстанавливающийся предохранитель включается в цепь питания последовательно с нагрузкой.

Основные параметры самовосстанавливающегося предохранителя:

1) *максимальное рабочее напряжение* (U_{\max}) – это максимально допустимое напряжение, которое может выдерживать предохранитель без разрушения при номинальном токе;

2) *максимально допустимый ток* (I_{\max}) – это максимальный ток, который предохранитель может выдержать без разрушения;

3) *номинальный рабочий ток* (I_{hold}) – это максимальный ток, который предохранитель может проводить без срабатывания, т.е. без размыкания цепи нагрузки;

4) *минимальный ток срабатывания* (I_{trip}) – это минимальный ток через предохранитель, приводящий к переходу из проводящего состояния в не проводящее, т.е. к срабатыванию;

5) *первоначальное сопротивление* ($R_{\min} - R_{\max}$) – это сопротивление предохранителя до первого срабатывания (при получении от изготовителя).

Так как самовосстанавливающиеся предохранители – это устройства с ярко выраженным положительным ТКС, их характеристики зависят от температуры окружающей среды. В информационных материалах приводятся зависимости нормального рабочего тока и минимального тока срабатывания от температуры окружающей среды. Зависимость времени срабатывания от тока перегрузки показана на рис. 2.50.

Разница в величинах тока срабатывания и рабочего тока представляет собой зону, в которой работа устройства в плане перехода из высокоомного

состояния в низкоомное, и наоборот, не может быть с уверенностью предсказана.

Для большинства изделий соотношение между рабочим током и током срабатывания равно примерно 1:2.

В настоящее время самовосстанавливающиеся предохранители выпускаются на напряжения до 250 В и токи в доли ампера.

2.10.3. Элементы для ограничения перенапряжений

Для защиты силовых полупроводниковых ключей от перенапряжений при коммутации цепей с индуктивностями и атмосферных перенапряжений используют *газовые разрядники*, *варисторы* и *супрессоры (сапрессоры)* [5, 62].

Газовые разрядники применяются в первую очередь для защиты от атмосферных перенапряжений. Работа их основана на пробое промежутка между электродами, находящимися в среде инертного газа. Он содержит трубку, заполненную аргоном или неоном и имеющую электроды, сделанные из специального сплава. Все это помещено в стеклянный или керамический корпус. Когда к такому устройству прикладывается высокое импульсное напряжение, нарастающее со скоростью около 1 кВ/мкс, в трубке возникает разряд. Чем меньше скорость нарастания фронта, тем выше должно быть напряжение, «зажигающее» разряд. Они могут многократно выдерживать значительные импульсы тока (25кА и более). Длительность атмосферных перенапряжений обычно не превышает 1 мс. Газовые разрядники обладают продолжительным сроком службы, низкой емкостью (1 – 2 пкФ) и малыми вносимыми потерями. Они выпускаются на напряжения пробоя 50 – 1000 В.

Несмотря на отличную способность снижать напряжение, газовый разрядник имеет скорость срабатывания 0,1 – 1 мкс. Надо отметить, что у разрядника в момент «пробоя» сопротивление снижается практически до нуля. При этом мощность, выделяемая в разряднике в момент пробоя весьма невелика (рис. 2.51). Газовый разрядник, защищая от перенапряжений, создает короткое замыкание, которое должно быть отключено автоматом или предохранителем.

Основными параметрами разрядников являются: пробивное напряжение и пропускная способность.

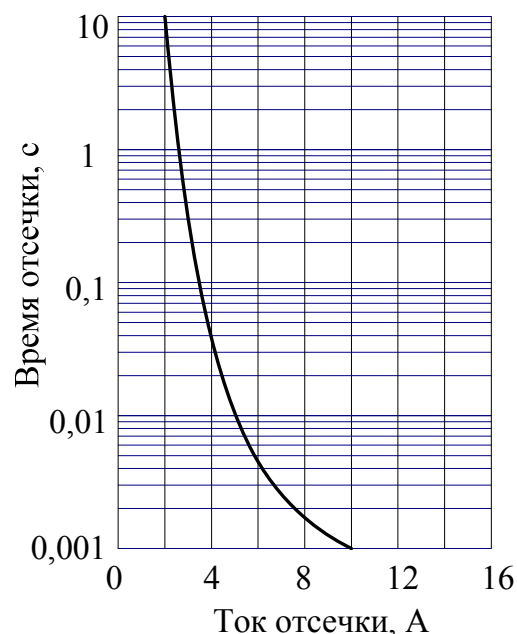


Рис. 2.50. Зависимость времени срабатывания от тока перегрузки

Варисторами называются полупроводниковые резисторы, электрическое сопротивление которых существенно зависит от приложенного напряжения. Как правило, их изготавливают из карбида кремния. Нелинейность появляется из-за явлений, наблюдаемых на поверхностях зерен кристалла, из которого спрессован варистор.

Вольтамперная характеристика варистора и его условное графическое обозначение показаны на рис. 2.52.

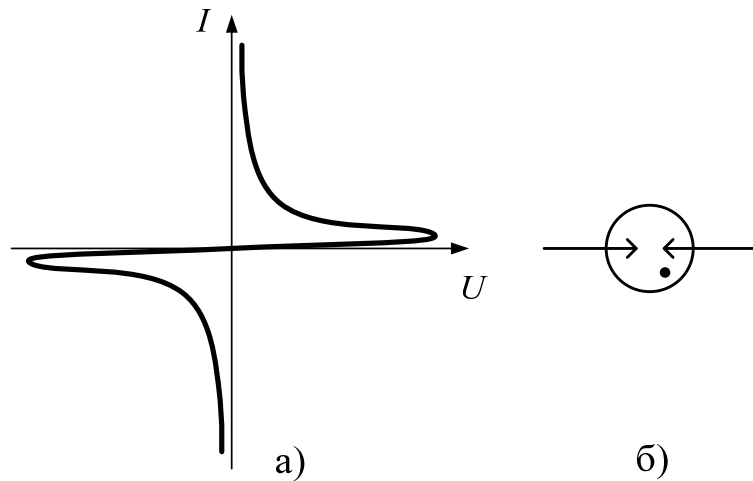


Рис. 2.51. Вольтамперная характеристика газового разрядника (а) и его условное графическое обозначение (б)

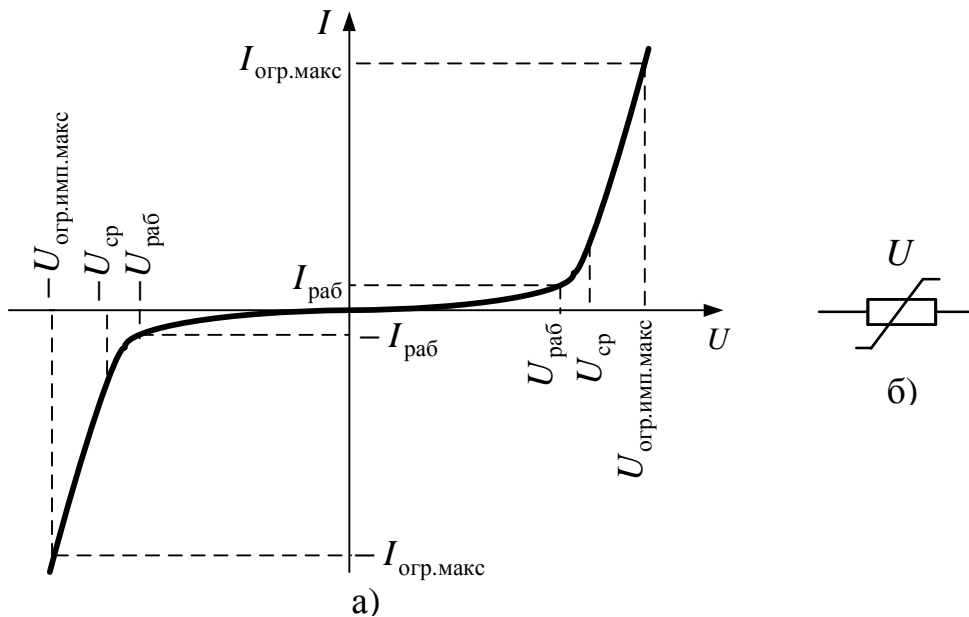


Рис. 2.52. Вольтамперная характеристика варистора (а) и его условное графическое обозначение (б)

В нормальном режиме работы сопротивление варистора велико и он не оказывает никакого влияния на схему. При резком увеличении напряжения выше заданного уровня происходит срабатывание элемента и его сопротивление на несколько порядков уменьшается, тем самым импульс перенапряжения поглощается внутри прибора.

Супрессоры – это защитные диоды по принципу действия и характеристикам аналогичные стабилитронам. Их полное название – *Transient Voltage*

Supressor (подавитель напряжений переходных процессов). Супрессоры изготавливаются как в однонаправленном, так и в двунаправленном исполнениях. Однонаправленное исполнение применяют для подавления перенапряжений только одной полярности. Двунаправленные диоды предназначены для подавления перенапряжений обеих полярностей. Супрессор, по сути, представляет собой мощный, быстродействующий стабилитрон. Условные графические обозначения однонаправленных и двунаправленных супрессоров и их вольтамперные характеристики показаны на рис. 2.53.

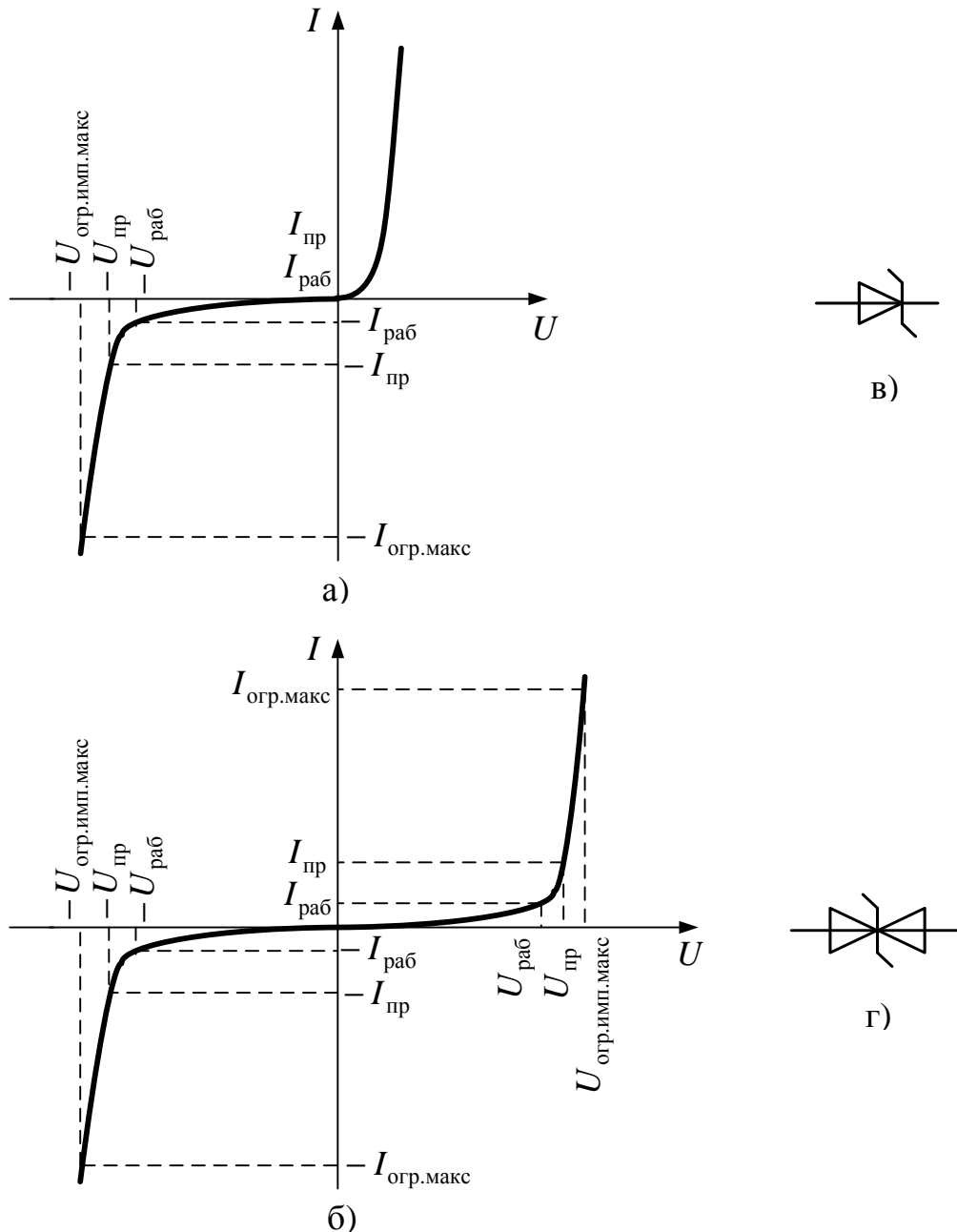


Рис. 2.53. Вольтамперные характеристики однонаправленного (а) и двунаправленного (б) супрессора, а также их условные графические обозначения (в, г)

С момента пробоя и до конца действия перенапряжения напряжение на его выводах ограничивается на уровне напряжения пробоя. При этом мощность, рассеиваемая на супрессоре в десятки раз выше, чем на разряднике. Поэтому супрессор справляется прекрасно с кратковременными перенапряжениями не очень большой мощности. А вот мощность пробоя, вызванного статическим электричеством, накопившимся на линии, на несколько порядков выше. Супрессор при этом работает в нехарактерном для него режиме (поддерживая на своих выводах напряжение не ниже напряжения стабилизации при очень большом импульсном токе), что может вызвать выход его из строя.

Супрессоры обладают высоким быстродействием в отличие от газовых разрядников, которые из-за значительного времени срабатывания (более 0,15 мкс) не решают проблемы защиты многих полупроводниковых приборов и микросхем, для которых недопустимы начальные выбросы напряжения, пропускаемые разрядниками.

Фирмы по-разному называют параметры варисторов и супрессоров, но по сути их можно свести к следующим:

$U_{\text{раб}}$ – рабочее напряжение, постоянное или амплитуда переменного напряжения, которые могут длительно прикладываться к прибору. По нему выбирается тип прибора;

$I_{\text{раб}}$ – максимальный ток через прибор при рабочем напряжении (у супрессоров десятки микроампер);

$U_{\text{пр}}$, ($U_{\text{ср}}$) – напряжения пробоя (срабатывания) при заданном тестовом токе пробоя (срабатывания) $I_{\text{пр}}$, ($I_{\text{ср}}$);

$I_{\text{пр}}$, ($I_{\text{ср}}$) – тестовый ток, протекающий через прибор в момент срабатывания (обычно 1 мА);

$U_{\text{огр.имп.макс}}$ – максимальное импульсное напряжение ограничения при максимальном импульсном токе при заданных температуре окружающей среды, форме и длительности импульса;

$I_{\text{огр.имп.макс}}$ – максимальный импульсный ток через прибор при максимальном импульсном напряжении ограничения;

$P_{\text{имп.макс}}$ – максимально допустимая импульсная мощность, рассеиваемая прибором, при заданных температуре окружающей среды, форме и длительности импульса.

Обычно $P_{\text{имп.макс}}$ рассчитывается с учетом воздействия импульса – 10/1000 мкс ($t_{\text{ф}} = 10$ мкс, $t_{\text{ф}} = 1000$ мкс) показанного на рис. 2.54.

$t_{\text{ср}}$ – время срабатывания при стандартной форме импульса от момента превышения $U_{\text{пр}}$ до начала ограничения напряжения;

C – емкость прибора.

Рис. 2.55 а иллюстрирует зависимость максимально допустимой импульсной мощности от длительности импульса перенапряжения для супрессора с $P_{\text{имп.макс}} = 600$ Вт. На этом графике видно, что при увеличении дли-

тельности импульса перенапряжения свыше 1000 мкс снижается значение максимально допустимой импульсной мощности супрессора, и, наоборот, при снижении длительности максимально допустимая мощность увеличивается. При воздействиях более коротких импульсов супрессор выдержит более высокий импульсный ток $I_{\text{имп.макс}}$.

На рис. 2.55 б показано, как зависит емкость супрессора от напряжения пробоя.

Емкость высоковольтных супрессоров весьма мала.

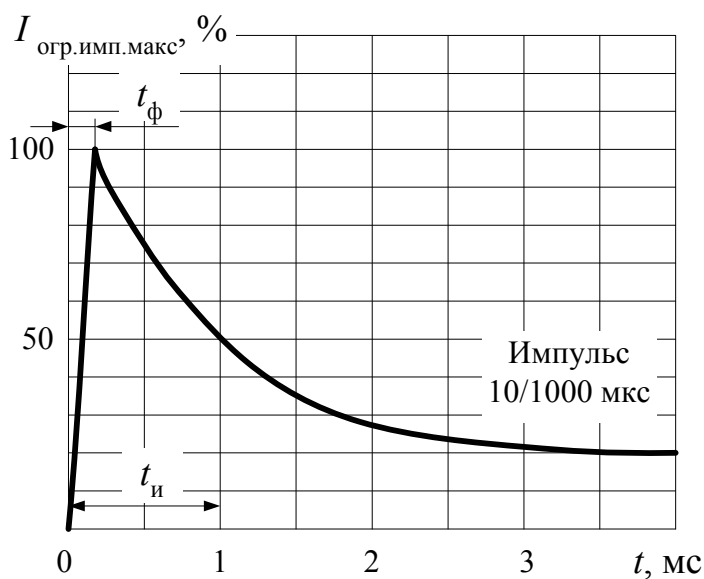


Рис. 2.54. Стандартная форма импульса

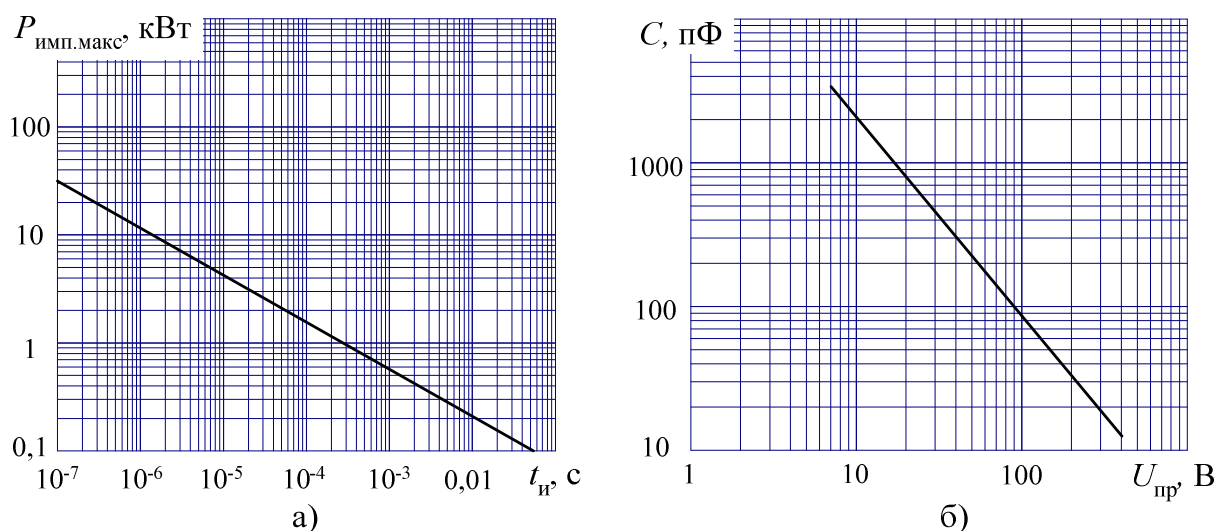


Рис. 2.55. Зависимость максимально допустимой импульсной мощности от длительности импульса перенапряжения (а) и зависимость емкости супрессора от напряжения пробоя (б)

Супрессоры быстрее срабатывают и более надежно фиксируют напряжение срабатывания, чем варисторы. Время срабатывания супрессоров составляет десятки пикосекунд.

На практике часто применяют комбинированные системы защиты (рис. 2.56), когда на входе стоят сначала газовые разрядники, срабатывающие только при атмосферных перенапряжениях, затем варисторы, воспринимающие на себя основную энергию перенапряжений, а затем супрессоры, обеспечивающие точное ограничение перенапряжений.

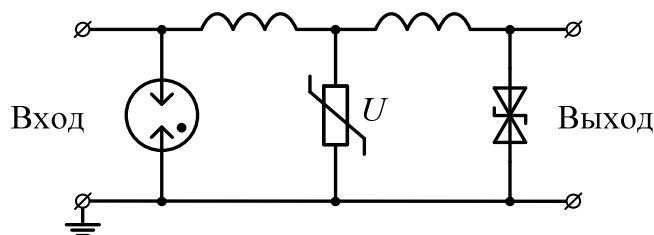


Рис. 2.56. Комбинированная система защиты

В табл. 2.3 приведено сравнение различных элементов защиты от перенапряжений.

Таблица 2.3

Элемент защиты	Преимущества	Недостатки	Примеры использования
Газовый разрядник	Высокое значение допустимого тока. Низкая емкость. Высокое сопротивление изоляции. Высокое напряжение возникновения разряда	Низкая долговечность и надежность. Значительное время срабатывания. Защищаемая цепь шунтируется после прохождения импульса	Первичная защита цепей системы управления и силовых цепей. Основная защита от атмосферных перенапряжений. Первая ступень комбинированной защиты
Варистор	Высокое значение допустимого тока. Низкая цена. Широкий диапазон рабочих токов и напряжений	Ограниченный срок службы. Высокое напряжение ограничения. Быстродействие ниже, чем у супрессоров. Высокая собственная емкость. Затруднительность поверхностного крепления на плате	Вторичная защита. Защита силовых цепей. Защита электронных компонентов непосредственно на печатной плате. Первая и вторая ступень комбинированной защиты
Супрессор	Низкие уровни напряжения ограничения. Высокая долговечность и надежность. Широкий диапазон рабочих напряжений. Высокое быстродействие. Собственная емкость ниже, чем у варисторов.	Низкое значение максимального импульсного тока	Вторичная защита. Идеален для защиты полупроводниковых компонентов на печатной плате. Защита от внутренних перенапряжений. Оконечная ступень в комбинированных защитных устройствах

Элемент защиты	Преимущества	Недостатки	Примеры использования
	Идеально подходит для поверхностного монтажа. Не требуется отключение, если система продолжает нормально функционировать		

Контрольные вопросы

1. Какие требования предъявляются к системам защиты полупроводниковых преобразователей?
2. Какие виды перенапряжений возникают в процессе работы полупроводниковых вентиляей?
3. Перечислите основные элементы защиты по току электронных устройств.
4. Назовите основные параметры предохранителей.
5. Как осуществляется выбор плавкого предохранителя для защиты силовых ключей?
6. Принцип работы самовосстанавливающего предохранителя. Его основные достоинства и недостатки по сравнению с быстродействующими плавкими предохранителями.
7. Какие разновидности элементов для ограничения перенапряжений вы знаете?
8. Перечислите основные параметры газовых разрядников, варисторов и супрессоров.
9. Сформулируйте основные преимущества, недостатки и области применения основных элементов защиты от перенапряжений.

Глава 3. МЕТОДЫ РАСЧЕТА И МОДЕЛИРОВАНИЯ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

3.1. Методы расчета

Вентильный преобразователь представляет собой сложную электрическую систему, содержащую как линейные, так и нелинейные элементы. Из-за нелинейности элементов, входящих в состав преобразовательных устройств, анализ и расчет электромагнитных процессов в таких устройствах сопряжен со значительными математическими трудностями. Было разработано много методов расчета таких систем. Однако наиболее точный расчет схем вентильных преобразователей может быть выполнен только численными методами на основе решения систем дифференциальных уравнений.

При теоретическом исследовании в целях упрощения зачастую пренебрегают некоторыми факторами, оказывающими второстепенное влияние на протекание электромагнитных процессов [23, 33, 35, 38, 59]. Например, не учитывают активные сопротивления обмоток, индуктивности намагничивания и собственные емкости трансформаторов, внутренние сопротивления источников питания, собственные емкости вентилях, индуктивности и активные сопротивления конденсаторов, индуктивности соединительных проводов и т. д. Для упрощения анализа системы с целью получения аналитических выражений реальные элементы заменяют идеальными, то есть выполняют расчет без учета потерь. Идеальные ключи либо замыкают участки цепей, либо соединяют их. Моменты переключений иногда задаются, например системой управления, иногда вычисляются в процессе расчета. Таким образом, вентильный преобразователь представляется в виде переменной структуры, рассчитываемой по участкам. Это дает возможность получить упрощенные, но более наглядные расчетные соотношения.

Метод расчета, применяемый для расчета таких систем, получил название **кусочно-припасовочного**. Точнее этот метод следует называть: метод расчета переходных процессов в нелинейных цепях с кусочно-линейной аппроксимацией вольт-амперных характеристик и «припасовыванием» токов в индуктивностях и напряжений на емкостях на границах интервалов. Для каждого участка составляется система дифференциальных уравнений, и расчет ведется по участкам. Этот метод для анализа вентильных цепей был впервые применен акад. Н.Д. Папалекси в 1912 г, но до настоящего времени является наиболее точным и широко применяемым методом расчета преобразовательных устройств.

Для примера рассмотрим электромагнитные процессы в преобразователе постоянного напряжения, предназначенном для зарядки аккумулятора от источника постоянного напряжения с ЭДС E_d (рис. 3.1 а). С помощью транзисторного ключа VT регулируется зарядный ток. Меняя длительность включенного состояния ключа можно изменять зарядный ток. Противоположно-ЭДС

(ПЭДС) аккумулятора равна E . Индуктивность реактора L_H , а активное сопротивление его обмотки R_H . Полевой транзисторный ключ VT и диод VD , служащий для пропускания тока индуктивности, при выключении транзисторного ключа VT будем считать идеальными, т.е. их ВАХ соответствуют рис. 2.23 ж. Внутреннее сопротивление источника питания и аккумулятора примем равным нулю.

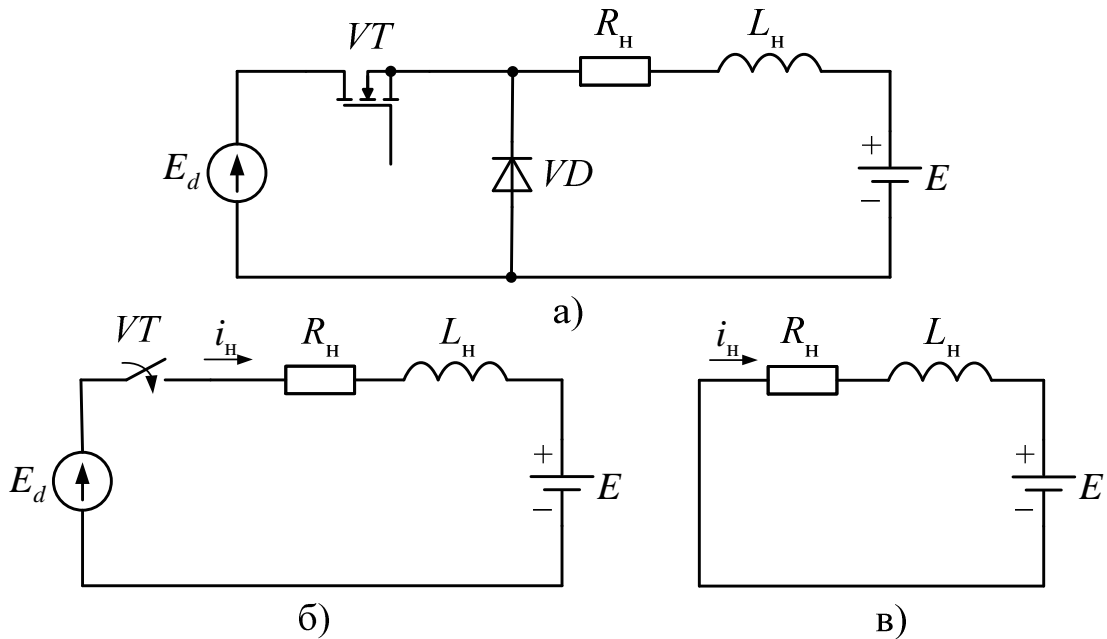


Рис. 3.1. Схема преобразователя постоянного напряжения (а), и схемы замещения для участка проводимости транзистора (б) и диода (в)

Пусть в начальный момент ключ VT был разомкнут и ток i_H в цепи нагрузки равнялся нулю. В момент пуска преобразователя ($t=0$) ключ VT замыкается, а диод VD заперт. Замыкание ключа VT соответствует подключению нагрузки, содержащей RL -цепь и ПЭДС, к источнику постоянного напряжения при нулевых начальных условиях, когда ток в индуктивности равен нулю. Для указанного состояния ключей схема замещения содержит только линейные элементы (рис. 3.1 б). Закон изменения напряжений и тока в схеме можно выразить, используя законы Кирхгофа. По второму закону Кирхгофа для цепи, показанной на рис. 3.1 б можно записать следующее уравнение

$$i_H R_H + L_H \frac{di_H}{dt} = E_d - E. \quad (3.1)$$

Решение уравнения (3.1) относительно тока i_H имеет вид

$$i_H = \frac{E_d - E}{R_H} + A_1 e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (3.2)$$

где A_1 – постоянная интегрирования, определяемая начальными условиями переходного процесса; $\tau = L_H/R_H$ – постоянная времени переходного процесса.

Величину A_1 определим из условия равенства нулю тока i_H в момент $t = 0$, соответствующий замыканию ключа VT . Подставляя в (3.2) $t=0$ и учитывая, что при этом $i_H = 0$, получаем

$$A_1 = -\frac{E_d - E}{R_H}. \quad (3.3)$$

С учетом (3.3) решение (3.2) можно переписать в следующем виде

$$i_H = \frac{E_d - E}{R_H} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}). \quad (3.4)$$

Согласно (3.4) ток i_H в цепи нагрузки будет нарастать по экспоненциальному закону.

После выключения ключа VT ток за счет энергии, запасенной в индуктивности, продолжает проходить через цепь нагрузки и идеальный диод VD . В результате схема замещения преобразователя примет вид, соответствующий рис. 3.1 в. По второму закону Кирхгофа для новой схемы замещения запишем следующее уравнение

$$i_H R_H + L_H \frac{di_H}{dt} = -E. \quad (3.5)$$

Решение уравнения (3.5) относительно тока i_H получаем в виде

$$i_H = \frac{-E}{R_H} + A_2 e^{-\frac{(t-t_H)}{\tau}}, \quad (3.6)$$

где A_2 – постоянная интегрирования, определяемая из начальных условий, соответствующих новому контуру тока.

В выражении (3.6) отсчет времени переходного процесса ведется начиная с начала второго интервала, т.е. со сдвигом на t_H (длительность включенного состояния ключа VT). Отсюда запись показателя степени у числа e . Уравнение (3.6) справедливо только для времени $t > t_H$.

В соответствии с принципами непрерывности во времени ток в индуктивности и напряжение на емкости при коммутации не могут изменяться скачком. Эти законы являются основными при анализе переходных процессов в линейных электрических цепях. В рассматриваемом случае в момент $t = t_H$, ток в индуктивности L_H скачком измениться не может, хотя конфигурация схемы и изменилась. Учитывая этот факт, из (3.4) можно определить значение тока i_H в момент t_H , подставив в указанное уравнение вместо текущего параметра времени t конкретное значение времени t_H . Соответственно можно записать

$$i_{H(t_H)} = \frac{E_d - E}{R_H} (1 - e^{-\frac{t_H}{\tau}}). \quad (3.7)$$

Приняв значение тока $i_{H(t_H)}$ за начальное для следующего интервала, можно из (3.6) определить A_2 . Подставив в (3.6) $t = t_H$, получим

$$A_2 = \frac{E}{R_H} + i_{H(t_H)}. \quad (3.8)$$

С учетом (3.8) уравнение (3.6) принимает вид

$$i_H = -\frac{E}{R_H} \left(1 - e^{-\frac{(t-t_H)}{\tau}}\right) + i_{H(t_H)} e^{-\frac{(t-t_H)}{\tau}}, \quad (3.9)$$

Согласно (3.9) ток в цепи нагрузки начинает убывать до тех пор, пока в момент $t = T$ снова не произойдет включение ключа VT и запираание диода VD . После переключения ток i_H снова будет возрастать в соответствии с (3.4), но при определении постоянной A необходимо учесть, что начальное значение тока на этом интервале будет равно конечному значению на предыдущем, т.е. $i_{H(T)}$, которое определится из (3.9) подстановкой T вместо текущего значения t .

Вычисляя последовательно токи по интервалам, начиная с первого, когда $t = 0$ и ток $i_H = 0$, можно построить временную диаграмму изменения тока i_H в течение любого времени после пуска преобразователя.

На рис. 3.2 а представлена диаграмма изменения тока i_H в процессе пуска преобразователя. Значение тока в конце каждого периода будет увеличиваться по сравнению со значением его в начале этого же периода.

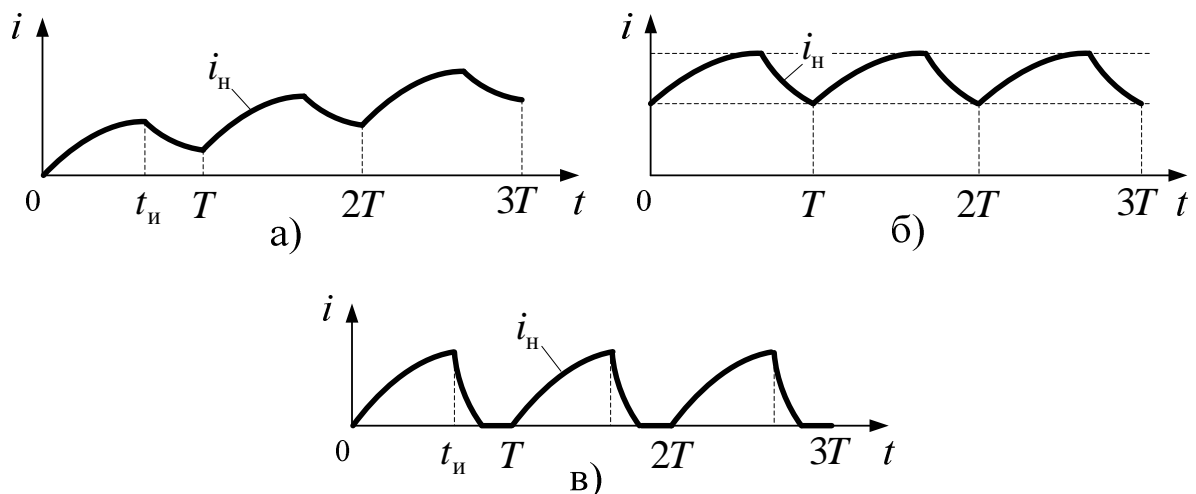


Рис. 3.2. Временные диаграммы изменения тока нагрузки i_H в переходном процессе пуска преобразователя (а) и в установившемся режиме при непрерывном токе (б), и в прерывистом режиме (в)

Так рассчитывается переходный процесс до наступления установившегося режима (см. рис. 3.2 б). Точнее установившийся режим является квазиустановившимся, то есть содержащим два или более интервала с различной структурой электрической цепи, причем токи в индуктивностях и напряжения на конденсаторах в конце этой группы интервалов равны токам и напряжениям в начале. **Квазиустановившийся режим** — это

последовательность переходных процессов повторяющихся в каждом периоде. Для упрощения в дальнейшем такие режимы будем называть **установившимися**, ибо других установившихся процессов в схемах вентилярных преобразователей быть не может.

Не всегда структура цепи изменяется под воздействием управляющих импульсов. Например, в рассматриваемом случае при малой величине индуктивности L_n ток спадет до нуля в течение второго интервала. Тогда этот интервал разобьется на два подинтервала (см. рис. 3.2 в). На первом будут справедливы приведенные выше уравнения, а на втором $i_n = 0$. Момент смены подинтервалов можно найти из уравнения (3.9), приравняв ток нулю. Это еще более затрудняет расчет, так как для нахождения границ подинтервалов в более сложных схемах приходится решать систему трансцендентных уравнений.

Приравняв токи в индуктивностях и напряжения на конденсаторах в начале периода и в конце его можно получить выражения для установившегося режима, минуя расчет переходного процесса с момента пуска.

Большая точность расчетов может быть достигнута, если вместо идеальной ВАХ вентилярей использовать кусочно-линейную аппроксимацию ВАХ вентилярей по рис. 2.2, 2.23.

Отметим, что при этих расчетах не учитываются динамические параметры вентилярей, определяющие коммутационные потери.

По временным диаграммам и полученным выражениям для мгновенных значений токов и напряжений можно рассчитать их средние и действующие значения, установить связи между токами и напряжениями на входе и выходе преобразователя, а также связать их с токами вентилярей и напряжениями на них. Полученные аналитические выражения лишь в самых простых случаях позволяют установить наглядные связи величин.

Для дальнейшего упрощения расчетов упрощают структуру цепей, принимая малые индуктивности равными нулю, а большие равными бесконечности. Это позволяет определить области существования характеристик преобразователя при промежуточных значениях индуктивностей. Емкости также принимаются бесконечно большими и тогда заменяются источниками противо-ЭДС (ПЭДС).

Для установления связи между входными и выходными значениями токов и напряжений часто используется равенство активной мощности на входе и выходе преобразователя (при идеальных элементах).

Конкретные примеры таких подходов будут продемонстрированы по мере изучения курса.

Упрощенные схемы и выражения позволяют установить основные соотношения и изучить влияние факторов.

Контрольные вопросы

1. Какой метод чаще всего применяется для расчета электромагнитных процессов в вентильных преобразователях?
2. Что такое аппроксимация?
3. Как выполняется расчет кусочно-припасовочным методом?
4. Какие допущения принимают для упрощения расчетов?
5. Что такое квазиустановившийся режим?
6. В какие моменты происходят изменения структуры схемы?

3.2. Методы моделирования

Более точное представление о процессах происходящих в вентильном преобразователе можно получить с помощью компьютерного моделирования [19, 20, 30, 77, 86, 88].

Математическая модель является математическим описанием реального физического объекта. Дифференциальные уравнения (3.1) и (3.5) являлись математической моделью преобразователя постоянного напряжения по приведенной упрощенной схеме. Отметим, что как будет показано ниже, это весьма приближенная модель. По этой модели, например, с помощью пакета программ *MathCad* можно рассчитать переходный процесс пуска преобразователя.

Компьютерная модель – это программная реализация математической модели, дополненная служебными программами. Эти программы позволяют исследователю получить результат, нарисовав только схему, и не записывая системы дифференциальных уравнений, что резко сокращает трудозатраты и требования к уровню математической подготовки исследователя.

Исследование, основанное на применении компьютерных моделей, назовем **компьютерным моделированием**.

Наиболее перспективным комплексом прикладных программ, обеспечивающим потребности инженеров, работающих в области электропривода, является пакет *MatLab+Simulink*. Среда *MatLab+Simulink* представляет исследователю и проектанту широчайшие возможности исследования процессов в сложнейших системах при любых изменениях параметров, включая аварийные режимы. Моделирование существенно сокращает сроки разработки и наладки систем с вентильными преобразователями.

Все переходные процессы в системах с вентильными преобразователями можно разбить на 3 группы:

1) **«медленные» процессы** (доли секунды и более), иногда их называют макропроцессами. Например, установление зарядного тока в предыдущем параграфе;

2) **процессы средней длительности** (миллисекунды и их доли). Например, один период в квазиустановившемся режиме в предыдущем параграфе;

3) **быстрые процессы** при отпирании и запираании вентилях, иногда их называют микропроцессами (микросекунды и их доли). При исследовании этих процессов недопустимо применение аппроксимации характеристик вентилях без учета их динамических свойств.

Недостаток пакета *MatLab+Simulink* – невозможность достаточно точного моделирования переходных процессов в самих вентилях (микропроцессов). Микропроцессы лучше моделировать с помощью специальных комплексов прикладных программ, например, *MicroCap*, *WorkBench* и др. Однако такие программы не подходят для моделирования систем электропривода.

Для примера рассмотрим применение пакета *MatLab+Simulink* для моделирования с помощью уточненной модели преобразователя по схеме рис. 3.1 а, приведенной на рис. 3.3 а, учитывающей внутренние сопротивления источника питания $r_{ип}$ и аккумулятора $r_{ак}$, конденсатор C на входе, аппроксимированные ВАХ транзисторного ключа и диода ($R_{си}$, U_0 , r_d), RC -цепочку, шунтирующую транзисторный ключ VT . Основные параметры схемы замещения приведены в табл. 3.1.

На рис. 3.3 б приведена компьютерная модель, соответствующая приведенной схеме. Полученные при моделировании осциллограммы для переходного процесса и квазиустановившегося режима приведены на рис. 3.4. На осциллограммах приведены напряжение на нагрузке u_n , ток нагрузки i_n , ток стока i_c , ток диода i_d и напряжение на ключе $u_{си}$ (сток-исток).

Таблица 3.1

Параметры	E_d , В	E , В	L_n , мГн	R_n , Ом	$r_{ип}$, Ом	$r_{ак}$, Ом	$R_{си}$, Ом	r_d , Ом	U_0 , В	$R_{ш}$, Ом	$C_{ш}$, мкФ	C , мкФ
Схема рис. 3.1	24	12	2	1	0	0	0	0	0	∞	0	0
Схема рис. 3.3	24	12	2	1	0,5	0,5	0,1	0,01	0,8	20	0,01	1000

Результаты моделирования с помощью моделей по рис. 3.1, 3.3 приведены в табл. 3.2. В таблице t_w/T относительная длительность включения транзисторного ключа, U_d , I_d , P_d – напряжение, ток и мощность, потребляемые от источника питания, U_n , I_n , P_n – напряжение, ток и мощность, выделяемые в нагрузке (включая сглаживающий реактор). Период T равен 0,1 мс

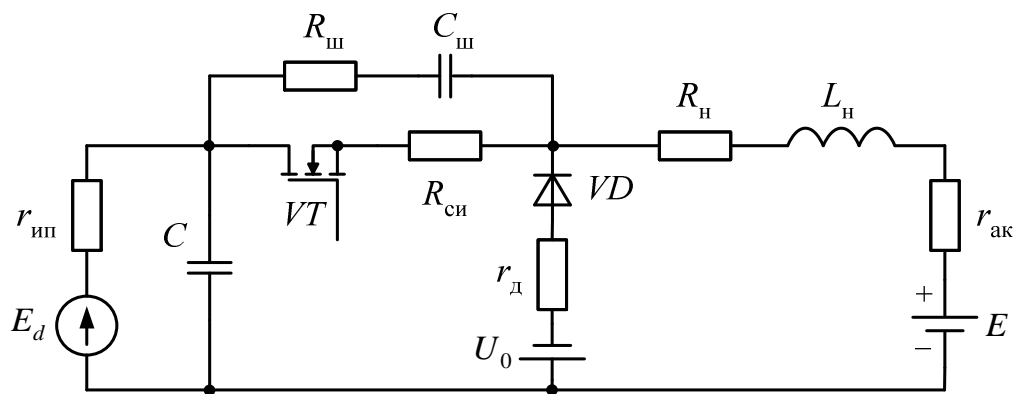
Из таблицы видно, что для сохранения зарядного тока I_n потребовалось увеличить относительную длительность включения транзисторного ключа t_w/T и мощность, потребляемую от источника питания P_d . Отличия в характере осциллограмм были мало заметны.

Таким образом, компьютерное моделирование является ярким примером применения информационных технологий для облегчения труда инженеров,

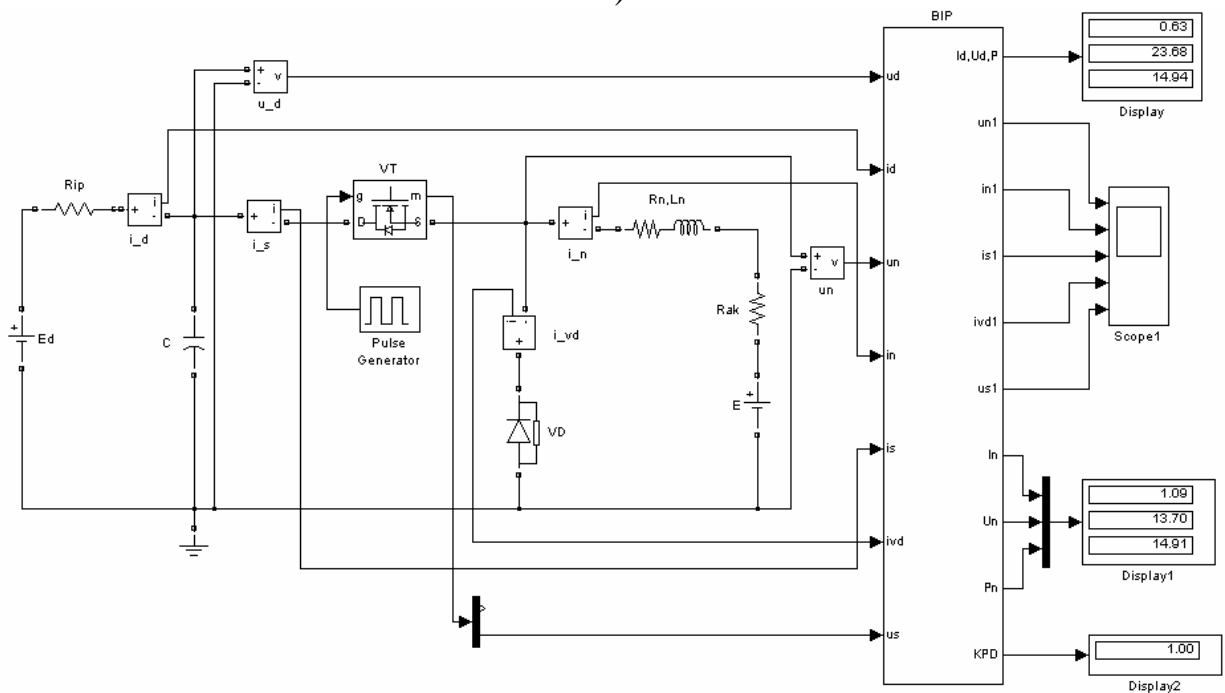
ускорения и удешевления процессов разработки, проектирования и наладки систем с вентильными преобразователями.

Таблица 3.2

Измеренная величина	t_w/T	U_d , В	I_d , А	P_d , Вт	U_H , В	I_H , А	P_H , Вт
Схема рис. 3.1	0,55	24	0,61	14,7	13,2	1,11	14,6
Схема рис. 3.3	0,595	23,7	0,66	15,7	13,7	1,11	15,2

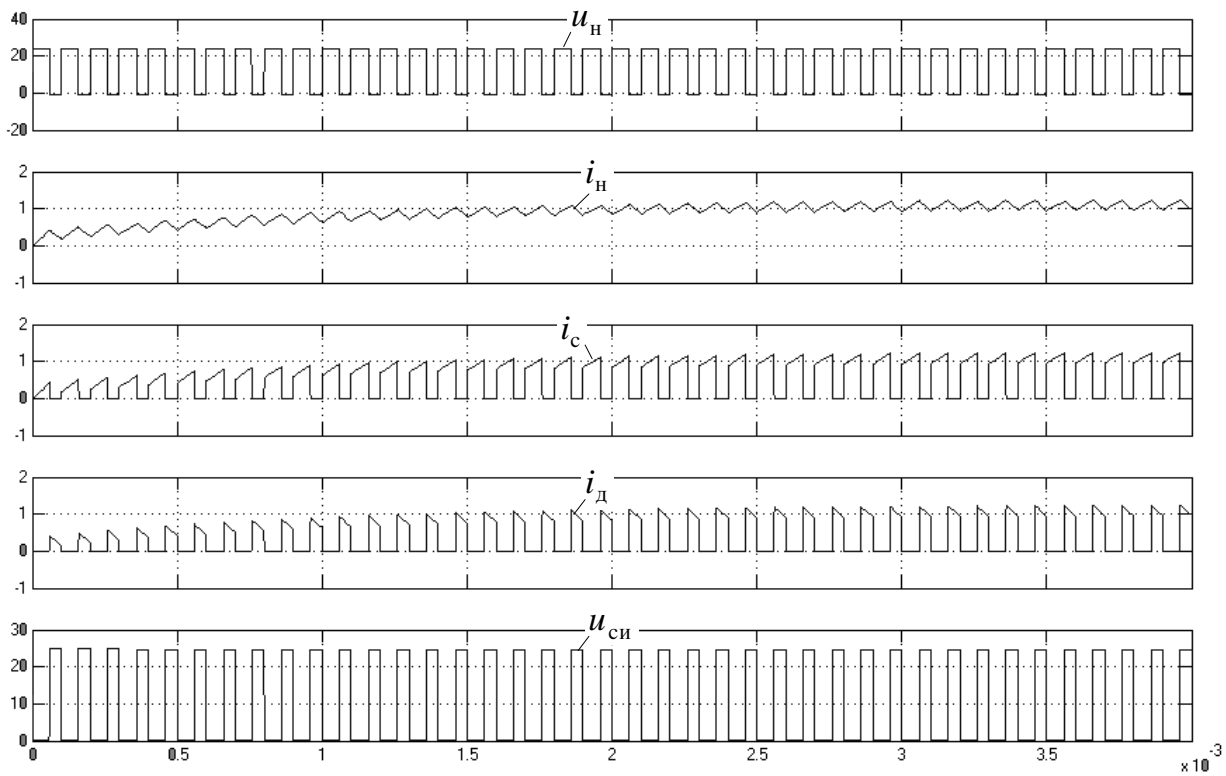


а)

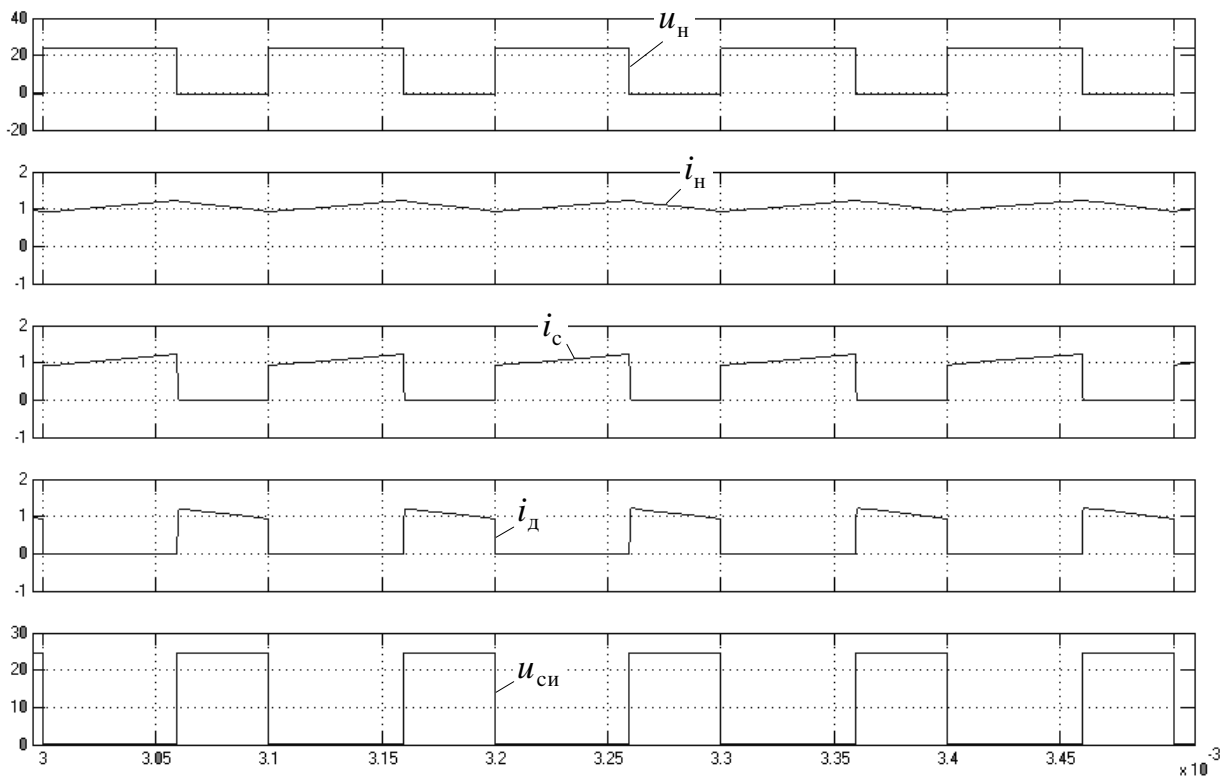


б)

Рис. 3.3. Схема преобразователя постоянного напряжения, учитывающая неидеальность элементов схемы и RC -цепочку, шунтирующую транзисторный ключ (а), и ее компьютерная модель (б)



а)



б)

Рис. 3.4. Осциллограммы для переходного процесса (а) и установившегося режима (б)

Контрольные вопросы

1. Что такое компьютерная модель?
2. Что такое математическая модель?
3. В чем состоят преимущества пакета прикладных программ *MatLab+Simulink*?
4. В чем состоят недостатки пакета прикладных программ *MatLab+Simulink*?
5. Как делятся по длительности переходные процессы в системах с вентильными преобразователями?

Глава 4. ВЫПРЯМИТЕЛИ ТОКА

4.1. Классификация и структурные схемы выпрямителей

Выпрямители делятся на выпрямители тока и выпрямители напряжения.

В **выпрямителях тока** ток на выходе протекает в одном направлении, а мгновенные значения напряжения на выходе могут менять полярность. В качестве вентилей в них применяют диоды и тиристоры.

В **выпрямителях напряжения** напряжение на выходе не меняет полярность, а ток на выходе может менять направление. В качестве вентилей в них применяют диоды и транзисторы или запираемые тиристоры.

В настоящее время основное применение имеют выпрямители тока. Именно они рассматриваются в этой и последующих главах. Для сокращения в дальнейшем будем называть их просто выпрямителями, опуская слово тока.

Выпрямители напряжения сложнее и будут рассмотрены позже.

Выпрямители тока классифицируются по ряду признаков (рис. 4.1).

1. По числу фаз выпрямители делятся:

а) на однофазные, которые питаются от однофазной сети;

б) на многофазные, которые питаются от многофазной сети.

2. По числу выпрямленных полуволн выпрямители делятся:

а) на однополупериодные;

б) на двухполупериодные.

3. По построению схем выпрямители делятся на следующие:

а) нулевые (однотактные, в которых ток по вторичной обмотке трансформаторов протекает в одном направлении);

б) мостовые (двухтактные, в которых ток

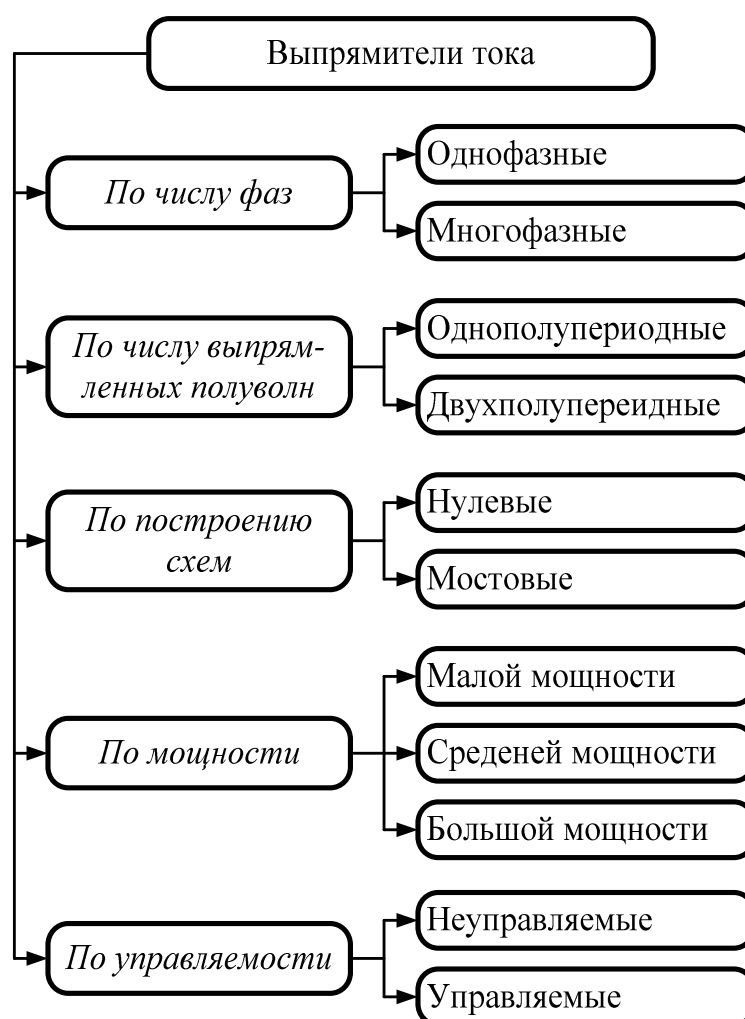


Рис. 4.1. Классификация выпрямителей тока

по вторичной обмотке трансформаторов протекает в двух направлениях). В мостовой схеме трансформатор может отсутствовать.

4. **По мощности** выпрямители делятся на следующие:

- а) малой мощности (до сотен ватт);
- б) средней мощности (до десятков киловатт);
- в) большой мощности (сотни и тысячи киловатт).

5. **По возможностям управления** выпрямители делятся:

- а) на неуправляемые, выполненные на диодах;
- б) на управляемые, выполненные на тиристорах.

На рис. 4.2 приведена **обобщенная структурная схема выпрямителя**, содержащая сетевой фильтр СФ, трансформатор Т, вентильный блок ВБ, сглаживающий фильтр СГФ, стабилизатор СТ, систему управления СУ и нагрузку Н. Энергия из сети подается через **сетевой фильтр**, служащий для уменьшения вредного влияния выпрямителя на питающую сеть. **Трансформатор** служит для согласования выпрямленного напряжения и напряжения сети, а также для потенциального разделения нагрузки и сети. **Вентильный блок** служит для выпрямления переменного тока. **Сглаживающий фильтр** осуществляет фильтрацию (сглаживание) выпрямленного напряжения. **Стабилизатор** обеспечивает поддержание с необходимой точностью требуемой величины постоянного напряжения на нагрузке в условиях изменения напряжения питающей сети и тока нагрузки. **Система управления** в управляемом выпрямителе обеспечивает регулирование выпрямленного напряжения.

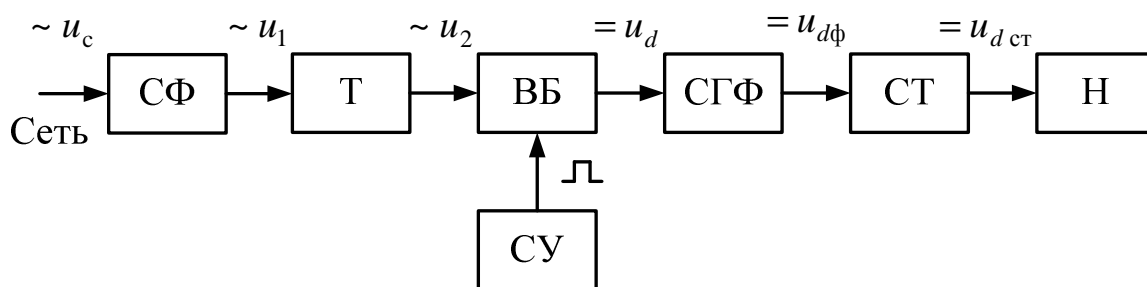


Рис. 4.2. Обобщенная структурная схема выпрямителя

Не все указанные блоки обязательно присутствуют в схеме. В зависимости от предъявляемых требований могут отсутствовать все блоки, кроме ВБ. Однако, в большинстве случаев необходим и трансформатор. Поэтому в дальнейшем процессы рассматриваются для комплекта Т – ВБ. Наличие сглаживающего фильтра оказывает значительное влияние на режим работы выпрямителя и его элементов. Существенным при этом является характер входной цепи сглаживающего фильтра, определяющий совместно с внешней нагрузкой вид нагрузки выпрямителя.

Возможны следующие **виды нагрузок** выпрямителя (с учетом фильтра):

- а) активная;
- б) активно-индуктивная (например, выпрямитель работает на обмотку возбуждения двигателя);
- в) активно-индуктивная с противо-ЭДС (выпрямитель работает на якорь двигателя);
- г) активно-емкостная (емкостный фильтр).

Ввиду сложности расчетов выпрямителей, анализ процессов в них в первом приближении выполняется при упрощающих допущениях об индуктивности нагрузки. **Принимается, что либо индуктивность в цепи выпрямленного тока $L_d = 0$, либо $L_d = \infty$.**

Контрольные вопросы

1. По каким признакам классифицируются выпрямители?
2. Какова структурная схема выпрямителя и почему она может упрощаться?
3. Какие возможны виды нагрузок выпрямителя?

4.2. Однофазные выпрямители

4.2.1. Однофазная однополупериодная схема выпрямления

На рис. 4.3 а приведена **однофазная однополупериодная схема выпрямления**, а временные диаграммы токов и напряжений при чисто активной нагрузке ($L_d = 0$) – на рис. 4.3 б.

Диаграммы построены при следующих **допущениях: вентиль и трансформатор идеальны** (падение напряжения на проводящем вентиле равно нулю, а обратное сопротивление – бесконечности, потери и ток холостого хода в трансформаторе равны нулю, то есть в его схеме замещения индуктивность намагничивания равна бесконечности, а индуктивность рассеяния равна нулю). Эти же допущения приняты при рассмотрении и при расчете последующих схем.

Условные обозначения на схеме:

u_1, i_1 – первичное напряжение и первичный ток;

e_2, i_2 – вторичное напряжение и вторичный ток;

i_a – анодный ток;

u_a – напряжение на вентиле;

u_d, i_d – выпрямленное напряжение и выпрямленный ток.

Когда на вторичной стороне трансформатора действует положительный полупериод, диод проводит, и все напряжение прикладывается к нагрузке; когда отрицательный – ток в цепи отсутствует, и к диоду прикладывается обратное напряжение. Ток через нагрузку в соответствии с законом Ома повторяет форму напряжения на нагрузке.

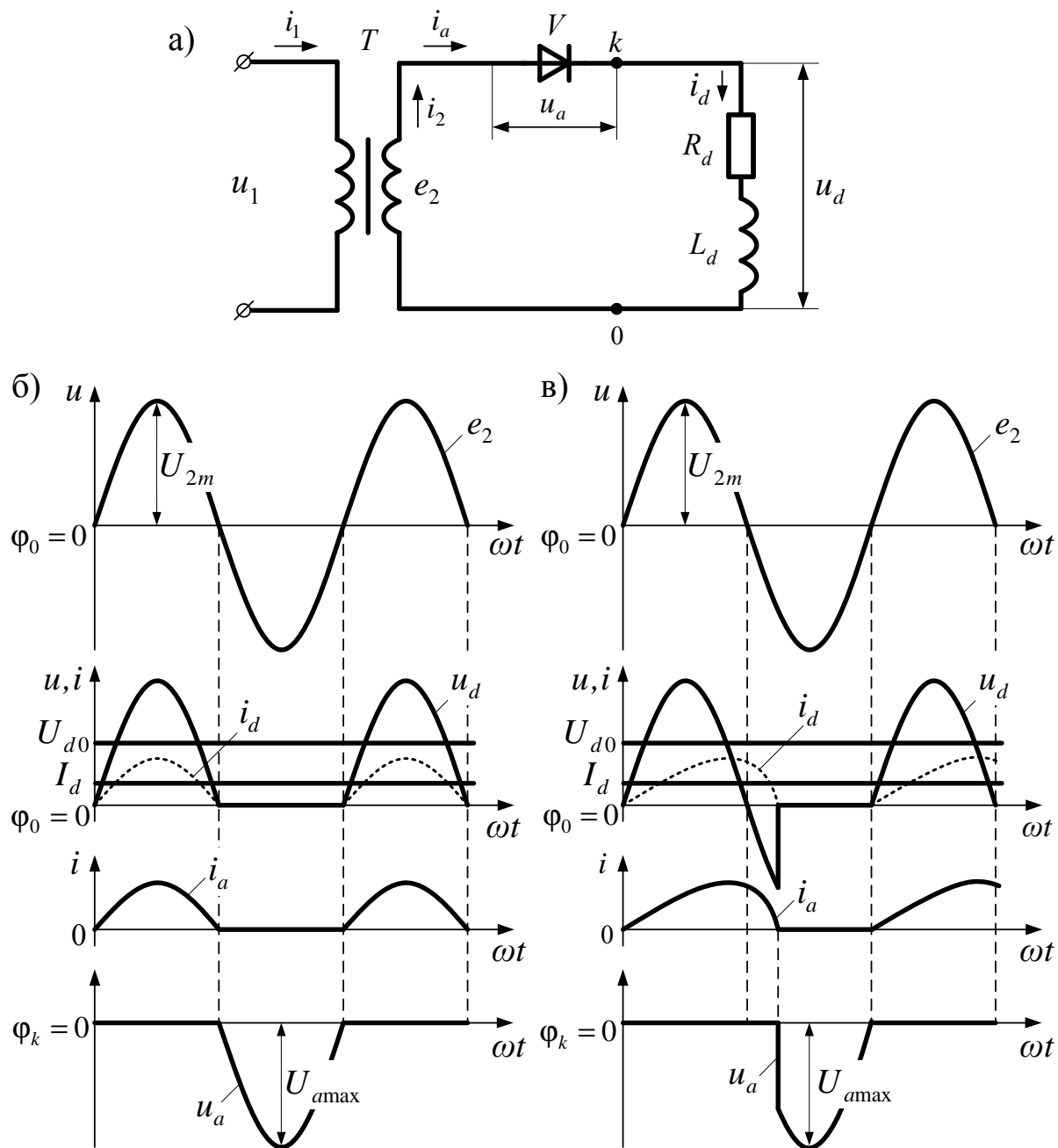


Рис. 4.3. Однофазная однополупериодная схема выпрямления (а) и временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие ее работу при $L_d = 0$ (б) и $L_d \neq 0$ (в)

На рис. 4.3 в приведены временные диаграммы токов и напряжений при активно-индуктивной нагрузке ($L_d \neq 0$). На диаграмме видно, что ток через вентиль i_a нарастает замедленно и заканчивается позже перехода сетевого напряжения через нуль в отрицательную область. При этом ток продолжает проходить за счет энергии, запасенной в индуктивности L_d . В выпрямленном напряжении u_d появляются отрицательные участки. Но ток i_d проходит только в одном направлении (выпрямитель тока).

Рассмотрим расчет выпрямителя при чисто активной нагрузке. Вентиль выбирается по среднему току, для трансформатора важно действующее значение, для нагрузки важно среднее значение тока и напряжения.

Расчет схемы производится в несколько этапов.

1. Определение токов и напряжений на стороне нагрузки:

среднее значение идеального выпрямленного напряжения

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} U_{2m} \cos \omega t \cdot d\omega t = \frac{U_{2m}}{\pi} = 0,45U_2, \quad (4.1)$$

где U_{2m} – амплитуда напряжения на вторичной стороне трансформатора

$$U_{2m} = \sqrt{2}U_2. \quad (4.2)$$

Здесь U_2 – действующее значение напряжения на вторичной стороне трансформатора.

Амплитуда выпрямленного напряжения

$$U_{dmax} = U_{2m} = \pi U_{d0}. \quad (4.3)$$

Среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = U_{d0} / R_d, \quad (4.4)$$

а его амплитуда по аналогии с формулой (4.3)

$$I_{dmax} = \pi I_d. \quad (4.5)$$

2. Определение токов и напряжений для вентиля:

среднее и амплитудное значение анодного тока

$$I_a = I_d, \quad I_{amax} = I_{dmax} = \pi I_d. \quad (4.6)$$

По среднему значению тока определяется тип вентиля.

Амплитуда обратного напряжения на вентиле

$$U_{amax} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2 = \pi U_{d0}. \quad (4.7)$$

Преимущество схемы – простота; **недостатки** – низкое качество выпрямленного напряжения и плохое использование вентиля и трансформатора.

Эта схема применяется для выпрямителей очень малой мощности, у которых выпрямленный ток мал и удовлетворительное сглаживание пульсаций может быть обеспечено при помощи простейшего фильтра.

4.2.2. Учет неидеальности вентиля и трансформатора

На рис. 4.4 приведена **схема замещения** однофазного однополупериодного выпрямителя с учетом неидеальности вентиля и активного сопротивления обмоток трансформатора (а) и ее преобразование (б).

На схеме U_0 и r_d – пороговое напряжение и дифференциальное сопротивление вентиля, r_a – активное сопротивление обмоток трансформатора, приведенное ко вторичной стороне

$$r_a = r_1' + r_2. \quad (4.8)$$

Здесь r_1 и r_2 – активные сопротивления первичной и вторичной обмоток.

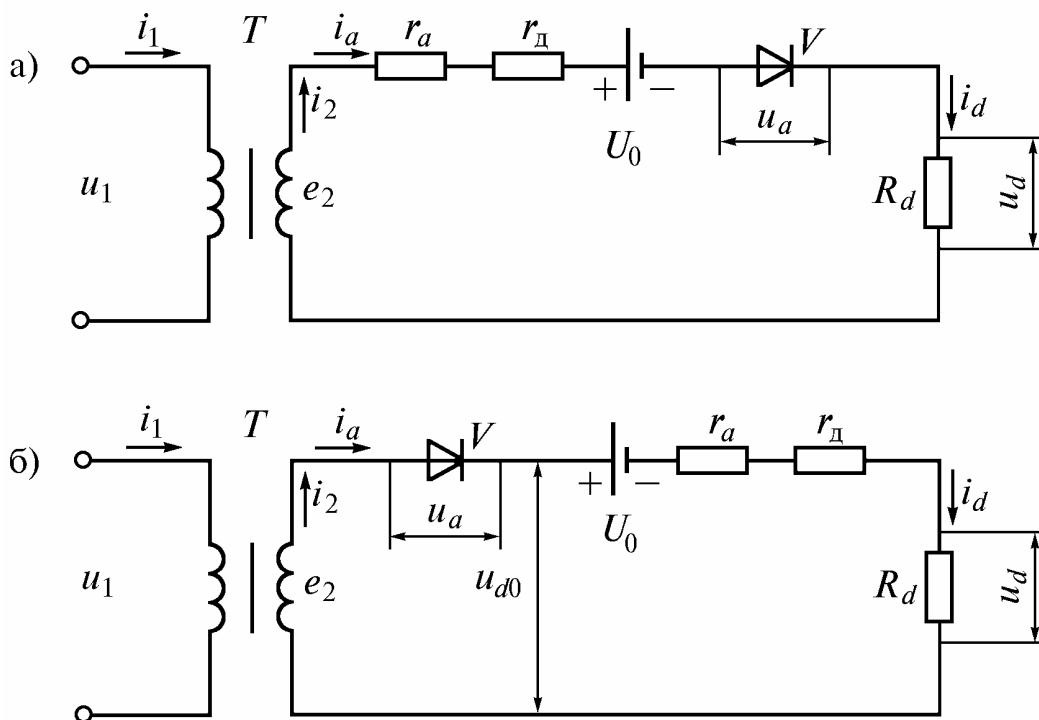


Рис. 4.4. Схема замещения однофазного однополупериодного выпрямителя с учетом неидеальности вентиля и трансформатора (а) и ее преобразование (б)

Напряжение на выходе реального выпрямителя

$$U_d = U_{d0} - U_0 - I_d(r_a + r_d). \quad (4.9)$$

Формула (4.9) является уравнением внешней характеристики выпрямителя. **Внешняя характеристика** – это зависимость выпрямленного напряжения от выпрямленного тока. Из формулы (4.9) видно, что если определено среднее значение идеального выпрямленного напряжения, то, зная параметры схем замещения вентиля и трансформатора, можно найти реальное выпрямленное напряжение.

4.2.3. Однофазная нулевая схема выпрямления

На рис. 4.5 а приведена однофазная нулевая схема выпрямления, а временные диаграммы токов и напряжений при чисто активной ($L_d = 0$) и активно-индуктивной ($L_d = \infty$) нагрузке изображены на рис. 4.5 б, в [38].

Рассмотрим случай $L_d = 0$. При построении диаграмм для вторичных ЭДС и выпрямленного напряжения потенциал нулевого вывода трансформатора принят за 0. На вторичной стороне трансформатора дей-

ствуют противофазные напряжения. Когда напряжение в точке a положительно по отношению к точке 0 , то в точке b оно отрицательно. При этом проводит вентиль $V1$, а $V2$ заперт. Напряжение на нагрузке u_d при поочередной проводимости вентилях показано на рис. 4.5 б. Ток через нагрузку i_d в соответствии с законом Ома повторяет форму напряжения на нагрузке. **При построении диаграммы для напряжения на вентиле потенциал катода принят за 0.** Когда один из вентилях проводит, напряжение на нем равно нулю. К запертому вентилю через проводящий вентиль прикладывается двойное напряжение. Токи через вентиль i_{a1} и вторичную обмотку трансформатора i_{2a} на участке проводимости повторяют ток нагрузки i_d . Первичный ток i_1 складывается из двух вторичных i_{2a} и i_{2b} .

Если $L_d = \infty$, то форма напряжения на нагрузке сохраняется. Выпрямленное напряжение содержит постоянную составляющую и гармоники, но т.к. $x_d = \infty$, то ток от гармоник равен нулю, и i_d строго постоянен. Поэтому токи через вентили и обмотки трансформаторов превращаются в прямоугольники (рис. 4.5 в).

Расчет схем выпрямления позволяет установить связь между токами и напряжениями на стороне переменного и на стороне постоянного тока, определить ток и напряжение на вентиле, а также расчетную мощность трансформатора. В связи с близким видом диаграмм расчет всех схем выпрямления аналогичен. Расчет проведем на примере однофазной нулевой схемы для случая $L_d = 0$ (рис. 4.5 а, б), принимая допущения об идеальности вентилях и трансформатора.

Среднее значение идеального выпрямленного напряжения

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} U_{2m} \cos \omega t \cdot d\omega t = \frac{2U_{2m}}{\pi} = 0,9U_2. \quad (4.10)$$

Среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = \frac{U_{d0}}{R_d}. \quad (4.11)$$

В соответствии с диаграммами (рис. 4.5 б) и формулой (2.10) амплитудные значения выпрямленного напряжения и выпрямленного тока

$$U_{dmax} = U_{2m} = \frac{\pi U_{d0}}{2}, \quad (4.12)$$

$$I_{dmax} = \frac{\pi I_d}{2}. \quad (4.13)$$

Среднее и амплитудное значения тока через вентиль

$$I_a = \frac{I_d}{2}, \quad (4.14)$$

$$I_{amax} = I_{dmax} = \pi I_a. \quad (4.15)$$

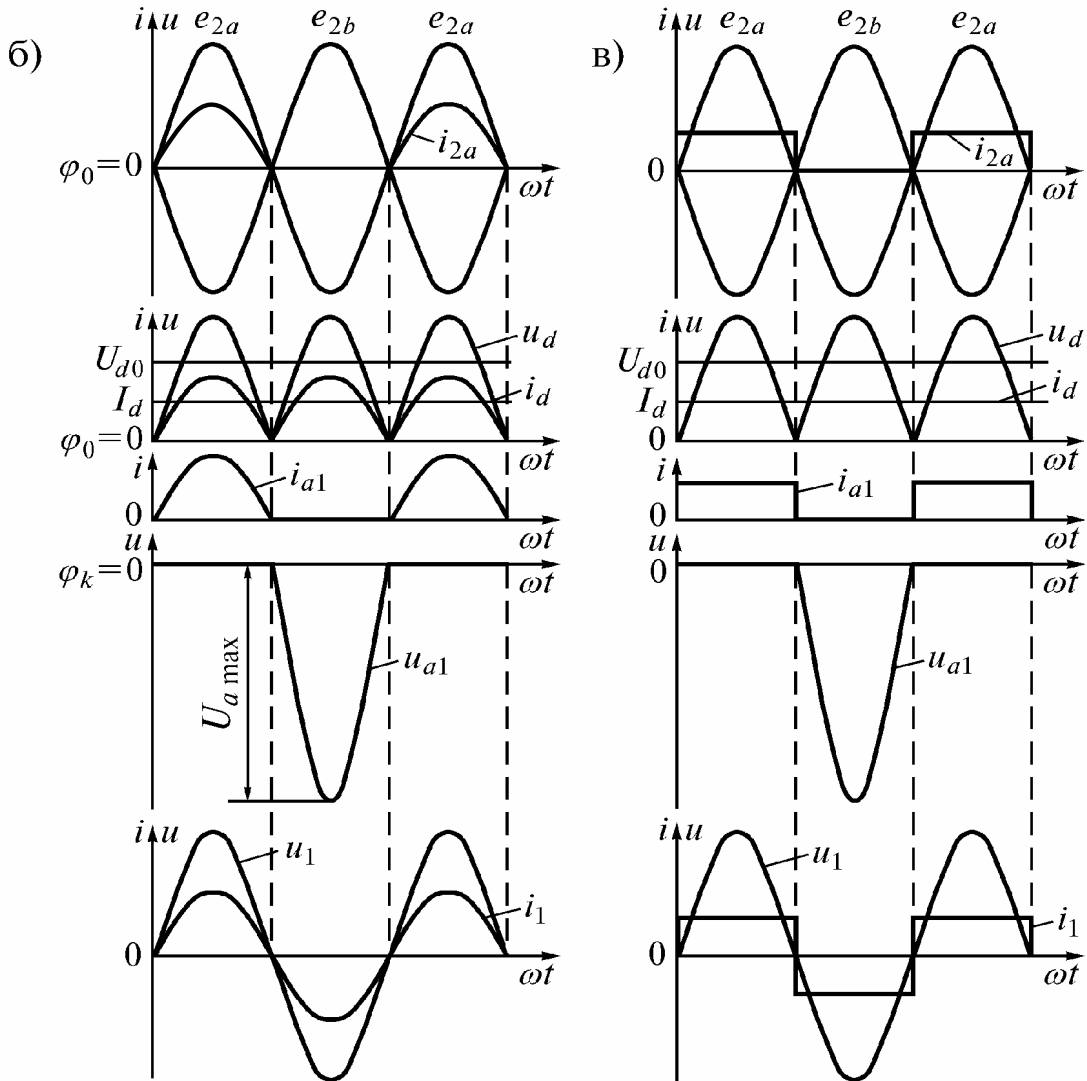
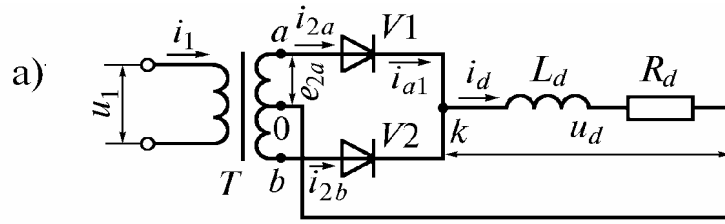


Рис. 4.5. Однофазная нулевая схема выпрямления (а) и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие ее работу при $L_d = 0$ (б) и $L_d = \infty$ (в)

Амплитуда напряжения на вентиле

$$U_{amax} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}U_2 = \pi U_{d0}. \quad (4.16)$$

Действующее значение вторичного напряжения с учетом (4.10)

$$U_2 = 1,11U_{d0}. \quad (4.17)$$

Действующее значение вторичного тока с учетом диаграммы (рис. 4.5 б)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} i_2^2 \cdot d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{amax}^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot d\omega t} = \frac{I_{amax}}{2} = \frac{\pi}{2} I_a = \frac{\pi}{4} I_d. \quad (4.18)$$

Амплитудное значение первичного тока (с учетом коэффициента трансформации n)

$$I_{1max} = \frac{I_{amax}}{n}. \quad (4.19)$$

Тогда действующее значение первичного тока

$$I_1 = \frac{I_{amax}}{n\sqrt{2}} = \frac{\pi I_d}{n2\sqrt{2}} = \frac{I_2 \sqrt{2}}{n}. \quad (4.20)$$

Для трансформатора рассчитываются действующие значения токов, так как они определяют нагрев трансформатора.

Действующее значение первичного напряжения

$$U_1 = U_2 n. \quad (4.21)$$

В п. 2.6.2 были введены понятия: расчетные мощности первичных и вторичных обмоток S_1 , S_2 и расчетная мощность трансформатора S_T . Расчетная мощность обмоток трансформатора определяется кажущейся мощностью обмоток переменного тока. Расчетные мощности обмоток могут отличаться. В данной схеме:

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,1 U_{d0} n \cdot \frac{\pi I_d}{n2\sqrt{2}} = 1,23 P_d, \quad (4.22)$$

$$S_2 = 2U_2 I_2 = 2 \cdot 1,1 U_{d0} \cdot \frac{\pi I_d}{4} = 1,74 P_d, \quad (4.23)$$

где P_d – мощность на выходе выпрямителя.

$$P_d = U_{d0} I_d. \quad (4.24)$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора равна полусумме расчетных мощностей обмоток

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,48 P_d. \quad (4.25)$$

Коэффициент при P_d показывает, во сколько раз можно было бы увеличить мощность, пропускаемую через обмотки трансформатора, если бы он работал не на выпрямитель, а на активную нагрузку при синусоидальном токе. Увеличение расчетной мощности трансформатора вызвано:

1) плохим использованием вторичных обмоток трансформатора, пропускающих ток не все время;

2) загрузкой трансформатора гармониками тока, которые не используются. На выходе выпрямителя нужна только постоянная составляющая.

Рассмотрим случай $L_d = \infty$ (рис. 4.5 в). Временные диаграммы напряжений не отличаются от диаграмм (рис. 4.5 б). Выпрямленное напряжение содержит постоянную составляющую и гармоники. Так как $L_d = \infty$, а, следовательно, $x_d = \omega L_d = \infty$, то ток от гармоник равен нулю и i_d строго постоянен. Следовательно, токи вентиля и трансформатора прямоугольные.

Расчетные значения токов, напряжений и мощностей для этого случая, а также для других схем приведены в табл. 4.1.

4.2.4. Однофазная мостовая схема выпрямления

На рис. 4.6 а приведена **однофазная мостовая схема выпрямления**, а временные диаграммы токов и напряжений при чисто активной ($L_d = 0$) и активно-индуктивной ($L_d = \infty$) нагрузке изображены на рис. 4.6 б, в.

Когда напряжение на верхнем выводе вторичной обмотки положительно, ток проходит от этого вывода через вентиль $V1$, нагрузку, вентиль $V2$ на нижний вывод. Когда напряжение на нижнем выводе вторичной обмотки положительно ток проходит от этого вывода через вентиль $V3$, нагрузку, вентиль $V4$ на верхний вывод. При этом ток через нагрузку всегда идет в одном направлении.

Большинство диаграмм в однофазной нулевой и мостовой схемах одинаково. Только амплитуда обратного напряжения на вентиле в мостовой схеме вдвое меньше, и по вторичной обмотке протекает переменный ток. Поэтому формулы для I_d , U_{d0} , I_a , I_{amax} , I_1 , полученные для однофазной нулевой схемы, справедливы и для однофазной мостовой схемы.

Коэффициенты в формулах для U_{amax} , I_2 , S_1 , S_2 , S_T приведены в табл. 4.1.

4.2.5. Сравнение однофазных схем выпрямления

Преимущество однофазной однополупериодной схемы – простота, недостаток – очень низкое качество выпрямленного напряжения.

Преимущества однофазной мостовой схемы:

- 1) меньше амплитуда обратного напряжения на вентилях;
- 2) меньше расчетная мощность трансформатора и проще его изготовление;
- 3) схема может работать без трансформатора.

Преимущества однофазной нулевой схемы:

- 1) меньше падение напряжения на вентилях, что особо важно при низких напряжениях;
- 2) меньше вентилях (но они более высоковольтные).

Однофазные схемы выпрямления находят применение в выпрямителях малой мощности, а также там, где нет многофазного напряжения.

Таблица 4.1

Схема выпрямления		m	Трансформатор					Вентили			Нагрузка			Коэффициент Λ	
			$\frac{U_2}{U_{d0}}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{I_d/n}$	$\frac{S_1}{P_d}$	$\frac{S_2}{P_d}$	$\frac{S_T}{P_d}$	$\frac{U_{amax}}{U_d}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I_{amax}}{I_d}$	$\frac{U_{d0}}{U_2}$	f_1		q
Однофазная нулевая	$x_d=0$	2	1.11	0.79	1.11	1.23	1.73	1.48	π	$\frac{1}{2}$	$\pi/2$	0.9	100	0.67	–
	$x_d=\infty$			0.707	1	1.11	$\pi/2$	1.34		1	0.35				
Однофазная мостовая	$x_d=0$	2	1.11	1.11	1.11	1.23	1.23	1.23	$\pi/2$	$\frac{1}{2}$	$\pi/2$	0.9	100	0.67	–
	$x_d=\infty$			1	1	1.11	1.11	1.11		1	0.35				
Трехфазная нулевая	$x_d=\infty$	3	0.85	0.58	0.47	1.21	1.48	1.35*	2.09	$\frac{1}{3}$	1	1.17	150	0.25	0.87
Трехфазный зигзаг	$x_d=\infty$	3	0.85	0.58	0.47	1.21	1.71	1.46	2.09	$\frac{1}{3}$	1	1.17	150	0.25	0.87
Трехфазная мостовая	$x_d=\infty$	6	0.43	0.817	0.817	1.045	1.045	1.045	1.045	$\frac{1}{3}$	1	2.34	300	0.057	0.5
Шестифазная нулевая	$x_d=\infty$	6	0.74	0.41	0.58	1.28	1.81	1.55*	1.045	$\frac{1}{6}$	1	1.35	300	0.057	1.23
Двойная трехфазная	$x_d=\infty$	6	0.85	0.29	0.405	1.045	1.48	1.26++ 0.07	2.09	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{2}$	1.17	300	0.057	0.5
Условно двенадцатифазная	$x_d=\infty$	12	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	600	0.014	–

Примечание: * без учета влияния потока вынужденного намагничивания. Фактически эти значения больше

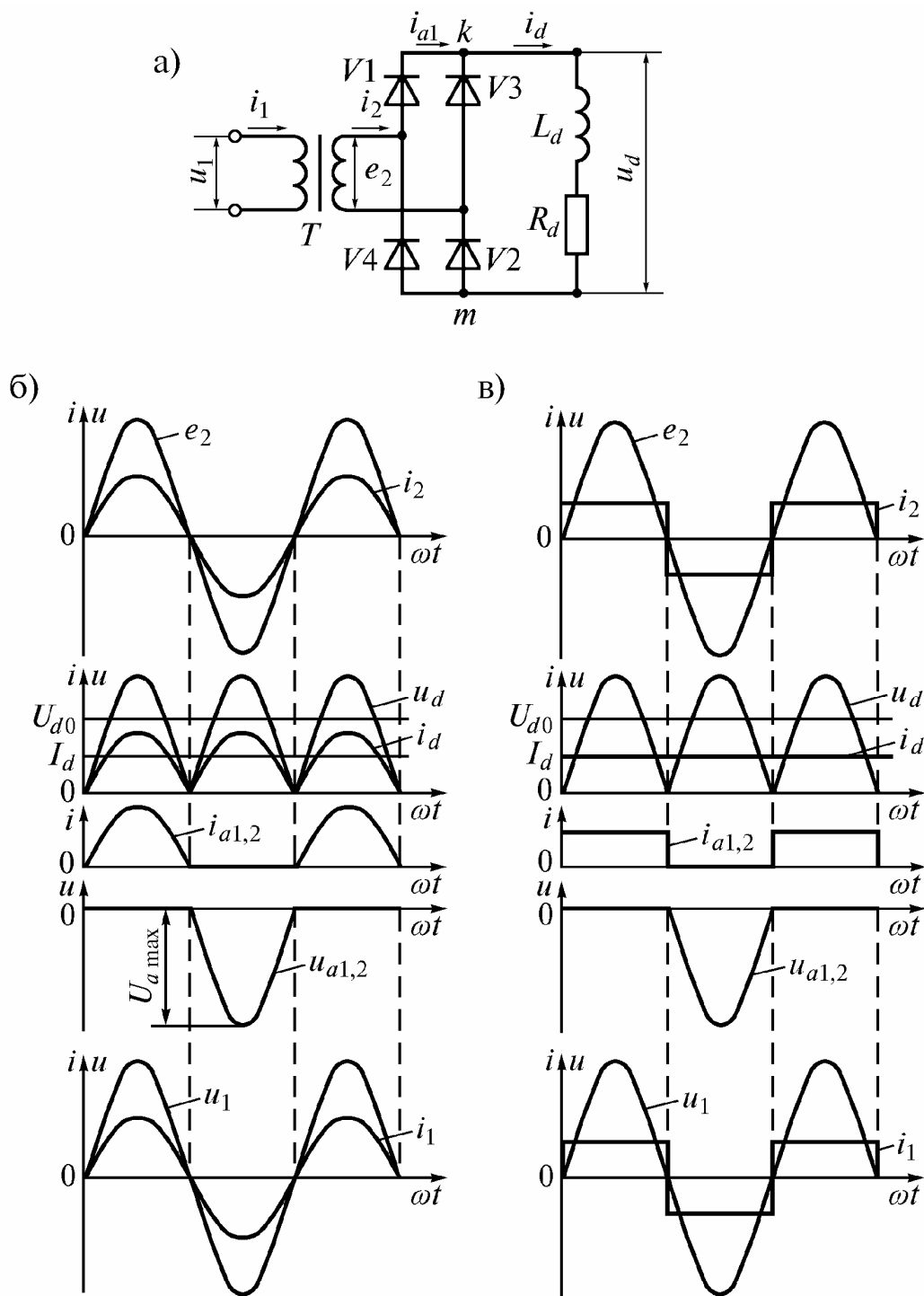


Рис. 4.6. Однофазная мостовая схема выпрямления (а) и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие ее работу при $L_d=0$ (б) и $L_d=\infty$ (в)

Однофазная однополупериодная схема применяется в выпрямителях самой малой мощности (ватты).

При сравнительно низких выходных напряжениях, когда важен КПД схемы, а обратное напряжение, прикладываемое к вентилям, несущественно, целесообразно использовать однофазную нулевую схему, в которой ток

нагрузки протекает через один вентиль, и потери в вентилях оказываются в 2 раза меньше. Правда, при этом растут потери в трансформаторе.

Указанные выше преимущества однофазной мостовой схемы компенсируют ее недостаток, заключающийся в большем числе диодов. **Поэтому однофазная мостовая схема нашла преобладающее применение в выпрямителях однофазного тока небольшой и средней мощности.**

Контрольные вопросы

1. Какие схемы применяются для выпрямления однофазного тока?
2. Как работают однофазные схемы выпрямления?
3. Назовите основные величины, используемые при описании работы выпрямителей.
4. Какие допущения принимаются при анализе схем выпрямления?
5. Как и зачем строятся временные диаграммы токов и напряжений?
6. Почему и как влияет характер нагрузки на форму токов в выпрямителе?
7. Какова частота пульсаций в изучаемых схемах?
8. Как определяются основные соотношения между токами и напряжениями в схемах выпрямления?
9. Почему для вентиля определяются среднее и амплитудное значения тока, а для трансформатора действующее?
10. Как учитывается неидеальность вентиля и трансформатора?
11. Что такое внешняя характеристика?
12. Сравните однофазные схемы выпрямления по основным показателям.
13. Укажите области применения различных схем выпрямления.

4.3. Многофазные выпрямители

4.3.1. Трехфазная нулевая схема и ее разновидности

Трехфазная схема выпрямления с нулевым выводом (**трехфазная нулевая схема**) приведена на рис. 4.7 а, а временные диаграммы токов и напряжений при $L_d = \infty$ – на рис. 4.7 б [38].

В каждый момент времени в схеме проводит вентиль той фазы, которая наиболее положительна. За нуль принят потенциал нулевого провода. Выпрямленное напряжение формируется из вершущек полуволн. Ток I_d постоянен, т.к. $L_d = \infty$ (см. выше). Напряжение на первом вентиле – это потенциал точки a относительно точки k . Потенциал точки a относительно нуля изображен кривой e_{2a} , потенциал точки k относительно нуля изображен вершущками полуволн e_{2a} , e_{2b} , e_{2c} . Напряжение между точками a и k равно отрезкам ординат, заключенным между вышеназванными кривыми.

Вначале на диаграмме u_a всегда нужно отметить участки проводимости, где падение напряжения равно нулю, а затем отложить заштрихованные ординаты.

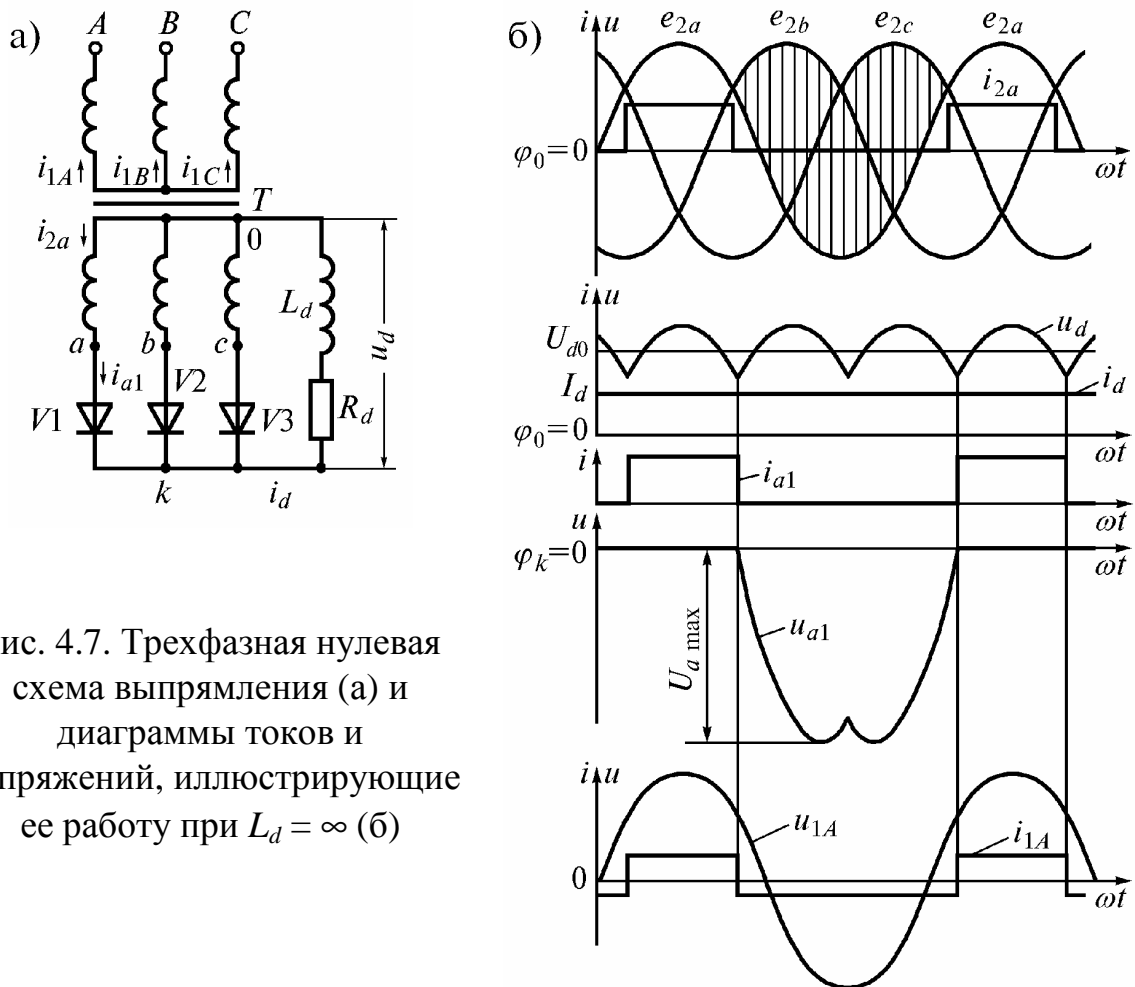


Рис. 4.7. Трехфазная нулевая схема выпрямления (а) и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие ее работу при $L_d = \infty$ (б)

Токи через вентили и вторичные обмотки изображаются прямоугольниками, соответствующими участкам проводимости.

Для определения первичного тока i_1 рассмотрим электромагнитные процессы в трехфазном трансформаторе при работе трехфазной нулевой схемы. Рассмотрение проведем для момента, когда проводит первый вентиль. Примем допущение, что ток холостого хода трансформатора равен нулю. Для электрической цепи на первичной стороне по первому закону Кирхгофа справедливо

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0. \quad (4.26)$$

Для магнитных цепей по второму закону Кирхгофа:

$$i_{1A} w_1 - i_{1B} w_1 - i_{2a} w_2 = 0, \quad (4.27)$$

$$i_{1B} w_1 - i_{1C} w_1 = 0. \quad (4.28)$$

Примем для упрощения допущение, что $w_1 = w_2 = w$, тогда получим систему уравнений для токов. Отсюда

$$i_{1B} = i_{1C}; \quad i_{1A} = -2i_{1B}; \quad i_{1A} + \frac{1}{2} \cdot i_{1A} = i_{2a} = i_{a1}. \quad (4.29)$$

После преобразований получим, что

$$i_{1A} = \frac{2}{3} \cdot i_{a1}; \quad i_{1B} = i_{1C} = -\frac{1}{3} \cdot i_{a1}. \quad (4.30)$$

Зная значения токов фаз в рассматриваемый момент, можно определить токи при проводимости других вентилях. На рис. 4.7 б первичный ток i_1 повторяет вторичный с точностью до постоянной составляющей.

В трансформаторе трехфазной нулевой схемы **ампервитки вторичной обмотки не компенсируют ампервитки первичной**. Суммарные ампервитки на каждом стержне составляют $-(1/3)I_d w$ и направлены в одну сторону. **В трансформаторе возникает однонаправленный поток вынужденного намагничивания, вызванный нескомпенсированными ампервитками на каждом стержне.** Этот поток замыкается по воздуху, приводит к несимметричному перемагничиванию трансформатора, увеличивает индукцию, ток холостого хода и потери в стали трансформатора.

Кривые перемагничивания сердечника трансформатора по симметричному циклу и несимметричному циклам при наличии потока вынужденного намагничивания представлены на рис. 4.8.

В общем случае нулевая схема может содержать число фаз большее трех. Введем обозначения: m_1 – число фаз первичной обмотки; m_2 – число фаз вторичной обмотки; m – произведение числа фаз на число выпрямляемых полупериодов (**пульсность схемы**).

Основные соотношения в схеме при $L_d = \infty$ (см. рис. 4.7):

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2}U_2 \cos \omega t \cdot d\omega t = \frac{\sqrt{2}U_2 \sin \pi/m}{\pi/m}. \quad (4.31)$$

Так как в трехфазной нулевой схеме $m = 3$, то

$$U_{d0} = 1,17U_2. \quad (4.32)$$

Среднее и амплитудное значения выпрямленного тока

$$I_d = I_{d \max} = \frac{U_{d0}}{R_d}. \quad (4.33)$$

Среднее и амплитудное значения тока через вентиль при $m = 3$

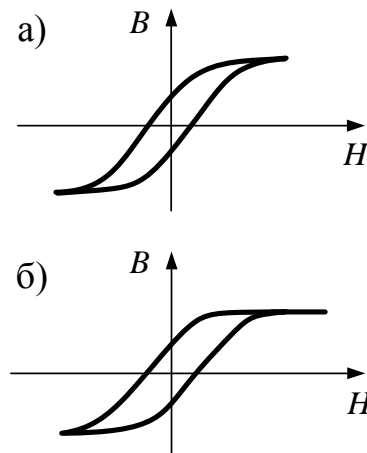


Рис. 4.8. Кривые перемагничивания сердечника трансформатора по симметричному циклу (а), и по несимметричному циклу при наличии потока вынужденного намагничивания

$$I_a = \frac{I_d}{3}; \quad I_{a \max} = I_d, \quad (4.34)$$

а амплитуда напряжения на вентиле

$$U_{a \max} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 = 2,09 \cdot U_{d0}. \quad (4.35)$$

Действующее значение вторичного напряжения, с учетом (4.32)

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{1,17}. \quad (4.36)$$

Действующее значение вторичного тока для трехфазной нулевой схемы, с учетом диаграммы (рис. 4.7 б)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 \cdot d\omega} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (4.37)$$

Действующее значение первичного тока

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left[\left(\frac{2}{3} \cdot \frac{I_d}{n} \right)^2 \cdot \frac{2\pi}{3} + \left(\frac{1}{3} \cdot \frac{I_d}{n} \right)^2 \cdot \frac{4\pi}{3} \right]} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_d}{3n}, \quad (4.38)$$

Действующее значение первичного напряжения

$$U_1 = U_2 n = \frac{U_{d0} n}{1,17}. \quad (4.39)$$

Расчетные мощности обмоток и трансформатора:

$$S_2 = 3U_2 I_2 = 3 \cdot \frac{U_{d0}}{1,17} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 1,48 P_d, \quad (4.40)$$

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3 \cdot \frac{U_{d0} n}{1,17} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_d}{3n} = 1,21 P_d, \quad (4.41)$$

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,34 P_d. \quad (4.42)$$

Полученные результаты для расчетных мощностей не отражают реального расхода активных материалов, так как в трансформаторе имеется поток вынужденного намагничивания, который приводит к несимметричному перемагничиванию сердечника, увеличению тока холостого хода и потерь в стали. Это вызывает увеличение расхода меди и стали. Таковы недостатки схемы.

Преимущества схемы:

- 1) качество выпрямленного напряжения лучше, чем в однофазных схемах;
- 2) простота;
- 3) возможность применения бестрансформаторных схем для питания двигателей напряжением 220 В от стандартной сети.

Схема широко применяется в электроприводах малой и средней мощности.

Поток вынужденного намагничивания устраняется в **схеме трехфазный зигзаг**, приведенной на рис. 4.9 [38]. В этой схеме на вторичной стороне трансформатора ток всегда проходит через две полуобмотки, находящиеся на разных стержнях. Это позволяет компенсировать ампервитки первичных обмоток на соответствующих стержнях. На каждом из стержней ток проходит через полуобмотки сначала в одном направлении, а потом – в другом. **Недостатки схемы:** усложняется конструкция трансформатора и возрастает расход меди.

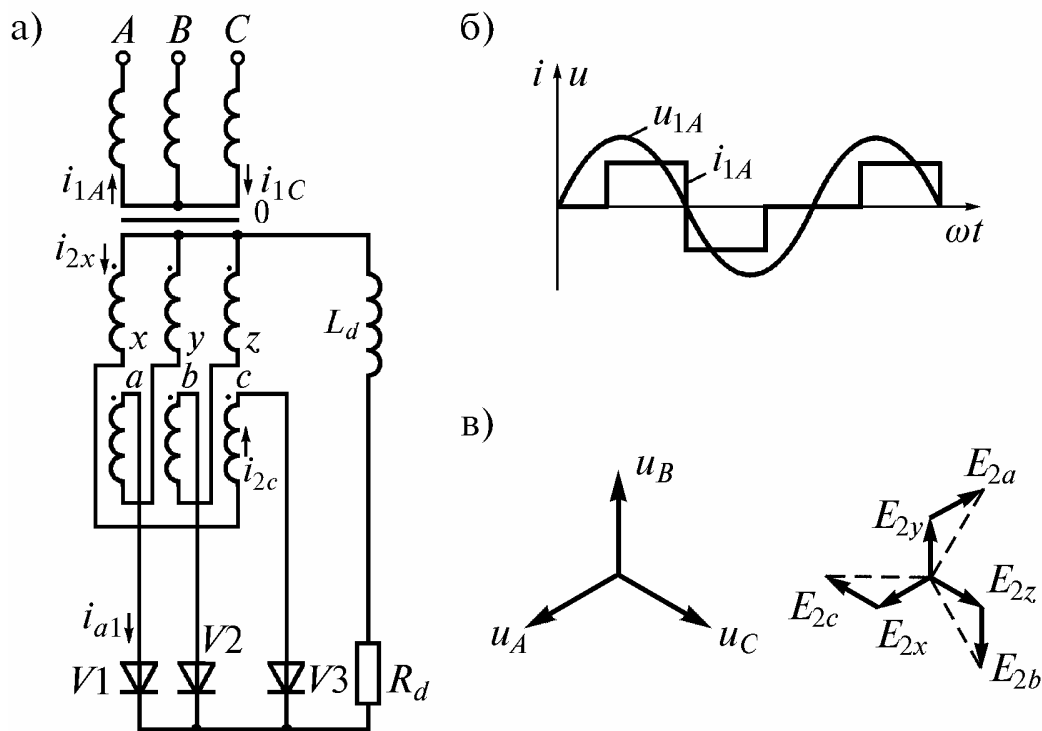


Рис. 4.9. Выпрямитель по схеме трехфазный зигзаг (а), диаграммы первичного тока и напряжения (б) и векторные диаграммы (в), иллюстрирующие его работу

При применении бестрансформаторных схем для питания двигателей напряжением 220 В от общей сети осуществляется параллельная работа трехфазных схем выпрямления с нулевым выводом от одного общего цехового трансформатора (рис. 4.10). **При разном включении вентилей потоки вынужденного намагничивания взаимно компенсируются** и условия работы трансформатора не ухудшаются.

4.3.2. Шестифазная нулевая схема

На вторичной стороне трехфазного трансформатора может быть создана шестифазная система напряжений (рис. 4.11). Для этого на каждом стержне необходимо разместить по две обмотки, работающие в противофазе. При

этом схема выпрямления превращается в схему **шестифазная звезда с нулевым выводом (шестифазная нулевая схема)**.

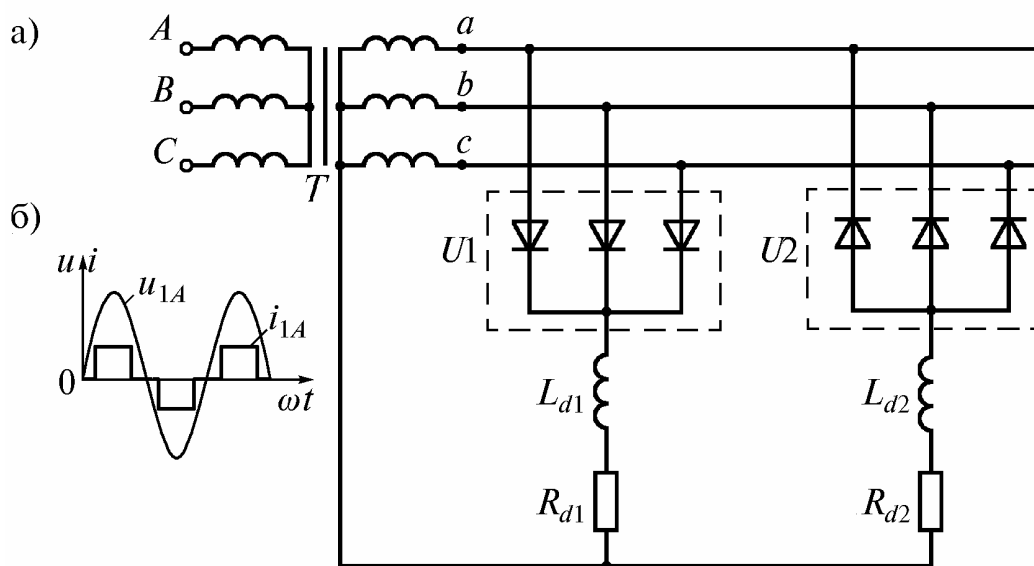


Рис. 4.10. Параллельная работа трехфазных нулевых схем выпрямления от общей сети при отдельных нагрузках и разном включении вентилей (а); поясняющие диаграммы первичного тока и напряжения (б)

Преимущества этой схемы – лучше качество выпрямленного напряжения (шестифазные пульсации), проще управление, т.к. все вентили имеют общий катод.

Недостатки – наличие переменного по знаку потока вынужденного намагничивания трехкратной частоты, плохое использование трансформатора и вентилей (работают 1/6 периода), плохая (круто падающая) внешняя характеристика.

Последний недостаток превратился в преимущество и обусловил применение схемы в сварочных трансформаторах, где требуется ограничение тока при коротких замыканиях.

4.3.3. Схема две обратные звезды с уравнительным реактором

Схема выпрямления две обратные звезды с уравнительным реактором (схема Кюблера), приведенная на рис. 4.12 а, позволяет устранить недостатки схемы шестифазная звезда с нулевым выводом [38].

Уравнительный реактор служит для уравнивания мгновенных значений выпрямленного напряжения обеих звезд относительно нагрузки и обеспечения параллельной работы звезд на общую нагрузку. Для этого в каждый момент в каждой из звезд должен проводить один вентиль.

Доказательство этого проведем в два этапа.

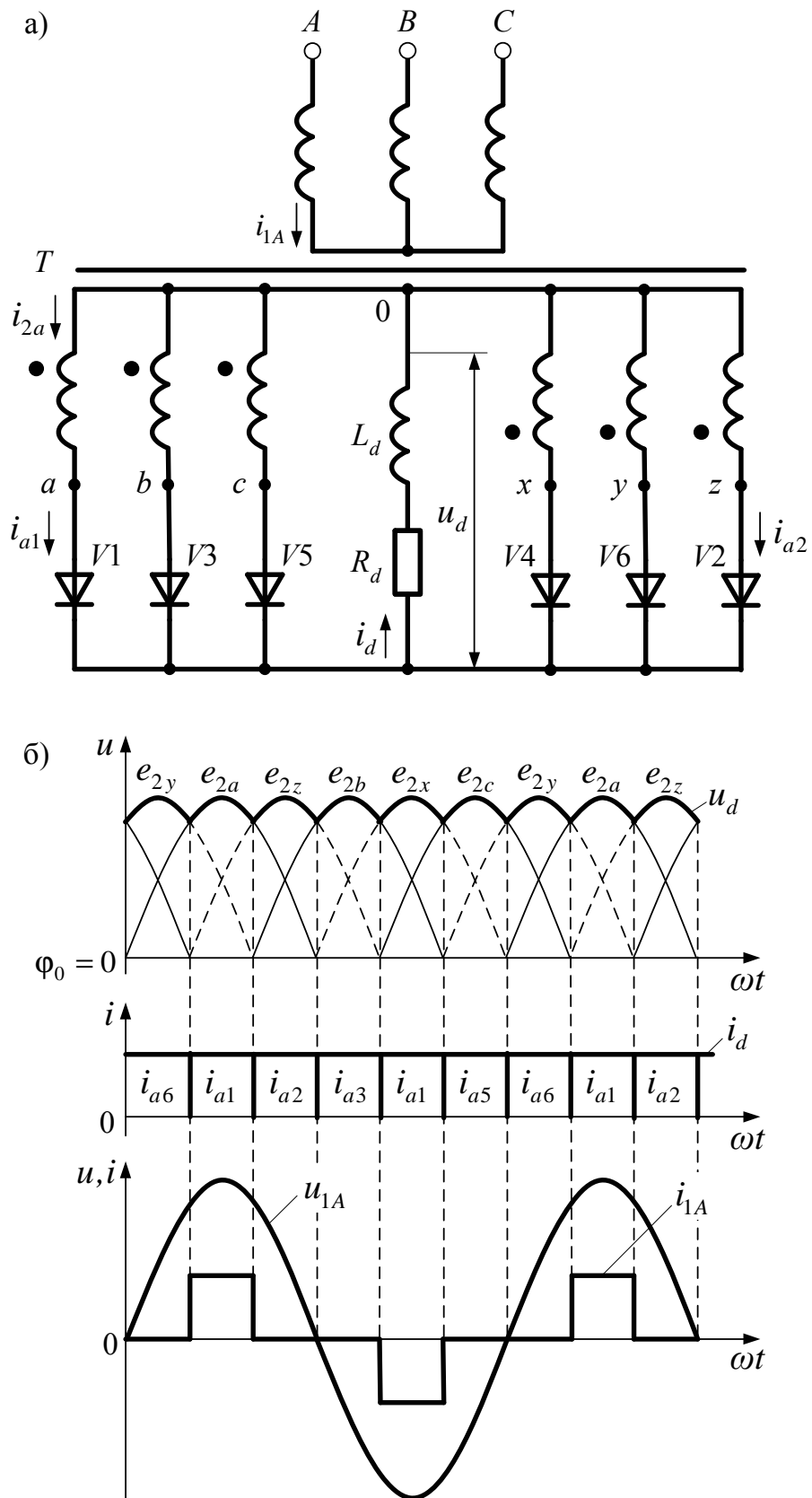


Рис. 4.11. Шестифазная нулевая схема выпрямления (а) и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие ее работу при $L_d = \infty$ (б)

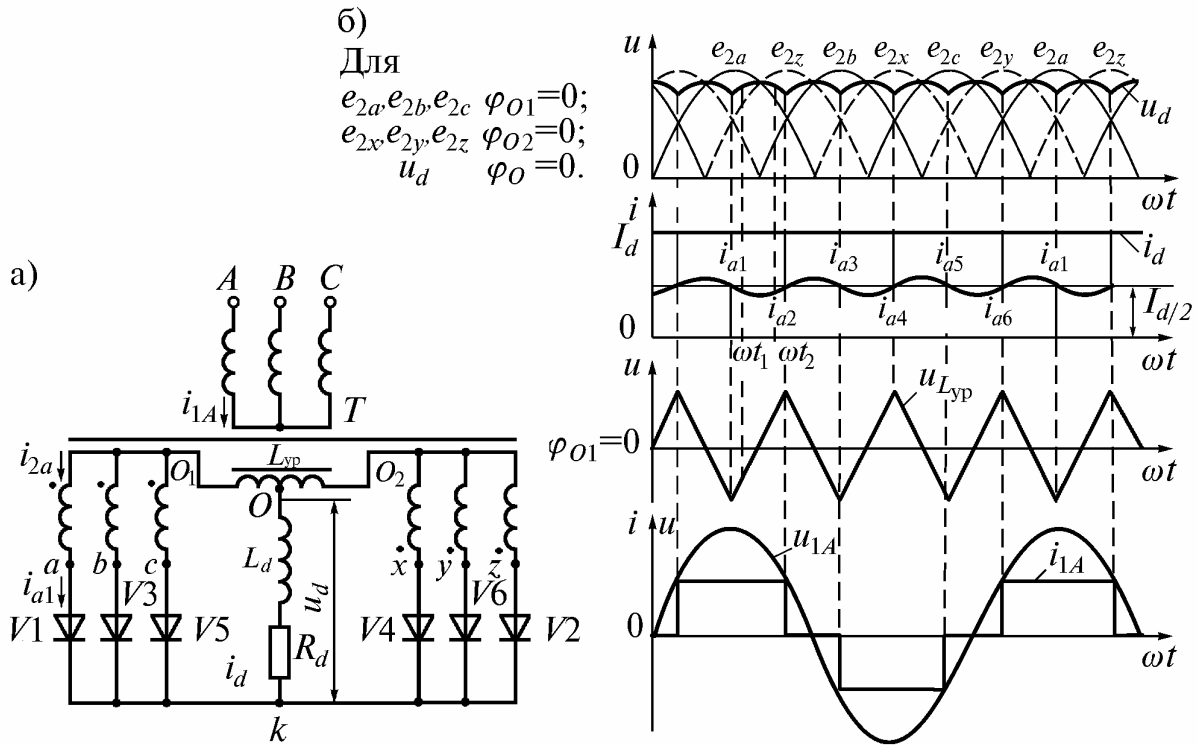


Рис. 4.12. Выпрямитель по схеме двойная звезда с уравнительным реактором (а) и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие его работу при $L_d = \infty$ (б)

1-й этап. Пусть уравнительный реактор выполняет поставленную задачу, и в момент ωt_1 проводят вентили $V1$ и $V2$ (см. рис. 4.12 б). ЭДС e_{2a} самая положительная, а e_{2z} тоже положительная, но меньше e_{2a} . Тогда между точками O_1 и O_2 действует разность потенциалов с указанной на рис. 4.12 а полярностью. Уравнительный реактор делит эту разность пополам. По отношению к нагрузке у большей ЭДС вычитается, а к меньшей прибавляется полуразность. При этом выпрямленные напряжения звезд относительно нагрузки уравниваются. В момент ωt_2 $e_{2a} < e_{2z}$, полярность напряжения на уравнительном реакторе меняется. Выпрямленное напряжение на нагрузке идет посередине между мгновенными значениями ЭДС работающих фаз.

2-й этап. Напряжение на уравнительном реакторе треугольное с тройной частотой 150 Гц (рис. 4.12 б). Чтобы на индуктивности создавалось такое напряжение, через нее должен идти переменный ток, для которого должен существовать контур. Если $L_d = \infty$, то переменный ток на участке $\omega t_1 \dots \omega t_2$ может проходить только по контуру через $V1, V2$. Условие прохождения этого тока – достаточная величина выпрямленного тока нагрузки, на который он накладывается. Это возможно, если выполняется условие

$$I_{a\max} = I_d/2 > I_{\mu\max}, \quad (4.43)$$

где $I_{\mu\max}$ – амплитуда тока намагничивания уравнительного реактора.

Ток намагничивания добавляется к анодному току одного вентиля и вычитается из анодного тока другого вентиля (см. рис. 4.12 б). Ток, при котором прекращается возможность совместной параллельной работы звезд, называется **критическим** $I_{d.крит}$

$$I_{d.крит} = 2I_{\mu \max} . \quad (4.44)$$

Если $I_d > I_{d.крит}$, то схема работает в режиме двойной трехфазной звезды, т.е. две трехфазные нулевые схемы работают параллельно на общую нагрузку. При этом каждый вентиль проводит 1/3 периода и обеспечивается взаимокompенсация первичных и вторичных ампервитков в трансформаторе, а, следовательно, нет потока вынужденного намагничивания.

Если $I_d < I_{d.крит}$, то схема переходит в режим шестифазной звезды с нулевым выводом. Каждый вентиль и фаза на вторичной стороне проводят 1/6 периода. Напряжение на выходе резко повышается (см. рис. 4.11 б).

Чтобы схема в основном работала в режиме двойной трехфазной звезды, критический ток должен быть мал. Обычно $I_{d.крит} = (1..3)\% I_{dном}$.

Выпрямленное напряжение при $I_d = 0$

$$U'_{do} = 1,35U_2 . \quad (4.45)$$

Выпрямленное напряжение при $I_d > I_{d.крит}$

$$U_{do} = 1,17U_2 . \quad (4.46)$$

Среднее и амплитудное значения выпрямленного тока

$$I_d = I_{dmax} = \frac{U_{d0}}{R_d} . \quad (4.47)$$

Среднее и амплитудное значения тока через вентиль

$$I_a = \frac{I_d}{6} ; \quad (4.48)$$

Амплитуда напряжения на вентиле и действующее значение вторичного напряжения, как и в трехфазной нулевой схеме, определяются по формулам (4.35), (4.36).

Действующие значения вторичного и первичного токов с учетом диаграммы (рис. 4.12 б)

$$I_2 = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} ; \quad I_1 = \frac{I_d}{n\sqrt{6}} . \quad (4.49)$$

Действующее значение первичного напряжения определяется по формуле (4.39).

Расчетные мощности обмоток, трансформатора и уравнительного реактора

$$S_2 = 6U_2I_2 = 6 \cdot \frac{U_d}{1,17} \cdot \frac{I_d}{2\sqrt{3}} = 1,48P_d ; \quad (4.50)$$

$$S_1 = 3U_1I_1 = 2 \cdot \frac{U_d}{1,17} \cdot n \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{6}} = 1,045P_d ; \quad (4.51)$$

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,26P_d; \quad (4.52)$$

$$S_{yp} = 0,07P_d; \quad S_{T\Sigma} = 1,35P_d. \quad (4.53)$$

Преимущества этой схемы: отсутствие потока вынужденного намагничивания, лучшее качество выпрямленного напряжения и малый средний ток через вентиль.

Недостатки схемы: подъем напряжения при малых токах, сложнее трансформаторное оборудование.

4.3.4. Трехфазная мостовая схема

Трехфазная мостовая схема выпрямления (**схема Ларионова**) приведена на рис. 4.13 а, а временные диаграммы токов и напряжений при $L_d = \infty$ – на рис. 4.13 б. Вентили V_2, V_6, V_4 , у которых соединены аноды, называют **анодной тройкой вентиляей**; V_1, V_3, V_5 , у которых соединены катоды, – **катодной тройкой вентиляей**. В катодной тройке вентиляей проводит вентиль, у которого анод самый положительный; в анодной тройке вентиляей проводит вентиль, у которого катод самый отрицательный. Если в данный момент фаза a самая положительная, а c – самая отрицательная, то ток проходит от фазы a через V_1 в нагрузку, через V_2 на фазу c . Нумерация вентиляей соответствует порядку их работы.

Выпрямленное напряжение u_d формируется из вершущек линейных напряжений. Ток нагрузки i_d из-за наличия в схеме индуктивности сглажен. На рисунке он представлен прямой линией. Токи через вентили $i_{a1} \dots i_{a6}$ изображаются прямоугольниками, соответствующими участкам проводимости. Вторичный ток i_{2a} переменный, а первичный i_{1A} имеет такую же форму. В отличие от трехфазной нулевой схемы трансформатор работает в нормальных условиях.

Расчет проведем для случая $L_d = \infty$ (см. рис. 4.13 а, б), принимая допущения об идеальности вентиляей и трансформатора.

Среднее значение идеального выпрямленного напряжения в многофазной схеме

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2}U_{2л} \cos \omega t \cdot d\omega t = \frac{\sqrt{2}U_{2л} \sin \pi/m}{\pi/m}. \quad (4.54)$$

В трехфазной мостовой схеме $m = 6$, тогда

$$U_{d0} = 1,35U_{2л} = 2,34U_2, \quad (4.55)$$

где $U_{2л}$ – линейное напряжение на вторичной стороне трансформатора.

Среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = \frac{U_{d0}}{R_d}. \quad (4.56)$$

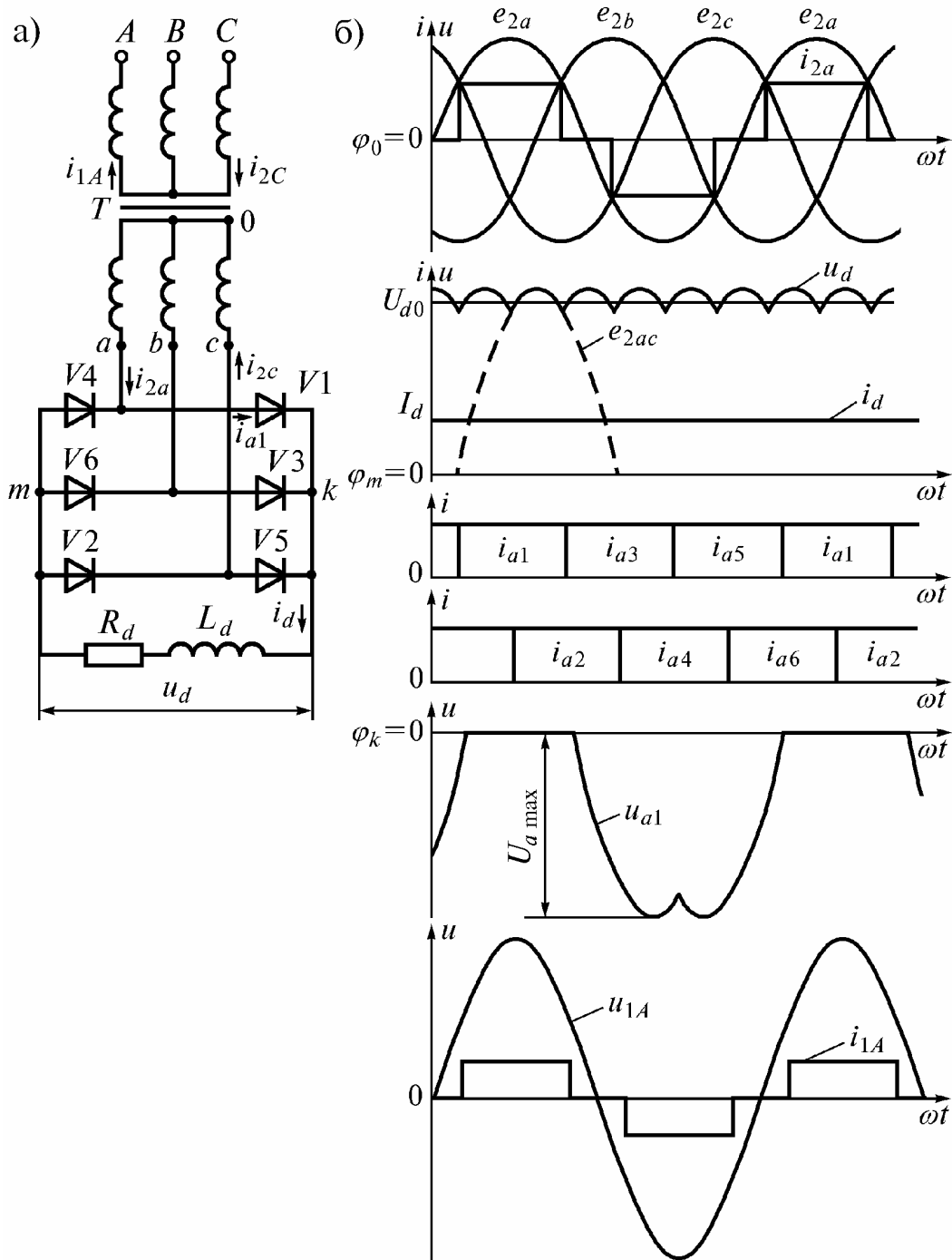


Рис. 4.13. Трехфазная мостовая схема выпрямления (схема Ларионова) (а) и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие ее работу при $L_d = \infty$ (б)

Среднее и амплитудное значения тока через вентиль

$$I_a = \frac{I_d}{3}; \quad I_{amax} = I_d. \quad (4.57)$$

Амплитуда напряжения на вентиле

$$U_{amax} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 = 1,045U_{d0}. \quad (4.58)$$

Действующее значение вторичного напряжения, с учетом (4.55)

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{2,34}. \quad (4.59)$$

Действующее значение вторичного тока, с учетом диаграммы (см. рис. 4.13 б)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot I_d^2 \cdot \frac{4\pi}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d. \quad (4.60)$$

Действующее значение первичного тока

$$I_1 = \frac{I_2}{n}. \quad (4.61)$$

Действующее значение первичного фазного напряжения

$$U_1 = U_2 n. \quad (4.62)$$

Расчетная мощность обмоток и расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$S_1 = S_2 = S_T = 3 \cdot \frac{U_{d0}}{2,34} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d = 1,045 P_d. \quad (4.63)$$

4.3.5. Сравнение многофазных схем выпрямления

В табл. 4.1 приведено сравнение основных показателей рассмотренных многофазных схем выпрямления.

Преимущества трехфазной мостовой схемы:

- 1) минимальная расчетная мощность трансформатора, трансформатор работает в хорошем режиме, нет потока вынужденного намагничивания;
- 2) самое маленькое обратное напряжение на вентиле;
- 3) самое большое выпрямленное напряжение при том же фазном;
- 4) малые пульсации;
- 5) возможность применения бестрансформаторной схемы.

Недостаток: двойное падение напряжения на вентилях, что особенно важно при малых напряжениях.

Преимущества трехфазной нулевой схемы (по сравнению с мостовой):

- 1) простота;
- 2) меньше падение напряжения на вентилях, что особо важно при низких напряжениях;
- 3) меньше вентиляей, но они рассчитаны на большее напряжение;
- 4) возможность применения бестрансформаторной схемы.

Недостаток: наличие потока вынужденного намагничивания.

Трехфазные схемы выпрямления находят широкое применение в выпрямителях средней и большой мощности. **В большинстве случаев применяется трехфазная мостовая схема.** Трехфазная нулевая схема может оказаться целесообразной при низких напряжениях, а также в бестрансформа-

торных выпрямителях.

Схема с уравнительным реактором имеет преимущества при больших токах и низких напряжениях.

Контрольные вопросы

1. Какие схемы применяются в многофазных выпрямителях?
2. Как работают многофазные схемы выпрямления?
3. Покажите контур прохождения тока в каждой из изученных схем.
4. Как и зачем строятся временные диаграммы токов и напряжений?
5. Почему и как влияет характер нагрузки на форму токов в выпрямителе?
6. Какова частота пульсаций в изучаемых схемах?
7. Как определяются основные соотношения между токами и напряжениями в схемах выпрямления?
8. Как возникает поток вынужденного намагничивания?
9. Методы борьбы с потоком вынужденного намагничивания.
10. Что и как уравнивает уравнительный реактор?
11. Сравните многофазные схемы выпрямления по основным показателям.
12. Укажите области применения различных схем выпрямления.

Глава 5. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ТОКА

5.1. Режимы работы выпрямителей

В зависимости от вида выпрямленного тока существует три режима. Обозначим угол проводимости вентилей – λ .

Режим работы, при котором токи вентилей следуют друг за другом без пауз, но выпрямленный ток спадает до нуля, называется **граничным** (рис. 5.1 а). В граничном режиме угол проводимости вентилей

$$\lambda_{гр} = \frac{2\pi}{m}. \quad (5.1)$$

Режим работы, при котором токи вентилей следуют друг за другом с паузой, называется **прерывистым** (рис. 5.1 б). В прерывистом режиме угол проводимости вентилей

$$\lambda_{пр} < \frac{2\pi}{m}. \quad (5.2)$$

Режим работы, при котором выпрямленный ток не спадает до нуля, а анодные токи соседних вентилей перекрываются или следуют без пауз, называется **непрерывным** (рис. 5.1 в). В непрерывном режиме угол проводимости вентилей

$$\lambda_{н} \geq \frac{2\pi}{m}. \quad (5.3)$$

Режим работы существенно влияет на все характеристики выпрямителя.

Контрольные вопросы

1. Чем отличаются режимы работы выпрямителя?
2. Что такое угол проводимости вентилей?

5.2. Регулировочные характеристики идеального управляемого выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке

Во всех описанных схемах выпрямления вместо диодов могут быть включены тиристоры. При этом выпрямители становятся управляемыми.

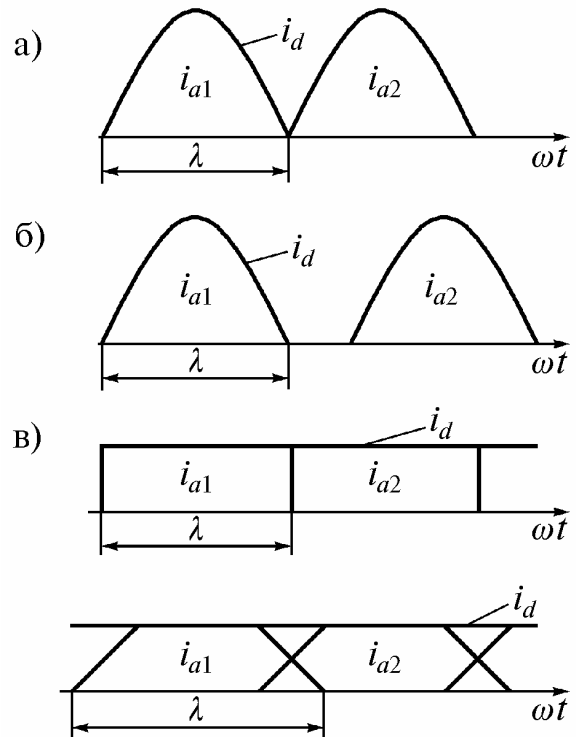


Рис. 5.1. Режимы работы управляемых выпрямителей: граничный (а), прерывистый (б) и непрерывный (в)

Управляемые выпрямители позволяют не только выпрямлять напряжение, но и изменять его величину.

Регулировочная характеристика – это зависимость выпрямленного напряжения от угла управления α : $U_d = f(\alpha)$.

На рис. 5.2 а приведена схема управляемого выпрямителя, выполненного по трехфазной нулевой схеме. Временные диаграммы токов и напряжений при $L_d = \infty$ приведены на рис. 5.2 б. При построении приняты допущения, что вентили и трансформатор идеальны. Рассмотрим процессы, происходящие в этой схеме. Всегда проводит тот вентиль, анод которого самый положительный и на управляющий электрод которого подан управляющий импульс.

Угол управления α измеряется от точки **естественной коммутации** (в которой начал бы проводить вентиль в неуправляемом выпрямителе) до момента подачи управляющего импульса и включения тиристора.

В момент ωt_1 (см. рис. 5.2 б) включается 1-й вентиль, так как потенциал анода его самый положительный и на его управляющий электрод подан импульс. Этот момент задержан на угол α по отношению к моменту, когда бы вентиль включился в неуправляемом выпрямителе. Ток в цепи нагрузки непрерывен ($L_d = \infty$) и постоянен. В момент ωt_2 напряжение e_{2a} достигает 0, но ток продолжает проходить за счет энергии, запасенной в индуктивности, а выпрямленное напряжение становится отрицательным. На участке проводимости $\omega t_1 - \omega t_3$ напряжение на вентиле равно 0, а далее оно определяется ординатами, заключенными между кривыми e_{2a} (тонкая линия) и u_d (жирная линия). При этом потенциал катода принимается за нуль. В момент ωt_4 напряжение на вентиле меняет знак и становится положительным.

Для изменения выпрямленного напряжения нужно изменять угол управления. Диаграмма рис. 5.2 б иллюстрирует работу выпрямителя в непрерывном режиме. В соответствии с диаграммой идеальное значение выпрямленного напряжения при угле управления α [38]

$$U_{d\alpha 0} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{\frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{m} + \alpha} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \cdot d\omega t. \quad (5.4)$$

После преобразований с учетом (4.31)

$$U_{d\alpha 0} = U_{d0} \cos \alpha. \quad (5.5)$$

Выражение (5.5) является уравнением регулировочной характеристики выпрямителя в непрерывном режиме. Его часто записывают в относительных единицах ($U_{d\alpha 0}/U_{d0} = f(\alpha)$), принимая за базу напряжение U_{d0} :

$$\frac{U_{d\alpha 0}}{U_{d0}} = \cos \alpha. \quad (5.6)$$

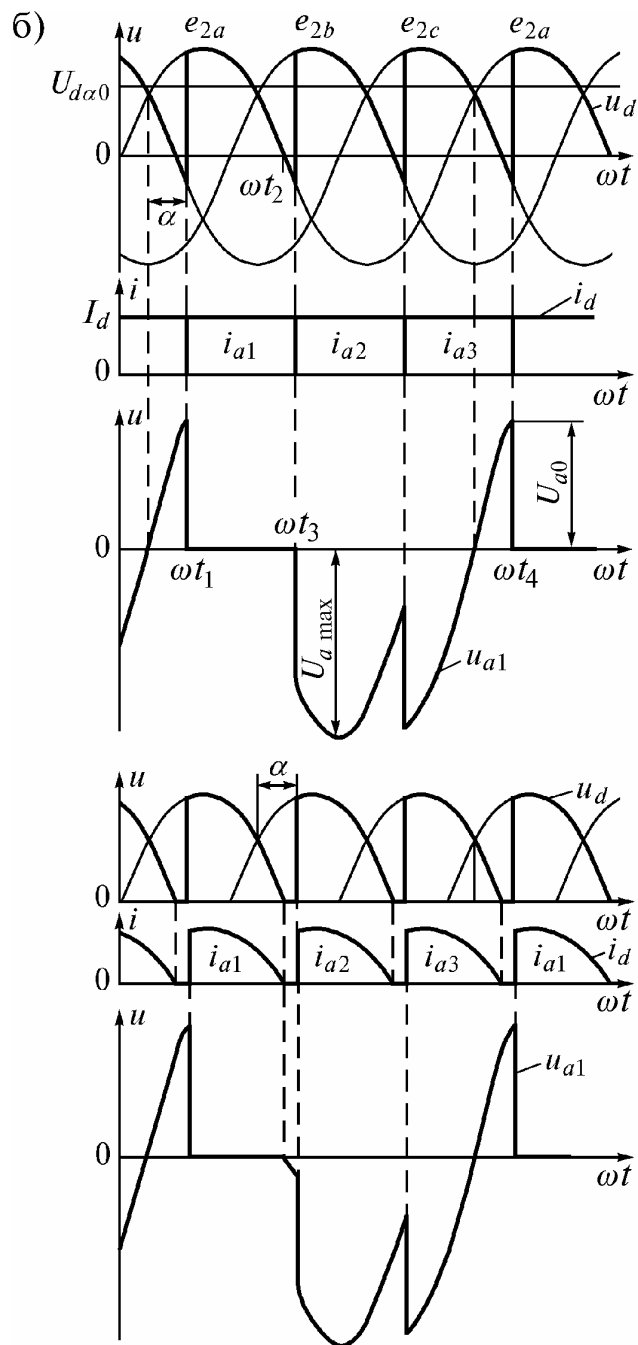
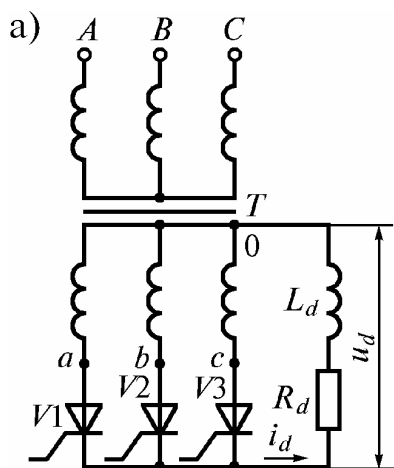


Рис. 5.2. Управляемый выпрямитель по трехфазной нулевой схеме (а) и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие его работу при $L_d = \infty, L_a = 0$ (б) и $L_d = 0, L_a = 0$ (в)

Диаграмма рис. 5.2 в иллюстрирует работу выпрямителя в прерывистом режиме при $L_d = 0$. Из диаграммы видно, что если угол управления станет меньше 30° , то прерывистый режим сменится непрерывным. **Угол управления, при котором меняется режим, называется граничным.**

В табл. 5.1 приведены значения граничного угла $\alpha_{гр}$ для схем выпрямления с различной пульсностью при чисто активной нагрузке.

Если угол управления меньше $\alpha_{гр}$, то при любой активно-индуктивной нагрузке режим будет непрерывным. При углах больше $\alpha_{гр}$ возникает пре-

Таблица 5.1

m	2	3	6
$\alpha_{гр}$	0°	30°	60°

рывистый режим.

Тогда при чисто активной нагрузке выпрямленное напряжение

$$U_{d\alpha 0} = \begin{cases} U_{d0} \cos \alpha & \text{при } 0 \leq \alpha \leq \alpha_{\text{гр}} \\ \frac{1}{2\pi/m} \int_{\frac{\pi}{m} + \alpha}^{+\frac{\pi}{2}} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \cdot d\omega t = U_{d0} \cdot \left[\frac{1 - \sin(\alpha - \pi/m)}{2 \cdot \sin(\pi/m)} \right] & \text{при } \alpha > \alpha_{\text{гр}} \end{cases} \quad (5.7)$$

Нижнее выражение (5.7) является уравнением регулировочной характеристики выпрямителя в прерывистом режиме при чисто активной нагрузке.

На рис. 5.3 представлены регулировочные характеристики в относительных единицах для различных схем выпрямления. За базовое принято выпрямленное напряжение неуправляемого выпрямителя U_{d0} . Таким образом, вид регулировочной характеристики зависит от режима.

В непрерывном режиме регулировочная характеристика идеального выпрямителя не зависит от вида нагрузки.

В прерывистом режиме регулировочная характеристика зависит от схемы (пульсности) и величины индуктивности. С ростом индуктивности нагрузки замедляется спад анодных токов, и, поэтому растет граничный угол. Одновременно из-за появления отрицательных участков выпрямленного напряжения уменьшается угол управления, при котором среднее значение выпрямленного напряжения становится равным нулю.

Таким образом, диапазон изменения угла управления, необходимый для полного регулирования выпрямленного напряжения определяется регулировочной характеристикой выпрямителя.

Следует отметить, что рассмотренные регулировочные характеристики справедливы только для идеального выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке. Регулировочные характеристики реального выпрямителя, в том числе для других видов нагрузки будут рассмотрены ниже.

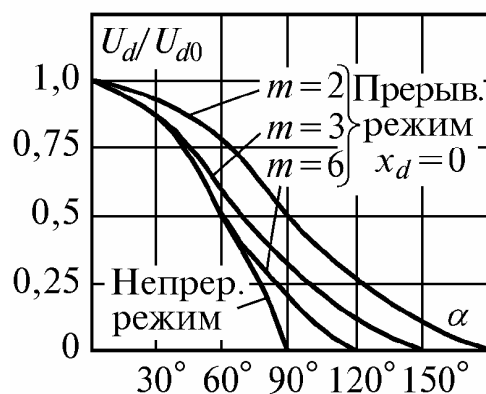


Рис. 5.3. Регулировочные характеристики управляемых выпрямителей

Контрольные вопросы

1. Что такое угол управления α и как он определяется по осциллограмме?
2. Что такое регулировочная характеристика?
3. От чего зависит вид регулировочной характеристики?
4. Можно ли снять регулировочную характеристику на холостом ходу?

Обоснуйте ответ.

5. Как выглядит регулировочная характеристика при конечном значении индуктивности нагрузки?

6. Как изменятся временные диаграммы токов и напряжений в трехфазной нулевой схеме (при $x_d = 0$), если сгорит предохранитель в цепи одного вентиля при $\alpha = 45^\circ$?

7. Как изменятся временные диаграммы токов и напряжений в трехфазной нулевой схеме (при $x_d = \infty$), если сгорит предохранитель в цепи одного вентиля при $\alpha = 45^\circ$?

8. Чем определяется диапазон изменения угла управления, необходимый для полного регулирования выпрямленного напряжения?

5.3. Непрерывный режим

5.3.1. Влияние анодных индуктивностей на коммутацию тока

Для анализа процессов в реальном выпрямителе необходимо учесть параметры трансформатора. Выпрямленное напряжение изменяется из-за наличия внутреннего сопротивления выпрямителя, вызванного неидеальностью вентиля и трансформатора, и особенностей перехода тока с одного вентиля на другой.

Рассмотрение проведем на примере трехфазной нулевой схемы (см. рис. 5.2 а).

Схема замещения однофазного трансформатора, приведенная к вторичной стороне (к стороне вентиля) при пренебрежении током холостого хода и потерями в контуре намагничивания, была рассмотрена в п. 2.6.3. Там же было обращено внимание на то, что в мощных трансформаторах **анодное индуктивное сопротивление** x_a (индуктивное сопротивление рассеяния, приведенное к вторичной стороне) значительно больше, чем **анодное активное сопротивление** r_a (активное сопротивление обмоток трансформатора, приведенное к вторичной стороне). Поэтому при рассмотрении процессов в мощных трансформаторах активным сопротивлением можно пренебречь.

На рис. 5.4 а представлена схема замещения, полученная из схемы рис. 5.2 а, при приведении трехфазного трансформатора большой мощности к стороне вентиля с учетом приведенных допущений. Так как индуктивность L_d в цепи нагрузки принята бесконечной, то ток в этой цепи не может измениться и эту цепь можно заменить источником тока.

На рис. 5.4 б приведены временные диаграммы, учитывающие невозможность мгновенного изменения тока через вентиль из-за наличия в цепи каждого вентиля индуктивностей (см. рис. 5.4 а). **Коммутация** – это переход тока с одного вентиля на другой. В выпрямителе он происходит под

действием напряжения сети (естественная коммутация). **Угол коммутации** γ – это угол, в течение которого вентили, участвующие в коммутации, одновременно проводят ток.

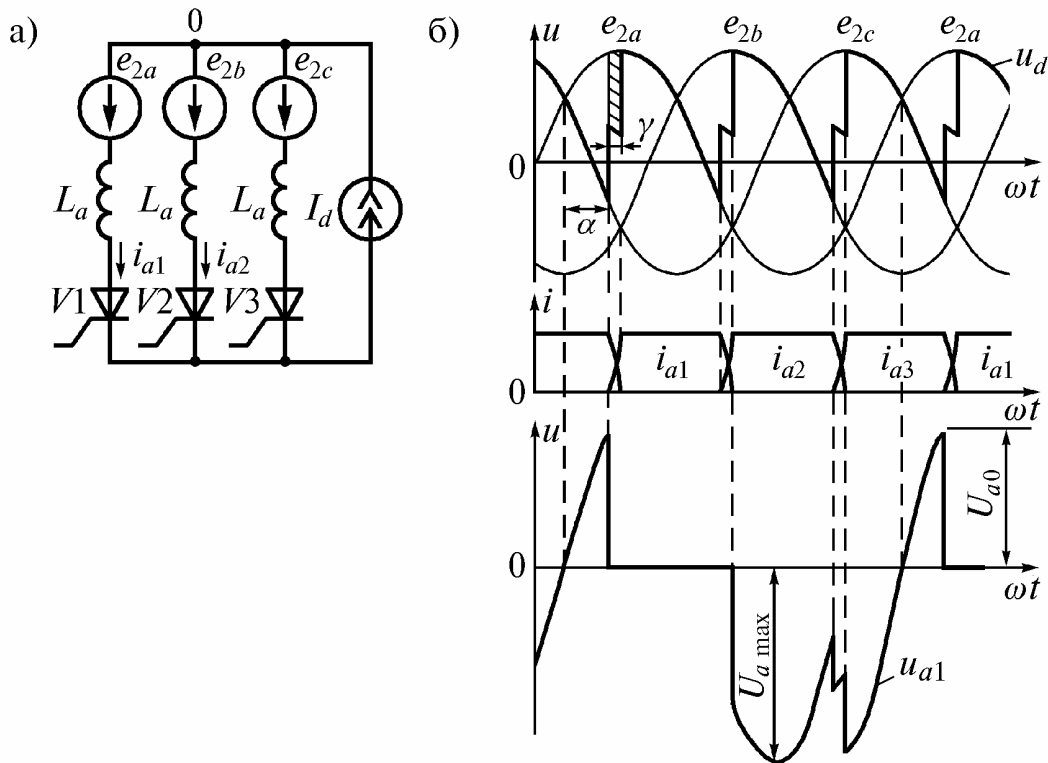


Рис. 5.4. Схема замещения управляемого выпрямителя, выполненного по трехфазной схеме с нулевым выводом, при допущении $L_d = \infty$, $L_a \neq 0$, $r_a = 0$ (а) и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие его работу (б)

Коммутация в вентилях осуществляется под действием линейной ЭДС $e_{2л}$ (см. рис. 5.4). Поскольку ток в нагрузке неизменен, цепь нагрузки в переходном процессе не участвует. Поэтому на рис. 5.5 приведена схема замещения контура коммутации. Эта схема замещения справедлива до момента, когда ток во включающемся вентиле достигнет величины тока нагрузки, а в выключающемся достигнет нуля. На этом участке переходный процесс описывается дифференциальным уравнением

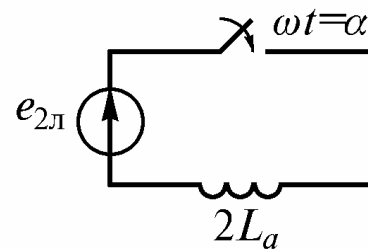


Рис. 5.5. Схема замещения цепи коммутации

$$2L_a \frac{di_a}{dt} = E_{2лm} \sin(\omega t + \alpha), \quad (5.8)$$

где $E_{2лm}$ – амплитуда линейной ЭДС; i_a – ток во включающемся вентиле.

Решение дифференциального уравнения (5.8)

$$i_a = i_a' + i_a'' \quad (5.9)$$

состоит из i'_a – вынужденной составляющей и i''_a – свободной составляющей. Вынужденная составляющая равна установившемуся значению тока

$$i'_a = \frac{E_{2\lambda m}}{2x_a} \cdot \sin\left(\omega t + \alpha - \frac{\pi}{2}\right) = -\frac{E_{2\lambda m}}{2x_a} \cdot \cos(\omega t + \alpha). \quad (5.10)$$

В момент включения $\omega t = 0$ анодный ток $i_a = 0$, поэтому с учетом (5.9) $i''_a = -i'_a$. Отсюда $i''_a = \frac{E_{2\lambda m}}{2x_a} \cdot \cos \alpha$. Тогда

$$i_a = \frac{E_{2\lambda m}}{2x_a} \cdot [\cos(\alpha) - \cos(\omega t + \alpha)]. \quad (5.11)$$

Формула (5.11) определяет закон нарастания тока во включающемся вентиле на участке коммутации. Коммутация заканчивается при $i_a = I_d$ в момент $\omega t = \gamma$.

γ – угол коммутации, в течение которого ток переходит с одного вентиля на другой. Он может быть определен из уравнения

$$I_d = \frac{E_{2\lambda m}}{2x_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (5.12)$$

В период коммутации мгновенное значение выпрямленного напряжения падает и находится посередине между фазными ЭДС

$$u_d = \frac{e_{2c} + e_{2a}}{2}. \quad (5.13)$$

Мгновенное значение коммутационного падения напряжения

$$\Delta u_x = e_{2\lambda} / 2. \quad (5.14)$$

Среднее значение коммутационного падения напряжения

$$\Delta U_x = \frac{1}{2\pi/m} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \Delta u_x \cdot d\omega t = \frac{E_{2\lambda m}}{2 \cdot \frac{2\pi}{m}} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{E_{2\lambda m}}{2 \cdot \frac{2\pi}{m}} \cdot [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (5.15)$$

После подстановки из (5.12) в (5.15) получим

$$\Delta U_x = \frac{I_d x_a}{2\pi/m}. \quad (5.16)$$

В фазных напряжениях в моменты коммутаций также появляются провалы и выбросы. На рис. 5.6 представлены временные диаграммы напряжений и токов в трехфазной мостовой схеме. На диаграммах видны провалы и выбросы в фазных и линейных вторичных напряжениях при синусоидальных первичных напряжениях.

5.3.2. Внешние характеристики в непрерывном режиме

Внешняя характеристика – это зависимость выпрямленного напряжения от выпрямленного тока при постоянном угле управления.

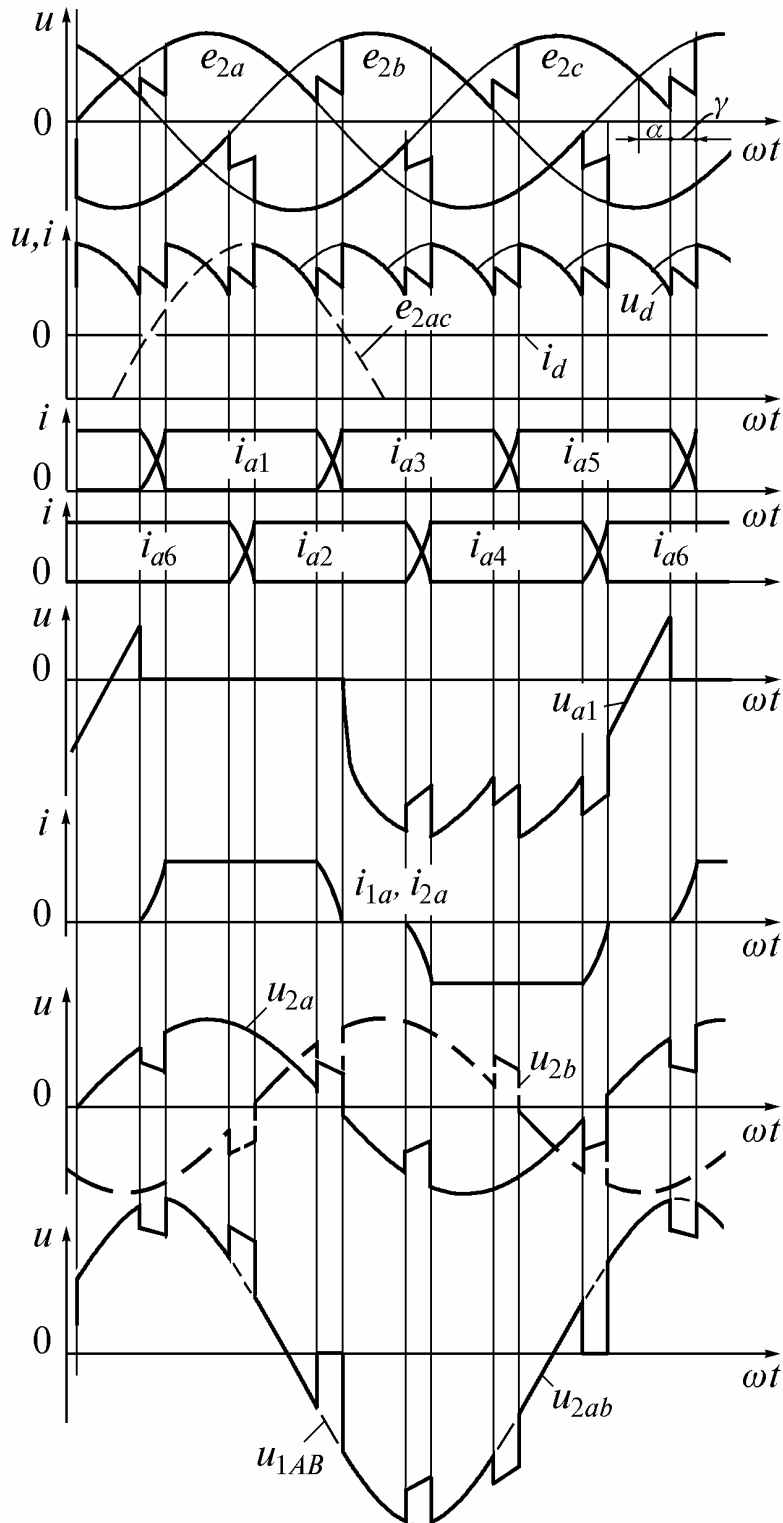


Рис. 5.6. Диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие работу управляемого выпрямителя, выполненного по трехфазной мостовой схеме

Для мощных выпрямителей с учетом (5.16) уравнение внешней характеристики [38]:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{I_d x_a}{2\pi/m}. \quad (5.17)$$

Внешние характеристики, построенные по уравнению (5.17) приведены на рис. 5.7. Для выпрямителей средней мощности с учетом падения напряжения на активных сопротивлениях, коммутационного падения и падения на вентилях уравнение внешней характеристики

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - aU_0 - I_d \cdot (ar_T + ar_a + \frac{x_a}{2\pi/m}), \quad (5.18)$$

где U_0 – пороговое напряжение; r_T – дифференциальное сопротивление тиристора. Коэффициент a учитывает через сколько вентиля и сколько обмоток схемы проходит ток. Например, в трехфазной нулевой схеме $a = 1$, в трехфазной мостовой – $a = 2$.

При напряжениях в сотни вольт можно пренебречь падением напряжения на тиристорах. В маломощных выпрямителях можно не учитывать x_a , а в мощных можно пренебречь r_a .

Удобно перейти к записи внешней характеристики в относительных единицах, принимая за базу идеальное значение выпрямленного напряжения U_{d0} и номинальный выпрямленный ток I_{dH} .

$$\frac{U_d}{U_{d0}} = \cos \alpha - A \cdot \frac{u_k\%}{100} \cdot \frac{I_d}{I_{dH}}. \quad (5.19)$$

Здесь A – коэффициент, зависящий от схемы (для трехфазной нулевой – $A = 0,87$, для трехфазной мостовой – $A = 0,5$). На рис. 5.8 приведено семейство внешних характеристик мощного выпрямителя в относительных единицах.

Выражение в скобках в формуле (5.18) может быть рассмотрено как эквивалентное сопротивление, определяющее наклон внешней характеристики.

Тогда внешним характеристикам можно привести в соответствие схему эквивалентного генератора рис. 5.9. Эквивалентная ЭДС и эквивалентное сопротивление соответственно равны:

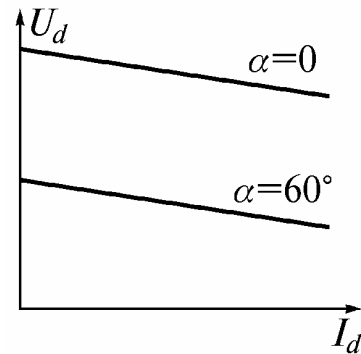


Рис. 5.7. Внешние характеристики управляемого выпрямителя

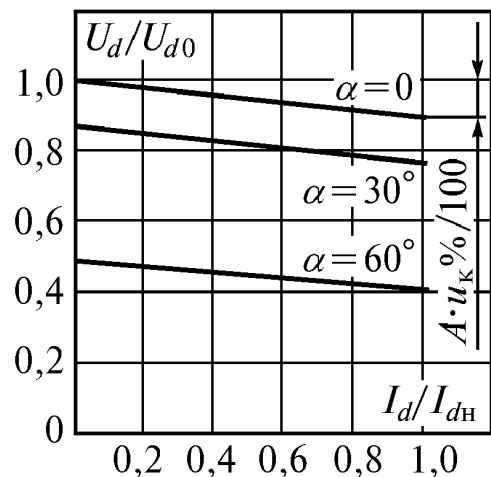


Рис. 5.8. Внешние характеристики управляемого выпрямителя в непрерывном режиме в относительных единицах при допущении идеальности вентилях

$$E_3 = U_{d0} \cos \alpha - aU_0, \quad r_3 = ar_T + ar_a + \frac{x_a}{2\pi/m}. \quad (5.20)$$

Теперь можно уточнить определение понятия регулировочная характеристика с учетом неидеальности выпрямителя. **Регулировочная характеристика** – это зависимость выпрямленного напряжения от угла управления α при постоянстве выпрямленного тока. Она может быть построена по уравнениям (5.17) – (5.19).

С ростом тока регулировочная характеристика смещается вниз по отношению к идеальной (см. рис. 5.3) и тем сильнее, чем больше r_3 .

Так как при экспериментальном исследовании трудно обеспечить постоянство тока, то часто регулировочные характеристики снимают приближенно при постоянстве сопротивления нагрузки.

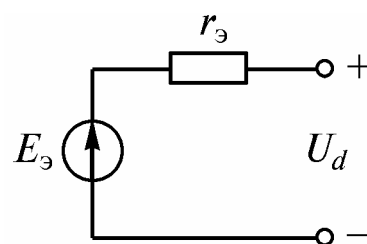


Рис. 5.9. Эквивалентная схема выпрямителя

Контрольные вопросы

1. Как изменяется соотношение между приведенным индуктивным сопротивлением рассеивания трансформатора и приведенным активным сопротивлением обмоток при изменении мощности трансформатора?

2. Что такое коммутация вентиля?

3. От чего зависит угол коммутации?

4. Что такое внешняя характеристика?

5. От каких параметров зависит положение и наклон внешней характеристики в непрерывном режиме?

6. Уточните понятие «регулировочная характеристика» для реального выпрямителя.

7. От каких параметров зависит положение регулировочной характеристики в непрерывном режиме?

8. Как снимаются внешние и регулировочные характеристики выпрямителя?

5.4. Прерывистый и граничный режимы

5.4.1. Условия возникновения режимов

Прерывистый режим возникает:

1) в однофазной однополупериодной схеме при любой нагрузке;

2) в m -фазной схеме при активно-индуктивной нагрузке, если $\alpha > \alpha_{гр}$ и $x_d < x_{d гр}$;

3) в m -фазной схеме при активно-индуктивной нагрузке с противо-ЭДС, если $\alpha > \alpha_{min}$ или $\alpha > \alpha_{гр}$, а $x_d < x_{d гр}$.

Прерывистый режим при активно-индуктивной нагрузке был рассмотрен в п. 5.2.

5.4.2. Работа выпрямителя на ПЭДС

Рассмотрим диаграммы токов и напряжений в трехфазной нулевой схеме (рис. 5.10 а) при работе на активно-индуктивную нагрузку с ПЭДС E . Анализ проведем при допущении об идеальности трансформатора и вентилялей.

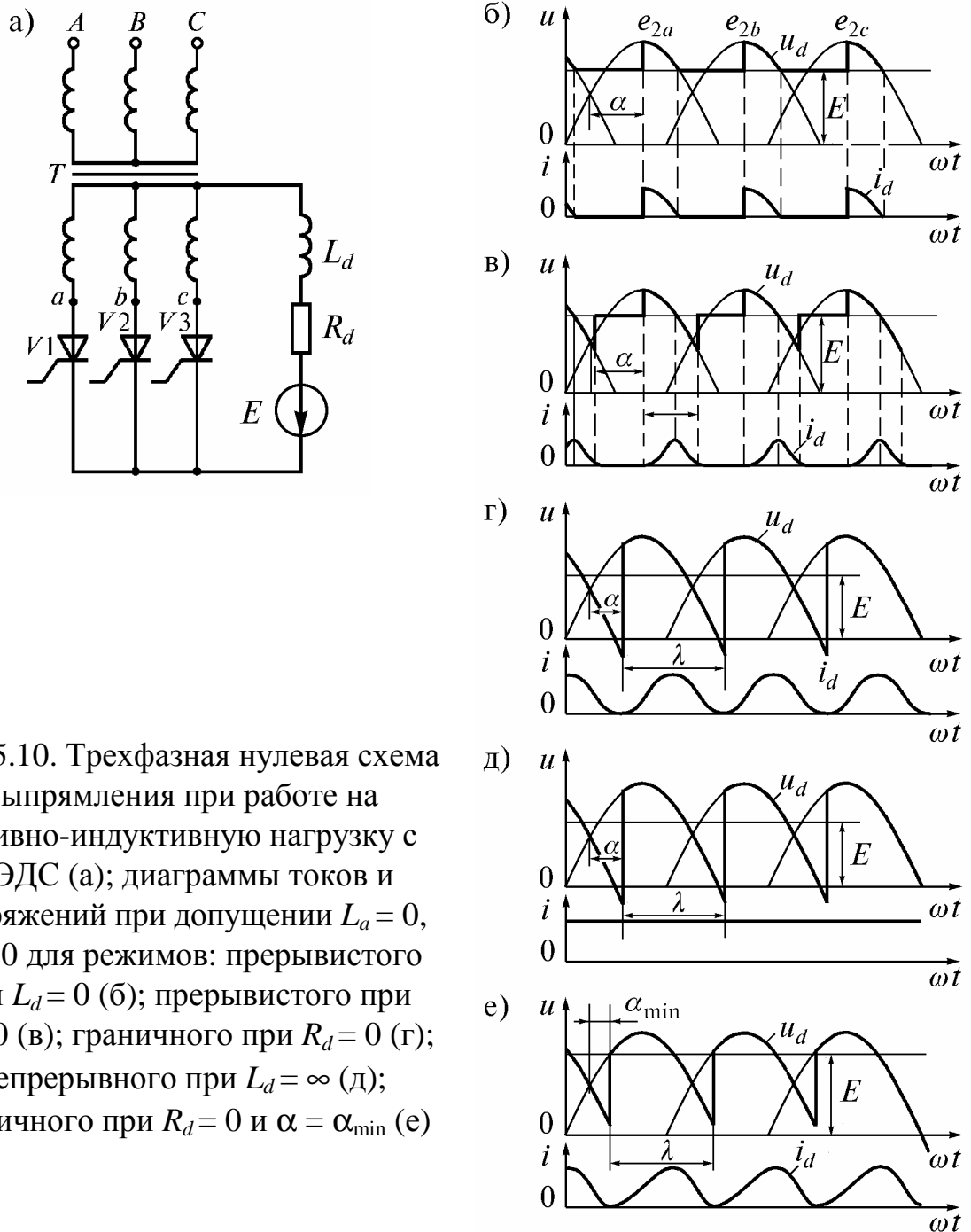


Рис. 5.10. Трехфазная нулевая схема выпрямления при работе на активно-индуктивную нагрузку с ПЭДС (а); диаграммы токов и напряжений при допущении $L_a = 0$, $R_a = 0$ для режимов: прерывистого при $L_d = 0$ (б); прерывистого при $R_d = 0$ (в); граничного при $R_d = 0$ (г); непрерывного при $L_d = \infty$ (д); граничного при $R_d = 0$ и $\alpha = \alpha_{\min}$ (е)

При $L_d = 0$ ток через нагрузку проходит с момента подачи управляющего импульса до момента, когда мгновенное значение фазной ЭДС станет меньше ПЭДС (см. рис. 5.10 б). Угол управления α должен быть не меньше α_{\min} , при котором мгновенное значение фазной ЭДС станет равно ПЭДС. Режим работы прерывистый.

При $R_d = 0$ и $L_d > 0$ (см. рис. 5.10 в) ток через тиристор, за счет энергии запасенной в индуктивности, продолжает проходить и после момента, когда мгновенное значение фазной ЭДС станет меньше ПЭДС. Площадки, ограниченные кривой u_d выше и ниже ПЭДС равны. При $R_d > 0$ нижняя площадка меньше верхней. Режим работы прерывистый.

При уменьшении ПЭДС растет ток нагрузки, увеличивается угол проводимости вентиля λ . Когда он становится равным 120 градусам режим становится граничным (см. рис. 5.10 г). Этому режиму соответствует угол управления $\alpha_{\text{гр}}$, а также соответствующая индуктивность $L_{d\text{гр}}$.

Если теперь увеличивать L_d , то ток становится непрерывным, а форма напряжения на нагрузке не меняется (см. рис. 5.10 д). При сравнении диаграмм рис. 5.10 д и рис. 5.2 б можно сделать вывод, что в непрерывном режиме процессы в выпрямителях не зависят от характера нагрузки и одинаковы при активно-индуктивной и активно-индуктивной с ПЭДС. Поэтому все соотношения, полученные при активно-индуктивной нагрузке в непрерывном режиме, справедливы и для нагрузки с ПЭДС в непрерывном режиме.

Как указывалось выше при работе на ПЭДС существует минимальный угол управления α_{\min} , при котором еще может быть включен тиристор. На рис. 5.10 е показан граничный режим, когда $\alpha = \alpha_{\min} = \alpha_{\text{гр}}$. При меньшем угле управления тиристор просто не включится (при узких управляющих импульсах). Минимальный угол управления $\alpha_{\min} = f(E)$.

5.4.3. Регулировочные и внешние характеристики выпрямителей в прерывистом режиме

Из рис. 5.10 б видно, что максимальная ПЭДС, на которую может работать выпрямитель, выполненный по трехфазной нулевой схеме, при $\alpha_{\min} = 60^\circ$ равняется $\sqrt{2} \cdot U_2$. Если уменьшать величину ПЭДС, одновременно увеличивая угол α , то при $E = 0$ α достигнет 150° .

На рис. 5.11 а приведена регулировочная характеристика, соответствующая работе выпрямителя, выполненного по трехфазной нулевой схеме, на ПЭДС через активное сопротивление. На участке характеристики, показанном пунктиром, при углах управления меньших α_{\min} , тиристоры не могут включаться. Но если при этих углах подавать широкие управляющие импульсы, то тиристоры будут включаться в моменты, соответствующие α_{\min} .

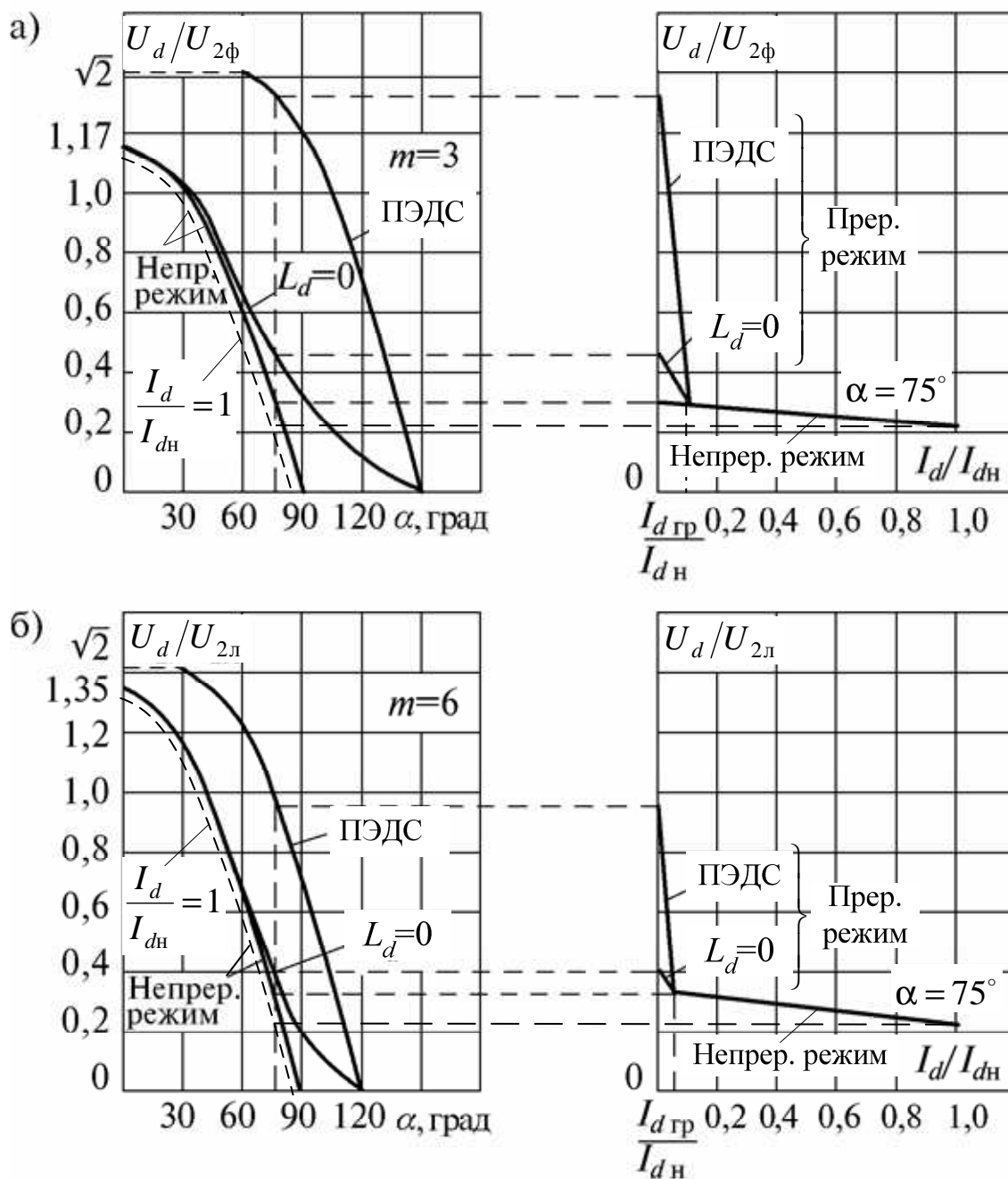


Рис. 5.11. Регулировочные и внешние характеристики при различных видах нагрузки в прерывистом и непрерывном режимах для трехфазной нулевой (а) и трехфазной мостовой (б) схем

На рис. 5.11 а приведены также регулировочные характеристики для непрерывного и прерывистого режима при других видах нагрузки. В непрерывном режиме с ростом тока нагрузки регулировочная характеристика смещается вниз, т.к. возрастают потери.

На рис. 5.11 а выполнено приближенное построение внешних характеристик для соответствующих видов нагрузки и режимов. При увеличении

тока прерывистый режим переходит в непрерывный, и далее внешняя характеристика не зависит от вида нагрузки.

На рис. 5.11 б приведены соответствующие регулировочные характеристики и построение внешних характеристик для трехфазной мостовой схемы. Участки внешних характеристик, соответствующие прерывистому режиму, могут быть рассчитаны путем решения системы трансцендентных уравнений. Ток, при котором меняется режим, называется граничным и может быть определен по приближенной формуле

$$I_{d\text{гр}} = \frac{BU_2}{\alpha x_a + x_d} \sin \alpha. \quad (5.21)$$

Коэффициент B зависит от схемы выпрямления: если $m = 3$, то $B = 0,46$, если $m = 6$, то $B = 0,22$.

При анализе формулы можно сделать вывод, что для уменьшения граничного тока $I_{d\text{гр}}$ нужно увеличивать x_d .

По рис. 5.11 можно изучить влияние режимов и различных факторов на положение, наклон и вид характеристик. Так, например, при увеличении тока в непрерывном режиме регулировочная характеристика опустилась.

Вывод: основное влияние на вид регулировочных и внешних характеристик оказывает режим работы.

Контрольные вопросы

1. Что такое граничный ток $I_{d\text{гр}}$ и граничный угол $\alpha_{\text{гр}}$?
2. От чего зависят $I_{d\text{гр}}$ и $\alpha_{\text{гр}}$?
3. Как определить экспериментально $I_{d\text{гр}}$ и $\alpha_{\text{гр}}$?
4. Чем отличаются временные диаграммы (осциллограммы) выпрямленного напряжения u_d и тока i_d в различных режимах при различных видах нагрузки?
5. Какие режимы и параметры влияют на вид характеристик?
6. Что сильнее влияет на вид характеристик: режим или параметры нагрузки?
7. От чего зависит вид регулировочных и внешних характеристик?
8. От каких параметров зависит положение и наклон внешней характеристики в непрерывном режиме?
9. От каких параметров зависит положение регулировочной характеристики в непрерывном режиме?
10. Как уменьшить граничный ток?

Глава 6. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ТОКА, КАЧЕСТВО ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ПУТИ ИХ УЛУЧШЕНИЯ

Энергетические показатели выпрямителей – это коэффициент полезного действия (КПД), коэффициент мощности χ и $\cos\varphi$.

Качество выпрямленного напряжения характеризует **коэффициент пульсаций**.

6.1. КПД выпрямителя

КПД выпрямителя определяется по формуле:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P}, \quad (6.1)$$

где ΔP – мощность потерь в выпрямителе; P_d – мощность на выходе выпрямителя.

$$P_d = U_d I_d \quad (6.2)$$

КПД выпрямителя равен произведению КПД вентильной части η_B и КПД трансформатора η_T ($\eta = \eta_B \eta_T$).

КПД вентильной части

$$\eta_B = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_B}, \quad (6.3)$$

где ΔP_B – потери в вентильной части.

$$\Delta P_B = a \Delta U_a I_d, \quad (6.4)$$

где ΔU_a – падение напряжения на проводящем вентиле; a – количество вентилях через которые последовательно проходит ток.

Учитывая (6.2) – (6.4), получим

$$\eta_B = \frac{1}{1 + \frac{a \Delta U_a}{U_d}}. \quad (6.5)$$

При напряжениях в сотни вольт КПД вентильной части составляет 0,98...0,99, а, учитывая, что КПД трансформатора средней мощности имеет примерно ту же величину, можно сделать вывод, что КПД выпрямителя больше 0,96. Следовательно, уже при напряжениях в сотни вольт полупроводниковый выпрямитель по КПД близок к идеалу.

Из формулы (6.5) видно, что КПД полупроводникового выпрямителя не зависит от тока. С учетом имеющихся постоянных потерь (в трансформаторе, системе управления и т.д.) КПД все же зависит от нагрузки. Но эта зависимость существенно слабее, а КПД гораздо выше, чем в электромашинном преобразователе (рис. 6.1).

Контрольные вопросы

1. Что такое КПД, и как он определяется в выпрямителях?
2. Как и почему зависит КПД выпрямителя от тока нагрузки?
3. Как и почему зависит КПД выпрямителя от глубины регулирования?

6.2. Гармонические составляющие в выпрямленном напряжении и первичном токе

В выпрямленном напряжении имеются **постоянная** (полезная) и **переменная** (вредная) составляющие. **Переменные составляющие** в кривой выпрямленного напряжения (тока) называются **пульсациями**. Они содержат ряд гармоник. При частоте сети f основная частота пульсаций

$$f_1 = mf, \quad (6.6)$$

где m – пульсность, равная произведению числа фаз на число выпрямляемых полупериодов.

При $m > 1$ амплитуда n -ой гармоники пульсаций в неуправляемом выпрямителе (в относительных единицах) [38]

$$\frac{U_{nm}}{U_d} = \frac{2}{(mn)^2 - 1}, \quad (6.7)$$

где n – номер гармоники по отношению к основной частоте пульсаций. Он соответствует натуральному ряду чисел 1, 2, 3...

Номер гармоники по отношению к частоте сети

$$k = mn. \quad (6.8)$$

С ростом номера гармоники ее амплитуда резко убывает, поэтому в дальнейшем мы будем рассматривать только первую гармонику. **Коэффициент пульсаций** q – это отношение амплитуды первой гармоники пульсаций к среднему значению выпрямленного напряжения.

$$q = \frac{U_{1m}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1}. \quad (6.9)$$

В табл. 4.1 приведены величины q и f_1 для некоторых значений m .

С точки зрения улучшения качества выпрямленного напряжения увеличение пульсности выгодно, т.к. увеличивается частота пульсаций и уменьшается их амплитуда. Коэффициент пульсаций резко растет с увеличением

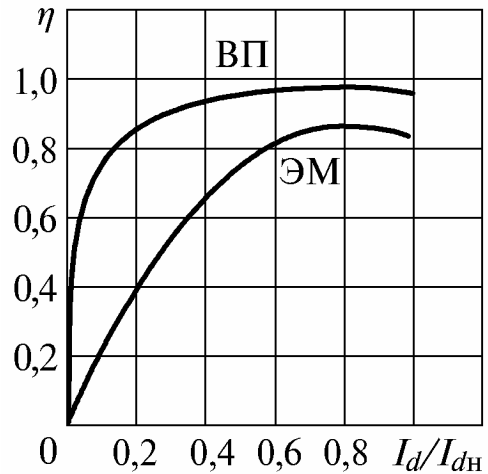


Рис. 6.1. Зависимость КПД вентильного (ВП) и электромашиного преобразователя (ЭМ) от загрузки

угла управления α . На рис. 6.2 видно, что при $m = 6$ изменение глубины регулирования от 1 до 0,4 вызывает увеличение коэффициента пульсаций от 0,057 до 0,8.

Ток, потребляемый из сети выпрямителем, в общем случае несинусоидален (см., например, рис. 5.7). Он содержит ряд гармоник. Номера гармоник по отношению к частоте сети

$$k = mn \pm 1. \quad (6.10)$$

Низшие гармоники имеют частоты

$$f_{\text{низ}} = f(m \pm 1). \quad (6.11)$$

Выпрямители генерируют гармоники и посылают их в сеть. Чем выше пульсность, тем выше частота и меньше амплитуда гармоник, генерируемых в сеть, тем легче с ними бороться. Гармоники первичного тока искажают напряжение сети. Чем выше внутреннее сопротивление сети, тем сильнее искажения. Напряжение в сети становится несинусоидальным.

Недостатки полупроводниковых выпрямителей: вредное влияние на питающую сеть за счет потребления несинусоидальных токов и пульсации в выпрямленном напряжении (токе) [31, 45].

Контрольные вопросы

1. Что такое коэффициент пульсаций, и от чего зависит его величина?
2. От чего зависит частота основной гармоники пульсаций?
3. Какие гармоники есть в первичном токе?

6.3. Коэффициент мощности выпрямителя

Коэффициент мощности χ и $\cos \varphi$ определяют эффективность передачи электроэнергии через сеть: чем выше коэффициент мощности, тем большую активную мощность можно пропустить через ту же сеть при сохранении потерь в сети. **Коэффициент мощности** – это отношение активной мощности P , потребляемой из сети к полной мощности S . Установим связь между коэффициентом мощности и $\cos \varphi$ [41, 89].

Примем допущение, что напряжение сети синусоидально. Тогда для трехфазной сети справедливы формулы:

$$P_1 = 3U_1 I_{1(1)} \cos \varphi, \quad (6.12)$$

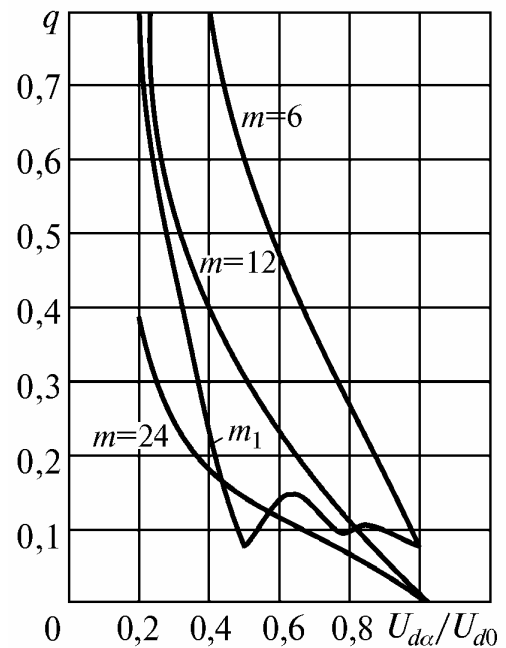


Рис. 6.2. Зависимость коэффициента пульсаций от глубины регулирования для различных схем; m_1 – для схемы рис. 6.8 а

$$S_1 = 3U_1 I_1. \quad (6.13)$$

Здесь $I_{1(1)}$ – действующее значение первой гармоники первичного тока, потребляемого из сети, φ – угол сдвига первой гармоники первичного тока относительно напряжения сети.

Коэффициент мощности

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = \cos \varphi \frac{I_{1(1)}}{I_1} = v \cos \varphi, \quad (6.14)$$

где v – коэффициент несинусоидальности тока.

Коэффициент несинусоидальности тока

$$v = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{1(n)}^2}{I_{1(1)}^2}}}, \quad (6.15)$$

где $I_{1(n)}$ – действующее значение n -ой гармоники первичного тока.

Чем меньше v , тем сильнее искажения. Отметим, что при прямоугольной форме первичного тока (см. рис. 4.5 в; 4.10 б) при $m = 2$ $v = 0,9$, а при $m = 6$ $v = 0,955$. Если ток с учетом коммутации трапециидальный (см. рис. 5.7), то v будет приближаться к единице.

Из рис. 6.3 а видно, что в идеальном выпрямителе может возникать сдвиг между напряжением и первой гармоникой первичного тока. Этот сдвиг определяется только углом управления и не зависит от индуктивности нагрузки. Следовательно, если выпрямитель идеален

$$\varphi = \alpha \quad (6.16)$$

Учитывая (5.6), получим:

$$\cos \varphi = \cos \alpha = \frac{U_{d\alpha 0}}{U_{d0}}. \quad (6.17)$$

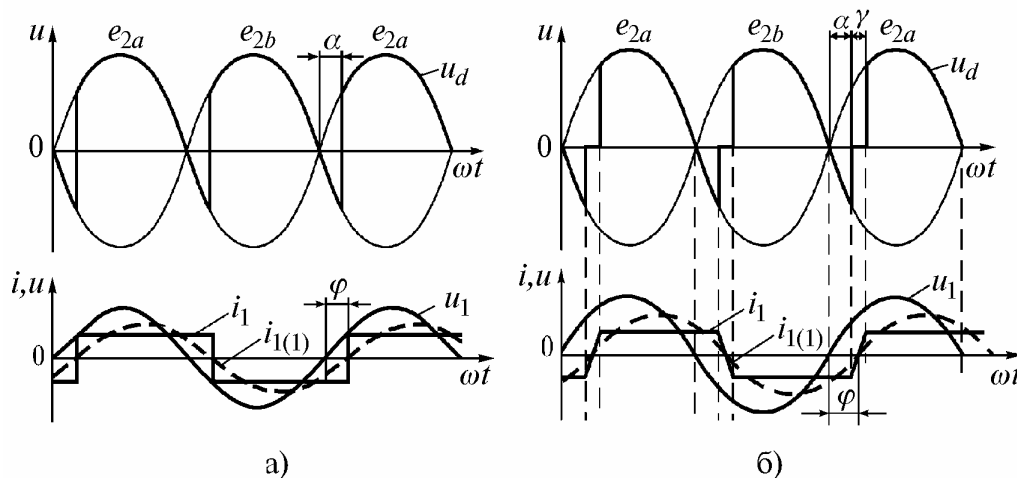


Рис. 6.3. Диаграммы напряжений и токов в управляемом выпрямителе по однофазной нулевой схеме с естественной коммутацией при $\alpha = 30^\circ$ для случая $L_d = \infty$, $L_a = 0$ (а) и $L_a \neq 0$ (б)

Следовательно, $\cos\varphi$ определяется глубиной регулирования. **Уменьшение $\cos\varphi$ при регулировании является серьезным недостатком управляемых выпрямителей.**

На рис. 6.4 показаны зависимости энергетических показателей идеального выпрямителя от глубины регулирования.

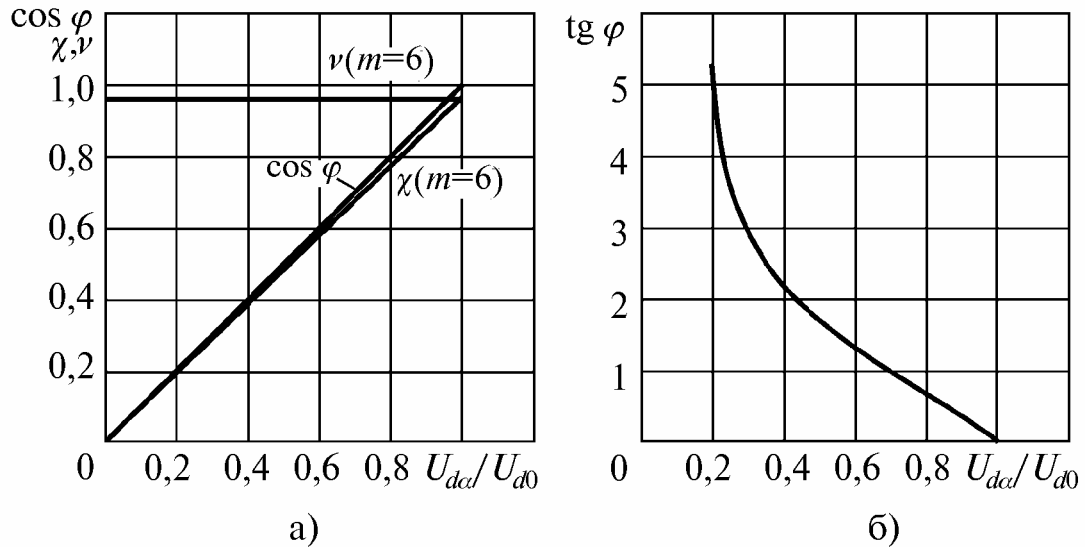


Рис. 6.4. Энергетические показатели управляемых выпрямителей в функции глубины регулирования (при $L_d = \infty$, $L_a = 0$)

Временные диаграммы, построенные с учетом индуктивности рассеяния, приведены на рис. 6.3 б. Из диаграмм следует, что в реальном выпрямителе $\cos\varphi$ еще более ухудшается, и

$$\varphi \approx \alpha + \gamma/2. \quad (6.18)$$

Выводы

Преимущества полупроводниковых выпрямителей: высокий КПД и малая зависимость КПД от нагрузки.

Недостатки: уменьшение $\cos\varphi$, коэффициента мощности и ухудшение качества выпрямленного напряжения с ростом глубины регулирования; генерация высших гармоник, ухудшающих качество напряжения в сети.

Контрольные вопросы

1. Что такое коэффициент мощности и к чему приводит его уменьшение?
2. От чего зависит $\cos\varphi$ выпрямителя?
3. Каковы преимущества и недостатки полупроводниковых выпрямителей по сравнению с электромашинными преобразователями?

6.4. Пути улучшения энергетических показателей выпрямителей и уменьшения их вредного влияния на питающую сеть

6.4.1. Условно двенадцатифазная схема

Снижение содержания гармоник в первичном токе и в выпрямленном напряжении возможно за счет применения **условно двенадцатифазной схемы** рис. 6.5 а. В этой схеме две трехфазные мостовые схемы, фазные ЭДС которых сдвинуты на 30° из-за разных схем соединений трансформатора, работают на общую нагрузку. Это улучшает форму общего тока, потребляемого из сети (см. рис. 6.5 б).

В результате пульсации на нагрузке становятся 12-кратными, а 5-я и 7-я низшие гармоники первичных токов каждого из мостов взаимно компенсируются в общем токе, потребляемом из сети. Низшими гармониками, генерируемыми в сеть, становятся 11-я и 13-я.

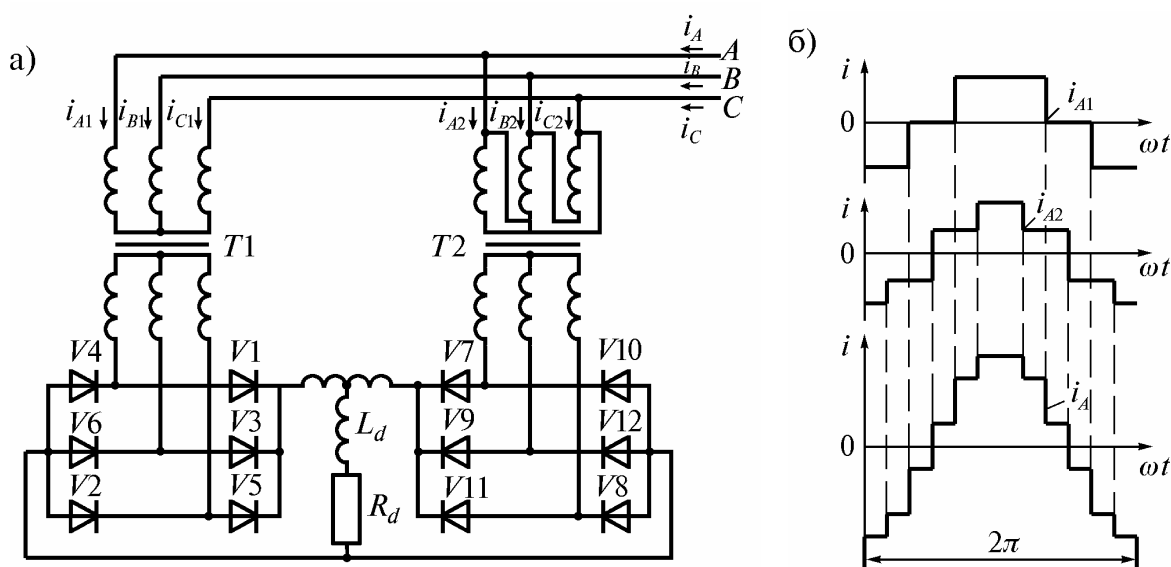


Рис. 6.5. Условнодвенадцатифазная схема выпрямления (а) и диаграммы первичных токов трансформаторов и суммарного тока, потребляемого из сети (б)

Таким образом, пульсации выпрямленного напряжения и гармоники тока, искажающие напряжение сети, существенно уменьшаются и соответствуют двенадцатифазной схеме (см. табл. 4.1). Схема применяется при питании мощных электроприводов. **Улучшаются только гармонические составляющие, но на $\cos\varphi$ это не влияет.**

6.4.2. Схемы с нулевыми вентилями

Применение схем с нулевыми вентилями, шунтирующими выход выпрямителя (рис. 6.6 а), позволяет убрать отрицательные участки выпрям-

ленного напряжения и сокращает длительность прохождения вторичного и первичного тока трансформатора, отрезая задний участок тока. При этом первая гармоника тока сдвигается вперед, угол φ уменьшается, $\cos\varphi$ увеличивается (см. рис. 6.6 б). Это простейший способ некоторого улучшения коэффициента мощности управляемых выпрямителей.

6.4.3. Фазоступенчатое регулирование

Применение фазоступенчатого регулирования иллюстрируется на примере однофазной нулевой схемы с отпайками на вторичной стороне трансформатора (рис. 6.7 а). Если отпайки сделаны от середин вторичных полуобмоток, то выпрямленное напряжение при включении вентилей, подключенных к ним, с углом управления равным нулю будет составлять половину полного напряжения, получаемого при включении крайних тиристоров. При этом в обоих случаях, если выпрямитель идеален, $\cos\varphi = 1$.

Рис. 6.7 б иллюстрирует вид выпрямленного напряжения при совместной поочередной работе всех вентилей. На рис. 6.7 в показано насколько повышаются энергетические показатели при применении этой схемы по сравнению с обычной однофазной нулевой схемой.

На рис. 6.8 а приведена схема, в которой та же идея реализуется в многофазных схемах [71]. Когда в схеме работают вентили $V1...V12$, то она сводится к двум трехфазным мостовым схемам, работающим через уравнивательный реактор $L_{УР1}$ на общую нагрузку. Когда в схеме работают вентили $V7...V14$, то она сводится к схеме две обратных звезды с уравнивательным реактором $L_{УР2}$.

Выпрямленные напряжения в этих случаях отличаются в два раза. При этом в обоих случаях, если выпрямитель идеален, $\cos\varphi = 1$. На рис. 6.8 б показано насколько повышаются энергетические показатели при применении этой схемы по сравнению с обычной трехфазной мостовой схемой.

Все описанные выше схемы улучшают коэффициент мощности и $\cos\varphi$, но не позволяют получить опережающий угол сдвига. Это невозможно при применении вентилей с неполной управляемостью и естественной коммутацией (коммутацией за счет энергии сети).

6.4.4. Применение искусственной коммутации для улучшения $\cos\varphi$

Если обеспечить выключение вентилей до точки естественной коммутации, то можно до этой точки включить другой вентиль. Тогда угол α становится меньше нуля, следовательно, и угол φ становится меньше нуля, и выпрямитель для сети становится емкостной нагрузкой. Такое выключение вентилей называют **искусственной коммутацией** и для выключения используют узлы коммутации, содержащие конденсаторы.

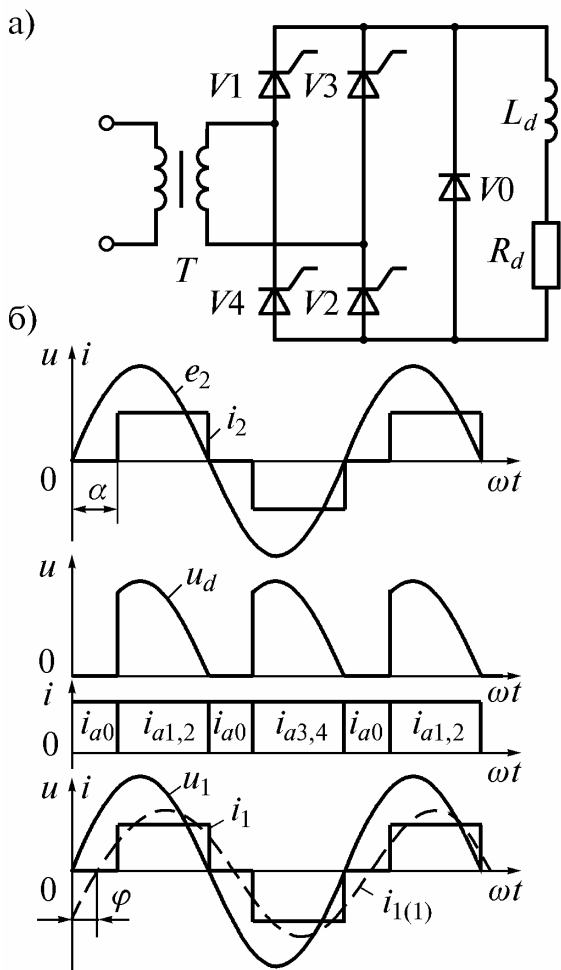


Рис. 6.6. Однофазная мостовая схема с нулевым вентилем (а) и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие ее работу при $L_d = \infty$, $L_a = 0$ (б)

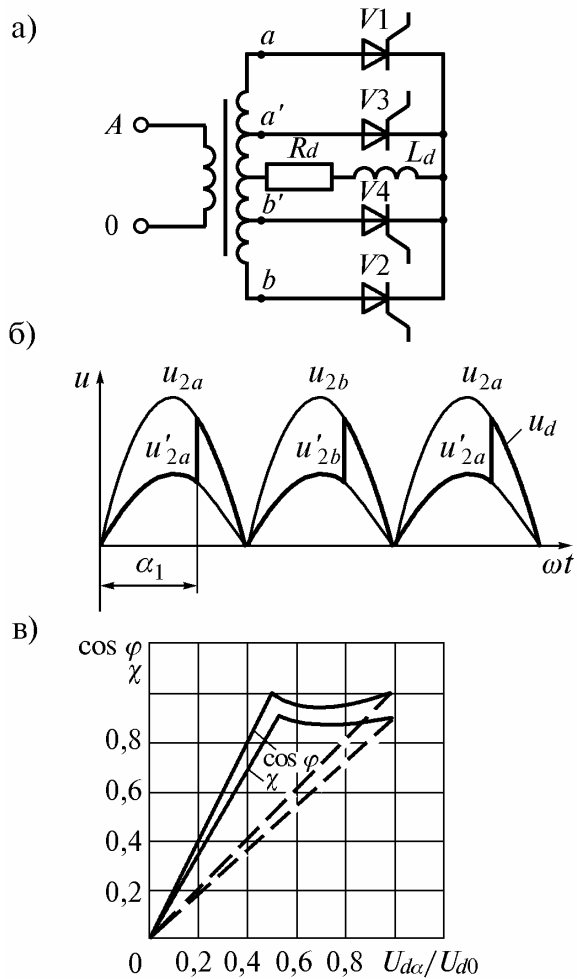


Рис.6.7. Однофазная нулевая схема с фазоступенчатым регулированием выпрямленного напряжения (а), диаграммы выпрямленного напряжения при $\alpha_2 = 0$ (б) и энергетические показатели в функции глубины регулирования (в) при $L_d = \infty$ (штриховые кривые соответствуют обычной однофазной нулевой схеме)

Применение искусственной коммутации иллюстрируется на примере однофазной нулевой схемы (рис. 6.9 а).

В обычной схеме процессы при угле управления α иллюстрируются временными диаграммами рис. 6.9 б. Но если параллельно вентилям подключить узлы искусственной коммутации, выключающие вентили в определенные моменты, то в эти же моменты с углом опережения α можно включить очередные вентили (см. рис. 6.9 б). Из временных диаграмм видно, что при этом ток, потребляемый из сети, опережает напряжение.

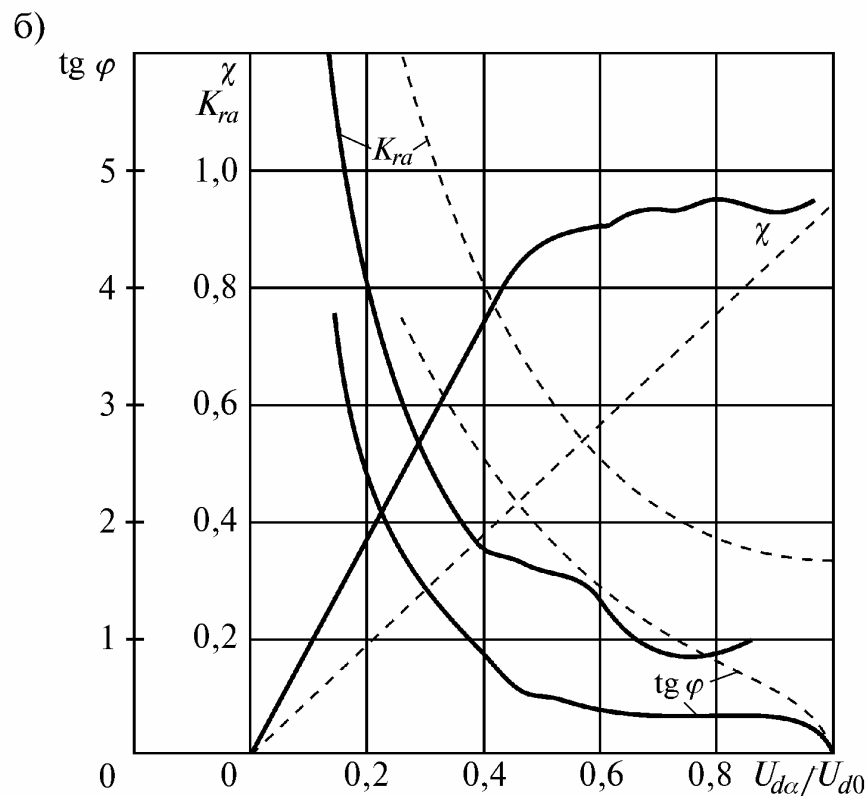
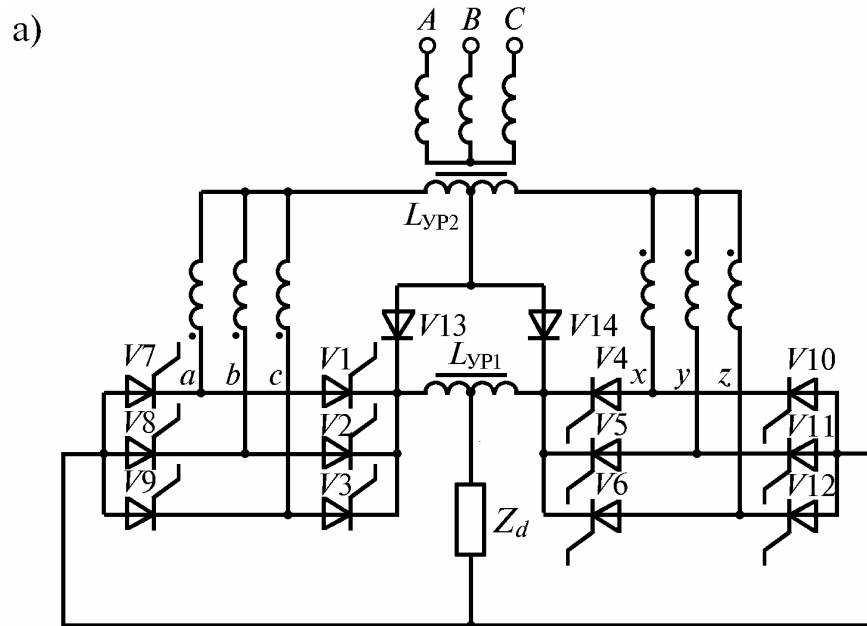


Рис. 6.8. Трехфазная схема с фазоступенчатым регулированием (а), энергетические показатели данной схемы (сплошные линии) и трехфазной мостовой схемы (штриховые) в функции глубины регулирования (б)

Это направление из-за сложности не получило широкого применения в электроприводе. Однако оно находит применение в электротехнологии. В [8, 59, 76] рассмотрены возможности получения опережающего угла сдвига без применения дополнительных коммутирующих тиристоров.

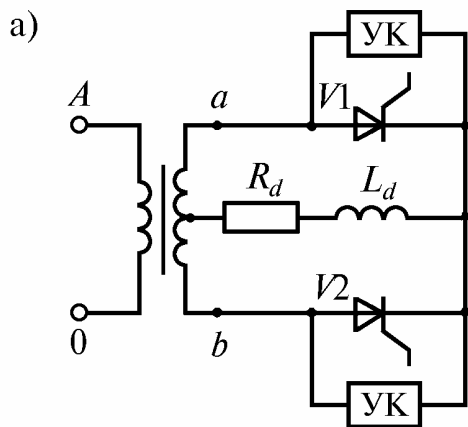
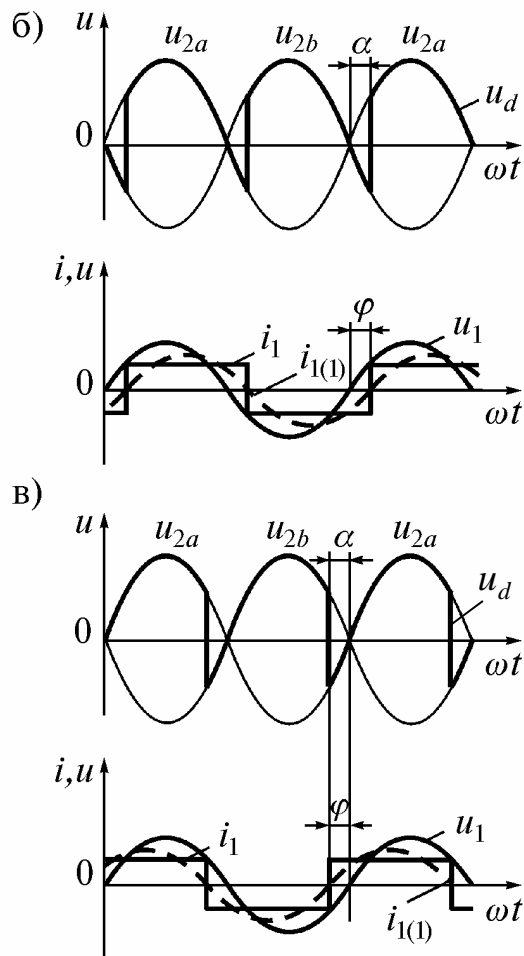


Рис. 6.9. Однофазная нулевая схема с искусственной коммутацией (а) и диаграммы напряжений и токов в схеме при $\alpha = 30^\circ$ (б) и $\alpha = -30^\circ$ (в) (диаграммы приведены для случая $L_d = \infty, L_a = 0$)



6.4.5. Применение запираемых вентилей для улучшения $\cos\varphi$

Применение запираемых тиристоров открывает новые перспективы. На рис. 6.10 а приведена однофазная нулевая схема на запираемых тиристорах. Под действием запирающих управляющих импульсов тиристор $V1$ выключается и одновременно включается тиристор $V2$ с углом опережения α (см рис. 6.10 б). Из временных диаграмм видно, что при этом ток, потребляемый из сети, опережает напряжение.

Но, в реальном выпрямителе имеется индуктивность рассеяния L_a . При обрыве тока в цепи с индуктивностью возникают перенапряжения. Работа схемы становится невозможной. Для преодоления этих трудностей придется включить конденсатор большой емкости, куда передается энергия, накопленная в индуктивности рассеяния L_a . Такое устройство сброса энергии приближает схему к схемам с искусственной коммутацией на незапираемых тиристорах. Наличие устройства сброса энергии существенно усложняет электромагнитные процессы, по сравнению с обычными выпрямителями.

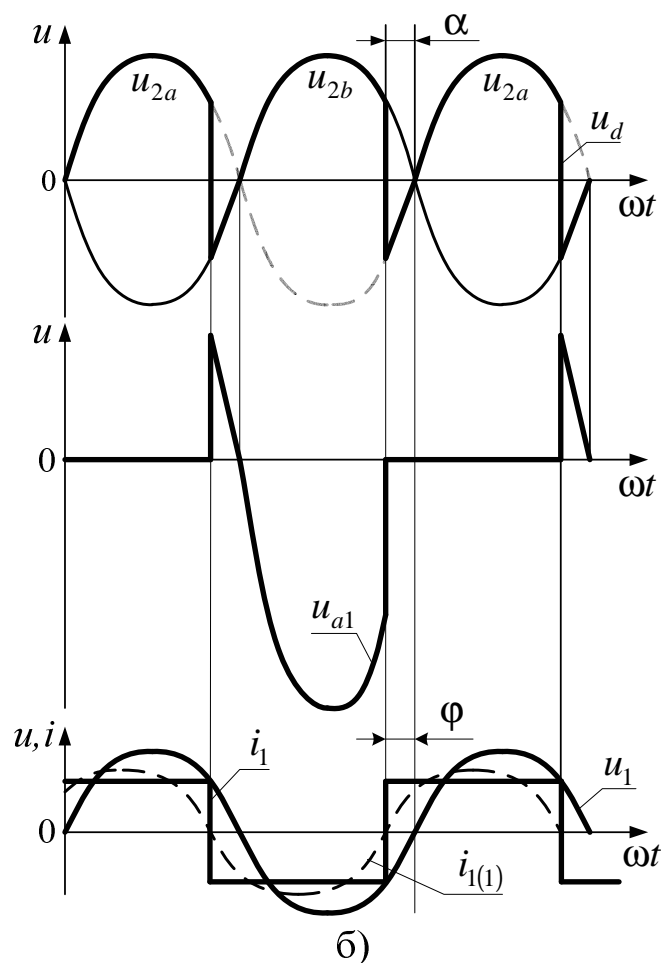
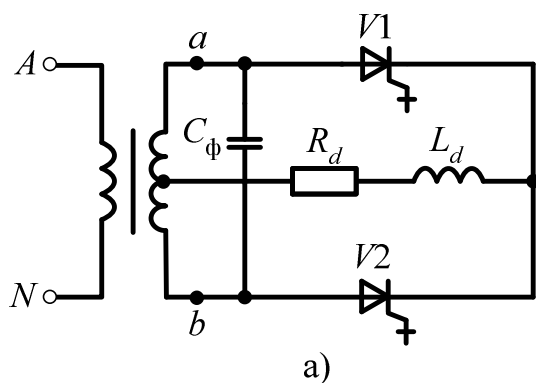


Рис. 6.10. Однофазная нулевая схема на запираемых тиристорах (а) и диаграммы напряжений и токов в схеме при $\alpha = -30^\circ$ (б) (диаграммы приведены для случая $L_d = \infty, L_a = 0$)

На рис. 6.11 приведена трехфазная мостовая схема на запираемых тиристорах. Она содержит трехфазное устройство сброса энергии (УСЭ).

Существенное усложнение схем выпрямителей на запираемых тиристорах, и следовательно, меньшая их надежность сдерживают их применение. Кроме того, появились другие решения задачи повышения коэффициента мощности, которые будут рассмотрены ниже.

Контрольные вопросы

1. Каковы пути улучшения $\cos\phi$ выпрямителя?
2. Каковы пути улучшения коэффициента пульсаций?
3. Поясните преимущества условно двенадцатифазной схемы.
4. Объясните принципы действия схем, повышающих коэффициент мощности.
5. Почему нельзя обеспечить опережающий угол сдвига при естественной коммутации?

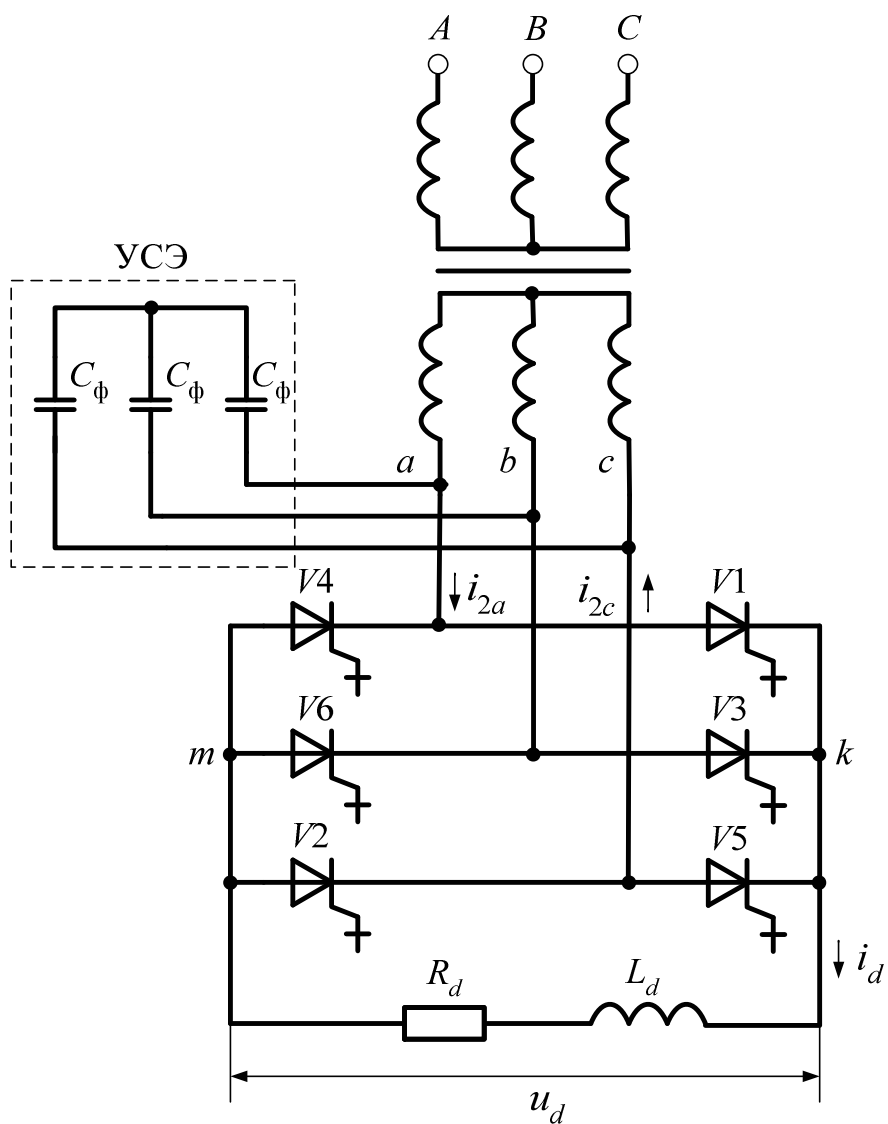


Рис. 6.11. Трехфазная мостовая схема на запираемых тиристорах

Глава 7. ВЕДОМЫЕ ИНВЕРТОРЫ

7.1. Классификация инверторов

Инвертирование – это преобразование постоянного тока в переменный. Существует два типа инверторов: ведомые и автономные.

Ведомые инверторы (ВИ) работают на сеть, в которой есть другие источники электроэнергии. Коммутации вентилях в них осуществляются за счет энергии этой сети. Частота на выходе ВИ равна частоте сети, а напряжение – напряжению сети.

Автономные инверторы (АИ) – это инверторы, которые работают на сеть, в которой нет других источников электроэнергии. Коммутации вентилях в них осуществляются благодаря применению полностью управляемых вентилях или устройств искусственной коммутации. При этом частота на выходе АИ определяется частотой управления, а напряжение – параметрами нагрузки и системой регулирования.

Наиболее часто ведомые инверторы применяются, когда нужно отдать механическую энергию, запасенную в маховых массах электродвигателя и рабочей машины, обратно в сеть. Торможение электропривода, осуществляемое таким образом, является наиболее энергетически эффективным. Количество возвращаемой энергии может быть весьма велико.

Автономные инверторы применяются для получения регулируемой частоты в электроприводах переменного тока, а также для получения более высоких частот в электротермических и электротехнологических установках. Они являются основной частью преобразователей частоты.

Контрольные вопросы

1. Что такое инвертирование?
2. Что такое ведомый инвертор?
3. Чем отличается автономный инвертор от ведомого?
4. Какова область применения ведомых инверторов?
5. Какова область применения автономных инверторов?

7.2. Понятие о направлении потока мощности

Рассмотрим, как можно изменить направление потока мощности в системе, содержащей электрическую машину и аккумулятор (рис. 7.1) [38].

Если электрическая машина работает в двигательном режиме, питаясь от аккумулятора, то для того, чтобы изменить направление потока мощности, нужно привести машину во вращение, подводя механическую энергию. При этом изменится направление тока и начнется зарядка аккумулятора (см. рис. 7.1 а). Если необходимо чтобы направление тока сохранилось, то необхо-

димом привести электрическую машину во вращение в противоположном направлении (изменить направление ЭДС) и поменять полярность аккумулятора (изменить направление ПЭДС) (см. рис. 7.1 б).

Таким образом, чтобы изменить направление потока мощности в системе нужно подвести механическую энергию и либо изменить направление тока, либо изменить направление ЭДС и ПЭДС.

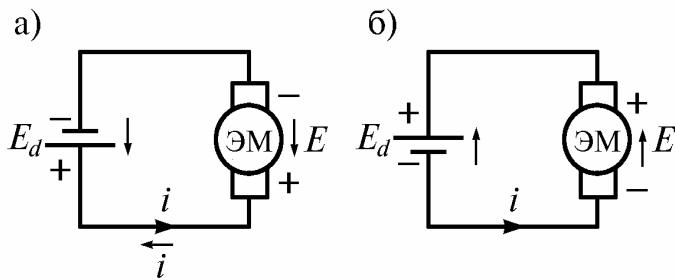


Рис. 7.1. Изменение направления потока мощности при изменении направления тока (а) и ЭДС (б)

7.3. Переход от выпрямительного к инверторному режиму

Ведомые инверторы выполняются по тем же схемам, что и управляемые выпрямители. **Переход от выпрямительного к инверторному режиму** возможен в системе (рис. 7.2 а), содержащей выпрямитель и электрическую машину (ЭМ). Реактор (индуктивность L_d) между выпрямителем и ЭМ воспринимает на себя разницу мгновенных значений ЭДС выпрямителя и ПЭДС двигателя. На рис. 7.2 б приведены диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие процессы в выпрямителе, нагруженном на ЭМ, работающую в двигательном режиме. ЭДС выпрямителя создается в основном положительными участками полувольт напряжения и ее среднее значение положительно. Также положительна ПЭДС двигателя.

Если угол управления увеличить до 90° , то ЭДС выпрямителя уменьшится до нуля, и двигатель остановится. При этом ЭДС выпрямителя в одинаковой степени создается положительными и отрицательными участками полувольт напряжения (рис. 7.2 в).

Изменение направления потока мощности в системе, содержащей вентили, возможно только по второму способу, описанному выше. Для того чтобы перейти из выпрямительного режима в инверторный нужно:

- 1) привести во вращение ЭМ в другом направлении, подведя к ней механическую энергию и переведя ее в генераторный режим;
- 2) увеличить угол управления (больше 90°), чтобы в основном использовать отрицательные участки полувольт напряжения сети и сделать среднее значение ЭДС инвертора отрицательным (рис. 7.2 г).

При описании процессов в ведомом инверторе, кроме угла управления α (угла запаздывания), используется угол управления β (угол опережения), отсчитываемый от точки, находящейся через 180° от точки естественной коммутации. Следовательно,

$$\beta = 180^\circ - \alpha. \quad (7.1)$$

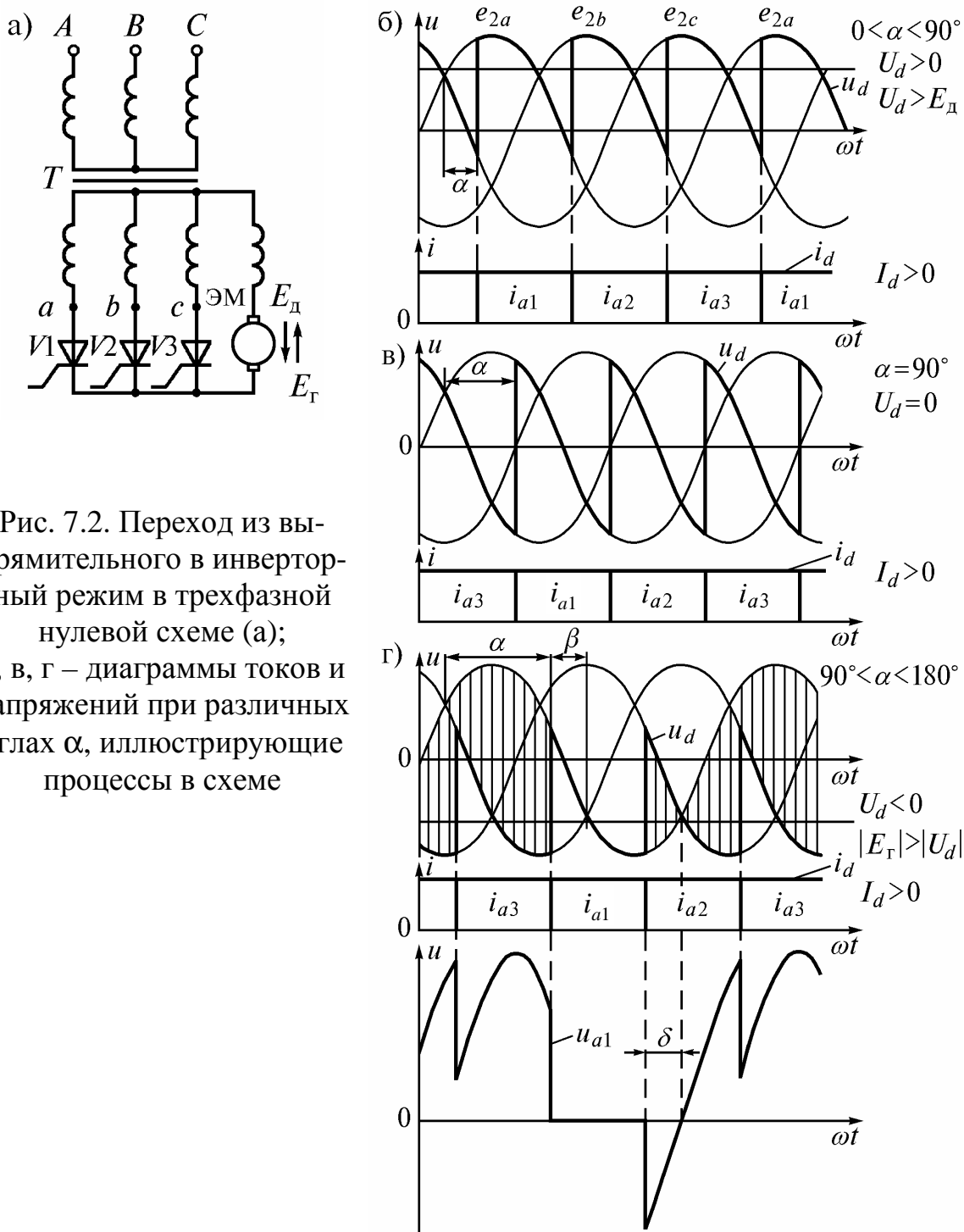


Рис. 7.2. Переход из выпрямительного в инверторный режим в трехфазной нулевой схеме (а); б, в, г – диаграммы токов и напряжений при различных углах α , иллюстрирующие процессы в схеме

Угол управления β не может достигать 0° , т.к. требуется время на восстановление запирающих свойств тиристора в прямом направлении (см. рис. 7.2 г).

Контрольные вопросы

1. Как изменяется направление потока мощности при переходе от выпрямительного к инверторному режиму?

2. Как определить угол опережения?
3. Что требуется для перехода из выпрямительного режима в инверторный?

7.4. Регулировочные и внешние характеристики ведомого инвертора

Преобразователь, который может работать как в выпрямительном, так и в инверторном режиме назовем **ведомым преобразователем**. На рис. 7.3 приведены внешние и регулировочные характеристики ведомого инвертора в режиме непрерывного тока совместно с характеристиками выпрямителя.

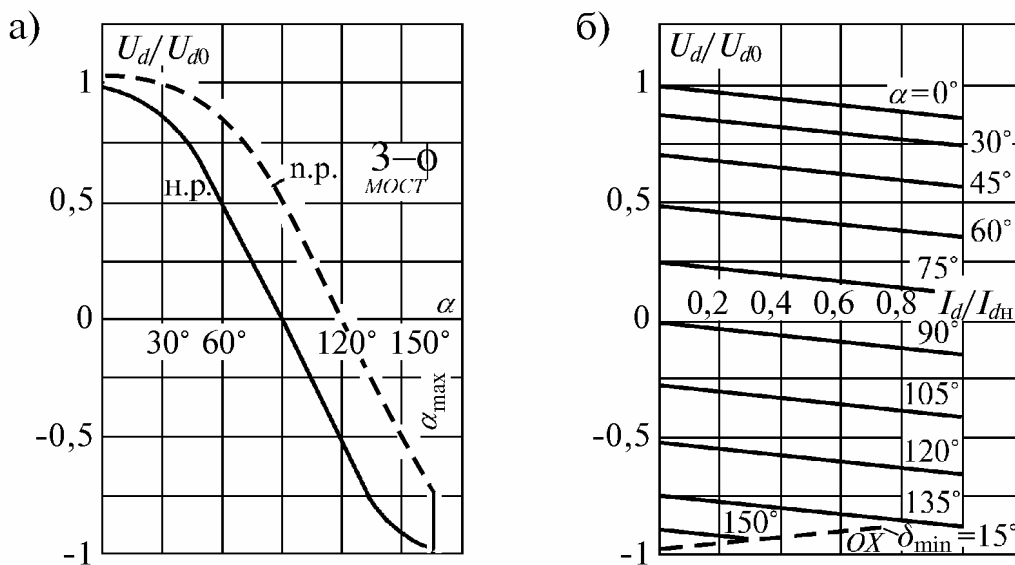


Рис. 7.3. Регулировочные характеристики ведомого преобразователя в непрерывном (н.р.) и прерывистом (п.р.) режиме при работе на ПЭДС (а) и его внешние характеристики в непрерывном режиме (б)

Напряжение на зажимах постоянного тока инвертора назовем **инвертируемым напряжением**. Так как оно измеряется между теми же точками, что и выпрямленное, то будем обозначать их одинаково – U_d . Закон изменения этого напряжения при изменении угла управления тот же, что и в выпрямительном режиме. Поэтому регулировочная характеристика ведомого преобразователя в непрерывном режиме (см. рис. 7.3 а) определяется тем же уравнением

$$U_{d\alpha 0} = U_{d0} \cos \alpha. \quad (7.2)$$

Коммутация вентиля происходит за счет напряжения сети, и на участке коммутации напряжение идет посередине между фазными ЭДС (рис. 7.4 а – б). За счет дополнительной коммутационной площадки с ростом тока напряжение по модулю увеличивается.

Внешние характеристики приведены на рис. 7.3 б.

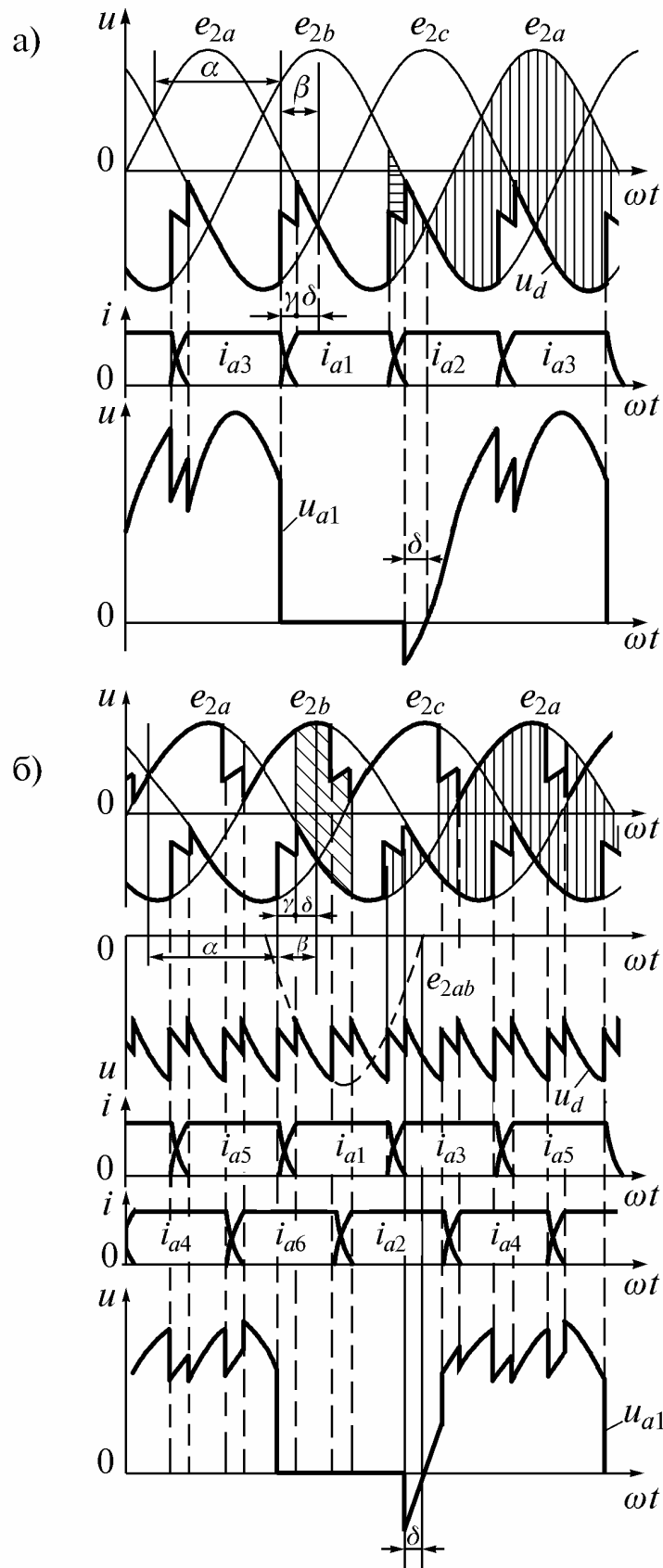


Рис. 7.4. Диаграммы токов и напряжений в ведомом инверторе при $X_d = \infty$, $X_a \neq 0$ для трехфазной нулевой (а) и мостовой (б) схем

В первом квадранте (для выпрямителя) они связывают выходные величины и являются выходными. Характеристики в 4-м квадранте (ведомого инвертора) связывают входные величины (по энергетическому каналу) и поэтому являются входными. Внешние характеристики выпрямителя по смыслу являются выходными, и поэтому выходное напряжение за счет внутреннего сопротивления с ростом тока падает. Внешние характеристики инвертора являются по смыслу входными и поэтому, если необходимо «загнать» в инвертор большой ток, нужно подать на вход большее напряжение.

Внешние характеристики с учетом наличия области прерывистого режима приведены на рис. 7.5.

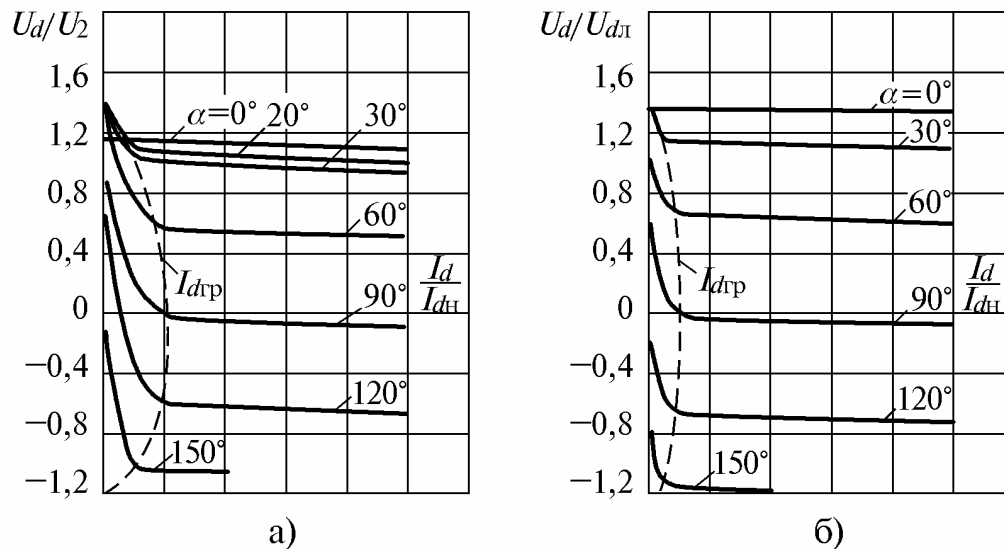


Рис. 7.5. Внешние характеристики ведомого преобразователя, выполненного по трёхфазной нулевой (а) и трёхфазной мостовой (б) схемам

Контрольные вопросы

1. Каков вид внешних и регулировочной характеристик ведомого инвертора в режиме непрерывного тока?
2. Каков вид внешних и регулировочной характеристик ведомого инвертора в режиме прерывистого тока?
3. Какие факторы и как влияют на наклон внешних характеристик?

7.5. Условия устойчивой работы инвертора

В инверторном режиме изменяется вид напряжения на вентиле. В течение угла δ (см. рис. 7.4 а – б) должны восстановиться управляющие свойства тиристора.

δ – угол, предоставляемый на выключение или восстановление управляющих свойств тиристора, может быть определен по формуле

$$\delta = \beta - \gamma, \quad (7.3)$$

где γ – угол коммутации.

Обозначим δ_{\min} – минимальный угол, предоставляемый на выключение, при котором инвертор может еще устойчиво работать. **Ограничительная характеристика (ОХ)** – это геометрическое место точек, при котором угол δ_{\min} постоянен. Эта характеристика ограничивает область устойчивой работы ведомого инвертора (рис. 7.3 б). Ведомый инвертор может работать только в области выше ограничительной характеристики.

Обычно минимальный угол, предоставляемый на выключение, составляет $15^\circ \dots 25^\circ$. Угол δ_{\min} выбирается с учетом как времени выключения тиристора, так и других факторов. При выборе δ_{\min} учитывают: 1) время выключения тиристора; 2) возникающие перегрузки по току; 3) несимметрию напряжения сети; 4) несинусоидальность напряжения сети; 5) несимметрию управляющих импульсов.

Если $\delta < \delta_{\min}$, то происходит **прорыв** анодного тока в вентилях и опрокидывание инвертора. Прорыв – это включение вентиля без подачи управляющего импульса. При преждевременном включении возникает аварийный режим – короткое замыкание в цепи постоянного тока, т.к. ЭДС генератора и ЭДС трансформатора направлены согласно. Этот аварийный режим называется **опрокидыванием инвертора**. Единственная возможность прекращения анодного тока – выключение автоматического выключателя в цепи постоянного тока. Выключение выключателя на стороне переменного тока не прерывает ток короткого замыкания.

Для предотвращения опрокидывания инвертора максимальный угол управления α_{\max} выбирается так, чтобы даже при перегрузке не был возможен выход за пределы ограничительной характеристики.

Контрольные вопросы

1. Что такое ограничительная характеристика?
2. Как снимается ограничительная характеристика?
3. Что такое опрокидывание инвертора?
4. Как выбирается угол δ_{\min} ?
5. Как выбирается угол α_{\max} ?

Глава 8. РЕКУПЕРИРУЮЩИЕ И РЕВЕРСИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

8.1. Классификация рекупирующих преобразователей

Рекупирующий преобразователь электроэнергии – это преобразователь, допускающий передачу мощности в обоих направлениях, т.е. от сети к электрической машине и обратно. Рекупирующие преобразователи бывают 2-х видов:

- 1) **однокомплектные** рекупирующие преобразователи, обеспечивающие протекание тока в питающей или приемной цепи только в одном направлении (см. гл. 7 «Переход из выпрямительного в инверторный режим»);
- 2) **двухкомплектные** рекупирующие преобразователи, обеспечивающие протекание тока в питающей или приемной цепи в обоих направлениях.

Двухкомплектные рекупирующие преобразователи делятся:

- 1) на **обратимые преобразователи**, обеспечивающие передачу мощности в обоих направлениях за счет изменения направления постоянного тока при неизменной полярности постоянного напряжения;
- 2) на **реверсивные преобразователи**, обеспечивающие передачу мощности в обоих направлениях, как за счет изменения направления напряжения, так и за счет изменения направления тока.

8.2. Схемы реверсивных преобразователей

Реверсивный преобразователь содержит два комплекта вентилях. Второй комплект предназначен для того, чтобы изменять направление тока. Схемы реверсивных преобразователей приведены на рис. 8.1. Схемы носят названия перекрестной и встречно-параллельной. Наиболее часто комплекты вентилях проводят ток по очереди. Проследите направление токов при работе каждого комплекта вентилях. Комплекты могут выполняться на основе ранее изученных схем выпрямителей. В перекрестной схеме требуется применение более сложного трансформатора. Во встречно-параллельной схеме сложнее система управления. В настоящее время преимущественно применяется встречно-параллельная схема.

Контрольные вопросы

1. Почему в реверсивном преобразователе предусматривается два комплекта вентилях?
2. Покажите путь тока в схемах.
3. Сравните перекрестную и встречно-параллельную схемы.
4. Поясните происхождение названий схем.

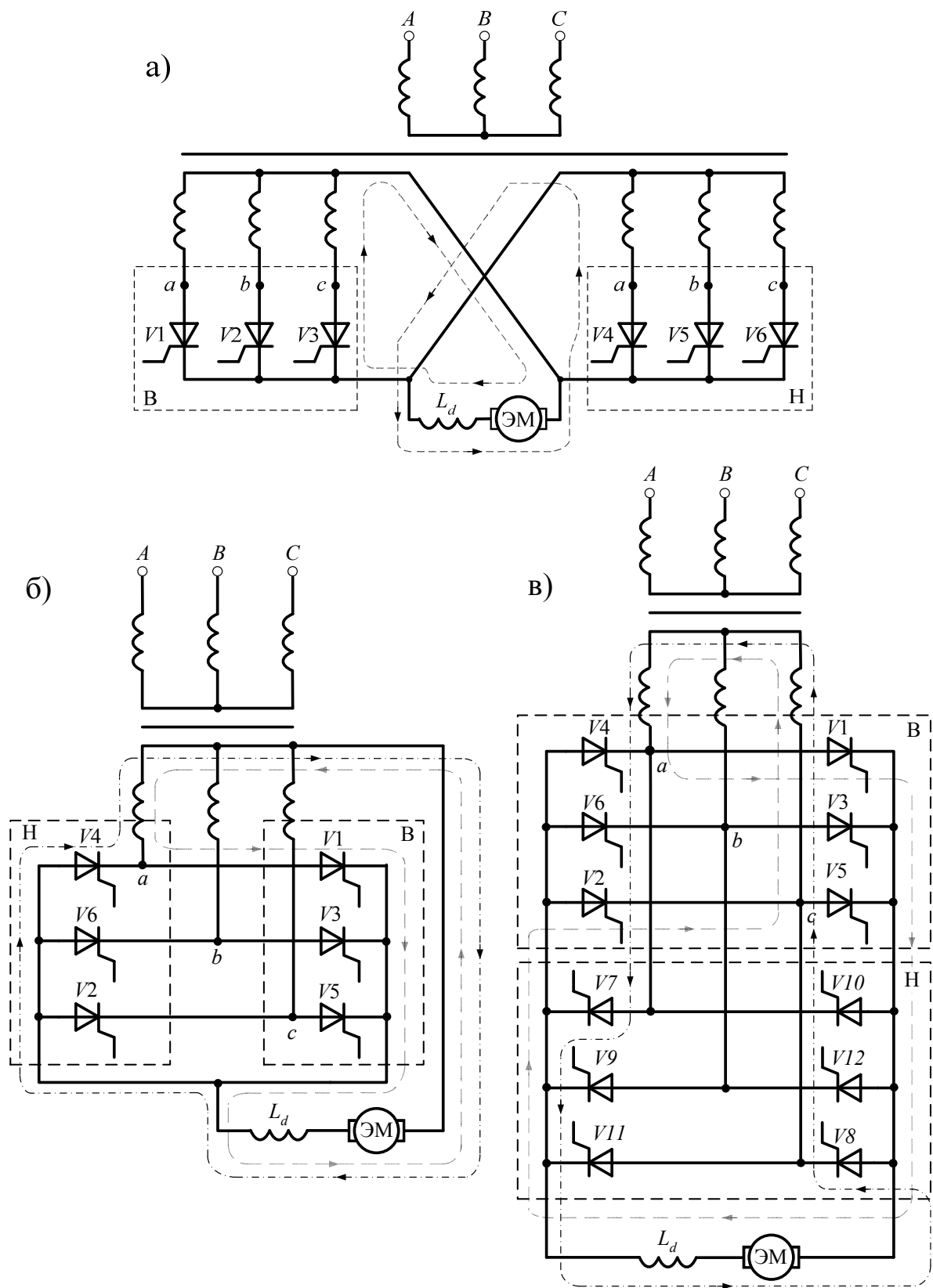


Рис. 8.1. Реверсивные преобразователи: по перекрестной трехфазной нулевой схеме (а), по встречно-параллельной трехфазной нулевой схеме (б) и по встречно-параллельной трехфазной мостовой схеме (в)

8.3. Внешние и регулировочные характеристики

Регулировочные и внешние характеристики реверсивного преобразователя в непрерывном режиме представлены на рис. 8.2. Они аналогичны характеристикам нереверсивных преобразователей, но учитывают наличие двух комплектов вентиляей с противоположным направлением токов и напряжений.

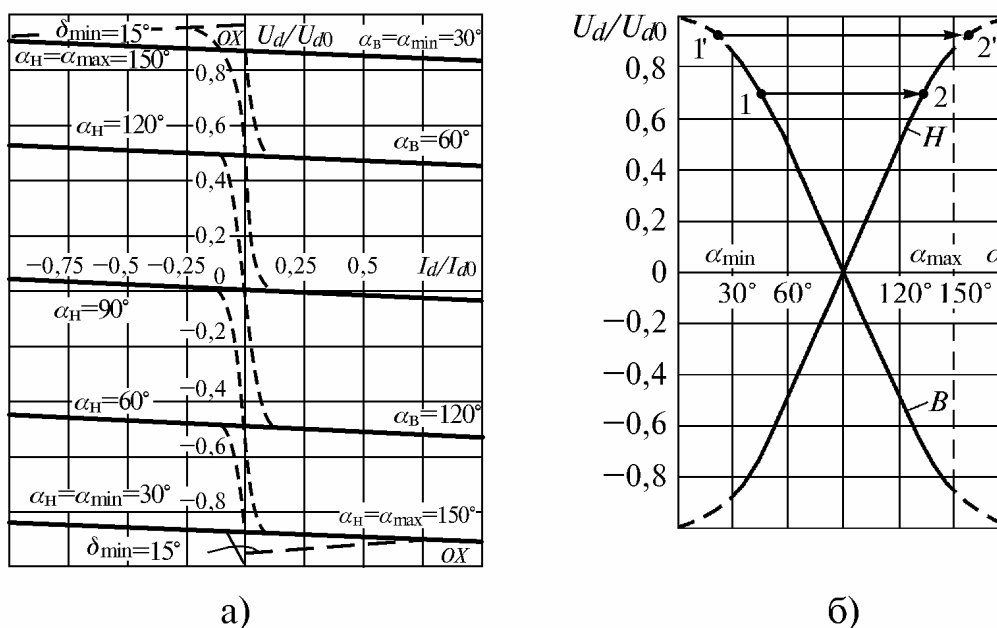


Рис. 8.2. Внешние, ограничительные (а) и регулировочные (б) характеристики реверсивного преобразователя. Участки внешних характеристик в прерывистом режиме при раздельном управлении даны пунктиром

В реверсивном преобразователе имеется угол α_{\max} , который выбирается из условий инвертирования, чтобы не произошло опрокидывание инвертора. Чтобы произвести реверс, необходимо вначале произвести рекуперативное торможение, при этом двигатель переходит в генераторный режим, напряжение мгновенно изменяться не может, а ток проходит через 2-й комплект, работающий в инверторном режиме. На рис. 8.2 б при этом происходит переход из точки 1 в точку 2.

Переход из точки 1` в точку 2` невозможен из-за опрокидывания инвертора. Поэтому в выпрямительном режиме вводится угол α_{\min} из условий предотвращения опрокидывания инвертора.

Контрольные вопросы

1. Каков вид регулировочных и внешних характеристик реверсивного преобразователя в непрерывном режиме?

2. Чем определяются углы α_{\max} и α_{\min} ?
3. Для чего вводится ограничение в регулировочной характеристике преобразователя?

8.4. Способы управления

Существует два способа управления комплектами вентиляей:

1) раздельное управление, при котором всегда работает только один комплект вентиляей. Чтобы включить второй комплект, надо подождать, пока через первый полностью прекратится ток, и выдержать для надежности бестоковую паузу;

2) совместное управление, при котором одновременно работают оба комплекта. При этом один комплект работает в выпрямительном, а второй – в инверторном режиме.

8.5. Уравнительные токи при совместном управлении и способы их ограничения

При совместном управлении работают одновременно два комплекта «Вперед» и «Назад», один в выпрямительном, другой – в инверторном режиме (рис. 8.3 а).

Ток, проходящий между комплектами «Вперед» и «Назад» помимо двигателя, называется **уравнительным**. Он бесполезен и, желательно, чтобы он был минимальным. Этот ток зависит от взаимного положения внешних характеристик комплектов. Поэтому углы управления комплектов не могут выбираться независимо друг от друга. Существует два способа согласования характеристик:

- 1) линейное согласование, при котором $\alpha_{\text{в}} + \alpha_{\text{н}} = \pi$;
- 2) нелинейное согласование, при котором $\alpha_{\text{в}} + \alpha_{\text{н}} \neq \pi$.

На рис. 8.3 б показаны три случая взаимного расположения внешних характеристик комплектов: 1 – соответствует линейному согласованию при $\alpha_{\text{в}} + \alpha_{\text{н}} = \pi$, 2 – соответствует нелинейному согласованию при $\alpha_{\text{в}} + \alpha_{\text{н}} < \pi$, 3 – соответствует нелинейному согласованию при $\alpha_{\text{в}} + \alpha_{\text{н}} > \pi$.

На рис. 8.3 в построены зависимости уравнительного тока от разности ЭДС комплекта, работающего в выпрямительном режиме и противо-ЭДС (ПЭДС) комплекта, работающего в инверторном режиме. $I_{\text{ур0}}$ – составляющая уравнительного тока, протекающего под действием разности средних значений ЭДС выпрямителя и ПЭДС инвертора. Из диаграмм рис. 8.3 г видно, что, даже при равенстве средних значений ЭДС выпрямителя и ПЭДС инвертора, под действием разности мгновенных значений ЭДС выпрямителя и противо-ЭДС протекает уравнительный ток. На рис. 8.3 в показан суммарный уравнительный ток, вызванный разностью мгновенных и средних значений ЭДС выпрямителя и ПЭДС инвертора $I_{\text{ур}}$.

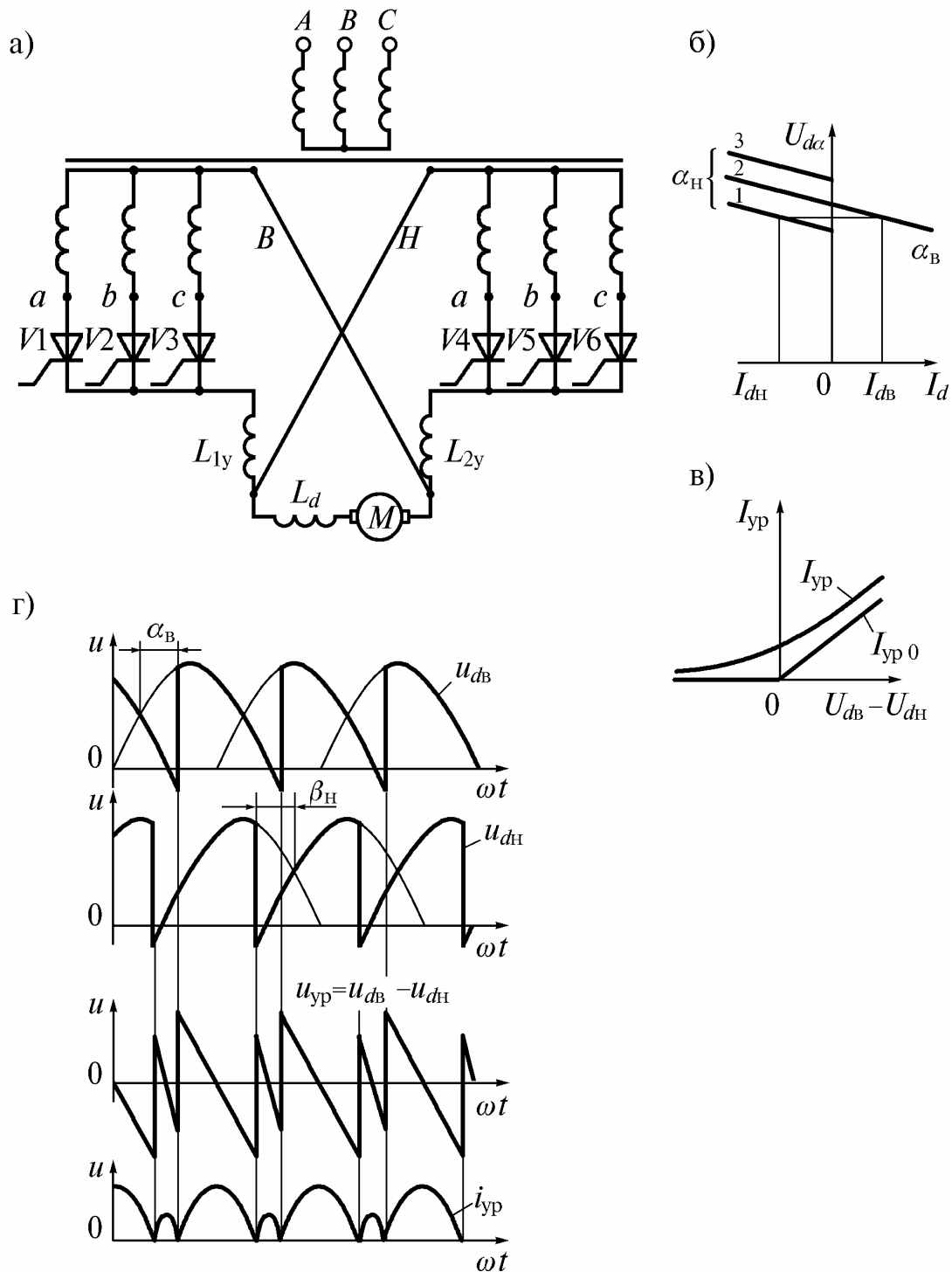


Рис. 8.3. Реверсивный преобразователь при совместном управлении (а) и характеристики и диаграммы для него: б) внешние характеристики; в) уравнильный ток при различном согласовании характеристик; г) диаграммы напряжений и уравнильного тока при линейном согласовании

Уравнильный ток существует при любых способах согласования характеристик. Нелинейное согласование характеристик при $\alpha_B + \alpha_H < \pi$, не-

целесообразно, т.к. увеличивает уравнительный ток. Нелинейное согласование характеристик при $\alpha_{\text{в}} + \alpha_{\text{н}} > \pi$ уменьшает уравнительный ток. Для уменьшения уравнительного тока при любых видах согласования применяют **токоограничивающие уравнительные реакторы**, включенные в контур уравнительного тока (рис. 8.3 а).

Таким образом, для уменьшения уравнительного тока применяют нелинейное согласование характеристик и токоограничивающие уравнительные реакторы (рис. 8.3 а).

Из рис. 8.4 видно, что при линейном согласовании внешние характеристики линейны, а при нелинейном согласовании внешние характеристики нелинейны. При этом за счет уравнительного тока во всем диапазоне токов нагрузки может сохраняться режим непрерывного тока.

Для полного устранения уравнительного тока целесообразен переход на раздельное управление.

При раздельном управлении во внешних характеристиках имеются участки прерывистых токов (см. рис. 8.2 а).

Контрольные вопросы

1. Как располагаются внешние характеристики комплектов вентилях при различных способах согласования?
2. Почему применяют нелинейное согласование характеристик при совместном управлении?
3. Зачем нужен реактор в цепи уравнительного тока?

8.6. Сравнение раздельного и совместного управления

При раздельном управлении нельзя одновременно включить оба комплекта, т.к. возникает короткое замыкание. Необходимы устройства, контролирующее прекращение тока через комплекты вентилях, что усложняет схему управления. Появляется бестоковая пауза, что уменьшает быстродействие.

Преимущества раздельного управления: отсутствие токоограничивающих уравнительных реакторов, снижение потерь и габаритов из-за отсутствия реакторов.

Недостатки раздельного управления: усложнение схемы управления, связанное с необходимостью учета проводимости предыдущего комплекта; наличие бестоковой паузы, ухудшающей динамические характеристики преобразователей (замедляется реверс), наличие участка прерывистых токов на внешней характеристике.

Преимущества совместного управления: большее быстродействие (нет бестоковых пауз), проще система управления, устраняется участок прерывистых токов на внешней характеристике.

В настоящее время применяется в основном раздельное управление, и, только если очень важны динамические показатели, применяется совместное управление.

Вопросы теории реверсивных преобразователей подробно рассмотрены в [26, 64, 65, 69, 74, 75, 85]. Вопросы проектирования реверсивных и нереверсивных преобразователей рассмотрены в [17].

Контрольные вопросы

1. В чем отличие совместного и раздельного управления?

2. Какие отличительные признаки силовых схем при раздельном и совместном управлении?

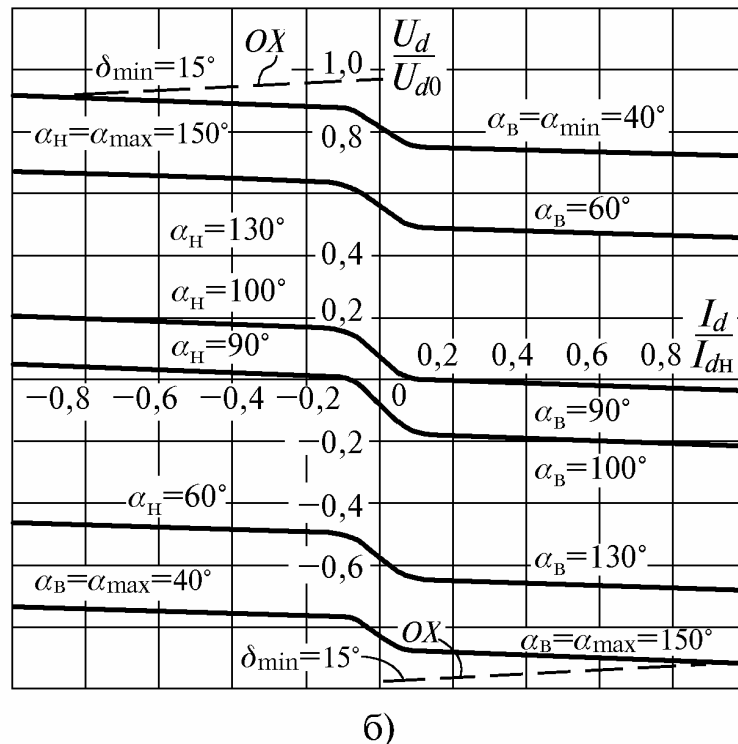
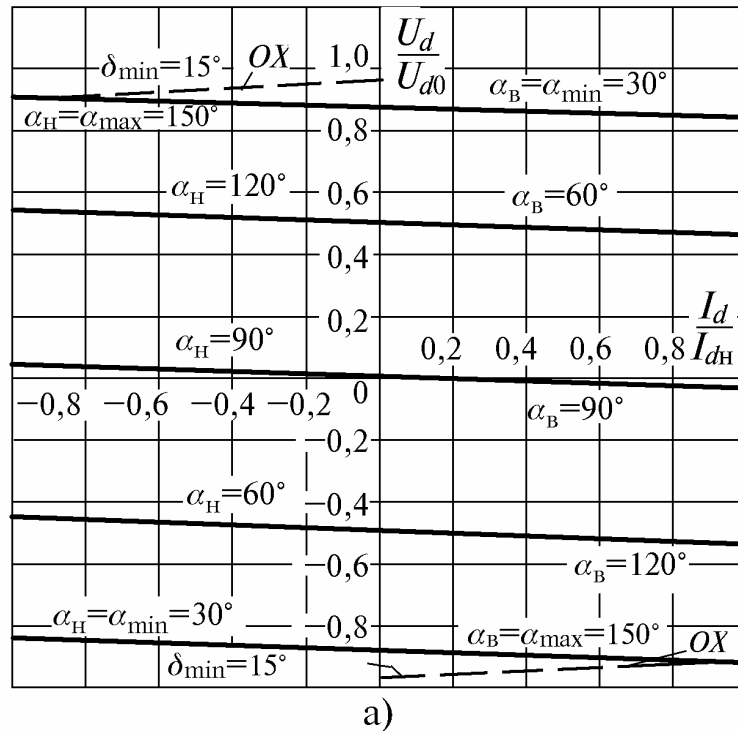


Рис. 8.4. Внешние и ограничительные характеристики реверсивного преобразователя с совместным управлением: а) при линейном согласовании ($\alpha_B + \alpha_H = 180^\circ$), б) при нелинейном согласовании ($\alpha_B + \alpha_H = 190^\circ$)

Глава 9. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕДОМЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

9.1. Классификация систем импульсно-фазового управления вентильными преобразователями

Системой управления (СУ) вентильным преобразователем (ВП) называется устройство, предназначенное для формирования импульсов управления и регулирования длительности открытого состояния силовых ключей ВП в функции сигнала управления. Системы управления ВП делятся на ведомые и автономные. В литературных источниках системы управления ведомыми преобразователями получили название **систем импульсно-фазового управления (СИФУ)** [50, 70, 74, 85].

СИФУ, независимо от функционального назначения вентиляного преобразователя (выпрямитель, инвертор и т.д.), имеют многообразие вариантов технической реализации [21, 26, 37, 46, 50, 51, 74, 81], которые могут быть сведены к базовым принципам построения, указанным в классификационной таблице на рис. 9.1.

В зависимости от числа фаз напряжения сети и конфигурации силовой схемы вентиляного преобразователя СИФУ подразделяются на **однофазные** и **многофазные**. К первой группе относятся СИФУ, управляющие работой, например, однополупериодным или двухполупериодным мостовым выпрямителем. СИФУ, входящие в состав ВП, где силовой блок выполнен, например, по трехфазной мостовой или трехфазной схеме с нулевым выводом относятся к разряду многофазных.

По характеру взаимодействия СИФУ с напряжением сети различают **многоканальные** и **одноканальные синхронные**, а также **асинхронные** системы импульсно-фазового управления [4, 35, 40, 58, 65, 74, 81, 85].

Многоканальными синхронными СИФУ называются такие системы, где каждый из ее каналов синхронизирован с соответствующей фазой напряжения сети. Количество каналов синхронизации подобной СИФУ соответствует числу фаз напряжения сети. Обобщенная функциональная схема многоканальной синхронной системы импульсно-фазового управления на примере тиристорного выпрямителя показана на рис. 9.2.

СИФУ содержит устройства синхронизации (УС1–УС3), генераторы опорных напряжений (ГОН1–ГОН3), компараторы (К1–К3), блок ограничения углов (БОУ), формирователи импульсов управления силовыми тиристорами (ФИ1–ФИ3), распределитель (РИ) и усилитель мощности (УМ) импульсов управления.

Рассмотрим более подробно взаимодействие элементов многоканальной синхронной СИФУ (см. рис. 9.2) на примере трехфазной мостовой схемы выпрямления, работающей на активно-индуктивную нагрузку (рис. 9.3 а).



Рис. 9.1. Классификация систем импульсно-фазового управления вентильными преобразователями

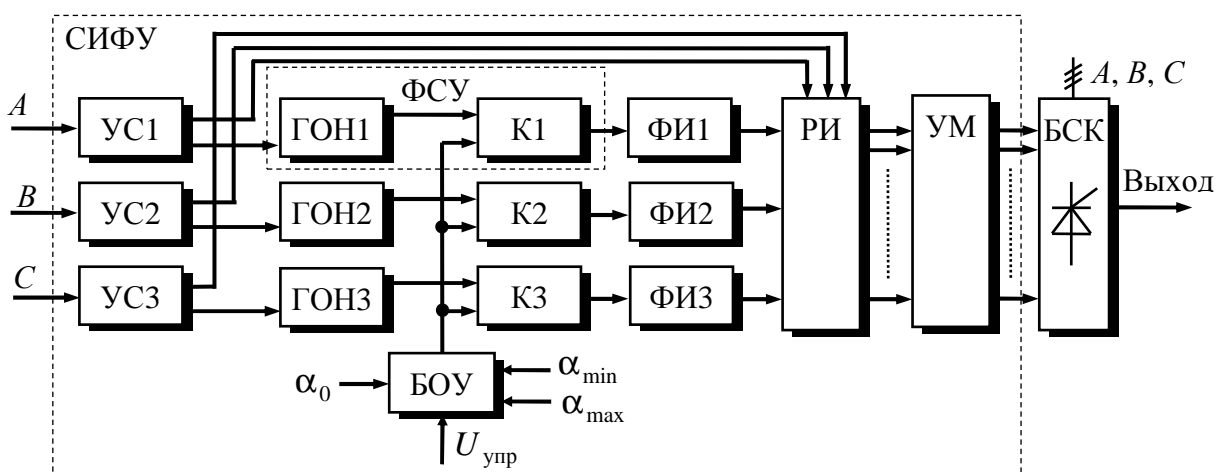


Рис. 9.2. Обобщенная функциональная схема многоканальной синхронной СИФУ трехфазным нереверсивным тиристорным преобразователем

Как уже говорилось, в данной схеме выпрямления выделяют **анодную** VS_4, VS_6, VS_2 и **катодную** VS_1, VS_3, VS_5 тройки вентилей. В катодной

тройке вентилей проводит вентиль, у которого анод самый положительный; в анодной тройке вентилей проводит вентиль, у которого катод самый отрицательный. Задача СИФУ сформировать управляющие импульсы тиристоров $VS1 - VS6$ синхронизированных с сетью, следующих друг за другом через 60 эл.град и сдвигаемых по фазе в функции сигнала управления $U_{упр}$.

В трехфазных схемах выпрямления угол управления α отсчитывается от точки естественной коммутации, которая совпадает с моментами перехода линейного напряжения через ноль или сдвинута на 30 эл.град относительно фазного напряжения одной из фаз A, B, C . На рис. 9.3 б точки естественной коммутации отмечены латинскими буквами.

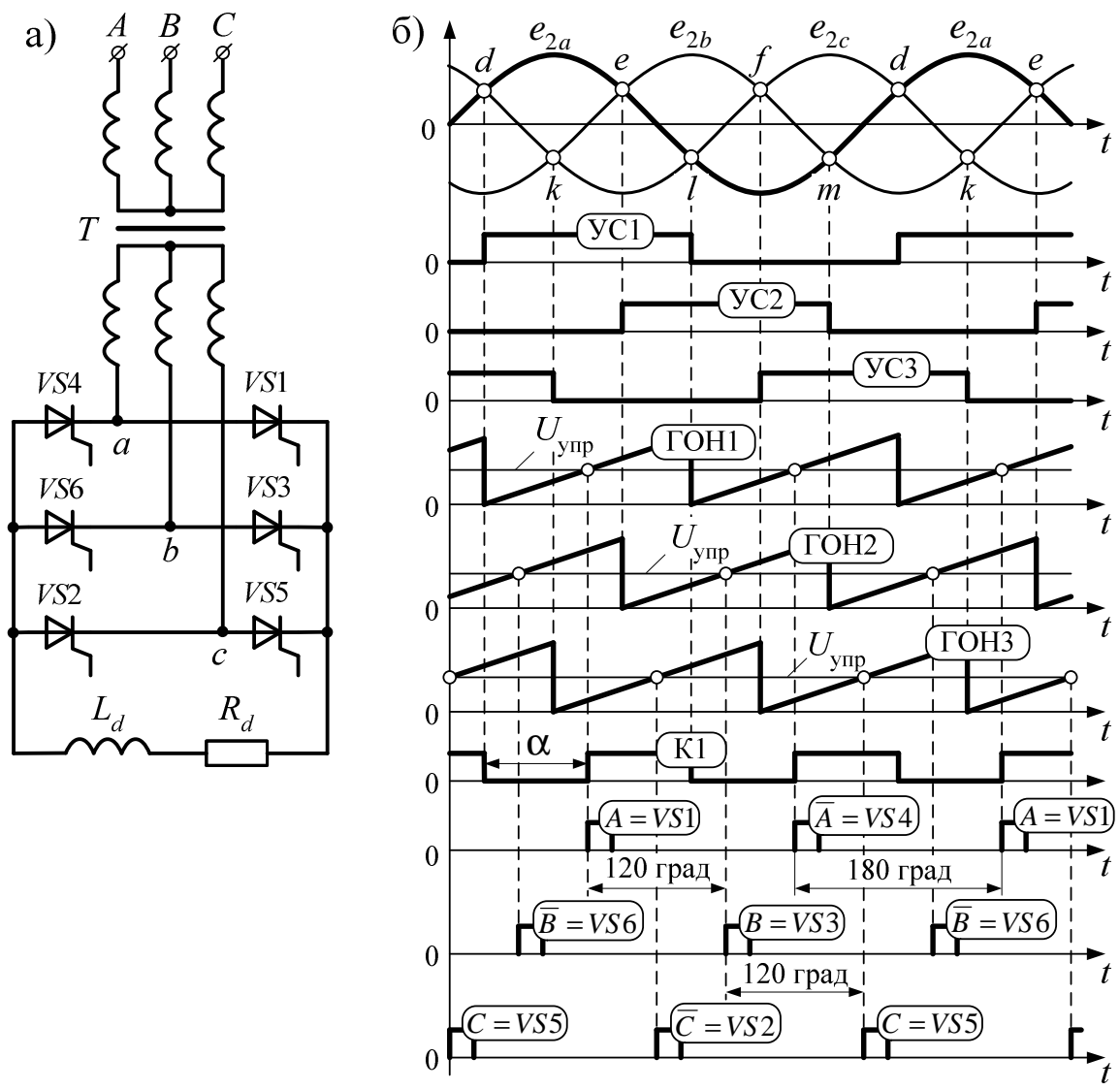


Рис. 9.3. Трехфазная мостовая схема выпрямления (а) и временные диаграммы сигналов многоканальной синхронной СИФУ (б)

Рассмотрим взаимодействие элементов многоканальной синхронной СИФУ на основе канала фазы A , т.к. в остальных каналах процессы анало-

гичны. С помощью УС1 формируется сигнал логической «1», заключенный между точками $d - l$, в течение которого на управляющий переход силового тиристора VS1 может быть подан импульс управления (см. рис. 9.3). Генератор опорного напряжения ГОН1 формирует пилообразный сигнал развертки с линейно нарастающим и дискретным фронтами $u_{\text{ГОН1}}$, синхронизированный с фазой A . При выполнении условия $U_{\text{упр}} \leq u_{\text{ГОН1}}$ компаратор К1 переключается в состояние «1» (см. рис. 9.3 б) и по переднему фронту запускает ФИ1, на выходе которого формируются импульсы управления силовыми тиристорами VS1 и VS4 одной стойки моста, имеющие стабильную длительность, необходимую для включения тиристорov. С помощью РИ, выполняющего логическую функцию «И», импульсы управления с выхода ФИ1 распределяются на катодную $VS1 = A = УС1 \cdot \text{ФИ1}$ и анодную $VS4 = \bar{A} = \overline{УС1} \cdot \text{ФИ1}$ группы вентиляей. Аналогичное распределение осуществляется в фазах B и C . Нетрудно заметить, что интервалы пауз между импульсами управления смежных тиристорov как катодной, так и анодной групп (например, тиристорov VS1 и VS3) составляет 120 эл.град, а между импульсами управления одной фазы (например, тиристоры VS1 и VS4) – 180 эл.град (см. рис. 9.3 б).

Таким образом, в многоканальных синхронных СИФУ каждый канал синхронизирован с напряжением соответствующей фазы напряжения сети и является по отношению к ней ведомым каналом преобразования информативного входного сигнала в интервал времени (угол управления α).

Из всех возможных вариантов СИФУ многоканальные синхронные системы обладают максимальным быстродействием. Их основным **недостатком** является взаимная асимметрия импульсов управления по каждому из каналов (порядка 0,5–3 эл.град), обусловленная естественным разбросом характеристик их элементов, а также степенью искажения параметров напряжения сети.

Одноканальные синхронные СИФУ отличаются тем, что в них с напряжением сети (независимо от числа фаз) синхронизирован только один канал управления, который является ведущим, а все последующие – формируют импульсы управления тиристорами путем отсчета заданного интервала времени от базовой точки, за которую принимается момент времени образования управляющего импульса на выходе ведущего канала преобразования (необходимо отметить, что для однофазных однополупериодных ТП понятия одноканальная и многоканальная СИФУ совпадают).

В структуре на рис. 9.4 ведущим является канал фазы A , который по составу функциональных блоков и принципу их действия не отличается от любого из каналов ранее рассмотренной многоканальной синхронной СИФУ (см. рис. 9.2). Импульсы управления в остальных каналах формируются при помощи счетной схемы, выполненной, например, на основе счетчика (CT), генератора счетных импульсов (G) и дешифратора (DC). При по-

явлении на выходе ФИ1 переднего фронта импульса счетчик CT обнуляется и начинается счет импульсов с выхода генератора G . При достижении чисел N_1, N_2 , соответствующих заданному интервалу времени, на выходе CT дешифратор DC последовательно запускает ФИ2–ФИ3 фаз B и C . Заданные интервалы времени, формируемые счетной схемой, зависят от силовой схемы выпрямления. Так для однофазных двухполупериодных схем заданный интервал времени соответствует 180 эл.град, для трехфазной нулевой – 120 эл.град, а для трехфазной мостовой – 60 эл.град. Синхронизаторы УС2–УС3 фаз B, C выполняют вспомогательную роль, связанную с распределением управляющих импульсов по тиристорам БСК, и в некоторых случаях могут отсутствовать. Угол регулирования определяется величиной сигнала управления $U_{упр}$ на входе ФСУ.

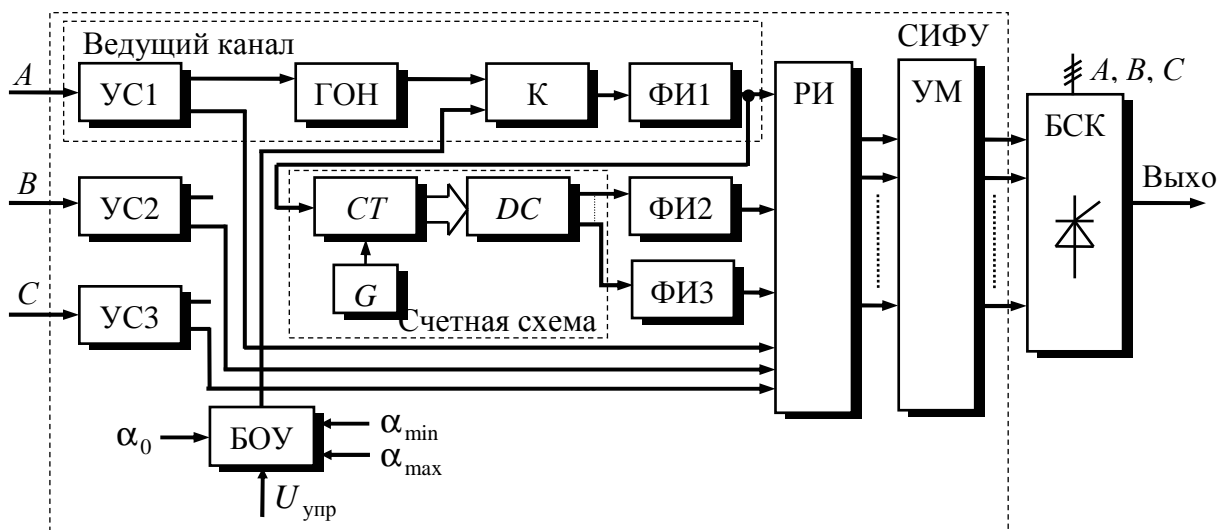


Рис. 9.4. Обобщенная функциональная схема одноканальной синхронной системы импульсно-фазового управления трехфазным нереверсивным ТП

Рассмотрим более подробно принцип построения одноканальной синхронной СИФУ на примере трехфазного управляемого выпрямителя с нулевым выводом, работающего на активную нагрузку (рис. 9.5).

Как уже отмечалось, в трехфазных схемах выпрямления точка естественной коммутации сдвинута на 30 эл.град относительно момента времени перехода напряжения сети через нулевой уровень, поэтому УС формирует сигнал $Y_c(t)$ логической «1» в интервале времени, заключенном между точками 1 – 2 (рис. 9.6 а, б). Опорный пилообразный сигнал $Y_r(t)$ (см. рис. 9.6 в) формируется в интервале, когда УС находится в состоянии логической «1».

При выполнении условия $U_{упр}(t) \leq Y_{оп}(t)$ компаратор K переключается в состояние «1» (см. рис. 9.6 г) и запускает ФИ1, на выходе которого формируется импульс управления $Y_{ф1}(t)$ силовым тиристором $VS1$ БСК (см. рис. 9.5, 9.6 з), имеющий стабильную длительность. В этот же момент времени осуществляется сброс счетчика CT импульсом $Y_{гк}(t)$ (см. рис. 9.6 д), форми-

руемым генератором коротких импульсов ГКИ, и разрешается счет импульсов $Y_G(t)$ (см. рис. 9.6 е) стабильной частоты с выхода высокочастотного генератора G . При достижении в CT чисел N_1 и N_2 пропорциональных 120 и 240 эл.град соответственно (см. рис. 9.6 ж), дешифратор DC последовательно запускает ФИ2 – ФИ3, импульсы которых $Y_{\phi 2}(t)$, $Y_{\phi 3}(t)$ (см. рис. 9.6 и, к) подаются на тиристоры $VS2$ и $VS3$ БСК (см. рис. 9.5).

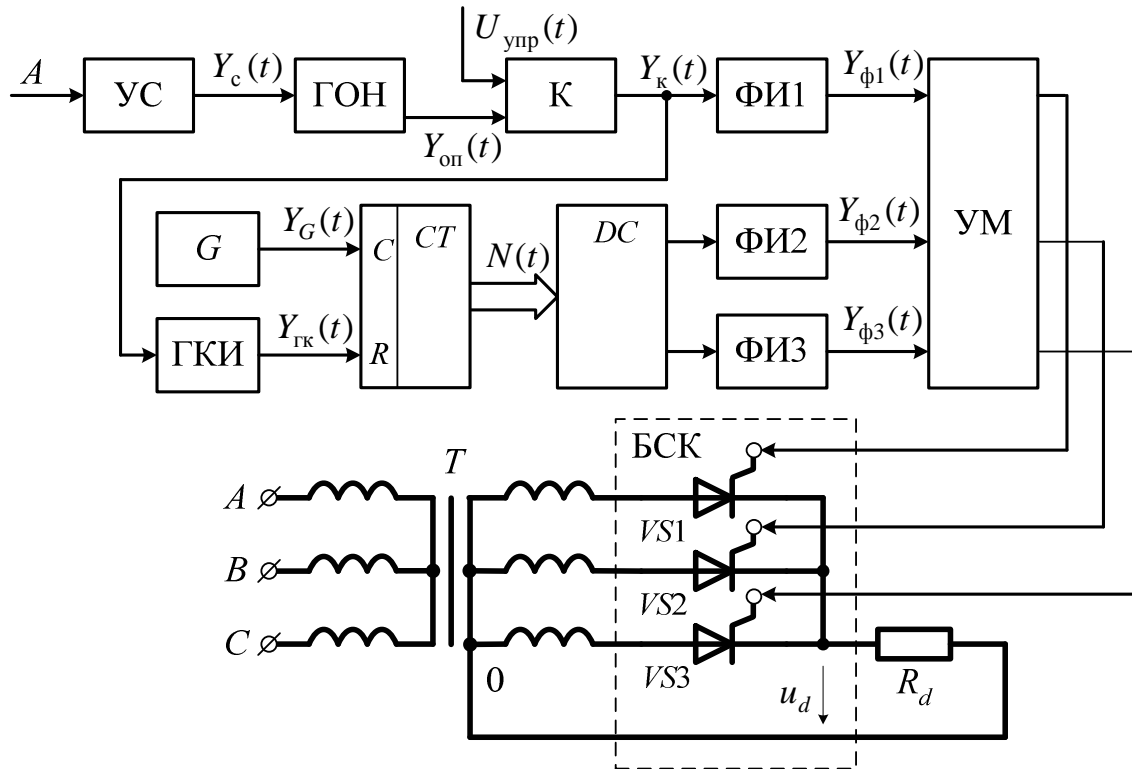


Рис. 9.5. Функциональная схема одноканальной синхронной СИФУ трехфазным тиристорным выпрямителем с нулевым выводом

Период тактовых импульсов T_G высокочастотного генератора G следует выбирать из условия $T_G > T_c / 2^n$ с целью исключения самопроизвольного сбрасывания счетчика при переполнении. Здесь T_c – период напряжения сети, n – разрядность двоичного счетчика CT .

Числа N_1 и N_2 , соответствующие моментам времени формирования управляющих импульсов для тиристоров $VS2$ и $VS3$, выбираются согласно выражений:

$$N_1 = t_1 / T_G, \quad N_2 = 2t_1 / T_G. \quad (9.1)$$

Здесь $t_1 = (1/3) \cdot T_c$ – интервал времени, соответствующий 120 эл.град.

Таким образом, в рассмотренной схеме одноканальной синхронной СИФУ (см. рис. 9.5) отсутствуют узлы синхронизации с сетью фаз B и C и распределитель импульсов РИ, а управляющие импульсы тиристоров $VS2$ и $VS3$ формируются путем отсчета заданного интервала времени (120 эл.град)

от базовой точки, в результате этого система оказывается работоспособной только при условии правильного чередования фаз A, B, C , подключаемых к силовому блоку ключей БСК.

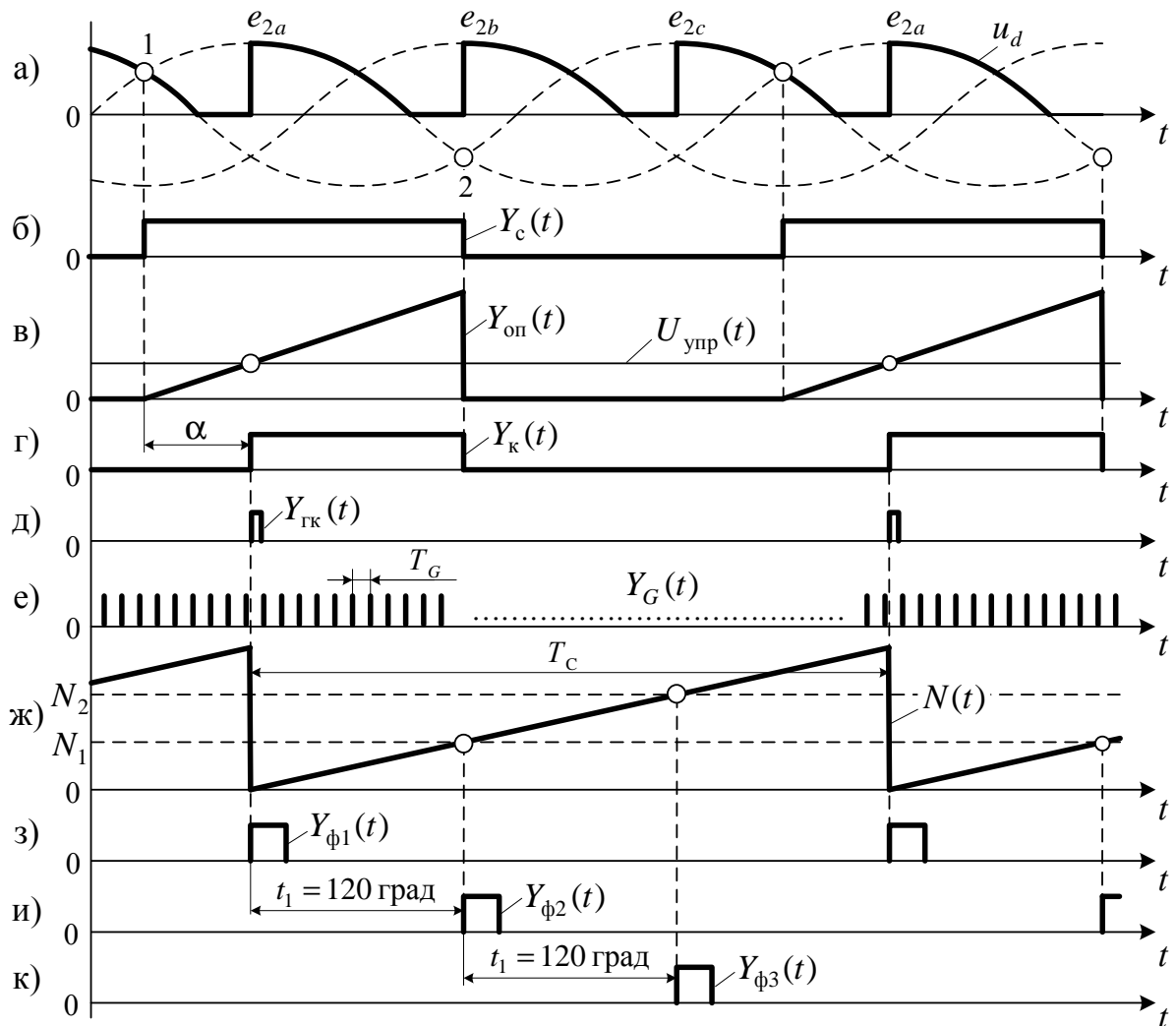


Рис. 9.6. Временные диаграммы сигналов одноканальной синхронной СИФУ трехфазным тиристорным выпрямителем с нулевым выводом

Основным **преимуществом** одноканальных синхронных СИФУ по сравнению с многоканальными синхронными является высокая степень симметрии импульсов управления (менее 0,5 эл.град), подаваемых на тиристоры соответствующей группы БСК. Однако, очевиден и существенный **недостаток** таких систем, заключающийся в снижении динамических показателей СИФУ и ВП в целом, по той причине, что все последующие импульсы управления, начиная с базового $Y_{\phi 1}(t)$, формируются в параметрическом режиме, а не являются результатом активного сравнения опорного сигнала $Y_{оп}(t)$, формируемого ГОН, и сигнала управления $U_{упр}(t)$. В результате, например, для схемы на рис. 9.5 результирующий интервал дискретизации увеличивается в три раза и равен периоду T_c напряжения сети. При

синхронном принципе построения СИФУ для трехфазной схемы выпрямления с нулевым выводом этот же интервал дискретизации был бы равен $T/3$. Кроме того, одноканальные синхронные СИФУ накладывают жесткие требования к стабильности параметров напряжения сети.

В асинхронных СИФУ отсутствуют узлы синхронизации ФСУ с сетью, а регулирование длительности открытого состояния силовых ключей производится под действием сигнала рассогласования (разности) между сигналом управления и сигналом с выхода ДОС. В результате этого начальное положение импульса управления (угла α), в рамках отведенного диапазона регулирования, до включения ВП носит произвольный характер, что может привести к броску выходной координаты ВП, и, следовательно, накладывает жесткие требования на быстродействие контура обратной связи ВП. По этой причине асинхронные системы управления не получили широкого распространения для управления тиристорными преобразователями, а, главным образом, используются для управления, например, преобразователей постоянного напряжения, автономных инверторов напряжения, управляемых выпрямителей напряжения и будут рассмотрены более подробно в последующих главах.

В состав асинхронных СУ (рис. 9.7) обязательно входит модулятор (вместо ФСУ), состоящий из генератора опорного напряжения ГОН и компаратора К. БСК таких СУ обязательно выполняется на полностью управляемых ключах, например, транзисторах или запираемых тиристорах, питание которых осуществляется от источника постоянного напряжения. Ключи БСК управляются от распределителя импульсов РИ, частота которых задается ГОН, например, пилообразной формы. Длительности открытого состояния силовых ключей регулируется за счет «вертикального» смещения сигнала развертки с выхода ГОН под действием сигнала рассогласования. Усиление импульсов управления осуществляется специальной схемой, которая в литературных источниках получила название драйвера [9, 10, 47, 62].

Типовые СИФУ по принципу управления делятся на системы с «вертикальным» и «горизонтальным» управлением [52, 63, 70, 85].

В системах с **«вертикальным» управлением** сигнал развертки (или входной сигнал) смещаются друг относительно друга в вертикальной плоскости (рис. 9.8 а). При этом приращению $\Delta U_{упр}$ соответствует приращение $\Delta\alpha$ угла регулирования (длительности открытого состояния) ключами БСК.

В системах с **«горизонтальным» управлением** сигнал пилообразной развертки смещается относительно порогового значения « b » в горизонтальной плоскости (см. рис. 9.8 б), либо имеет зависимость от входного воздействия крутизну нарастающего фронта (см. рис. 9.8 в).

В СИФУ с **программным управлением** [39, 60, 64] ФСУ как таковое отсутствует, а угол управления БСК задается программным путем по заранее заданному закону регулирования.

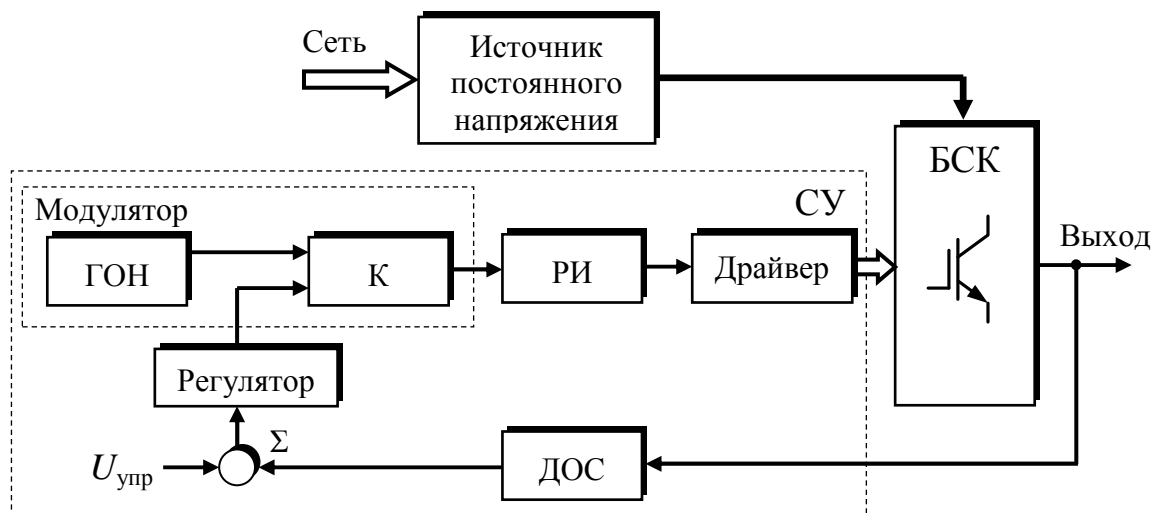


Рис. 9.7. Обобщенная функциональная схема асинхронной системы управления вентильным преобразователем

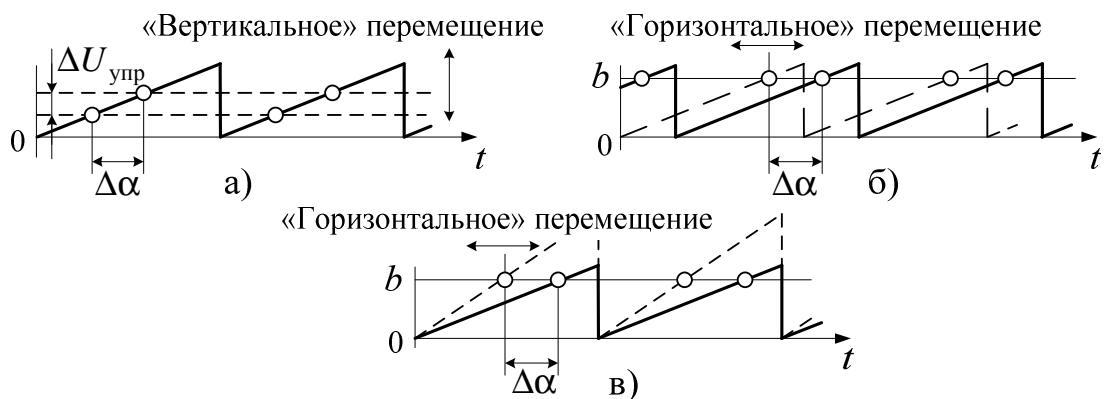


Рис. 9.8. Временные диаграммы сигналов при «вертикальном» (а) и «горизонтальном» (б, в) принципах управления СИФУ

По принципу построения БСК системы импульсно-фазового управления подразделяются на нереверсивные и реверсивные. **В нереверсивных ВП** выходное напряжение (ток) имеет только одну полярность. **В реверсивных ВП** выходная координата преобразователя может быть по знаку как положительной, так и отрицательной.

СИФУ принято различать по принципу обработки информации и подразделять на **аналоговые** и **цифро-аналоговые** [50, 51, 74, 81].

В настоящее время большинство современных систем управления ВП реализуются программным способом на основе микроконтроллеров и чаще всего строятся по одноканальному синхронному принципу, несмотря на присущие ему недостатки в отношении низкого быстродействия по сравнению с многоканальными синхронными системами управления. При этом, как правило, используется «вертикальный» принцип управления, в основе которого лежит развертывающее преобразование с выборкой мгновенных значений сигнала управления [50, 52, 70, 74].

Контрольные вопросы

1. Что называется системой импульсно-фазового управления (СИФУ) и каково ее назначение?
2. Перечислите основные элементы и их функциональное назначение многоканальной синхронной системы управления?
3. Сформулируйте основные достоинства и недостатки многоканальной и одноканальной синхронной СИФУ?
4. Почему асинхронные СИФУ не получили широкого применения для управления вентильными преобразователями?
5. В чем основное отличие автономных систем управления от синхронных СИФУ?
6. Чем отличается «вертикальный» принцип управления от «горизонтального»?

9.2. Требования, предъявляемые к системам импульсно-фазового управления, и формы управляющих импульсов

Система импульсно-фазового управления ТП должна создавать синхронизированную с напряжением сети систему импульсов, сдвигаемую во времени в зависимости от величины управляющего воздействия, с целью регулирования выходного напряжения (тока).

Требования, предъявляемые к СИФУ, определяются рядом факторов:

- 1) физическими процессами в полупроводниковых приборах,
- 2) особенностями самой схемы преобразователя,
- 3) особенностями нагрузки.

Таким образом, **СИФУ должна обеспечивать** [55, 63, 65, 85]:

- 1) достаточную амплитуду и ток управляющих импульсов, выбираемую для тиристоров по диаграмме управления;
- 2) достаточную крутизну управляющих импульсов (не менее 0,5 – 1,0 А/мкс). Крутизна особенно важна при параллельном и последовательном соединении тиристоров;
- 3) требуемый диапазон регулирования угла управления в зависимости от назначения преобразователей. Так, например, при активной нагрузке максимально возможный диапазон регулирования для однофазных выпрямителей должен составлять 180 эл.град, для трехфазного выпрямителя с нулевым выводом – 150 эл.град, для трехфазного мостового выпрямителя – 120 эл.град (см. п. 5.2);
- 4) достаточную длительность управляющих импульсов: а) с точки зрения физики работы тиристора – 20 мкс; б) исходя из особенностей схемы, в трехфазной мостовой схеме требуется длительность импульсов более 60 эл.град, или нужно применять сдвоенные импульсы; в) исходя из особенностей нагрузки, при активно-индуктивной нагрузке с большой индуктивно-

стью необходимо применять длинные импульсы (120 эл.град в трехфазных схемах);

5) гальваническое разделение выхода СИФУ и управляющего перехода силового тиристора;

б) достаточное быстродействие, чтобы за время до включения очередного тиристора в полном диапазоне сдвинулся управляющий импульс (не более 3...6 мс);

7) достаточную симметрию управляющих импульсов (допустимая несимметрия меньше 1 – 2 эл.град);

8) высокую помехоустойчивость как со стороны информационного входа, так и со стороны сети (СИФУ должна сохранять свою работоспособность в частотном диапазоне сигналов помех от 50 до 1200 Гц, допустимые коммутационные провалы напряжения сети 100% на 5 эл.град) [27, 48, 85].

В СИФУ применяются управляющие импульсы малой и большой длительности, а также импульсы с высокочастотным заполнением (импульсный «пакет») [10, 85].

Импульсы малой длительности (рис. 9.9 а), как правило, не превышают 20 эл.град. Сигналы управления **большой длительности** (см. рис. 9.9 б) имеют $t_{и}$ на уровне 120 эл.град, а их усилители мощности в первую очередь характеризуются высокими массогабаритными показателями импульсного трансформатора. Для устранения данного недостатка применяются **импульсы с высокочастотным заполнением** (см. рис. 9.9 в), когда в течение требуемого интервала времени $t_{и}$ на управляющий электрод вентиля подается «пакет», состоящий из серии высокочастотных импульсов длительностью $t_{и}^*$, зависящей от динамических характеристик тиристора и выбирается из условия $t_{и} \approx (3...5) \cdot t_{вкл}$, где $t_{вкл}$ – время включения тиристора при максимальном анодном токе. При «пакетном» управлении интервал паузы $t_{п}$ между соседними импульсами не более $0,5 \cdot t_{выкл}$, где $t_{выкл}$ – время выключения тиристора при максимальном анодном токе. Как правило, $t_{выкл} \approx 10 \cdot t_{вкл}$, поэтому считают, что $t_{и} = t_{п} \approx (3...5) \cdot t_{вкл}$.

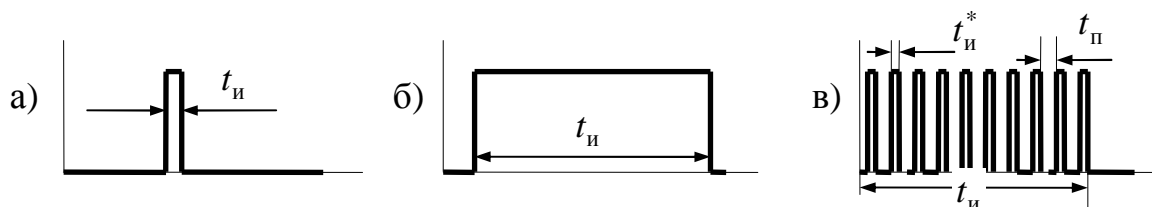


Рис. 9.9. Формы импульсов управления тиристорами

Контрольные вопросы

1. Обоснуйте требования, предъявляемые к СИФУ преобразователя.
2. Какие формы управляющих импульсов применяются в СИФУ?

9.3. Формирователи-распределители импульсов управления трехфазной мостовой схемы выпрямления

Для надежной работы трехфазной мостовой схемы управления требуется, чтобы длительность управляющих импульсов была больше 60 эл.град, что неизбежно приводит к увеличению массогабаритных показателей УМ (импульсных трансформаторов). Для устранения данного недостатка в СИФУ применяют сдвоенные импульсы управления малой длительности, либо высокочастотные импульсы в виде «пакета» с длительностью каждого пакета в 120 эл.град, что соответствует максимально возможному промежутку времени между смежными тиристорами как катодной, так и анодной групп (см. рис. 9.3).

Рассмотрим алгоритм формирования сдвоенных импульсов управления в трехфазной мостовой схеме выпрямления при условии, что угол управления $\alpha = 0$ эл.град (рис. 9.10 а).

В трехфазной мостовой схеме выпрямления в каждый момент времени в проводящем состоянии находится два тиристора, расположенных в катодной и анодной группах. Так, например, на интервале, лежащем между точками « $d - k$ » естественной коммутации трехфазной системы напряжений (см. рис. 9.10 б), в проводящем состоянии находятся тиристоры $VS1$ и $VS6$ (см. рис. 9.10 а). Таблица последовательности включения тиристоров в трехфазной мостовой схеме приведена на рис. 9.10 а.

Поскольку $\alpha = 0$ эл.град, то моменты формирования импульсов управления тиристорами будут совпадать с точками естественной коммутации. Для точек « d », « e », « f » импульсы управления обозначим как A , B , C (см. рис. 9.10 б), а для точек « k », « l », « m » – примем обозначения импульсов символами \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} соответственно. Алгоритм их формирования был подробно рассмотрен на примере многоканальной синхронной СИФУ (см. рис. 9.3 б).

Рассмотрим интервал « $d - e$ », на котором постоянно включен тиристор $VS1$ катодной группы за счет подачи на его управляющий электрод импульса A с выхода «канала фазы A » (см. рис. 9.10 б). В точке « k » ток с вентиля $VS6$ переходит на тиристор $VS2$ анодной группы за счет подачи импульса управления \bar{C} с выхода «канала фазы C ». В результате коммутации вентиля $VS6$ и $VS2$ анодной группы фазы B и C оказываются накоротко замкнутыми, ток через тиристор $VS1$ может прерваться, что приведет к нарушению алгоритма работы трехфазной мостовой схемы. Поэтому в точке « k » на тиристор $VS1$ необходимо подать подтверждающий импульс \bar{C} с выхода «канала фазы C ». Таким образом, на управляющем переходе тиристора $VS1$ формируется сдвоенный импульс управления с интервалом 60 эл.град, из которых первый – принадлежит СИФУ «канала фазы A », а второй – распределяется с выхода СИФУ «канала фазы C » (см. рис. 9.10 б).

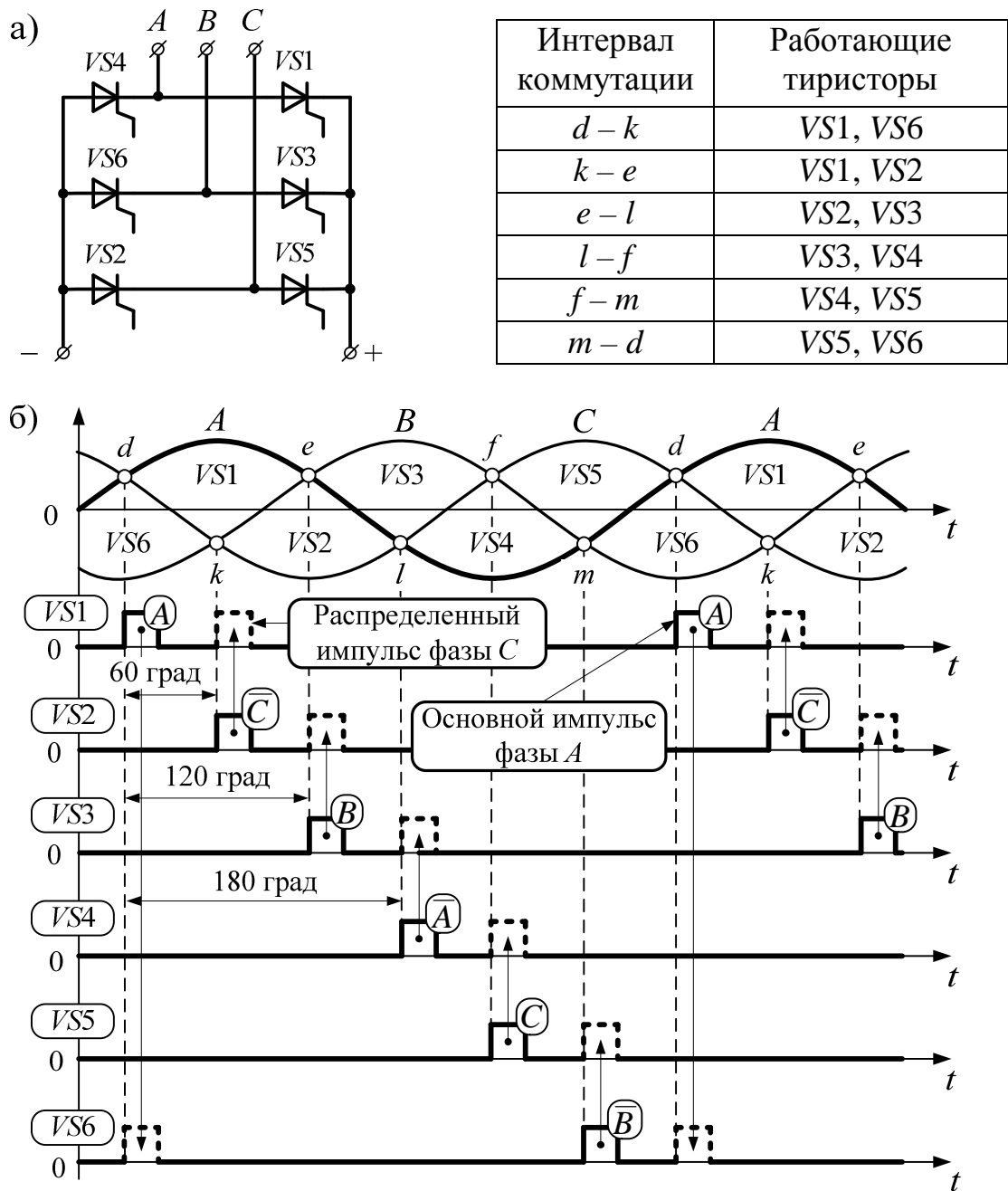


Рис. 9.10. Трехфазный мостовой выпрямитель с таблицей последовательности работы тиристоров (а) и временные диаграммы распределения импульсов управления (б)

Аналогичным образом, например, в точке естественной коммутации « l » подается основной импульс управления на тиристор VS_4 анодной группы и он же (подтверждающий импульс) распределяется на управляющий переход тиристора VS_3 катодной группы вентилей. Т.е. сдвоенный импульс управления тиристором VS_3 складывается из основного импульса B и распределенного A . Результирующий алгоритм формирователя-распределителя (ФР) сдвоенных импульсов управления трехфазной мостовой схемы вы-

прямления приведен в табл. 9.1, а пример его технической реализации представлен на рис. 9.11.

Таблица 9.1

Тиристоры катодной группы	Сдвоенные импульсы	Тиристоры анодной группы	Сдвоенные импульсы
VS1	A, \bar{C}	VS4	\bar{A}, C
VS3	B, \bar{A}	VS6	\bar{B}, A
VS5	C, \bar{B}	VS2	\bar{C}, B

В состав ФР входят шесть логических элементов «2ИЛИ», подключение которых производится в соответствии с табл. 9.1.

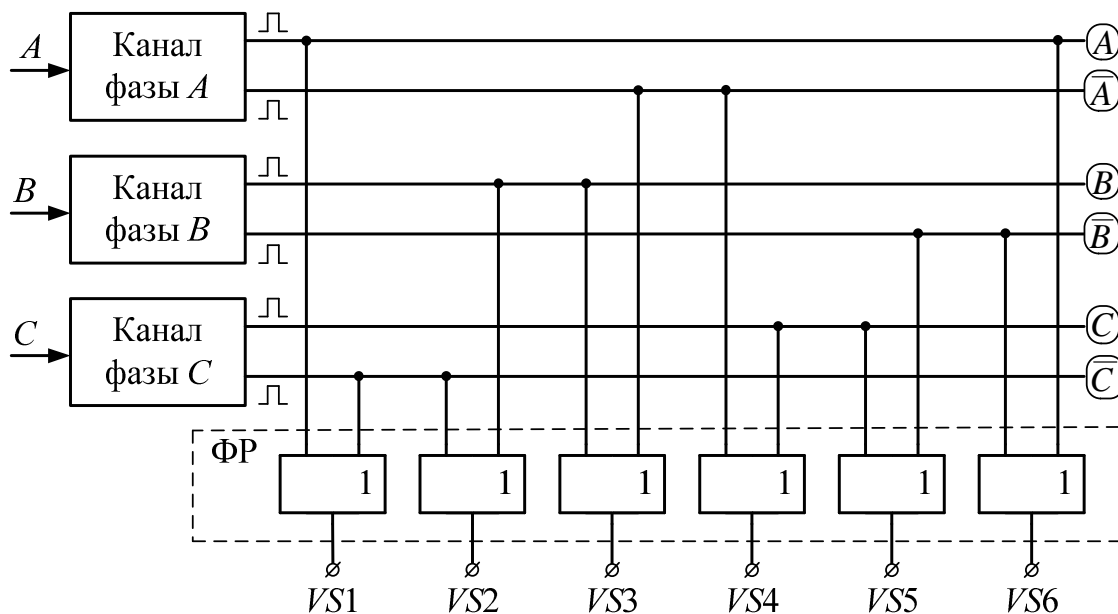


Рис. 9.11. Формирователь-распределитель сдвоенных импульсов управления трехфазной мостовой схемы выпрямления

К числу **достоинств** СИФУ, формирующих сдвоенные импульсы малой длительности, следует отнести низкие массогабаритные показатели импульсных трансформаторов, через которые их выходы подключаются к управляющим переходам силовых тиристоров. Существенным **недостатком** подобных систем является низкая помехоустойчивость СИФУ к коммутационным провалам напряжения сети, когда при малой инерционности цепи нагрузки ТП возможен самопроизвольный переход тиристоров в непроводящее состояние, что приводит к ухудшению качества процесса регулирования и может явиться причиной сбоев в работе системы электропривода. Поэтому СИФУ подобного типа целесообразно применять только в инерционных САУ с питанием от сети большой мощности, где вероятность коммутационных искажений сведена к минимуму.

Для повышения помехоустойчивости СИФУ и еще большего снижения массогабаритных показателей усилителей мощности следует применять высокочастотные импульсы в виде «пакета» с длительностью каждого пакета в 120 эл.град, когда полностью перекрывается интервал времени между точками естественной коммутации (см. рис. 9.10 б).

Пример технической реализации ФР при «пакетном» управлении и временные диаграммы его сигналов при $\alpha = 0$ эл.град приведены на рис. 9.12. ФР состоит из шести S – R -триггеров, формирующих прямоугольные импульсы управления тиристорами $VS1$ – $VS6$ с длительностью 120 эл.град каждый и шести генераторов высокочастотных импульсов (ГВИ1 – ГВИ6), осуществляющих высокочастотное заполнение импульсов в «пакете» с целью уменьшения массогабаритных показателей импульсных трансформаторов.

Для снижения асимметрии управляющих импульсов тиристоров в ФР используется шесть ГВИ, каждый из которых запускается по переднему фронту сигнала с выхода S – R -триггера. Если к СИФУ не предъявляется серьезных требований по асимметрии импульсов управления, то в ФР вместо шести ГВИ можно использовать шесть логических элементов типа «2И» и один общий ГВИ, подключаемый к одному из входов каждого из шести элементов «2И».

Контрольные вопросы

1. Почему в СИФУ трехфазным мостовым выпрямителем используется алгоритм сдвоенных импульсов управления? Их основные достоинства и недостатки.

2. Какие преимущества и недостатки имеют СИФУ с «пакетными» импульсами управления, и в каких случаях они применяются?

9.4. Регулировочные характеристики при различных формах опорных напряжений

Принцип «вертикального» управления, применяемый в большинстве СИФУ, иллюстрируют диаграммы рис. 9.13 а, б. Из диаграмм видно, что **опорное напряжение** может быть как **пилообразным**, так и **синусоидальным** (косинусоидальным). Напряжение управления $U_{упр}$ суммируется с опорным напряжением $u_{оп}$ на входе компаратора. В момент равенства нулю суммарного напряжения формируется передний фронт управляющего импульса $U_{фсy}$. Получить стабильное опорное пилообразное напряжение проще, т.к. оно может быть получено с помощью интегратора и дополнительного транзистора, разряжающего емкость при питании от источника стабильного постоянного напряжения. Получить стабильное косинусоидальное напряжение, синхронизируемое сетью, трудно из-за колебаний напряжения сети и искажения его формы.

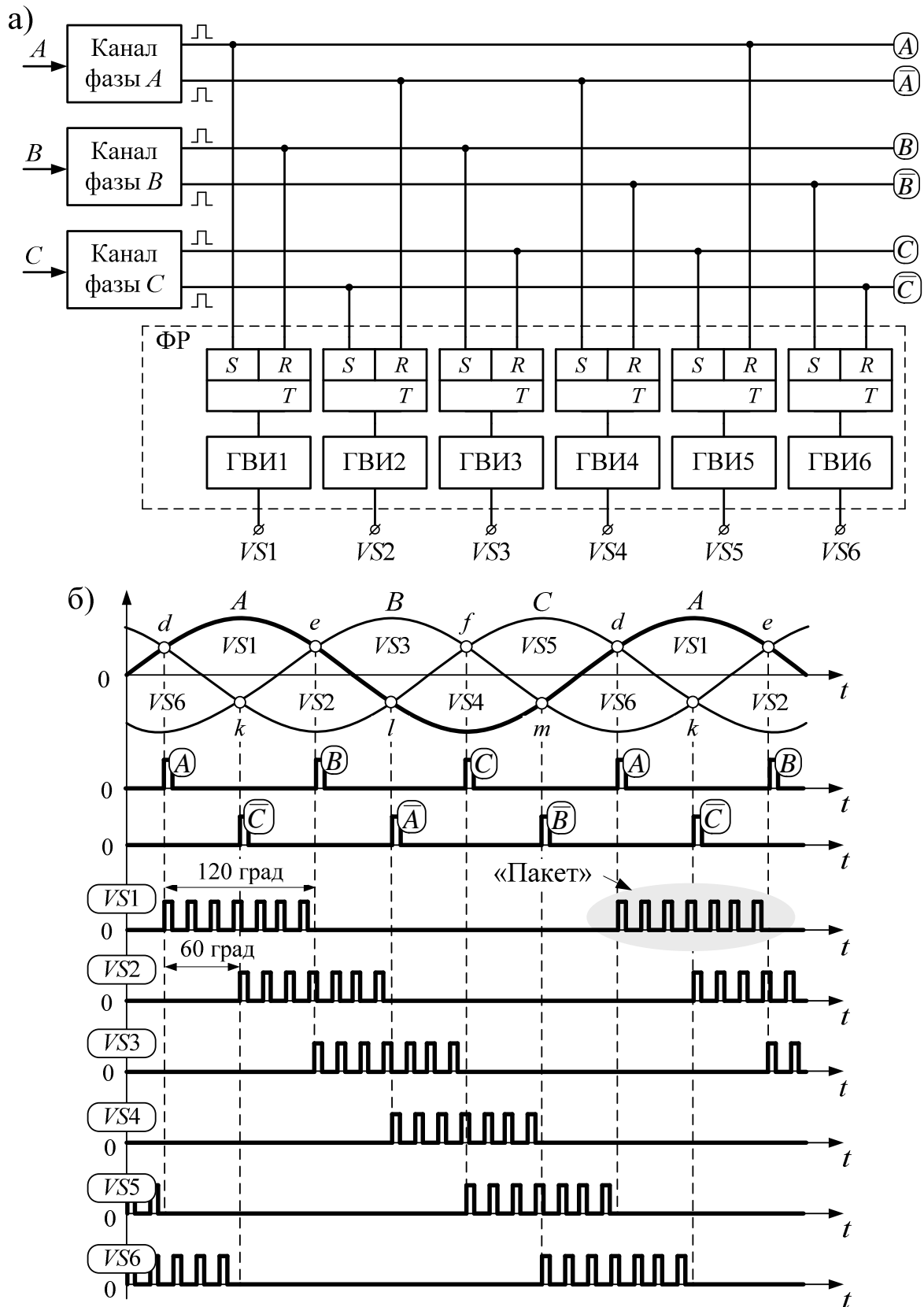


Рис. 9.12. Формирователь-распределитель «пакетных» импульсов управления (а) и временные диаграммы его сигналов (б) для трехфазной мостовой схемы выпрямления при $\alpha = 0$ эл.град

Для изучения систем управления, кроме ранее введенного понятия **регулирующая характеристика преобразователя** (РХП) $U_d = f(\alpha)$, введем понятия **регулирующая характеристика системы управления** (РХСУ) $\alpha = f(U_{\text{упр}})$ и **регулирующая характеристика преобразователя вместе с системой управления** (РХПСУ) $U_d = f(U_{\text{упр}})$. В дальнейшем в курсе электропривода последняя характеристика, связывающая сигналы на входе и выходе преобразователя, будет называться **статической характеристикой преобразователя**. Форма опорного напряжения влияет на вид регулировочных характеристик (кроме РХП). Найдем уравнения регулировочных характеристик.

При пилообразном опорном напряжении, рассмотрев подобные треугольники на рис. 9.13 а, получим соотношение

$$\frac{\alpha}{\theta} = \frac{U_{\text{оп.мах}} - U_{\text{упр}}}{2U_{\text{оп.мах}}}, \quad (9.2)$$

где $U_{\text{оп.мах}}$ – амплитуда опорного напряжения, θ – длительность рабочего участка пилообразного напряжения.

Тогда

$$\alpha = \frac{\theta}{2} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{оп.мах}}}\right). \quad (9.3)$$

Для упрощения анализа примем $\theta = \pi$, тогда уравнение для РХСУ

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{оп.мах}}}\right). \quad (9.4)$$

Учитывая, что уравнение РХП в относительных единицах

$$\frac{U_{d\alpha 0}}{U_{d0}} = \cos \alpha, \quad (9.5)$$

получим уравнение для РХПСУ в относительных единицах

$$\frac{U_{d\alpha 0}}{U_{d0}} = \cos \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{оп.мах}}}\right). \quad (9.6)$$

Регулировочные характеристики РХСУ и РХПСУ, построенные по уравнениям (9.4), (9.6), приведены на рис. 9.13 в, д.

Если опорное напряжение косинусоидально, то из рис. 9.13 б следует, что

$$\frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{оп.мах}}} = \cos \alpha. \quad (9.7)$$

Тогда уравнение для РХСУ

$$\alpha = \arccos \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{оп.мах}}}. \quad (9.8)$$

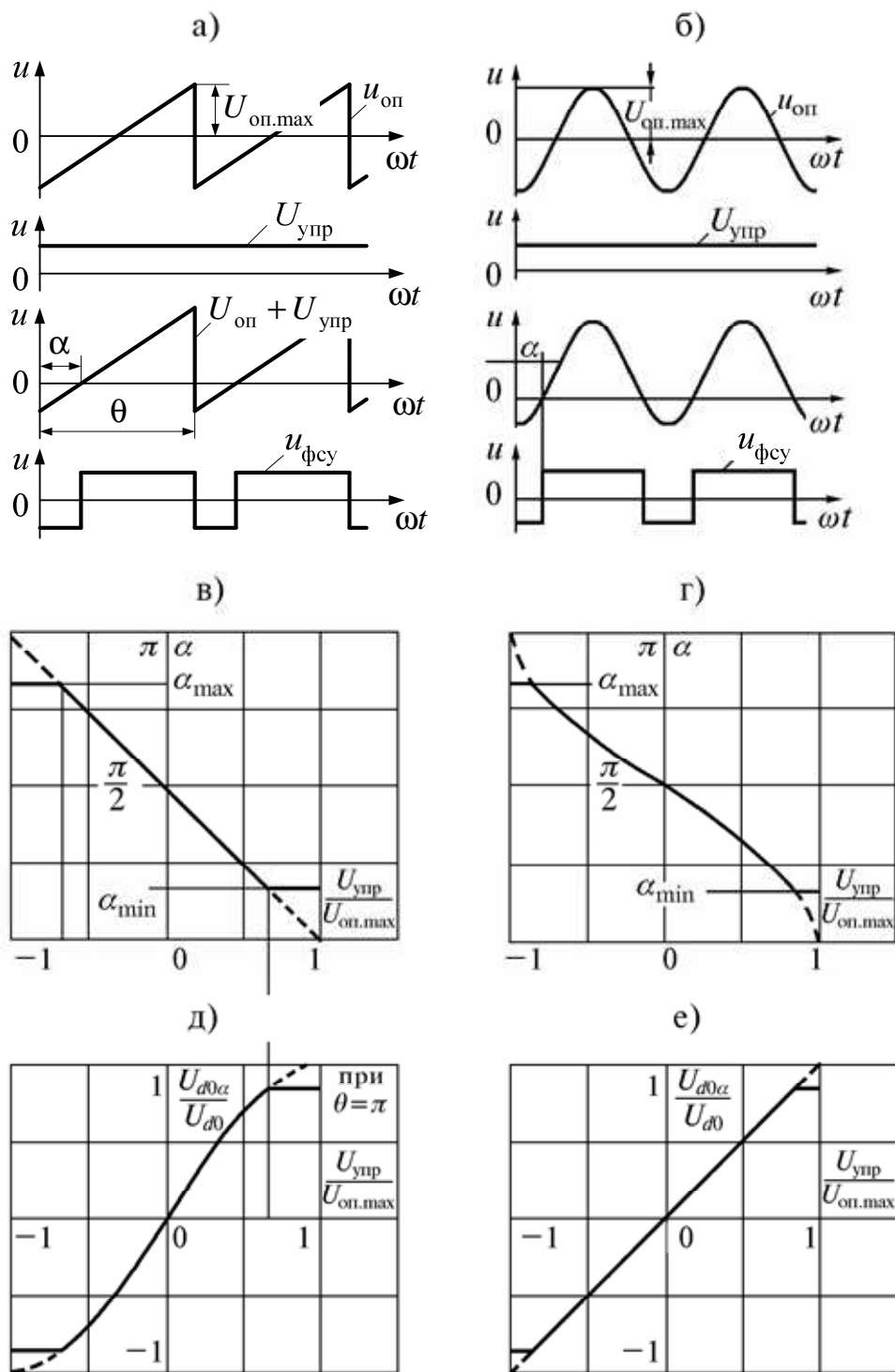


Рис. 9.13. Диаграммы напряжений (а, б), регулировочные характеристики СИФУ (в, г) и регулировочные характеристики всего преобразователя вместе с СИФУ (д, е) при линейном и косинусоидальном опорном напряжении

Учитывая уравнение РХП в относительных единицах (9.5), получим уравнение для РХПСУ в относительных единицах

$$\frac{U_{d\alpha 0}}{U_{d0}} = \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{оп.маx}}}. \quad (9.9)$$

Регулировочные характеристики РХСУ и РХПСУ, построенные по уравнениям (9.8), (9.9), приведены на рис. 9.13 г, е.

На регулировочных характеристиках (см. рис. 9.13 в–е) показаны ограничения, вводимые для предотвращения опрокидывания инвертора ($\alpha_{\text{маx}}$), а также для предотвращения превышения выпрямленным напряжением допустимого значения ($\alpha_{\text{мин}}$).

Если опорное напряжение системы управления косинусоидальное, то РХПСУ линейная (рис. 9.13 е). Это является **преимуществом** такой формы опорного напряжения. **Недостаток** косинусоидального опорного напряжения, получаемого из сетевого напряжения – искажения формы и колебания напряжения. При резком понижении напряжения в сети возможно пропадание управляющих импульсов, так как перестанет переключаться компаратор. Для устранения влияния высших гармоник на форму опорного напряжения и повышения помехоустойчивости СУ применяют фильтры на входе системы управления, либо интегрирующие методы развертывающего преобразования [27, 28, 29, 48, 49, 82].

Контрольные вопросы

1. В какой момент и почему появляется импульс на выходе СИФУ?
2. Чем определяется частота импульсов на выходе СИФУ?
3. От чего зависит вид регулировочных характеристик СУ и преобразователя вместе с СУ?
4. Какие преимущества и недостатки имеют СИФУ с пилообразным и косинусоидальным формами опорного напряжения?

9.5. Системы управления и регулировочные характеристики реверсивных преобразователей при раздельном управлении

В реверсивных преобразователях имеется два комплекта вентиляей: «Вперед» и «Назад». Особенность системы управления реверсивным преобразователем при раздельном управлении заключается в том, что СУ не должна позволять включиться другому комплекту вентиляей, пока ток проходит через предыдущий. Таким образом, переключение возможно только после перехода в прерывистый режим.

На рис. 9.14 приведена функциональная схема СУ реверсивным преобразователем с раздельным управлением. В качестве нагрузки используется двигатель постоянного тока. Измерение тока нагрузки осуществляется шунтом $R_{\text{ш}}$, включенным последовательно с двигателем. Импульсы управления силовыми тиристорами групп «Вперед» («В») и «Назад» («Н») подаются

через ключи Кл. «В» и Кл. «Н», управляемые от логического переключающего устройства (ЛПУ), на информационные входы которого поступают логические сигналы с выхода датчика нулевого тока (ДНТ) и источника сигнала задания направления тока (вращения) электродвигателя (на рис. 9.14 не показан). В случае отсутствия в СУ замкнутых контуров (например, по току якоря и скорости вращения двигателя) в качестве источника задания направления тока может быть использован сигнал управления $U_{упр}$. Вместо ДНТ в СУ реверсивными преобразователями часто применяют датчики проводимости (ДП), определяющие состояния вентилях комплектов «В» и «Н» и передачу этой информации на логический вход ЛПУ. Таким образом, ЛПУ служит для выдачи разрешения и запрета на переключение комплектов вентилях «В» и «Н» по сигналу ДНТ или ДП. Комплект, который должен включаться, определяется в зависимости от знака напряжения $U_{упр}$, подаваемого на ЛПУ. При работе группы «В» ключи Кл. «Н» закрыты, а при вступлении в работу тиристоров группы «Н» в неуправляемое состояние переходят ключи Кл. «В».

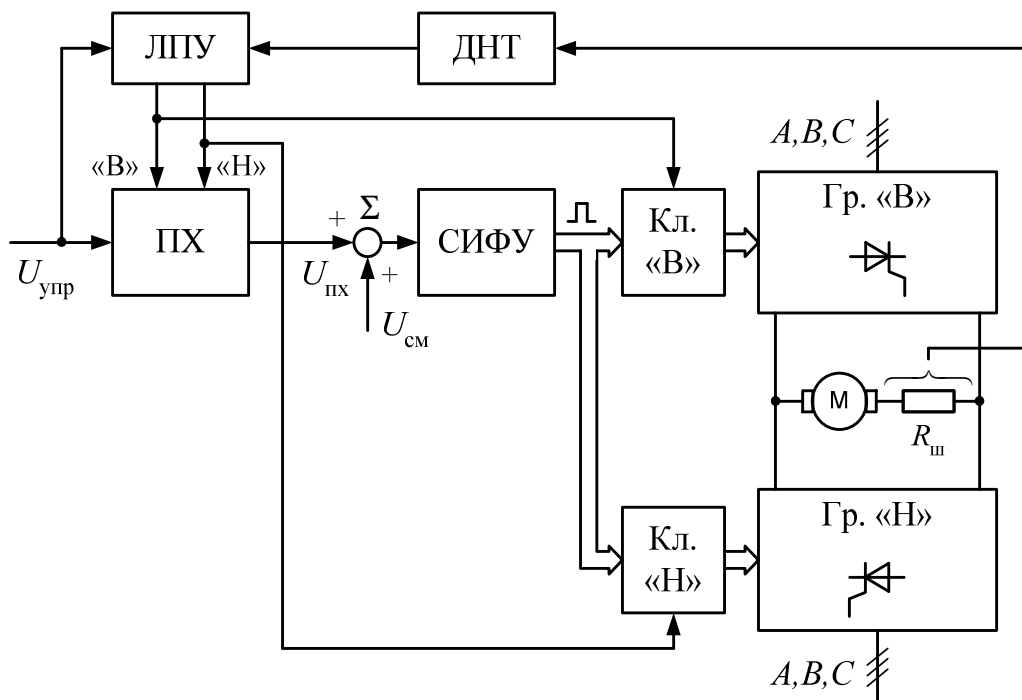


Рис. 9.14. Функциональная схема СУ реверсивного преобразователя с разделительным управлением

Блок СИФУ (см. рис. 9.14) может быть выполнен как по многоканальному, так и одноканальному синхронному принципам (см. рис. 9.2, 9.4). На входе СИФУ в реверсивных преобразователях с разделительным управлением обязательно устанавливают переключатель характеристики (ПХ), предназначенный для согласования по знаку сигнала управления $U_{упр}$ с входом СИФУ.

Рассмотрим принцип действия ПХ. Будем считать, что при $U_{упр} > 0$ импульсы управления с выхода СИФУ подаются на комплект вентиляей «В», при этом напряжение на выходе ПХ также положительное $U_{пх} > 0$ (см. рис. 9.14), тогда согласно регулировочным характеристикам СИФУ (см. рис. 9.13 в, г) преобразователь работает в режиме выпрямления ($\alpha < 90$ эл.град, непрерывный режим). При изменении знака управляющего сигнала $U_{упр} < 0$ и снижении тока через проводящий комплект вентиляей «В» до нуля ЛПУ дает команду на включение группы «Н». В случае отсутствия ПХ, на вход СИФУ будет подано отрицательное напряжение, что соответствует работе преобразователя в режиме инвертирования ($\alpha > 90$ эл.град, см. рис. 9.13 в, г). В результате возникает несогласованность по знаку входа СИФУ с напряжением управления $U_{упр}$. Поэтому в случае изменения знака сигнала управления одновременно должна измениться полярность сигнала на входе СИФУ, т.е. статическая характеристика ПХ по команде ЛПУ должна перейти из первого во второй квадрант (рис. 9.15). Аналогичный переход из третьего в четвертый квадрант статической характеристики ПХ осуществляется при работе преобразователя в режиме инвертирования электрической энергии.

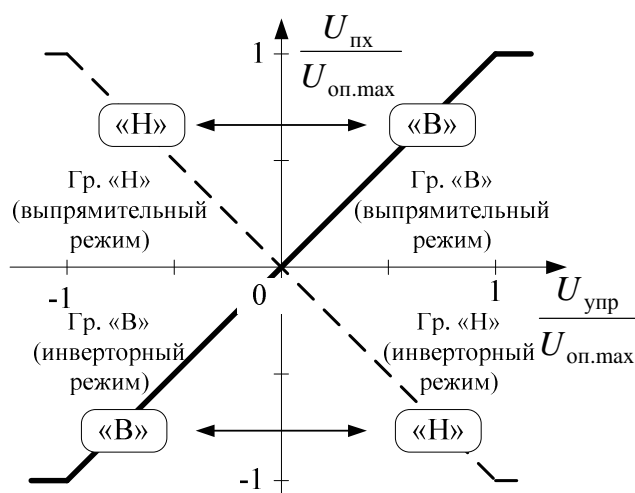


Рис. 9.15. Статическая характеристика «вход – выход» переключателя характеристик прямого канала регулирования реверсивного ТП

Регулировочные характеристики РХСУ и РХПСУ реверсивного преобразователя в непрерывном режиме приведены на рис. 9.16. Они построены по аналогии с характеристиками при косинусоидальном опорном напряжении для однокомплектного преобразователя (см. рис. 9.13 г, е). Особое значение имеет согласование РХСУ и РХПСУ комплектов преобразователя. Характеристики, приведенные на рис. 9.16 а, в, соответствуют **линейному согласованию**, когда сумма углов управления комплектов при одном напряжении $U_{упр}$ равна 180 эл.град. При этом начальный угол управления α_0 при $U_{упр} = 0$ равен 90 эл.град, так как

$$\alpha_0 = \frac{\alpha_в + \alpha_н}{2}. \quad (9.10)$$

Выпрямленное напряжение U_d равно нулю при $U_{упр} = 0$ и при угле управления равном 90 эл.град только у идеального выпрямителя в непре-

рывном режиме. Чтобы обеспечить остановку двигателя при $U_{упр} = 0$ с учетом возможности перехода в прерывистый режим, необходимо выбрать начальный угол управления α_0 и, соответственно, напряжение смещения $U_{см}$, подаваемого через сумматор Σ на вход СИФУ (см. рис. 9.14), таким образом, чтобы при $U_{упр} = 0$ напряжение U_d на якоре двигателя было мало и, протекающий под его влиянием ток I_d не вызывал вращения (трогания) якоря. Ток трогания $I_{тр}$ составляет 1...5% от номинального тока якоря двигателя. При таких токах преобразователь переходит в режим прерывистого тока и РХП изменяется (см. п. 5.4.3).

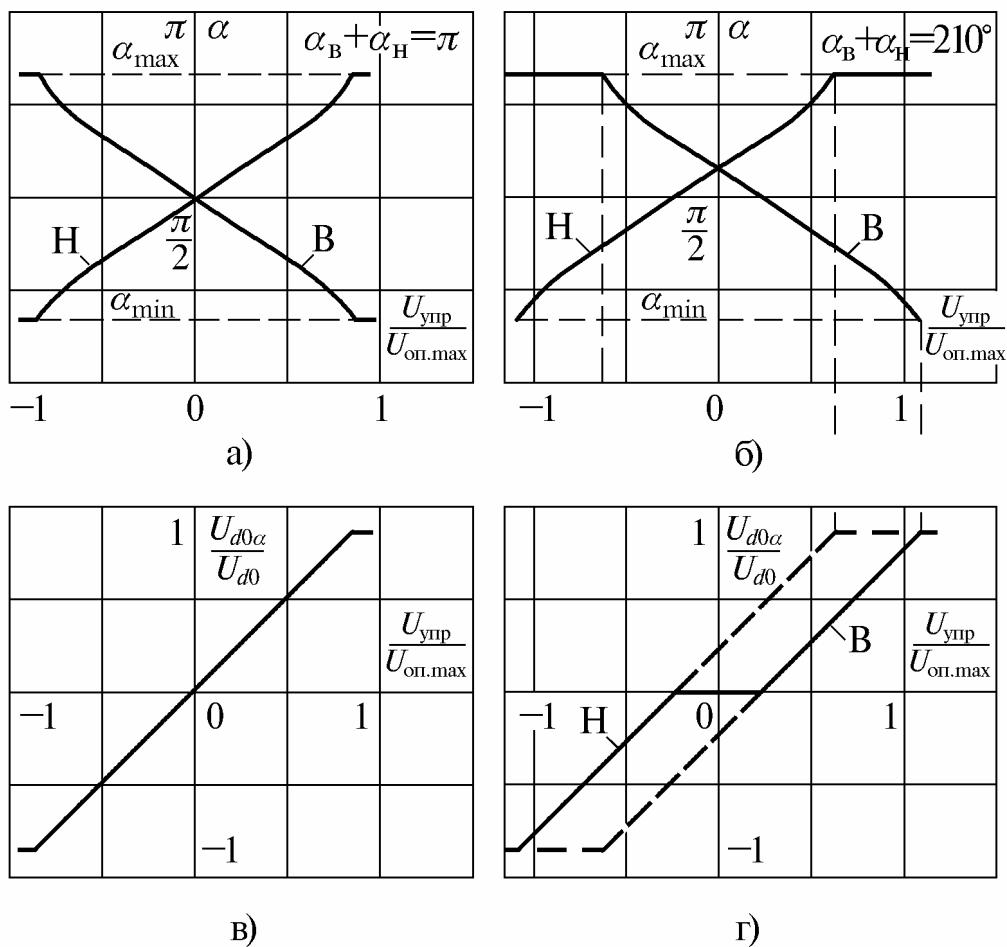


Рис. 9.16. Регулировочные характеристики СИФУ (а, б) и регулировочные характеристики всего реверсивного преобразователя вместе с СИФУ (в, г) при различном согласовании и косинусоидальном опорном напряжении

На рис. 9.17 а штриховой линией показано как изменяется при этом РХПСУ. Чтобы остановить якорь двигателя при $U_{упр} = 0$, нужно, чтобы этому напряжению соответствовал начальный угол управления $\alpha_0 > 90$ эл.град. Такое согласование, при котором сумма углов управления комплектов при одном и том же напряжении $U_{упр}$ больше 180 эл.град, называется **нелиней-**

ным ($\alpha_B + \alpha_H > \pi$). Для его осуществления нужно сдвинуть РХСУ с помощью напряжения смещения $U_{см}$.

РХСУ при наличии напряжения смещения $U_{см}$ могут быть рассчитаны с учетом (9.4), (9.8). Для косинусоидального опорного напряжения

$$\alpha = \arccos \frac{U_{упр} - U_{см}}{U_{оп.мах}}, \quad (9.11)$$

а для пилообразного опорного напряжения с длительностью рабочего участка равной π

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{U_{упр} - U_{см}}{U_{оп.мах}} \right). \quad (9.12)$$

По формулам (9.11), (9.12) можно найти напряжение смещения для выбранного угла α_0 .

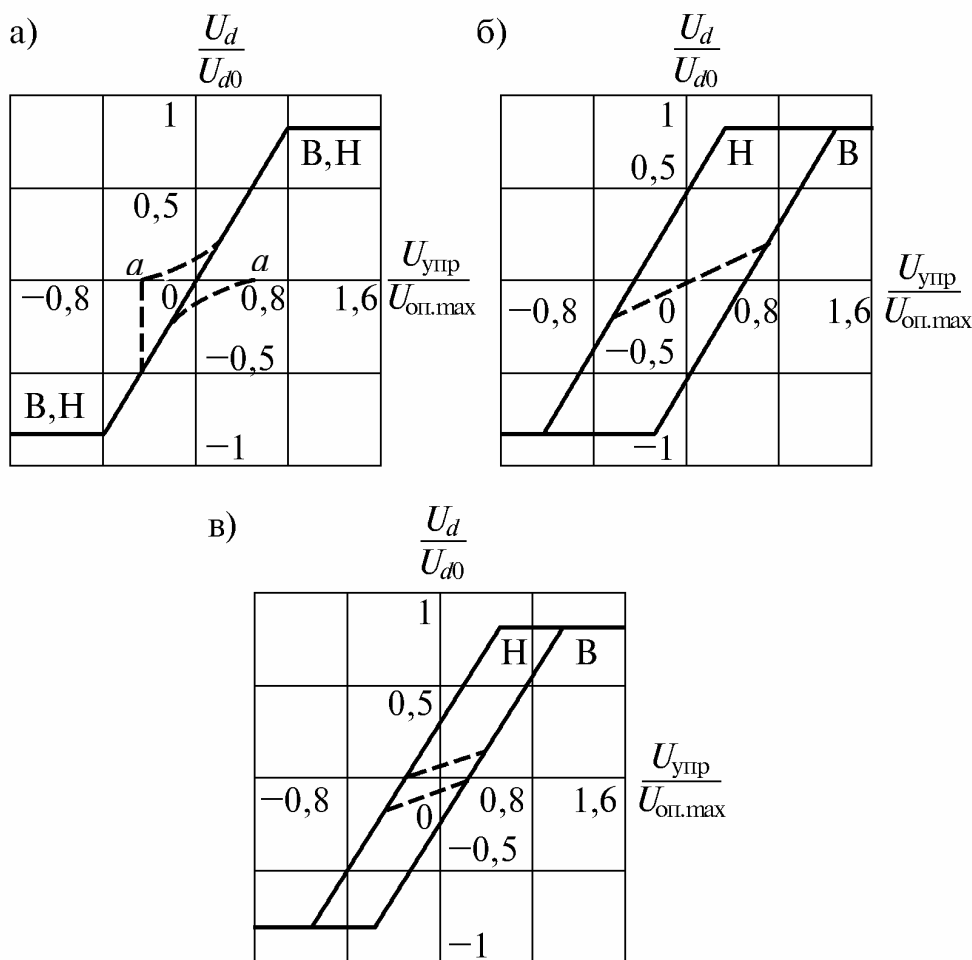


Рис. 9.17. Регулировочные характеристики двухкомплектного реверсивного преобразователя (вместе с системой управления) при различных начальных углах согласования: а) $\alpha_0 = 90$ эл.град; б) $\alpha_0 = 120$ эл.град; в) $\alpha_0 = 105$ эл.град

При выборе угла α_0 необходимо также учитывать, что если $\alpha_0 = 90$ эл.град, то в режиме непрерывного тока характеристики комплектов практически совпадают, что обеспечивает высокое качество регулирования (см. рис. 9.17 а). Смена комплекта возможна только при переходе в режим прерывистого тока. Однако, в режиме прерывистого тока РХПСУ неоднозначны (см. рис. 9.17). Если, например, ток нагрузки комплекта «В» был равен 0 (точка *a* на рис. 9.17 а), и произошло переключение комплектов, то при неизменном напряжении управления комплект «Н» откроется с углом $\alpha = 60$ эл.град и произойдет скачек тока под действием напряжения, равного половине напряжения холостого хода. При $\alpha_0 = 120$ эл.град бросок тока будет отсутствовать, а при $\alpha_0 = 105$ эл.град бросок тока будет очень мал (см. рис. 9.17 б, в).

Неоднозначность характеристик (расширение зоны нечувствительности) затягивает время переключения, ухудшает динамику электропривода. Поэтому угол начального согласования α_0 нужно выбирать из компромиссных соображений. Если бы преобразователь был идеален, индуктивности в цепи отсутствовали, то при $m = 6$ нужно было бы выбрать $\alpha_0 = 120$ эл.град. Но с учетом неидеальности преобразователя и наличия индуктивности выбирается меньшее значение α_0 . В системах с повышенными требованиями к качеству регулирования при применении трехфазной мостовой схемы устанавливают $\alpha_0 = 95...100$ эл.град, а в массовом электроприводе – $\alpha_0 = 105...115$ эл.град. Для других схем выпрямления и характера нагрузки выбор начального угла управления следует выбирать в соответствии с табл. 9.2.

Таблица 9.2

Характер нагрузки	Схема выпрямления	Начальный угол управления α_0 , эл.град
Активная	Однофазная мостовая ($m = 2$)	180
	Трехфазная нулевая ($m = 3$)	150
	Трехфазная мостовая ($m = 6$)	120
Активно-индуктивная (обмотка возбуждения двигателя)	Для любых схем выпрямления	≤ 90
Активно-индуктивная с против-ЭДС (якорь двигателя)	Однофазная мостовая ($m = 2$)	160 – 175
	Трехфазная нулевая ($m = 3$)	130 – 145
	Трехфазная мостовая ($m = 6$)	105 – 115

На рис. 9.16 б, г приведены РХСУ и РХПСУ реверсивного преобразователя при нелинейном согласовании с $\alpha_0 = 105$ эл.град для трехфазной мостовой схемы выпрямления. Характеристики, приведенные на рис. 9.16 г, яв-

ляются аппроксимированными. Участки выпрямительного режима показаны сплошной линией, а инверторного – штриховой. Если преобразователь все время работает в режиме непрерывного тока, то на РХПСУ наблюдается гистерезис, если он переходит в прерывистый режим, то возникает люфт. То есть, в зависимости от режимов преобразователь может быть представлен нелинейностью типа люфт или гистерезис.

Контрольные вопросы

1. Какие дополнительные блоки вводятся в СУ реверсивным преобразователем с отдельным управлением, их назначение.
2. Объясните принцип действия переключателя характеристик на входе СИФУ реверсивным преобразователем с отдельным управлением.
3. Как влияет на вид регулировочных характеристик введение напряжения смещения $U_{см}$?
4. Каков вид регулировочных характеристик реверсивного преобразователя при различных формах опорных напряжений СУ и различных способах согласования?
5. Почему применяют нелинейное согласование характеристик?
6. Почему при отдельном управлении при $U_{упр} = 0$ угол управления α_0 должен быть больше 90 эл.град?
7. Для чего вводятся ограничения в регулировочной характеристике системы управления и в регулировочной характеристике всего преобразователя вместе с системой управления?
8. Как выбирается начальный угол управления α_0 для различных схем выпрямления и характера нагрузки?

9.6. Переходные процессы в реверсивных преобразователях

Рассмотрим качественно переходные процессы при реверсе в преобразователях с совместным и отдельным управлением при различных видах нагрузки. Процессы рассмотрим во времени и на плоскости внешних характеристик I_d, U_d .

Реверс при активно-индуктивной нагрузке (совместное управление). Примем допущение, что индуктивность нагрузки велика (например, происходит реверс тока в обмотке возбуждения). На рис. 9.18 а, б приведены внешние характеристики реверсивного преобразователя при линейном согласовании в непрерывном режиме и временные диаграммы, иллюстрирующие переходный процесс. До момента 1 на вход СУ преобразователя подается заданное напряжение управления $U_{упр}$. Через нагрузку под действием установившегося значения выпрямленного напряжения U_{dy} протекает установившийся ток I_{dy} . Комплект «Вперед» работает в выпрямительном

режиме с углом управления α_{B1} , а комплект «Назад» – в инверторном режиме с углом управления α_{H5} .

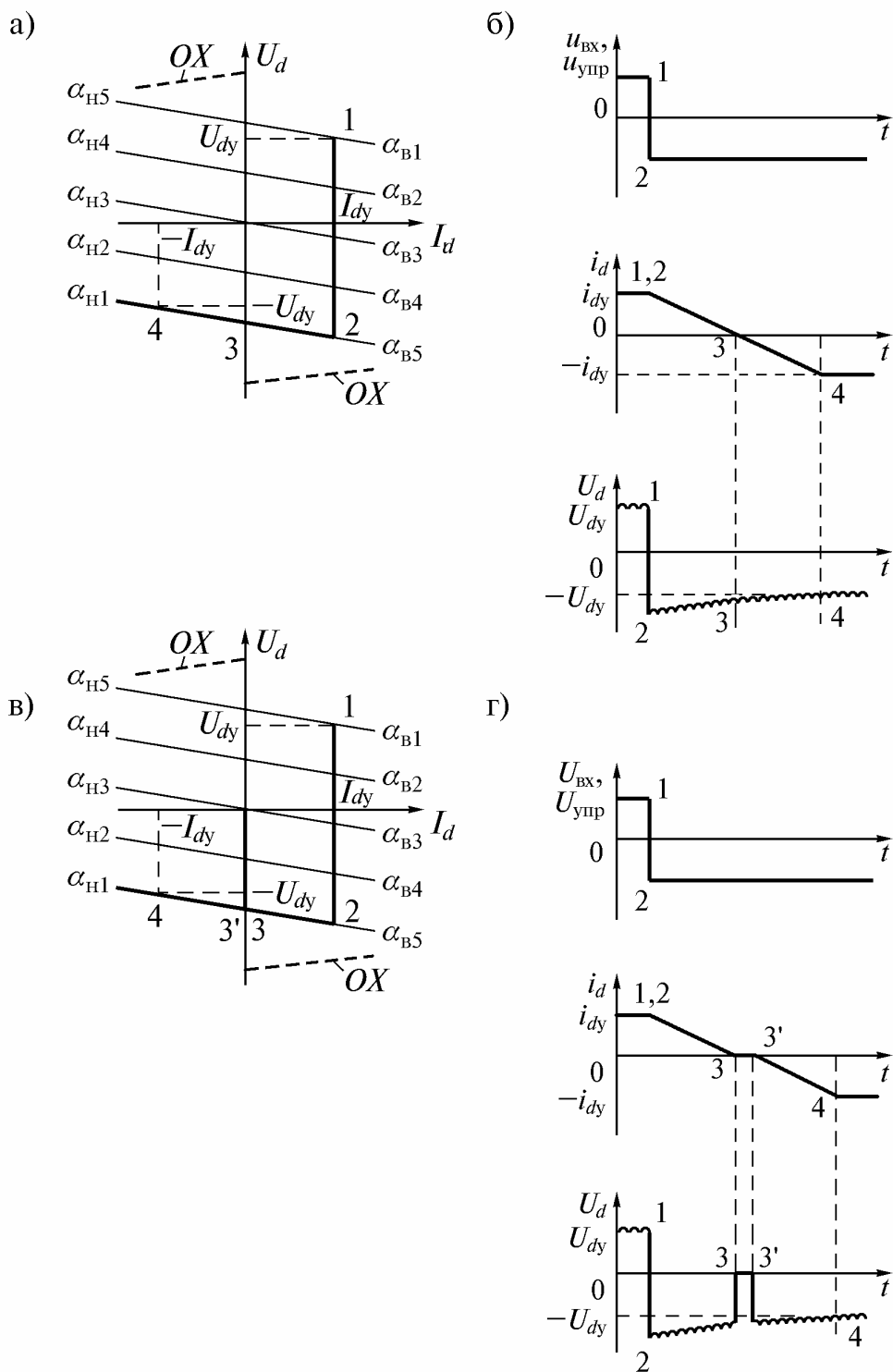


Рис. 9.18. Переходные процессы при реверсе тока в активно-индуктивной нагрузке при совместном (а, б) и раздельном (в, г) управлении.

Процессы показаны на плоскости внешних характеристик (а, в) и во времени (б, г) (индуктивность нагрузки L_d – велика)

Для реверса тока в момент 1 изменяется знак $U_{упр}$ и происходит переход в точку 2. При этом на плоскости внешних характеристик видно, что угол управления изменяется от $\alpha_{в1}$ до $\alpha_{в5}$. Комплект «Вперед» переходит в инверторный режим, напряжение меняет знак. За это время ток остался неизменным, т.к. индуктивность нагрузки велика, а процесс занимает доли периода. Начинается процесс рекуперации энергии и снижение тока. В точке 3 ток равен нулю. Начиная с момента 3 и до момента 4, нарастает ток в комплекте «Назад», работающем в выпрямительном режиме. С момента 4 устанавливается новое значение выпрямленного тока. При этом комплект «Вперед» остается в инверторном режиме и через него протекает уравнивающий ток.

Реверс при активно-индуктивной нагрузке (раздельное управление). Примем те же допущения, что и при совместном управлении. На рис. 9.18 в, г приведены внешние характеристики реверсивного преобразователя при линейном согласовании в непрерывном режиме и временные диаграммы, иллюстрирующие переходный процесс. До момента 3 все процессы происходят так же, как при совместном управлении (только комплект «Назад» не пропускает ток). В момент 3 ток спадает до нуля. Начинается бестоковая пауза. Оба комплекта выключены, ток и напряжение на нагрузке равны нулю. В момент 3 $i_d = 0$ и в соответствии со знаком $U_{упр}$ датчик проводимости разрешает включить комплект «Назад». После бестоковой паузы начинается нарастание тока в комплекте «Назад», работающем в выпрямительном режиме. Процессы происходят так же, как при совместном управлении (только комплект «Вперед» не пропускает ток).

Реверс при активно-индуктивной нагрузке с ПЭДС (совместное управление). Этот случай соответствует работе на якорь двигателя. Индуктивность якоря мала. Поэтому для упрощения примем допущение, что индуктивность в цепи нагрузки равна нулю.

На рис. 9.19 а, б приведены внешние характеристики реверсивного преобразователя при линейном согласовании в непрерывном режиме и временные диаграммы, иллюстрирующие переходный процесс. Как будет показано ниже, при работе на ПЭДС нельзя мгновенно изменять напряжение управления. Поэтому мгновенно будем изменять входное напряжение $u_{вх}$ на входе СУ электропривода (СУЭП), а соответствующее ему напряжение управления $u_{упр}$ на входе СУ преобразователя (СУП) будет изменяться с допустимой скоростью. До момента 1 на вход СУЭП подается заданное входное напряжение $U_{вх}$, а на вход СУП – соответствующее ему напряжение управления $U_{упр}$. Через нагрузку под действием установившегося значения выпрямленного напряжения U_{dy} протекает установившийся ток I_{dy} . Комплект «Вперед» работает в выпрямительном режиме с углом управления $\alpha_{в1}$, а комплект «Назад» – в инверторном режиме с углом управления $\alpha_{н5}$.

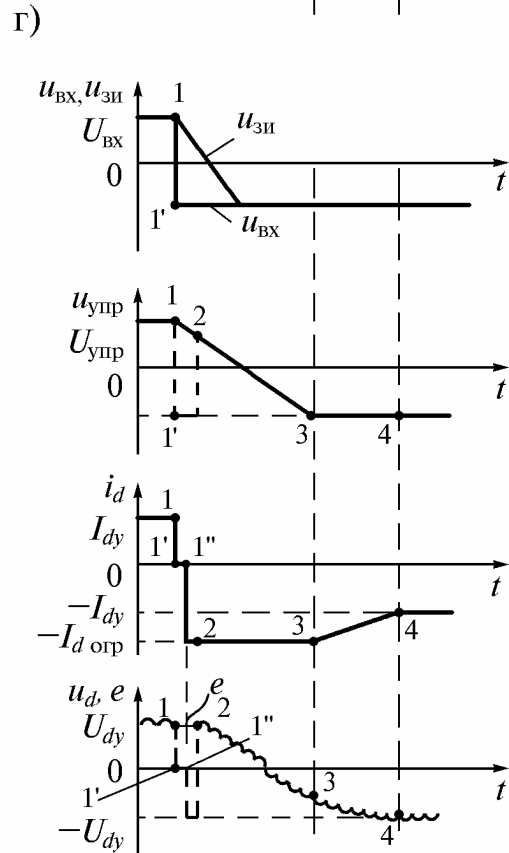
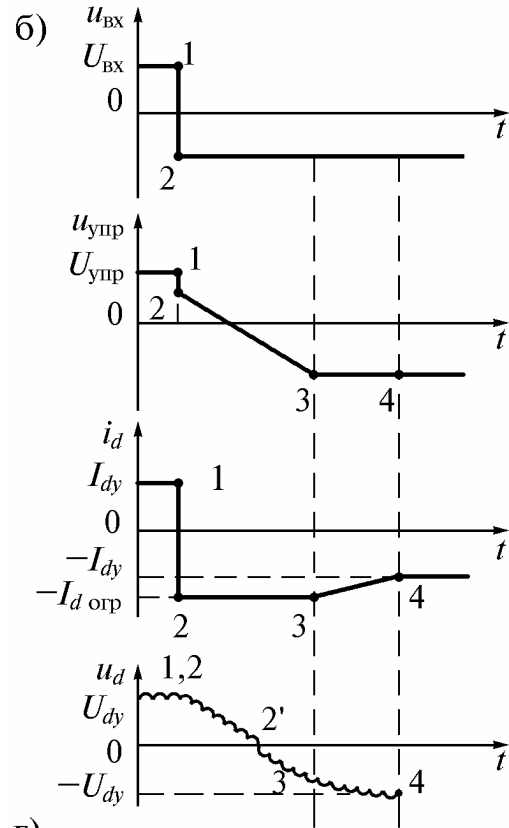
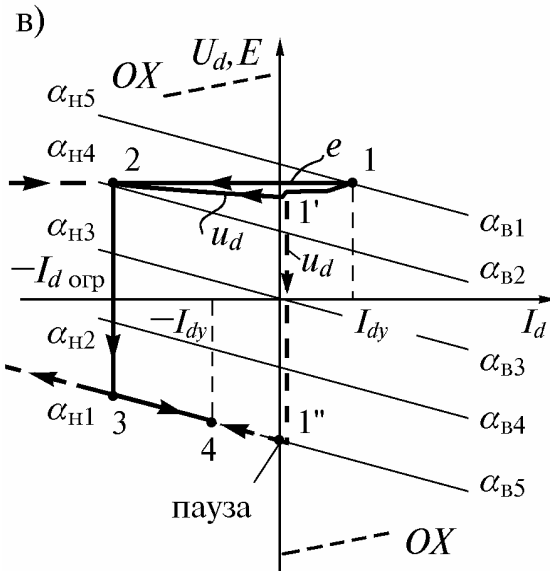
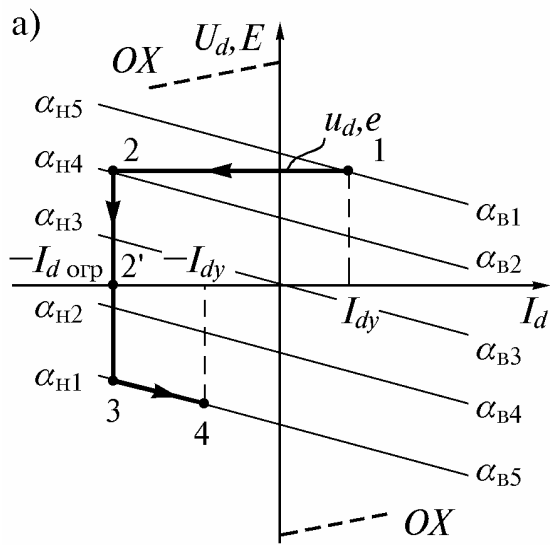


Рис. 9.19. Переходные процессы при реверсе тока в цепи якоря двигателя (активно-индуктивная нагрузка с ПЭДС при L_d близком к нулю) при совместном (а, б) и раздельном управлении (в, г). Штриховой линией показаны участки переходных процессов при отсутствии задатчика интенсивности

Для реверса двигателя в момент 1 изменяется знак $u_{вх}$, при этом уменьшается $u_{упр}$, а, следовательно, и угол управления, и ПЭДС комплекта «Назад», работающего в инверторном режиме. Но скорость вращения двигателя и его ЭДС не могут мгновенно измениться, поэтому при изменении углов управления изменяет направление и резко возрастает ток, который может достичь очень большой величины, начинается отдача энергии в сеть. Для ограничения тока необходима токоограничивающая обратная связь (ОС), входящая в состав СУЭП. Токоограничивающая обратная связь запрещает дальнейшее быстрое изменение $u_{упр}$. В точке 2 ток ограничивается на уровне $I_{d.огр}$, чтобы не пересечь ограничительной характеристики ОХ. В дальнейшем напряжение управления изменяется, угол α_n падает, уменьшается ПЭДС инвертора, но ток $I_{d.огр}$ поддерживается на постоянном уровне. В точке 2' якорь останавливается, комплект «Назад» переходит из инверторного режима в выпрямительный. С момента 2 до момента 2' происходит процесс рекуперации энергии, запасенной в маховых массах электродвигателя и рабочей машины. С момента 2' начинается разгон с этим же током $I_{d.огр}$.

В момент 3 устанавливается заданное значение $U_{упр}$, соответствующее $U_{вх}$, прекращается действие токоограничивающей обратной связи, и к моменту 4 ток спадает до установившегося значения. С момента 4 устанавливается новое значение выпрямленного тока. При этом комплект «Вперед» остается в инверторном режиме и через него протекает уравнивающий ток.

Малая индуктивность цепи практически не повлияет на характер процессов, лишь несколько медленнее будет происходить изменение тока, и облегчится работа токоограничивающей ОС.

Реверс при активно-индуктивной нагрузке с ПЭДС (раздельное управление). Как и в предыдущем случае примем допущение, что индуктивность в цепи нагрузки равна нулю. На рис. 9.19 в, г приведены внешние характеристики реверсивного преобразователя при линейном согласовании в непрерывном режиме и временные диаграммы, иллюстрирующие переходный процесс.

До момента 1 на вход СУЭП подается заданное входное напряжение $U_{вх}$, а на вход СУП – соответствующее ему напряжение управления $U_{упр}$. Через нагрузку под действием установившегося значения выпрямленного напряжения U_{dy} протекает установившийся ток I_{dy} . Комплект «Вперед» работает в выпрямительном режиме с углом управления $\alpha_{в1}$, а комплект «Назад» выключен.

Если мгновенно изменить входное напряжение $U_{вх}$, то ток через комплект «Вперед» практически мгновенно спадет до нуля (индуктивность в цепи мала). Рабочая точка на плоскости внешних характеристик переместится из точки 1 через точку 1' в точку 1''. Комплект «Вперед» выключится, а комплект «Назад» включится с углом $\alpha_{н1}$, если напряжение управления

$U_{упр}$ изменится соответственно $U_{вх}$. Пойдет очень большой ток, т.к. токоограничивающая ОС не успеет ограничить ток. Поэтому в СУЭП вводится **задатчик интенсивности (ЗИ)**, замедляющий изменение сигнала на входе СУП и облегчающий работу токоограничивающей ОС. Напряжение управления $U_{упр}$ на входе СУП будет изменяться с допустимой скоростью.

Для реверса двигателя в момент 1 изменяется знак $u_{вх}$, при этом начинает изменяться напряжение на выходе ЗИ $u_{зи}$, поэтому несколько уменьшается $u_{упр}$, а, следовательно, немного увеличивается угол управления $\alpha_{в}$, уменьшается ЭДС выпрямителя. Но скорость вращения двигателя и его ЭДС не могут мгновенно измениться, поэтому ток спадает до нуля. После бестоковой паузы начинается отдача энергии в сеть. Для ограничения тока необходима токоограничивающая обратная связь, входящая в состав СУЭП. Токоограничивающая ОС запрещает дальнейшее быстрое изменение $U_{упр}$. В точке 2 ток ограничивается на уровне $I_{d.огр}$, чтобы не пересечь ОХ. В дальнейшем напряжение управления изменяется, угол $\alpha_{н}$ падает, уменьшается ПЭДС инвертора, но ток $I_{d.огр}$ поддерживается на постоянном уровне. Процессы происходят так же, как и при совместном управлении, но работает один комплект вентиляей. Малая индуктивность цепи практически не повлияет на характер процессов, лишь несколько медленнее будет происходить изменение тока.

Контрольные вопросы

1. В чем отличие переходных процессов при работе на активно-индуктивную нагрузку и на активно-индуктивную нагрузку с ПЭДС?
2. В чем отличие переходных процессов при работе на активно-индуктивную нагрузку при отдельном и совместном управлении?
3. В чем отличие переходных процессов при работе на активно-индуктивную нагрузку с ПЭДС при отдельном и совместном управлении?

9.7. Функциональная схема системы управления электроприводом постоянного тока

На рис. 9.20 приведена упрощенная функциональная схема системы управления реверсивного электропривода постоянного тока, реализующая требования, обоснованные при рассмотрении переходных процессов. Схема позволяет регулировать скорость вращения электродвигателя и осуществлять реверс без нарушения нормальной работы преобразователя.

Система управления электропривода СУЭП выполнена по подчиненному принципу и содержит два контура регулирования: внутренний контур регулирования тока якоря (КРТ) и внешний контур регулирования скорости двигателя КРС.

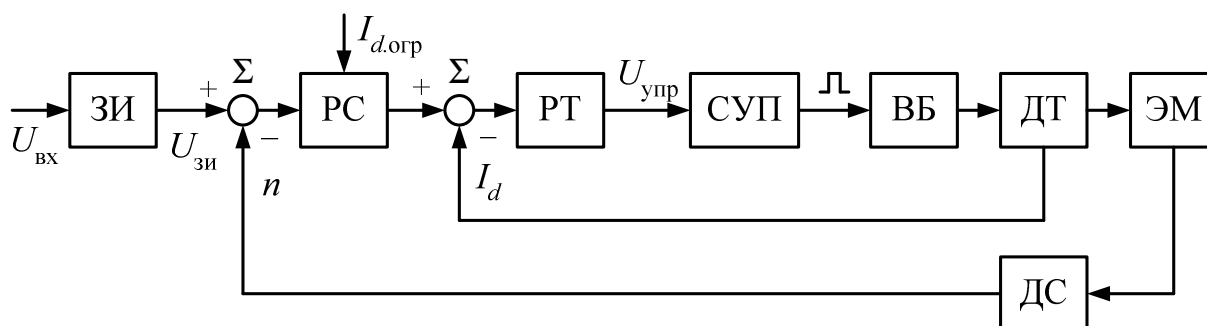


Рис. 9.20. Функциональная схема системы управления реверсивного электропривода постоянного тока

Внутренний КРТ выполнен с отрицательной обратной связью по току якоря двигателя, обеспечивающей регулирование тока якоря и его ограничение в переходных режимах разгона и торможения, а также при перегрузках привода. Измерение тока производится с помощью датчика тока ДТ. Настройка КРТ осуществляется регулятором тока РТ, который в большинстве промышленных схем выполняется пропорционально-интегральным. Сигнал $U_{упр}$ с выхода РТ воздействует на вход системы управления преобразователем СУП, которая формирует управляющие импульсы для тиристоров вентильного блока ВБ. ВБ осуществляет питание электрической машины ЭМ.

Внешний КРС предназначен для регулирования скорости электрической машины, измерение которой производится датчиком скорости ДС. Настройка КРС осуществляется с помощью регулятора скорости РС с блоком ограничения тока якоря $I_{d.огр}$.

Задатчик интенсивности ЗИ служит для плавного изменения уставки на входе РС при разгоне и замедлении привода. Уровень установившейся скорости вращения двигателя соответствует величине сигнала $U_{вх}$.

Подробно системы управления электроприводов постоянного тока изложены в работах [4, 64, 75, 97] и будут рассмотрены более подробно в курсе «Системы управления электропривода».

Контрольные вопросы

1. Каково назначение элементов СУЭП?
2. Поясните назначение контуров регулирования тока якоря и скорости в схеме реверсивного электропривода постоянного тока.

9.8. Цифровые и микропроцессорные системы управления

Повышение требований к автоматизированным электроприводам привело к широкому применению в них цифровых устройств, при этом исполь-

зуются как **аппаратные**, так и **программные** методы реализации требуемых алгоритмов управления.

Аппаратные методы построения цифровых систем близки к методам построения аналоговых систем управления: для выполнения каждой функции применяется отдельный элемент или группа элементов, и добавление новой функции требует введения новых элементов.

Системы управления, реализованные **аппаратными методами**, имеют высокое быстродействие, надежность; традиционные принципы их построения не вызывают трудностей при разработке и эксплуатации. В то же время они состоят из большого числа электронных компонентов, громоздки, имеют высокую стоимость и малую гибкость, требуют индивидуальной разработки функциональных модулей, образующих функционально законченную систему. Аппаратные системы управления обычно выполняются с применением микросхем малой и средней степени интеграции.

Развитие систем управления электроприводами характеризуется тенденциями повышения степени интеграции элементов. Для массовых применений с относительно невысокими требованиями по точности эффективно применение специализированных, функционально законченных интегральных схем (ИС). Выпускается ряд ИС для непосредственного управления маломощными приводами. Эти ИС обеспечивают множество функций и позволяют легко создавать более дешевые по сравнению с дискретной реализацией системы.

Более гибкое решение базируется на **микроконтроллерах**. При этом происходит переход от «жесткой» логики алгоритмов управления к более гибкому управлению, максимально учитывающему требования конкретного применения и реализуемому программным способом. Применяемая для управления **микро-ЭВМ** состоит из центральной части (процессор и память) и ряда периферийных устройств, обеспечивающих связь микро-ЭВМ с управляемым объектом. Системы управления, реализованные на основе микро-ЭВМ, имеют меньшие габариты, чем реализованные с применением аппаратных методов, значительную гибкость, требуют небольшого числа функциональных модулей, однако обладают меньшим быстродействием, определяемым последовательным характером вычислений.

Микропроцессор (МП) представляет собой функционально законченное устройство, предназначенное для программной обработки цифровой информации, аналогичное по составу и структуре процессорам ЭВМ и выполненное с применением технологии больших интегральных схем (БИС) [3, 54, 87]. Микропроцессор состоит из одной или нескольких БИС и рассчитан на совместную работу с устройствами памяти и ввода-вывода. Обычно изготовители МП разрабатывают и производят другие БИС, образующие совместно с МП функционально законченный набор микросхем, предназначенный для построения микропроцессорной системы. Такой на-

бор включает в себя собственно МП, оперативное и постоянное запоминающее устройство (ОЗУ и ПЗУ), микросхемы управления вводом-выводом и др.

На рис. 9.21 приведена функциональная схема системы микропроцессорного управления вентильным электроприводом постоянного тока [57]. Эта система обеспечивает не только управление преобразователем, но и всем электроприводом. От устройства управления УУ, представляющего собой пульт или вычислительную машину более высокого уровня, сигналы задания поступают на микропроцессорный комплект (МПК). МПК включает в себя собственно микропроцессор, оперативное и постоянное запоминающее устройство (ОЗУ и ПЗУ), микросхемы управления вводом-выводом и др. От МПК управляющие импульсы подаются на вентильный блок ВБ через устройство связи с объектом УСО 1.

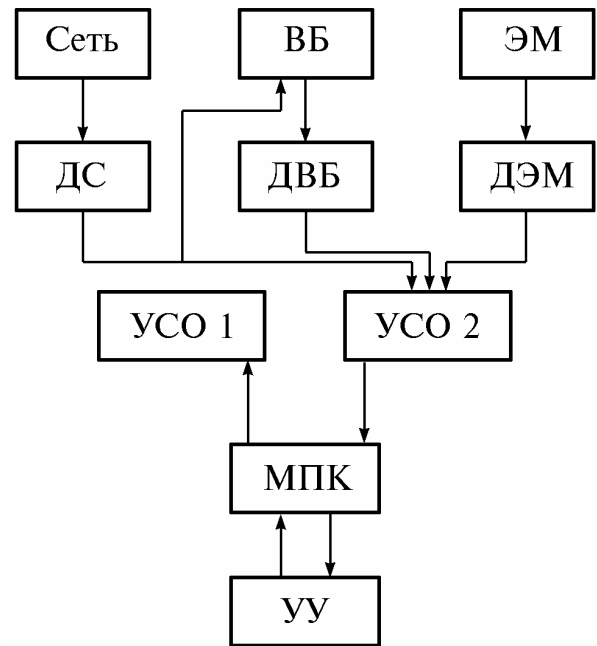


Рис. 9.21. Функциональная схема системы микропроцессорного управления вентильным электроприводом постоянного тока

УСО 1 (набор драйверов) служит для потенциальной развязки и формирования импульсов заданной мощности. На вход МПК кроме сигналов управления подаются сигналы обратных связей, синхронизации и других параметров состояния системы. Эти сигналы формируются с помощью датчиков сети ДС, датчиков вентильного блока ДВБ и датчиков электрической машины ДЭМ.

Между датчиками и МПК включено устройство связи с объектом УСО 2, обеспечивающее гальваническую развязку и преобразование сигналов. От МПК на УУ передается информация о состоянии системы.

Формирование фазового сдвига управляющих импульсов относительно напряжения сети осуществляется программно с помощью алгоритма, реализующего «вертикальный» способ управления. При этом сравниваются не аналоговые величины, а цифровые коды.

Управление электроприводом осуществляется в реальном масштабе времени при наличии определенной многозадачности. Одновременное регулирование нескольких координат электропривода, диагностика функционирования системы, связь с другими объектами наиболее рационально организуются с помощью многоуровневой системы прерываний. Наибольший

приоритет имеют сигналы аварийных ситуаций, вызывающие защитные процедуры, когда от времени реакции зависит дальнейшая работоспособность всей системы.

В значительном числе случаев электропривод работает не автономно, а в составе некоего технологического комплекса. Если процессорной мощности микроконтроллера достаточно для управления собственно электроприводом и одновременного решения задач технологического управления, то реализация технологического контроллера на базе микроконтроллера может потребовать некоторого дополнительного числа входов аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и дискретных входов/выходов.

При применении микро-ЭВМ полностью меняется методика проектирования систем, разработчики и эксплуатационники должны владеть основами программирования, изменяются способы наладки систем, для наладки и эксплуатации необходимо специальное оборудование и т.п.

В настоящее время все современные электроприводы выпускаются с применением быстродействующих цифровых сигнальных процессоров с программным управлением. Поэтому будущее электропривода за цифровыми системами управления.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение элементов микропроцессорной СУЭП?
2. В чем преимущества микропроцессорных СУЭП?
3. Каковы последствия перехода на микропроцессорные СУЭП?

Глава 10. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

10.1. Классификация преобразователей постоянного напряжения

Преобразователи постоянного напряжения (ППН) предназначены для преобразования постоянного напряжения одного уровня в постоянное напряжение другого уровня с высоким КПД. Иногда их называют конверторами. Они служат для питания нагрузки постоянным напряжением U_n , отличающимся по величине от напряжения источника питания U_d .

По построению ППН делятся:

а) на **двухзвенные ППН**, состоящие из автономного инвертора (АИ), преобразующего постоянное напряжение в переменное, и выпрямителя. Трансформатор, стоящий между выпрямителем и АИ, позволяет получить на выходе напряжения как меньшие, так и большие входного.

б) на **непосредственные ППН**, выполненные на основе прерывателей [6, 21, 35, 47, 58, 62].

Двухзвенные ППН чаще всего применяются в источниках питания систем управления и автоматики и будут рассмотрены позже.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение ППН?
2. Какие виды ППН вы знаете?

10.2. Непосредственные ППН

10.2.1. Понижающий ППН

На рис. 10.1 а показана схема непосредственного **ППН, понижающего напряжение**, а на рис. 10.1 б – диаграммы напряжений на нагрузке u_n и на коллекторе u_k и токов: потребляемого от источника питания i_d , коллектора i_k , диода i_d и нагрузки i_n . Построения выполнены при допущении, что транзистор и диод идеальны, емкость конденсатора $C_\phi = \infty$, а ток в цепи нагрузки непрерывен. Диод VD служит для пропускания тока, проходящего при выключении транзистора VT за счет энергии, запасенной в индуктивности нагрузки. Конденсатор C_ϕ уменьшает потери в источнике питания, делая потребление энергии от него более постоянным. Если транзистор VT включается в момент t_1 , напряжение источника питания прикладывается к нагрузке (к нагрузке прикладывается импульс напряжения), а когда он выключается в момент t_2 , ток нагрузки протекает за счет энергии, запасенной в индуктивности L_n , и замыкается через диод VD . В момент t_3 процессы повторяются.

Для регулирования напряжения на выходе ППН изменяют длительность включенного состояния транзистора. Регулирование напряжения, при котором частота

подачи импульсов на нагрузку постоянна, но изменяется их длительность, называется **широтно-импульсной модуляцией (ШИМ)**. ППН, в которых применяется такой способ регулирования, называют **широтно-импульсными преобразователями (ШИП)**.

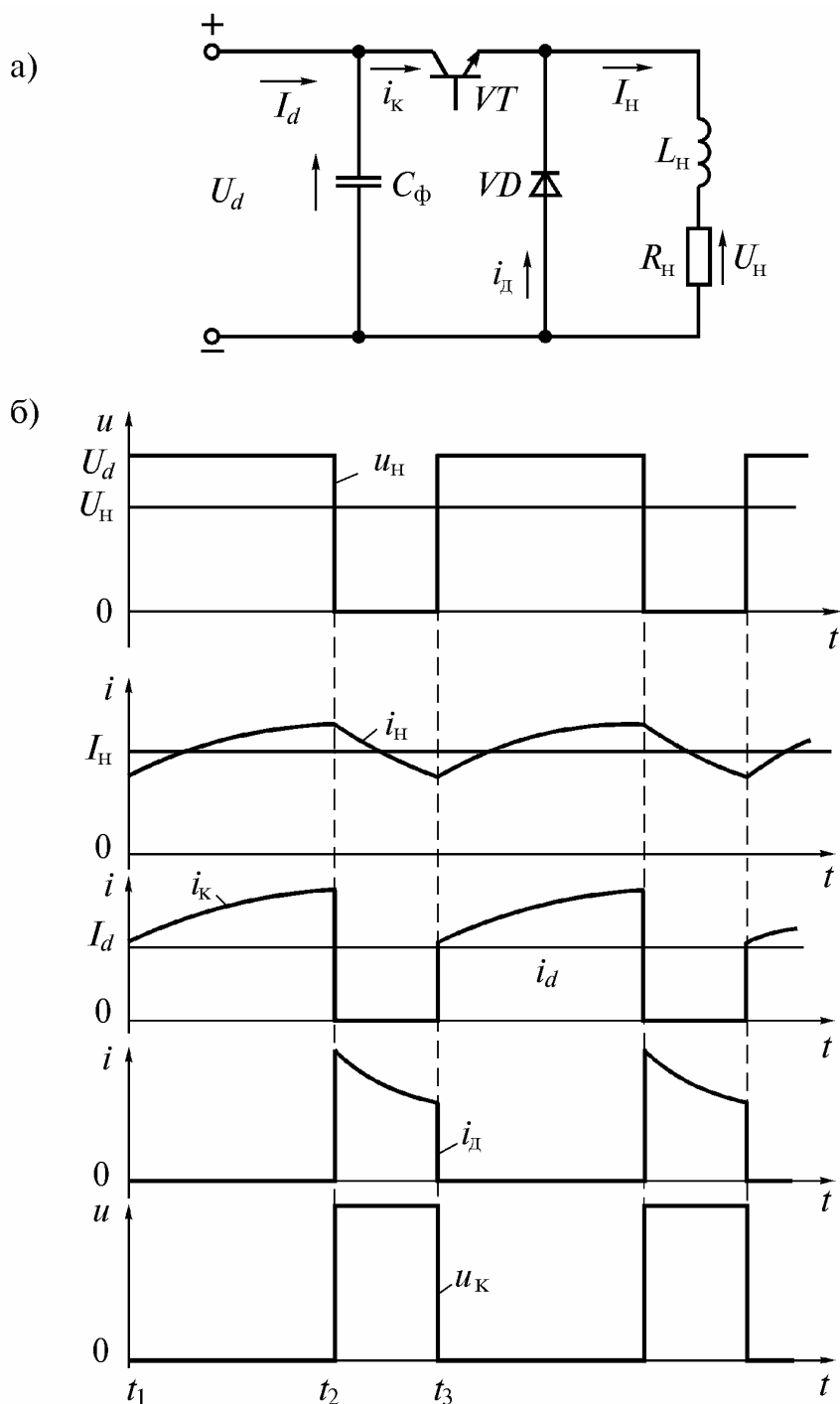


Рис. 10.1. Схема понижающего ППН (а) и диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие его работу (б)

Таким образом, при ШИМ частота и период следования импульсов постоянны. Возможны и другие способы регулирования, при которых регулирование средне-

го значения напряжения на выходе производится изменением частоты следования импульсов постоянной длительности (**частотно-импульсная модуляция**) или одновременным изменением частоты и длительности импульсов (**частотно-широотно-импульсная модуляция**). Наиболее часто применяется ШИМ. Поэтому далее рассматривается только ШИМ.

Все соотношения ниже рассматриваются для **непрерывного** тока в нагрузке, когда за время прохождения тока через диод он не спадает до нуля (см. рис. 10.1 б). Ширина области прерывистых токов обычно весьма мала, и даже токи холостого хода двигателя обычно не попадают в эту область, поэтому при проектировании электропривода она, как правило, не учитывается [43].

Чем больше длительность включенного состояния транзистора, тем больше среднее значение напряжения на нагрузке U_H

$$U_H = \gamma U_d, \quad (10.1)$$

где γ – относительная длительность включенного состояния транзистора.

Так как γ не может быть больше 1, то этот ППН называется понижающим.

В понижающем ППН γ соответствует относительной длительности импульсов напряжения, прикладываемых к нагрузке, то есть

$$\gamma = \frac{t_{и}}{T}, \quad (10.2)$$

где $t_{и}$ – длительность импульсов напряжения прикладываемых к нагрузке или длительность включенного состояния транзистора; T – период следования импульсов.

Регулировочная характеристика ППН – это зависимость напряжения на нагрузке от относительной длительности включенного состояния транзисторов или в понижающем ППН от относительной длительности импульсов напряжения, прикладываемых к нагрузке. Следовательно, уравнение (10.1) является уравнением регулировочной характеристики понижающего ППН. Тогда уравнение регулировочной характеристики понижающего ППН в относительных единицах (при принятии за базовое напряжения U_d)

$$\frac{U_H}{U_d} = \gamma. \quad (10.3)$$

Если вентили идеальны, то КПД ППН равен единице. При этом мощность, потребляемая от источника питания, равна мощности, выделяемой в нагрузке

$$U_H I_H = U_d I_d, \quad (10.4)$$

где I_d – ток, потребляемый от источника питания; I_H – ток нагрузки.

Из выражений (10.3), (10.4) может быть определен ток нагрузки

$$I_H = I_d \cdot \frac{U_d}{U_H} = \frac{I_d}{\gamma}. \quad (10.5)$$

В соответствии с формулой (10.3) диапазон регулирования выходного напряжения понижающего ППН теоретически начинается от нуля (при $t_{и} = 0$, $\gamma = 0$) и достигает U_d (при $t_{и} = T$, $\gamma = 1$), т.е. эта схема понижает напряжение и, в соответ-

ствии с формулой (10.5), увеличивает ток. Схема работает как «трансформатор постоянного тока».

Введем понятие коэффициента преобразования напряжения $K_{и}$

$$K_{и} = \frac{U_{н}}{U_{д}}. \quad (10.6)$$

Тогда уравнение регулировочной характеристики

$$K_{и} = \gamma. \quad (10.7)$$

На рис. 10.2 показаны регулировочные характеристики различных ППН в зависимости от относительной длительности включенного состояния транзисторов.

Внешняя характеристика ППН – это зависимость среднего значения напряжения на нагрузке от тока нагрузки при постоянной относительной длительности включенного состояния транзисторов.

Внешняя характеристика понижающих ППН весьма жесткая. Они имеют достаточно высокий КПД. Подробнее эти вопросы будут рассмотрены ниже.

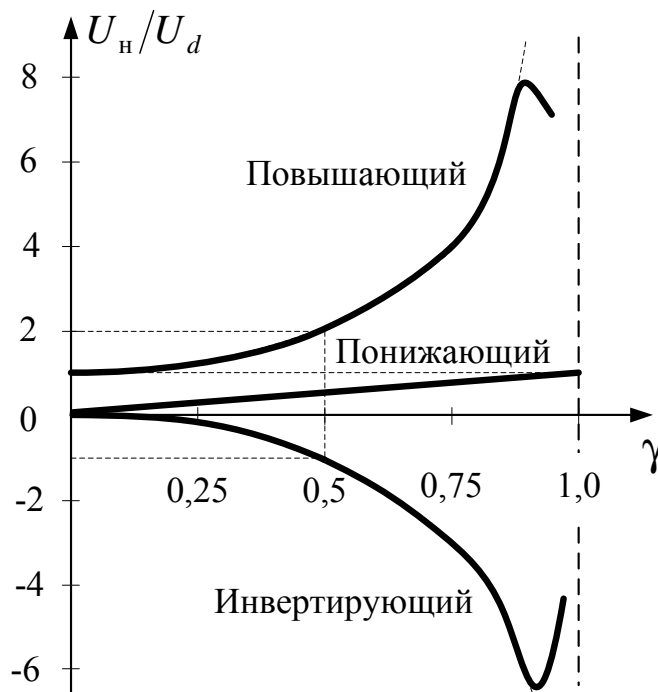


Рис. 10.2. Регулировочные характеристики понижающего, повышающего и инвертирующего ППН

10.2.2. Повышающий ППН

На рис. 10.3 а показана схема непосредственного ППН, **повышающего напряжение**, а на рис. 10.3 б – диаграммы напряжений на нагрузке $u_{н}$ и на коллекторе $u_{к}$ и токов: потребляемого от источника питания $i_{д}$, коллектора $i_{к}$, диода $i_{д}$ и нагрузки $i_{н}$.

Рассмотрим работу схемы. В момент t_1 включается транзистор VT , ток через дроссель L нарастает. В момент t_2 выключается транзистор и за счет энергии, запасенной в индуктивности, под действием суммы напряжения источника питания $U_{д}$ и ЭДС самоиндукции через вентиль VD заряжается конденсатор $C_{н}$, а ток, потребляемый от источника питания, спадает.

В момент t_3 процессы повторяются. В этой схеме, в отличие от предыдущей, можно только поднять напряжение.

Таким образом, в течение времени $t_{и}$ ток $i_{д}$ идет через транзистор, и запасается энергия в индуктивности. Затем, в течение интервала времени $T - t_{и}$ ток $i_{д}$ идет через диод на зарядку конденсатора и на нагрузку. Постоянная составляющая тока $i_{д}$ не проходит через конденсатор, поэтому среднее значение тока, протекающего через нагрузку,

$$I_H = I_d \cdot \frac{T - t_H}{T} \quad (10.8)$$

или

$$I_H = I_d(1 - \gamma). \quad (10.9)$$

Здесь γ – относительное время включенного состояния транзистора.

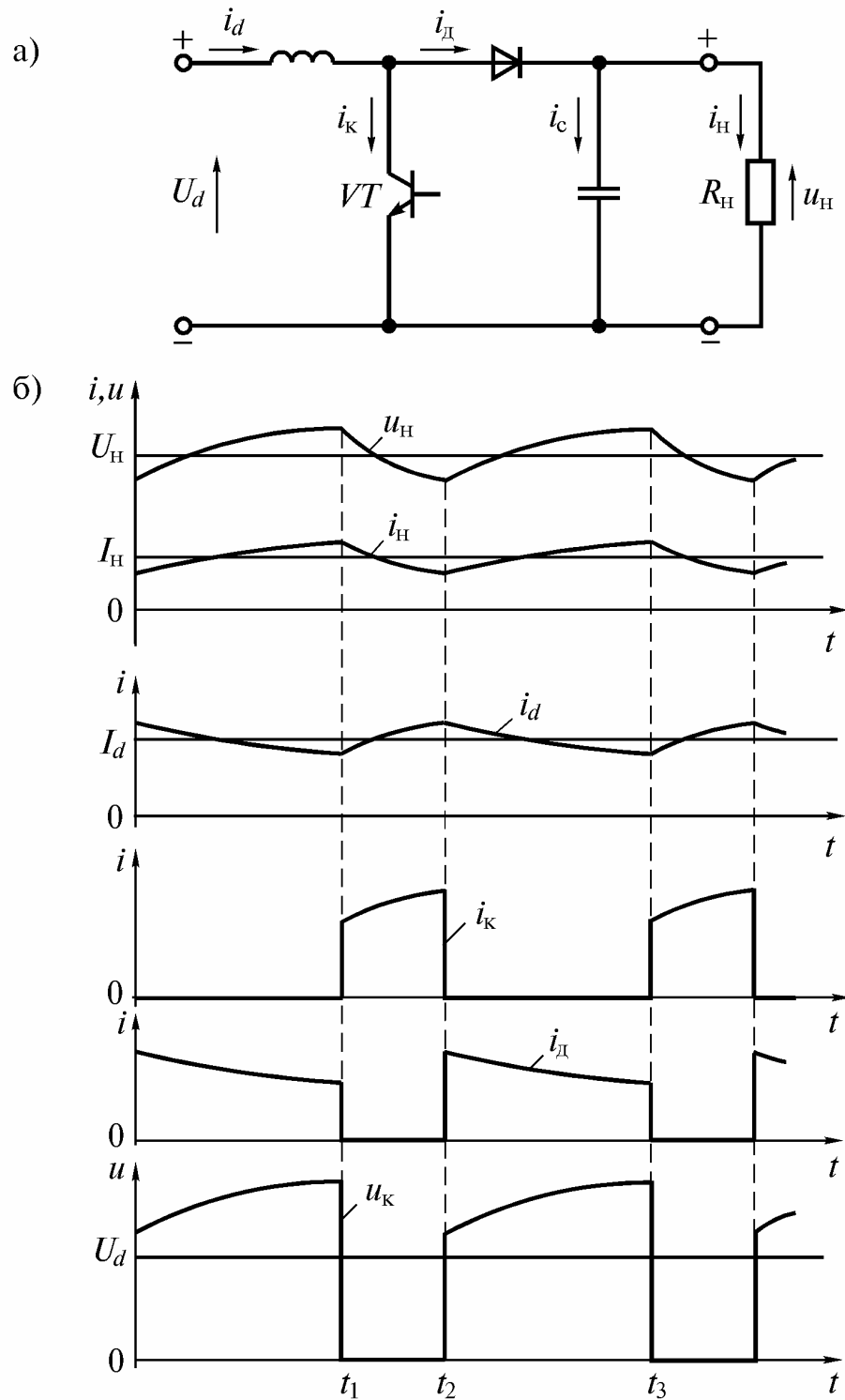


Рис. 10.3. Схема повышающего ПИИ (а) и диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие его работу (б)

С учетом справедливости равенства мощностей на входе и выходе (см. 10.4)

$$U_{\text{н}} = \frac{1}{1-\gamma} \cdot U_d. \quad (10.10)$$

Тогда уравнение регулировочной характеристики в относительных единицах

$$K_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_d} = \frac{1}{1-\gamma}. \quad (10.11)$$

Из формулы (10.11) следует возможность бесконечного увеличения напряжения на нагрузке. Однако, из-за роста потерь в дросселе (он не может быть выполнен без потерь) при увеличении γ получить очень большое напряжение невозможно. Целесообразно увеличение напряжения максимум в 3...4 раза. Регулировочная характеристика показана на рис. 10.2.

Внешняя характеристика этого ППН очень мягкая.

Нужно также отметить, что у этой схемы хуже КПД. Он резко падает с ростом коэффициента преобразования напряжения $K_{\text{н}}$.

10.2.3. Инвертирующий ППН

На рис. 10.4 а показана схема непосредственного **ППН, инвертирующего напряжение** (т.е. меняющего не только величину, но и знак напряжения на выходе), а на рис. 10.4 б – диаграммы напряжений на нагрузке $u_{\text{н}}$ и на коллекторе $u_{\text{к}}$ и токов: потребляемого от источника питания i_d , коллектора $i_{\text{к}}$, диода i_d и нагрузки $i_{\text{н}}$.

Рассмотрим работу схемы. В момент t_1 включается транзистор VT , ток через индуктивность L нарастает. В момент t_2 выключается транзистор, и за счет энергии, запасенной в индуктивности, проходит ток по цепи L, C, VD . Следовательно, на участке $t_2 - t_3$ происходит заряд емкости C , и ток спадает. В момент t_3 процессы повторяются. На участке $t_3 - t_4$ одновременно с запасанием энергии в дросселе происходит разряд конденсатора на сопротивление нагрузки.

Уравнение регулировочной характеристики в относительных единицах

$$K_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_d} = \frac{\gamma}{1-\gamma}. \quad (10.12)$$

Здесь γ – так же относительное время включенного состояния транзистора.

Из формулы (10.12) следует возможность бесконечного увеличения напряжения на нагрузке. Однако, из-за роста потерь в реакторе (он не является идеальной индуктивностью) при увеличении γ получить большое напряжение невозможно. Целесообразно увеличение напряжения максимум в 2 – 3 раза. Регулировочная характеристика показана на рис. 10.2.

Эта схема имеет мягкую внешнюю характеристику. Нужно также отметить, что у этой схемы низкий КПД. Он резко падает с ростом коэффициента преобразования напряжения $K_{\text{н}}$.

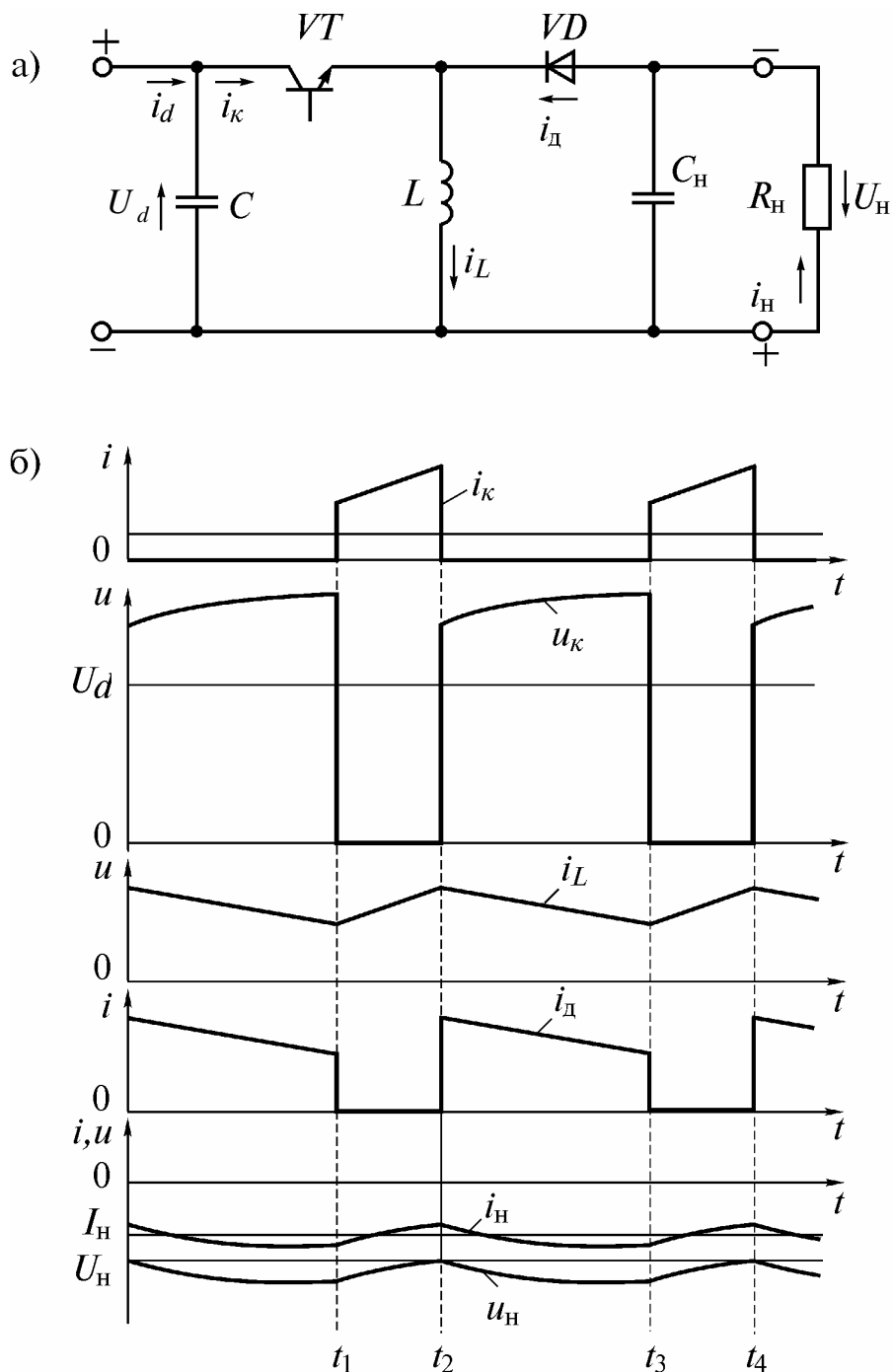


Рис. 10.4. Схема инвертирующего ППН (а) и диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие его работу (б)

Контрольные вопросы

1. Какие виды непосредственных ППН Вы знаете?
2. Что такое регулировочная характеристика ППН?
3. Что такое внешняя характеристика ППН?
4. Сравните различные виды непосредственных ППН.
5. В чем сходство между трансформатором и ППН?
6. Поясните по временным диаграммам процессы, происходящие в ППН.

10.3. Нереверсивные понижающие ППН

10.3.1. Регулировочные, внешние и энергетические характеристики нереверсивных понижающих ППН

Рассмотрим вначале непрерывный режим, при котором ток нагрузки не спадает до нуля. Такой режим обеспечивается во всем диапазоне токов, если $L_H = \infty$.

Регулировочная характеристика понижающего ППН, построенная по уравнению (10.3), приведена на рис. 10.5 а. Так как для переключения транзистора требуется определенное время, то при плавном изменении γ невозможно получить крайние значения $\gamma = 0$ и $\gamma = 1$. Поэтому диапазон плавного изменения γ обычно не превышает 0,05...0,95. Нерабочие участки характеристики по краям диапазона регулирования (см. рис. 10.5 а) показаны пунктиром.

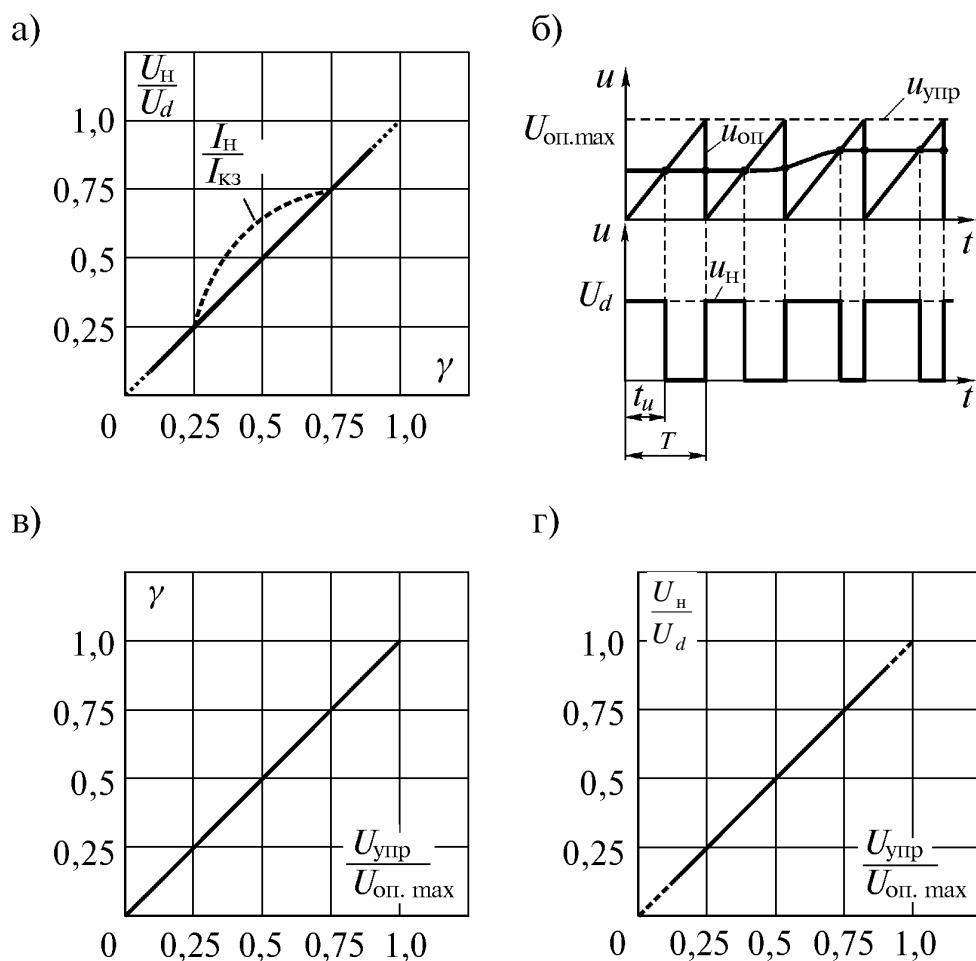


Рис. 10.5. Регулировочные характеристики понижающего ППН (а), его системы управления (в) и преобразователя совместно с системой управления (г), а также диаграммы напряжений, иллюстрирующие работу модулятора (б)

Система управления ППН должна обеспечивать включение транзисторов с заданным значением γ в зависимости от напряжения управления $U_{упр}$. Для этого в

системе управления должен быть **модулятор**. На рис. 10.5 б показано, как реализуется процесс модуляции. От генератора **опорного пилообразного напряжения** подается пилообразное напряжение с частотой, называемой **несущей**. опорное напряжение $u_{оп}$ сравнивается на входе компаратора с **напряжением управления** $U_{упр}$. На выходе компаратора появляется импульс требуемой длительности, который после усиления подается на входы силовых транзисторов. Напряжение управления называется **модулирующим**, и оно может изменяться по любому закону. При этом пропорционально ему будет изменяться γ .

Для модуляции могут быть использованы и другие формы пилообразного напряжения, но данная форма опорного напряжения наиболее часто используется в ППН. При этом транзисторы выключаются передним фронтом пилообразного напряжения, поэтому такая модуляция называется модуляцией передним фронтом.

Если при модуляции напряжение на нагрузке однополярно (см. рис. 10.5 б), то такая модуляция называется **однополярной**. Существует и **двуполярная модуляция**, но она будет рассмотрена позже.

Регулировочная характеристика системы управления (РХСУ) с учетом рис. 10.5 б выражается уравнением

$$\gamma = \frac{U_{упр}}{U_{оп.мах}}. \quad (10.13)$$

Регулировочная характеристика системы управления приведена на рис. 10.5 в.

Регулировочная характеристика преобразователя вместе с системой управления (РХПСУ) с учетом уравнений (10.3) и (10.13) выражается уравнением (10.14) и приведена на рис. 10.5 г:

$$\frac{U_H}{U_d} = \frac{U_{упр}}{U_{оп.мах}}. \quad (10.14)$$

Она также линейна при непрерывном токе нагрузки.

На рис. 10.6 приведена принципиальная схема силовых цепей понижающего ППН. Конденсатор C_ϕ на входе является обязательным элементом преобразователей, в которых применяются ключи с полной управляемостью (по цепи управления принудительно выключаются ключи). Он имеет двойное назначение.

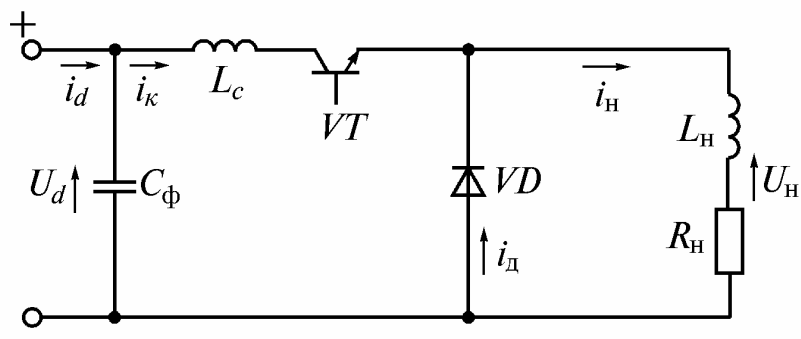


Рис. 10.6. Принципиальная схема силовых цепей понижающего ППН с учетом индуктивности соединительных проводов

Во-первых, он обеспечивает постоянное потребление энергии от источника питания даже при запертом состоянии ключа. Если бы не было C_ϕ , то ток, потребляемый от источника питания, соответствовал бы току коллектора i_k (см. рис. 10.1 б). Если $C_\phi = \infty$, то ток i_d , потребляемый от источника питания, становится постоянным (см. рис. 10.1 б). Это уменьшает потери в источнике питания, так как они определяются действующим, а не средним значением тока. При устранении пульсаций действующее значение постоянного тока равно среднему.

Во-вторых, между источником питания, транзистором и диодом имеются соединительные провода, имеющие собственную индуктивность L_c . Она показана на рис. 10.6. При выключении транзистора от перенапряжений на индуктивности нагрузки L_H защищает диод, а от перенапряжений на индуктивности соединительных проводов ничто не защищает. Эти перенапряжения могут быть весьма велики. Например, если длина соединительного провода равна 1 м, то его индуктивность примерно 1 мкГн. Если при этом за 1 мкс выключается ток, равный 100 А, то перенапряжения составят 100 В ($u_L = L_c \cdot \frac{di}{dt}$), даже если напряжение питания равно 10 В. Таким образом, конденсатор C_ϕ защищает полупроводниковые элементы и должен быть включен как можно ближе к ним, чтобы уменьшить величину L_c .

На рис. 10.7 а приведены временные диаграммы напряжений и токов с учетом неидеальности вентиля при допущении $C_\phi = \infty$, $L_H = \infty$. На участке проводимости транзистора напряжение на нагрузке меньше идеального на величину падения напряжения на транзисторе ΔU_k , а на участке проводимости диода оно отрицательное и равно падению напряжения на диоде ΔU_a .

Для упрощения примем, что

$$\Delta U_k = \Delta U_a = \Delta U. \quad (10.15)$$

Тогда с учетом того, что

$$\Delta U_k = I_k r_k \quad (10.16)$$

и на участке проводимости транзистора $I_k = I_H$, уравнение внешней характеристики

$$U_H = U_{H0} - I_H r_k = \gamma U_d - I_H r_k. \quad (10.17)$$

Здесь U_{H0} – напряжение на нагрузке на холостом ходу, определяемое по формуле (10.1).

На рис. 10.7 б приведена эквивалентная схема ППН, соответствующая уравнению (10.17).

На рис. 10.7 в приведены внешние характеристики понижающего ППН, построенные в относительных единицах. За базовые величины приняты напряжение U_d и ток короткого замыкания $I_{кз} = \frac{U_d}{r_k}$.

При работе на активно-индуктивную нагрузку с ПЭДС все полученные ранее соотношения и характеристики остаются справедливыми, если сохраняется не-

прерывный режим. В прерывистом режиме соотношения и характеристики изменяются. Участки внешних и регулировочных характеристик, соответствующие прерывистому режиму при работе на ПЭДС, на рис. 10.5 а и рис. 10.7 в показаны штриховыми линиями. Граничный ток может быть определен по приближенной формуле [43]

$$I_{н.гр} = \frac{U_d T}{2L_H} \cdot (1 - \gamma) \gamma. \quad (10.18)$$

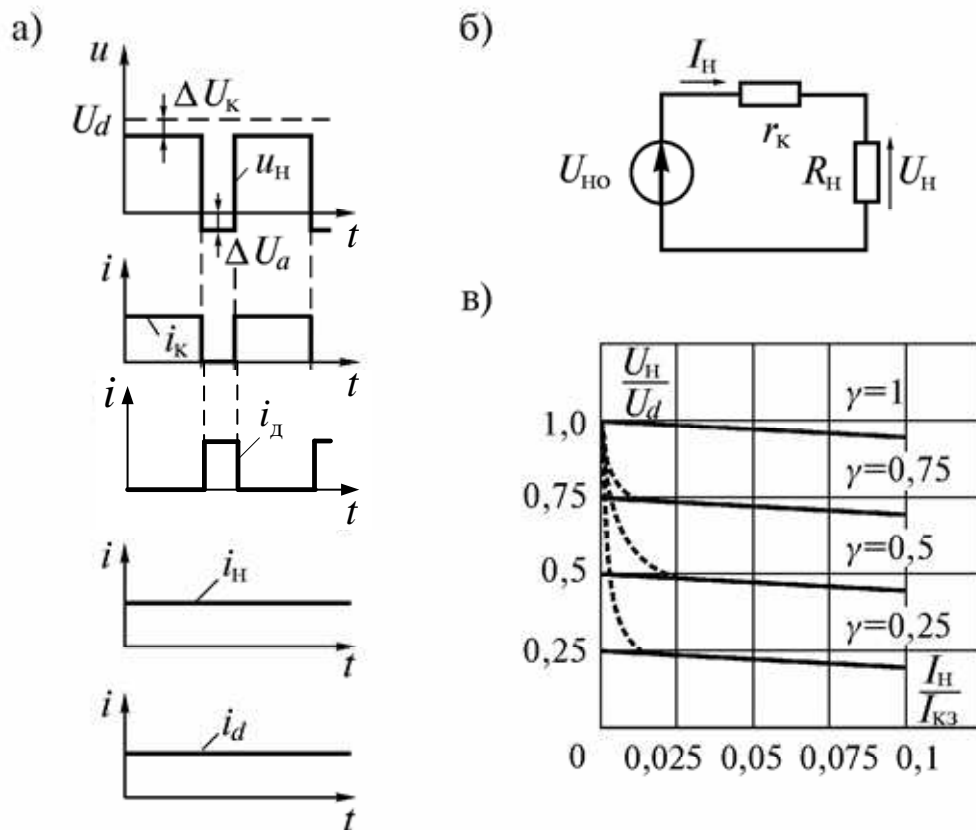


Рис. 10.7. Временные диаграммы в понижающем ППН при неидеальных ключах (а), эквивалентная схема ППН (б) и его внешние характеристики (в)

Основным энергетическим показателем ППН является КПД η . С учетом равенств (10.17) и (10.5)

$$\eta = \frac{U_H I_H}{U_d I_d} = 1 - \frac{I_H r_k}{U_d \gamma} = 1 - \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{\Delta U}{U_d}. \quad (10.19)$$

Зависимости КПД ППН от γ и тока I_H показаны на рис. 10.8. Схема имеет достаточно высокий КПД при больших значениях γ . При малых значениях γ КПД существенно падает.

При расчете КПД не учтены коммутационные потери. При их учете общие потери в правильно спроектированных преобразователях увеличиваются не более чем на 15...30 %.

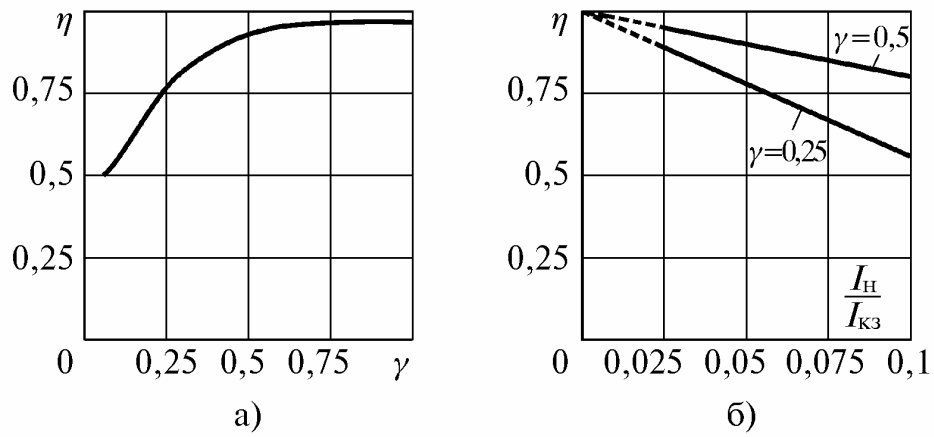


Рис. 10.8. Зависимости КПД ППН от γ (а) и тока I_H (б)

С точки зрения уменьшения пульсаций напряжения и тока на выходе ППН, а, следовательно, и потерь в двигателе, целесообразно повышение несущей частоты. Однако при этом растут коммутационные потери в транзисторах. Поэтому несущая частота выбирается из компромиссных соображений.

На характеристики ППН влияет внутреннее сопротивление источника питания. На рис. 10.9 а – б приведены схема замещения и эквивалентная схема ППН с учетом внутреннего сопротивления источника питания $r_{ин}$. Анализ проведем при допущении $C_\phi = \infty, L_H = \infty$.

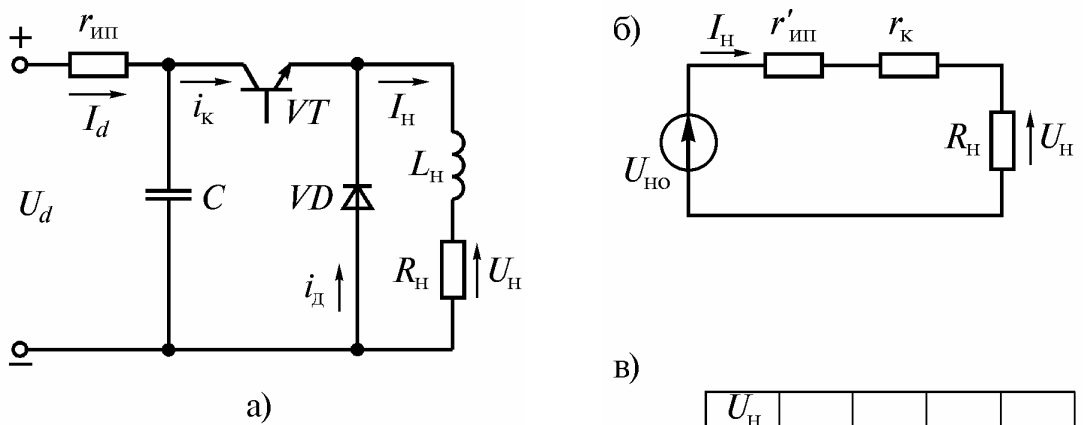
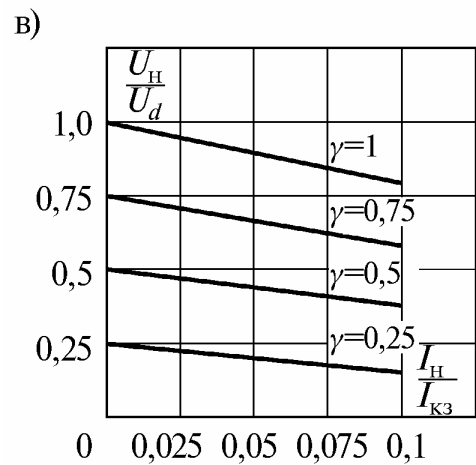


Рис. 10.9. Схема замещения (а) и эквивалентная схема ППН (б), а также его внешние характеристики (в) с учетом внутреннего сопротивления источника питания



Учтем равенство потерь во внутреннем сопротивлении источника питания для схемы замещения и эквивалентной схемы ППН

$$I_d^2 r_{ин} = I_H^2 r'_{ин}, \quad (10.20)$$

где $r'_{ин}$ – внутреннее сопротивление источника питания, приведенное к стороне нагрузки. Отсюда с учетом (10.5)

$$r'_{ин} = r_{ин} \gamma^2. \quad (10.21)$$

Уравнение внешней характеристики ППН с учетом внутреннего сопротивления источника питания

$$U_H = U_{H0} - I_H (r_k + r'_{ин}) = U_{H0} - I_H (r_k + r_{ин} \gamma^2). \quad (10.22)$$

Эквивалентная схема (см. рис. 10.9 б) соответствует этому уравнению.

Внешние характеристики понижающего ППН даже при учете внутреннего сопротивления источника питания остаются жесткими (см. 10.9 в). Их наклон определяется внутренним сопротивлением источника питания, сопротивлением включенного транзисторного ключа и относительной длительностью включенного состояния транзистора.

ППН может также выполняться на запираемых и обычных незапираемых тиристорах. Схема ППН на обычных тиристорах и соответствующие ей временные диаграммы приведены на рис. 10.10. В схеме применено устройство для искусственной коммутации тиристорov, выполненное на основе резонансного инвертора.

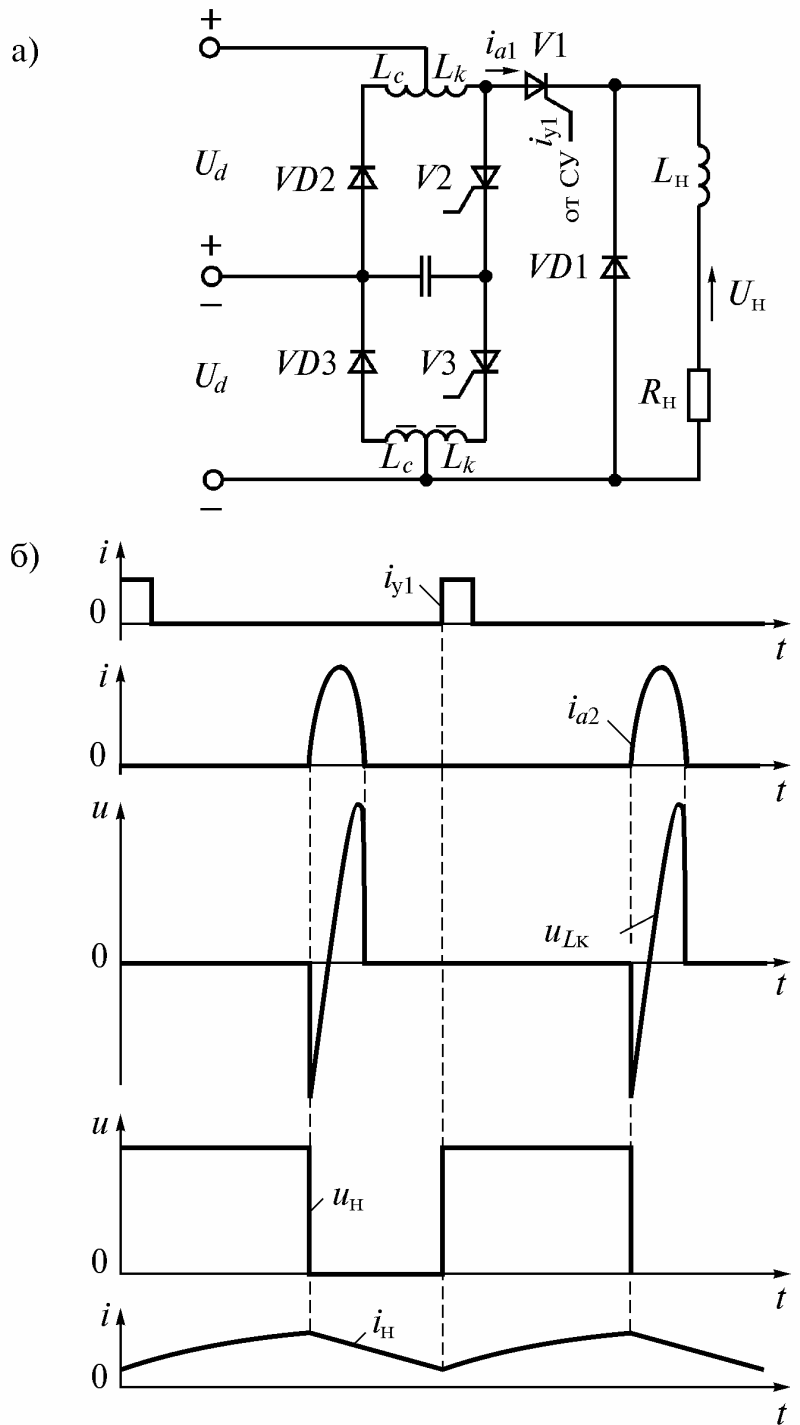


Рис. 10.10. Схема ППН на тиристорах (а) и диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие его работу (б)

10.3.2. Рекуперирующие нереверсивные ППН

Понижающие **одноключевые ППН** нашли применение в электроприводе постоянного тока, но они не обеспечивают при торможении **рекуперацию** (возврат

энергии в источник питания). Эта проблема решается в **двухключевом** ППН (рис. 10.11 а), представляющем комбинацию понижающего и повышающего ППН [43].

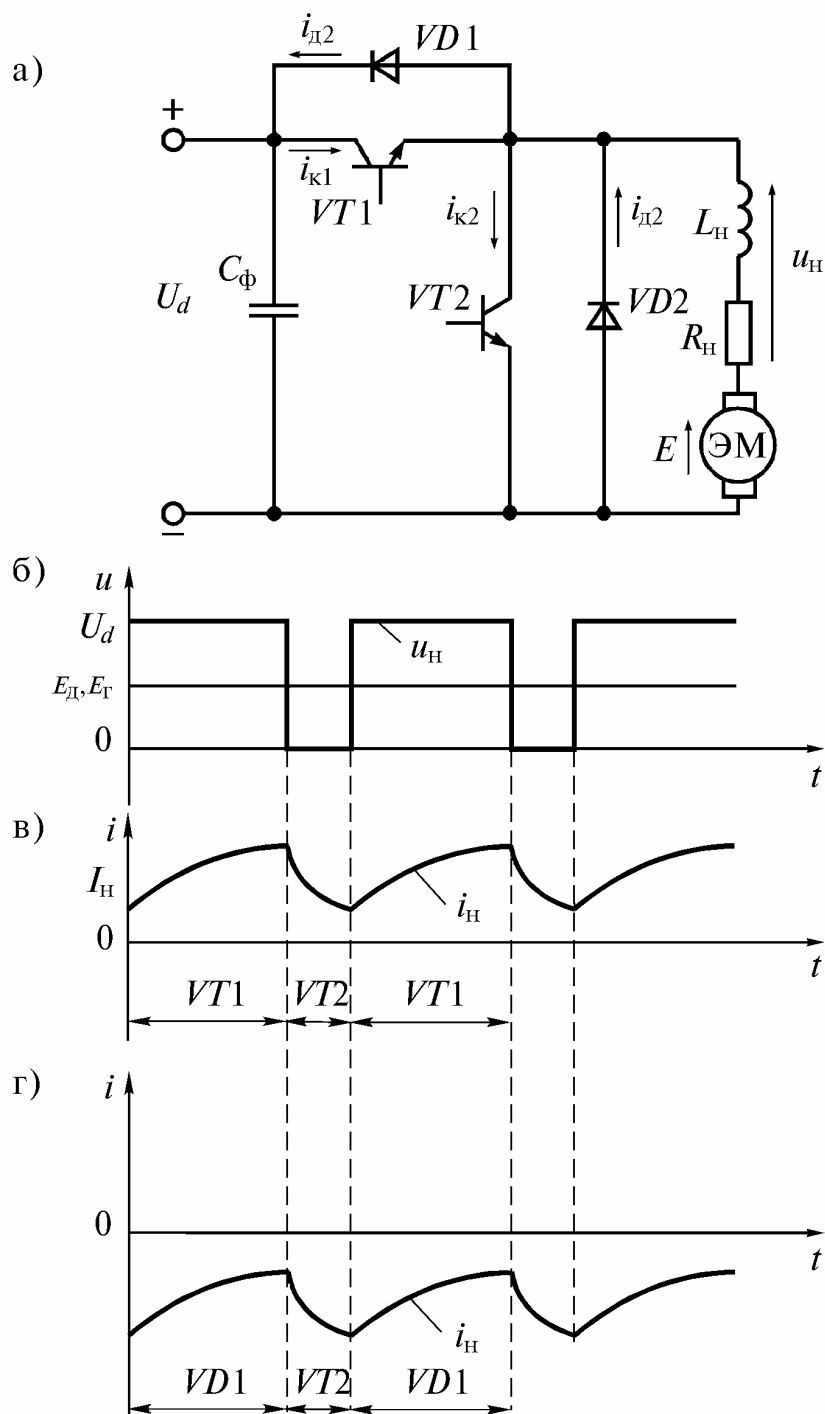


Рис. 10.11. Двухключевой рекуперирующий ППН (а), а также диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие его работу на якорь двигателя в двигательном и тормозном режимах (б)

В двигательном режиме схема работает, как обычный понижающий ППН, то есть поочередно проводят транзистор $VT1$ и диод $VD2$. Процессы иллюстрируют диаграммы рис. 10.11 б – в. В тормозном режиме электромашина переходит в ре-

жим генератора, но ее ЭДС не может мгновенно измениться. ЭДС генератора ниже напряжения источника питания, поэтому диод $VD1$ закрыт и ток от генератора не может проходить в источник питания. При включении транзистора $VT2$ генератор замыкается на индуктивность L_n и ток в цепи нарастает. При выключении $VT2$ ЭДС самоиндукции действует согласно с ЭДС генератора, диод $VD1$ открывается, энергия передается в источник питания. Процессы иллюстрируют диаграммы рис. 10.11 б, г.

При торможении рекуперирующий преобразователь работает как повышающий ППН.

Контрольные вопросы

1. Каков вид регулировочных характеристик понижающего ППН, его системы управления и преобразователя вместе с системой управления?
2. По приведенному описанию нарисуйте функциональную схему системы управления ППН.
3. Какие виды модуляции вы знаете?
4. Что такое несущая частота?
5. От чего зависит наклон внешних характеристик?
6. Как влияет внутреннее сопротивление источника питания на характеристики ППН?
7. От чего зависит КПД понижающего ППН?
8. Как влияет характер нагрузки на внешние характеристики понижающего ППН?
9. Как работает рекуперирующий неререверсивный ППН?
10. Можно ли выполнить ППН на обычных тиристорах?

10.4. Ревверсивные ППН

10.4.1. Схема и способы управления реверсивными ППН

В электроприводах применяют реверсивные ППН, позволяющие менять не только величину, но и знак напряжения на нагрузке. На рис. 10.12 а приведена схема реверсивного ППН, получившая наибольшее распространение. Пары транзисторов $V1, V2$ и $V3, V4$ образуют **диагонали** моста, а пары транзисторов $V1, V4$ и $V2, V3$ образуют **стойки** моста. При попарном включении транзисторов $V1, V2$ или $V3, V4$ знаки напряжения на нагрузке противоположны.

Существуют **симметричный** и **несимметричный** способы управления ключами [21, 81].

Если транзисторы диагонали моста включаются и выключаются одновременно, то такой способ управления называется **симметричным**. При этом напряжение на нагрузке всегда двуполярное, а проводят либо два транзистора, либо два диода. Таким образом, при симметричном управлении происходит **двуполярная модуляция**.

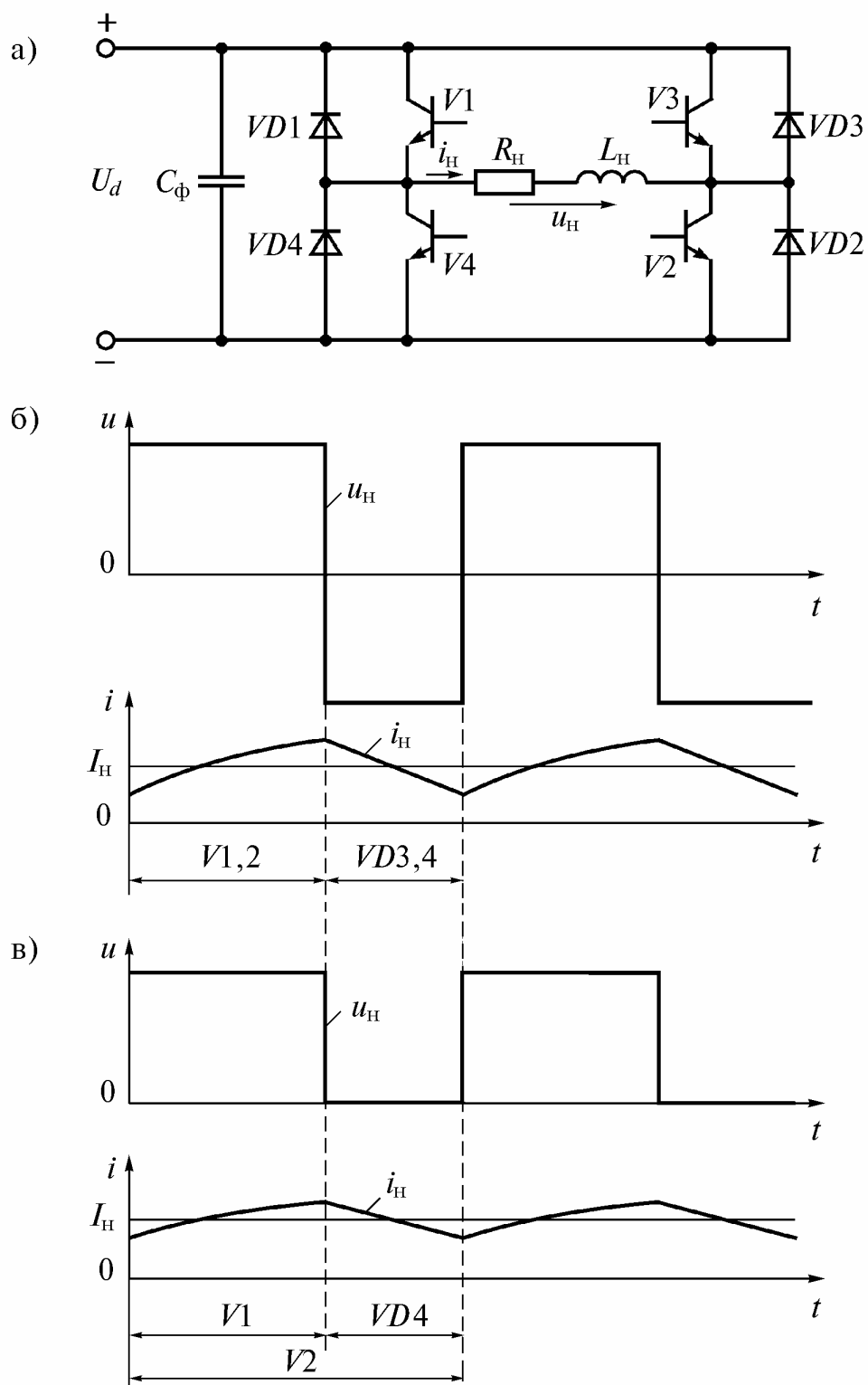


Рис. 10.12. Реверсивный ППН (а), диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие его работу при активно-индуктивной нагрузке при симметричном (б) и несимметричном (в) управлении

Если выключение транзисторов происходит неодновременно, то такое управление называется **несимметричным**. При этом напряжение на нагрузке всегда

однополярное. Таким образом, при несимметричном управлении происходит **однополярная модуляция**.

Несимметричное управление бывает обычным и поочередным.

При обычном несимметричном управлении переключение транзисторов производится только в одной стойке или вообще переключается один ключ.

Существует **поочередное управление** [21, 81] с характеристиками, аналогичными обычному несимметричному управлению, но усложненным алгоритмом переключения. При поочередном управлении коммутация транзисторов в четном и нечетном периоде происходит в различных стойках.

10.4.2. Работа реверсивного ППН на активно-индуктивную нагрузку при симметричном управлении

Анализ проведем при следующих допущениях: все вентили и источник питания идеальны, индуктивность в цепи нагрузки очень велика и, поэтому, ток в нагрузке непрерывен.

При включении транзисторов $V1, V2$ (см. рис. 10.12 а) ток проходит по цепи + источника питания, $V1, L_n, R_n, V2$, – источника питания. После выключения транзисторов ток проходит по цепи $L_n, VD3$, источник питания, $VD4, R_n$. Энергия, запасенная в индуктивности нагрузки, возвращается в источник питания. Затем снова включаются транзисторы $V1, V2$.

Для реверса после спада тока нагрузки до нуля включают транзисторы $V3, V4$.

Временные диаграммы тока нагрузки и напряжения на нагрузке приведены на рис. 10.12 б. Видно, что в напряжении на нагрузке имеются отрицательные участки.

Уравнения регулировочных характеристик преобразователя в относительных единицах для непрерывного режима, полученные по временной диаграмме (см. рис. 10.11 б) для первого и четвертого квадрантов (направлений вперед «В» и назад «Н»):

$$\frac{U_n}{U_d} = 2\gamma_{12} - 1; \quad \frac{U_n}{U_d} = -(2\gamma_{34} - 1) \quad \text{при } 0,5 < \gamma < 1, \quad (10.23)$$

где γ – относительное время включения транзисторов, а индексы указывают номера включенных транзисторов.

При $\gamma < 0,5$ непрерывный режим при активно-индуктивной нагрузке невозможен. Регулировочные характеристики преобразователя, построенные по уравнениям (10.23), приведены на рис. 10.13 а.

Уравнения регулировочных характеристик системы управления при пилообразном опорном напряжении имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \text{если } U_{упр} > 0, \quad \gamma_{12} &= \left(\frac{U_{упр}}{U_{оп.мах}} + 1 \right) \cdot 0,5, \\ \text{если } U_{упр} < 0, \quad \gamma_{34} &= \left| \frac{U_{упр}}{U_{оп.мах}} - 1 \right| \cdot 0,5. \end{aligned} \quad (10.24)$$

Регулировочные характеристики системы управления преобразователя, построенные по уравнениям (10.24), приведены на рис. 10.13 б.

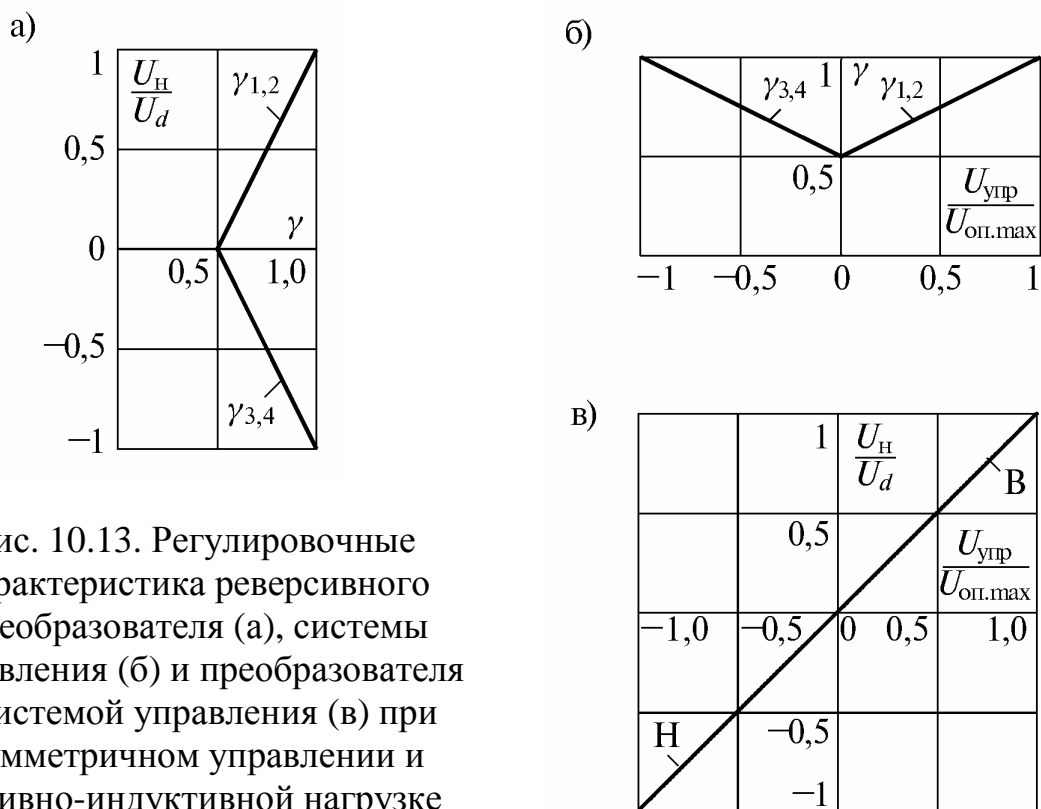


Рис. 10.13. Регулировочные характеристика реверсивного преобразователя (а), системы управления (б) и преобразователя с системой управления (в) при симметричном управлении и активно-индуктивной нагрузке

Уравнение регулировочной характеристики преобразователя вместе с системой управления имеет следующий вид

$$\frac{U_H}{U_d} = \frac{U_{упр}}{U_{оп.маx}}. \quad (10.25)$$

Регулировочная характеристика преобразователя вместе с системой управления, построенная по уравнению (10.25), приведена на рис. 10.13 в. Участок характеристики, соответствующий направлению вперед «В», находится в первом квадранте, а соответствующий направлению назад «Н» – в третьем.

10.4.3. Работа реверсивного ППН на активно-индуктивную нагрузку при несимметричном управлении

При работе на активно-индуктивную нагрузку и несимметричном управлении все время проводят либо один, либо два транзистора. Если в данный момент проводили транзисторы V1, V2 (см. рис. 10.12), то после выключения транзистора V1 ток проходит по цепи $L_H, V2, VD4, R_H$, и энергия, запасенная в индуктивности, используется в нагрузке. Временные диаграммы тока нагрузки и напряжения на нагрузке приведены на рис. 10.12 в. На диаграммах видно, что нет отрицательных участков напряжения.

Преимущество несимметричного управления заключается в уменьшении пульсаций и потерь на нагрузке.

Уравнения регулировочных характеристик преобразователя в относительных единицах, полученные по временной диаграмме (см. рис. 10.12 в), соответственно для положительного и отрицательного напряжения на нагрузке:

$$\frac{U_H}{U_d} = \gamma_1 \text{ при } \gamma_2 = 1; \quad \frac{U_H}{U_d} = -\gamma_3 \text{ при } \gamma_4 = 1. \quad (10.26)$$

Регулировочные характеристики преобразователя, построенные по уравнениям (10.26), приведены на рис. 10.14 а.

Уравнения регулировочных характеристик системы управления при пилообразном опорном напряжении, соответственно для положительного и отрицательного напряжения управления имеют следующий вид:

$$\gamma_1 = \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{оп.мах}}} \text{ при } \gamma_2 = 1; \quad \gamma_3 = \left| \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{оп.мах}}} \right| \text{ при } \gamma_4 = 1. \quad (10.27)$$

Регулировочные характеристики системы управления преобразователя, построенные по уравнениям (10.27), приведены на рис. 10.14 б.

Уравнение регулировочной характеристики преобразователя вместе с системой управления имеет следующий вид

$$\frac{U_H}{U_d} = \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{оп.мах}}}. \quad (10.28).$$

Регулировочная характеристика преобразователя вместе с системой управления, построенная по уравнению (10.28), приведена на рис. 10.14 в.

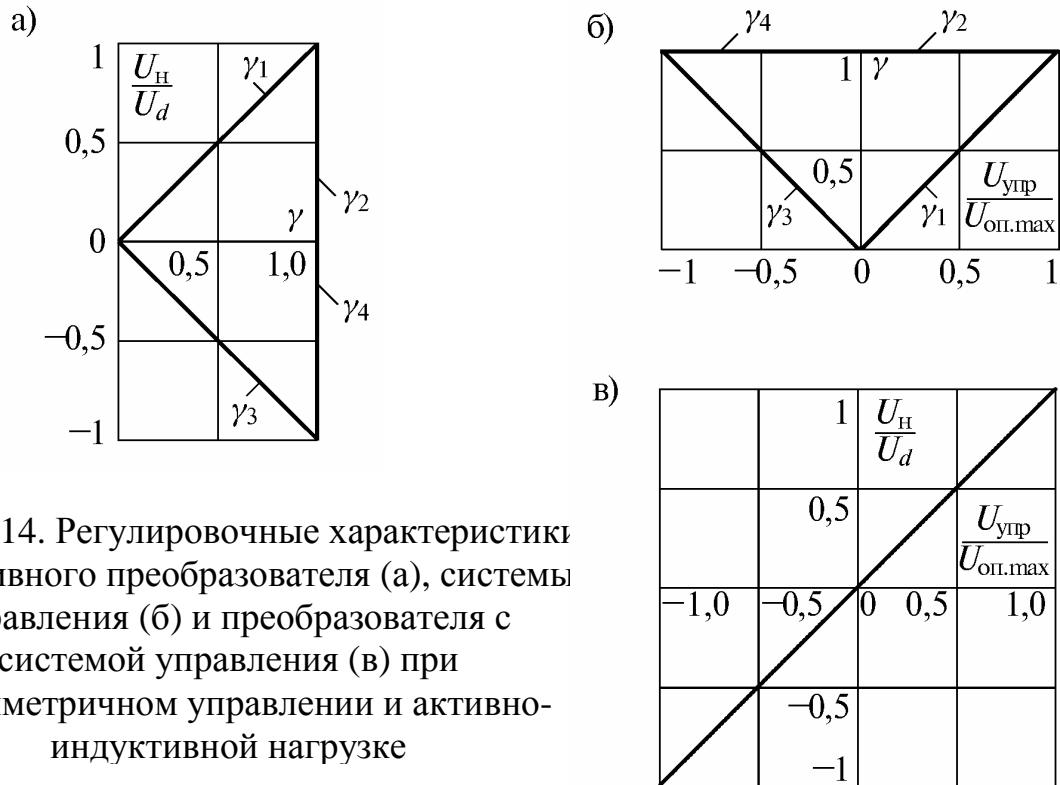


Рис. 10.14. Регулировочные характеристики реверсивного преобразователя (а), системы управления (б) и преобразователя с системой управления (в) при несимметричном управлении и активно-индуктивной нагрузке

Сравнив рис. 10.13 в и рис. 10.14 в, можно увидеть, что регулировочная характеристика преобразователя вместе с системой управления не зависит от способа управления.

10.4.4. Работа реверсивного ППН на ПЭДС при симметричном управлении

На рис. 10.15 приведена схема реверсивного ППН, работающего на якорь двигателя. Временные диаграммы, иллюстрирующие его работу при симметричном управлении, приведены на рис. 10.16.

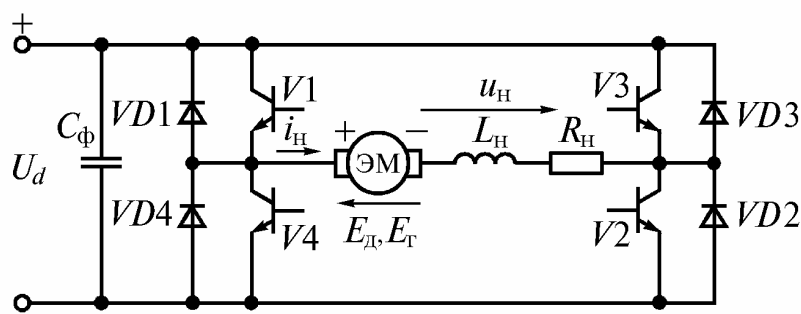


Рис. 10.15. Схема реверсивного ППН, работающего на якорь двигателя

На рис. 10.16 а показано напряжение на нагрузке, а на рис. 10.16 б – ток нагрузки в двигательном режиме при направлении вращения «Вперед». В момент t_1 при включении транзисторов $V1, V2$ ток нарастает под действием напряжения U_d в цепи «+» источника питания, $V1, ЭМ, L_n, R_n, V2, «-»$ источника питания. Полярность ПЭДС двигателя E_d показана на рис. 10.15. В момент t_2 при выключении транзисторов $V1, V2$ ток начинает проходить за счет энергии, запасенной в индуктивности нагрузки, по контуру $L_n, R_n, VD3, «+»$ источника питания, «-» источника питания, $VD4, ЭМ$.

При переходе на торможение ЭДС генератора $E_g = E_d$, так как скорость не может мгновенно измениться, а ток должен изменить направление на противоположное. При подаче сигнала на торможение снимаются управляющие импульсы с $V1$ и $V2$ и подаются на $V3$ и $V4$. Но транзисторы не включаются, так как за счет энергии, запасенной в индуктивности, ток продолжает проходить через $VD4, VD3$. Индуктивность якоря мала, поэтому ток быстро спадает до нуля. Генератор не может отдавать энергию в источник питания, так как его ЭДС E_g ниже ЭДС источника питания. Поэтому для рекуперации энергии необходима дополнительная ЭДС. Рис. 10.16 в иллюстрирует установившийся режим при торможении. В момент t_3 включаются транзисторы $V3$ и $V4$ и ток быстро нарастает, так как возникает контур короткого замыкания по цепи «+» источника питания, $V3, R_n, L_n, ЭМ, V4, «-»$ источника питания. При этом ЭДС источника питания и ЭДС электрической машины действуют согласно. Ток в цепи нагрузки нарастает в противоположном направлении и стремится к значению тока установившегося короткого замыкания. В момент t_4 выключаются транзисторы $V3, V4$, но ток проходит в том

же направлении за счет согласного включения ЭДС генератора и ЭДС самоиндукции по цепи L_H , ЭМ, $VD1$, «+» источника питания, «-» источника питания, $VD2$, R_H . Энергия возвращается в источник питания.

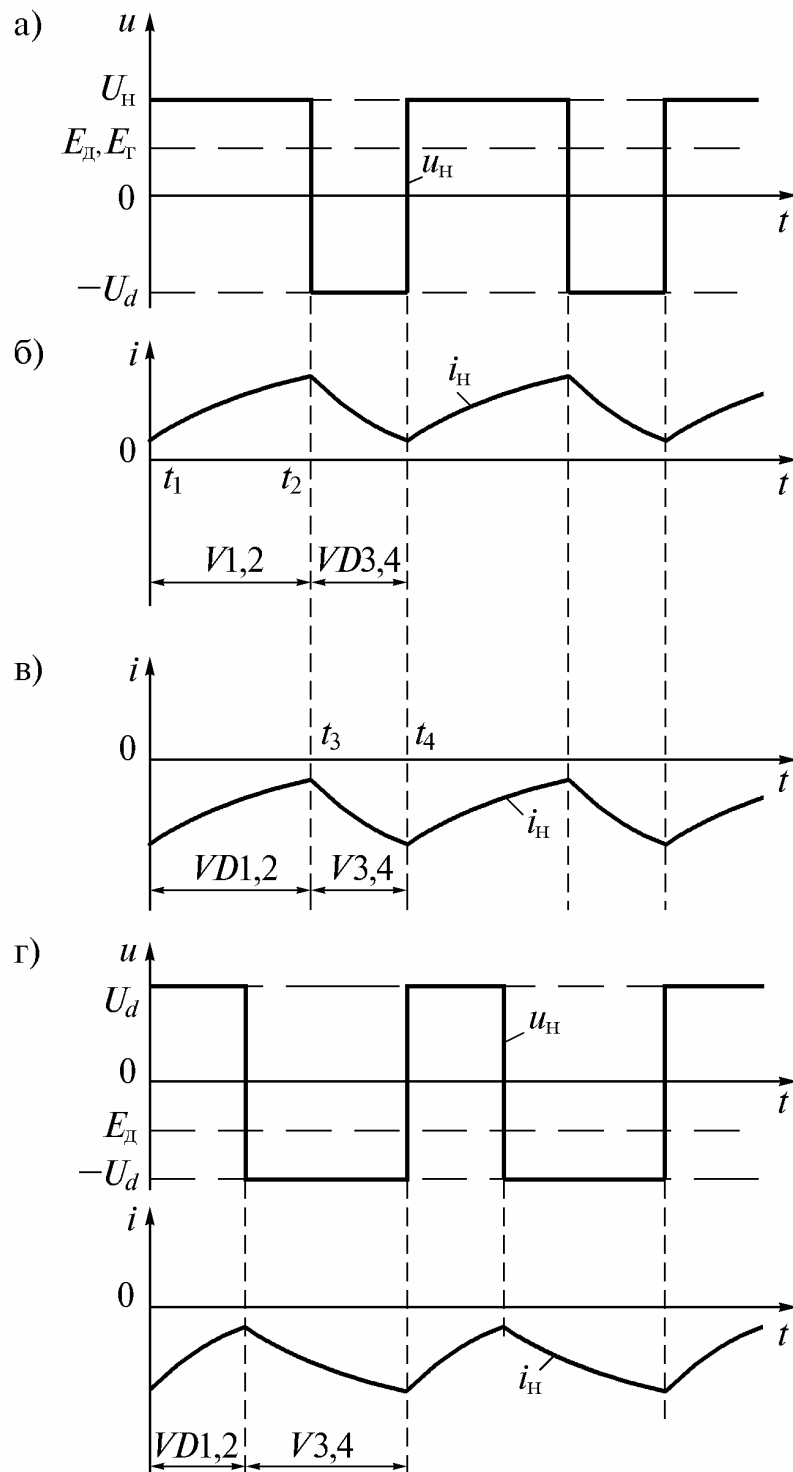


Рис. 10.16. Диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие работу ППН на двигатель при симметричном управлении: напряжение на нагрузке (а), ток в нагрузке в двигательном режиме (б), ток в нагрузке при торможении (в), напряжение на нагрузке и ток после реверса (г)

10.4.5. Работа реверсивного ППН на ПЭДС при несимметричном управлении

Несимметричное управление реализуется в той же силовой схеме рис. 10.15. На рис. 10.18 а показаны напряжения, подаваемые на управляющие электроды транзисторов (базы или затворы) и напряжение на нагрузке при направлении вращения «Вперед», а на рис. 10.18 б ток нагрузки в двигательном режиме. Как видно из рис. 10.15, транзисторы стойки $V1, V4$ включаются по очереди с частотой модуляции и определяют глубину регулирования, а транзисторы стойки $V2, V3$ включаются или запираются длительно и определяют направление тока в нагрузке.

Если ток нагрузки мал (см. рис. 10.18 в), то процессы видоизменяются. С момента t_3 при включенных транзисторах $V1, V2$ ток нарастает под действием напряжения U_d в цепи «+» источника питания, $V1, ЭМ, L_H, R_H, V2$, «-» источника питания. В момент t_4 транзистор $V1$ выключается, и ток начинает проходить за счет энергии, запасенной в индуктивности нагрузки по контуру $L_H, R_H, V2, VD4, ЭМ$. В момент t_5 ток спадает до нуля и начинает проходить под действием ЭДС ЭМ по цепи ЭМ, $V4, VD2, R_H, L_H, ЭМ$. В момент t_6 выключается $V4$, и ток идет по контуру ЭМ, $VD1$, «+», «-» источника питания, $VD2, R_H, L_H$ за счет совместного действия ЭДС генератора и ЭДС самоиндукции. В момент t_7 ток спадает до нуля и все повторяется сначала.

На рис. 10.18 г показано, что для рекуперации в момент t_8 включается транзистор $V4$, ток идет по контуру ЭМ, $V4, VD2, R_H, L_H$. При этом происходит короткое замыкание для генератора, и ток нарастает. После этого выключается $V4$ в момент t_9 . Согласно действующие ЭДС генератора и ЭДС самоиндукции через $VD1$ и $VD2$ возвращают энергию в источник питания.

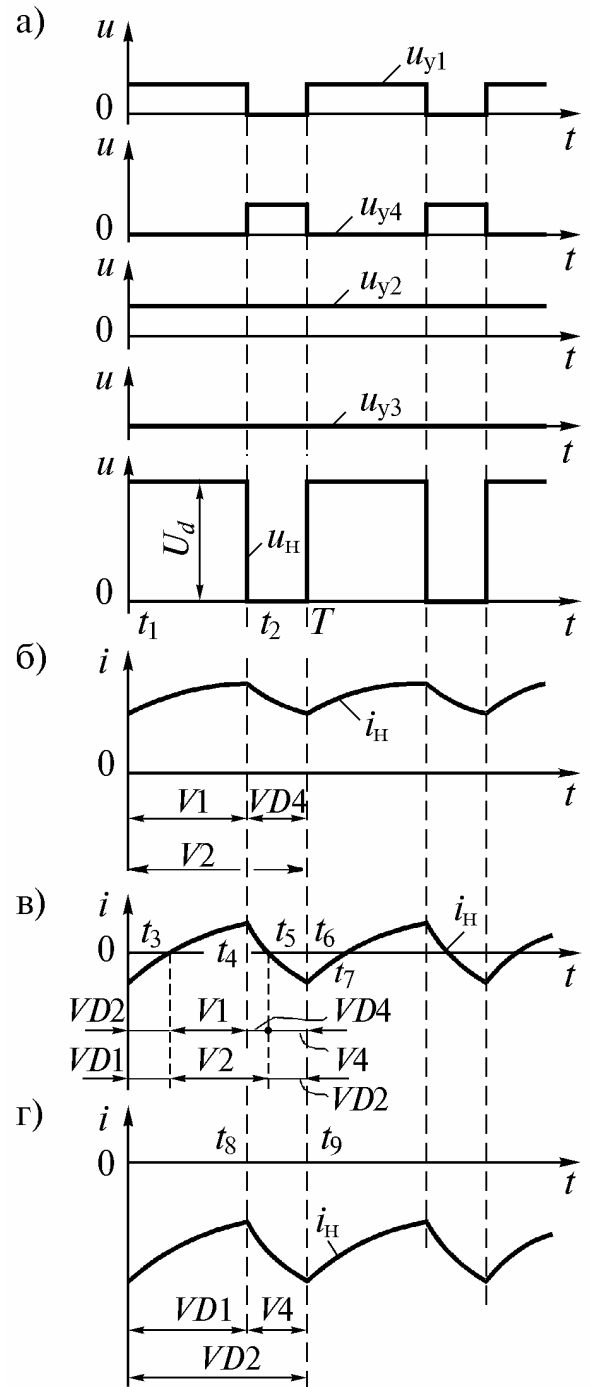


Рис. 10.18. Диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие работу ППН на двигатель при несимметричном управлении: напряжения на входах транзисторов и на нагрузке (а), ток в нагрузке в двигательном режиме (б), ток в нагрузке вблизи холостого хода (в), ток в нагрузке при тормозном режиме (г)

На рис. 10.19 приведены регулировочные характеристики реверсивного ППН при несимметричном управлении, построенные с учетом рассмотренных процессов. На характеристиках $\gamma_{1,2,3,4}$ – относительная длительность включенного состояния соответствующих транзисторов. В первом квадранте (см. рис. 10.19 в) реализуется двигательный и тормозной режим при движении «Вперед», а в третьем – при движении «Назад».

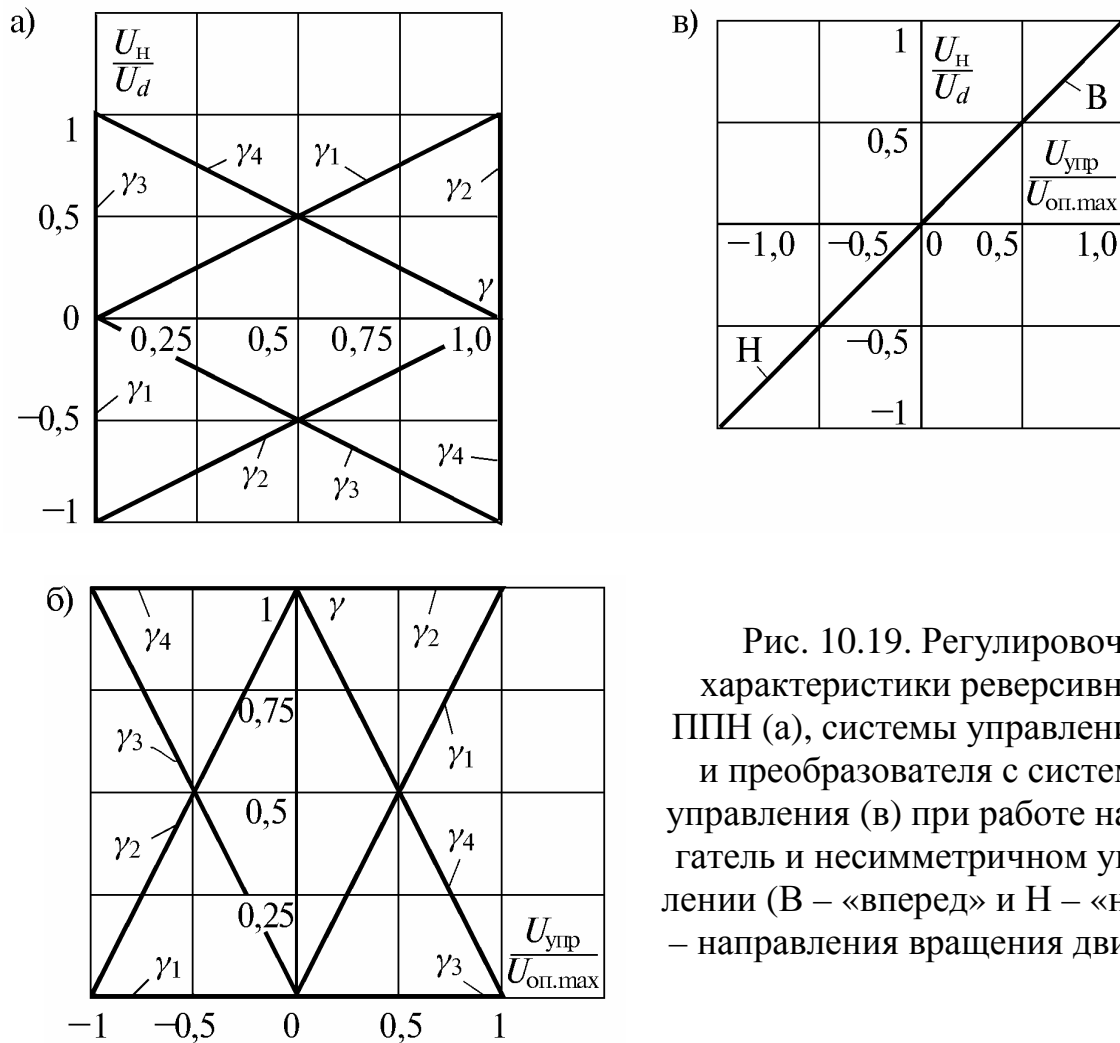


Рис. 10.19. Регулировочные характеристики реверсивного ППН (а), системы управления (б) и преобразователя с системой управления (в) при работе на двигатель и несимметричном управлении (В – «вперед» и Н – «назад» – направления вращения двигателя)

10.4.6. Работа реверсивного ППН на ПЭДС при поочередном управлении

Поочередное управление реализуется в той же силовой схеме рис. 10.15. При поочередном управлении частота переключений каждого из коммутирующих транзисторов в два раза меньше частоты импульсов выходного напряжения. На рис. 10.20 показаны напряжения, подаваемые на базы транзисторов, напряжение на нагрузке и ток нагрузки в двигательном режиме при направлении вращения «Вперед». Транзисторы стоек V_2, V_3 и V_1, V_4 включаются по очереди в противофазе с частотой вдвое меньшей частоты модуляции выходного напряжения.

То есть период следования импульсов управления T_y вдвое длиннее периода модуляции выходного напряжения T .

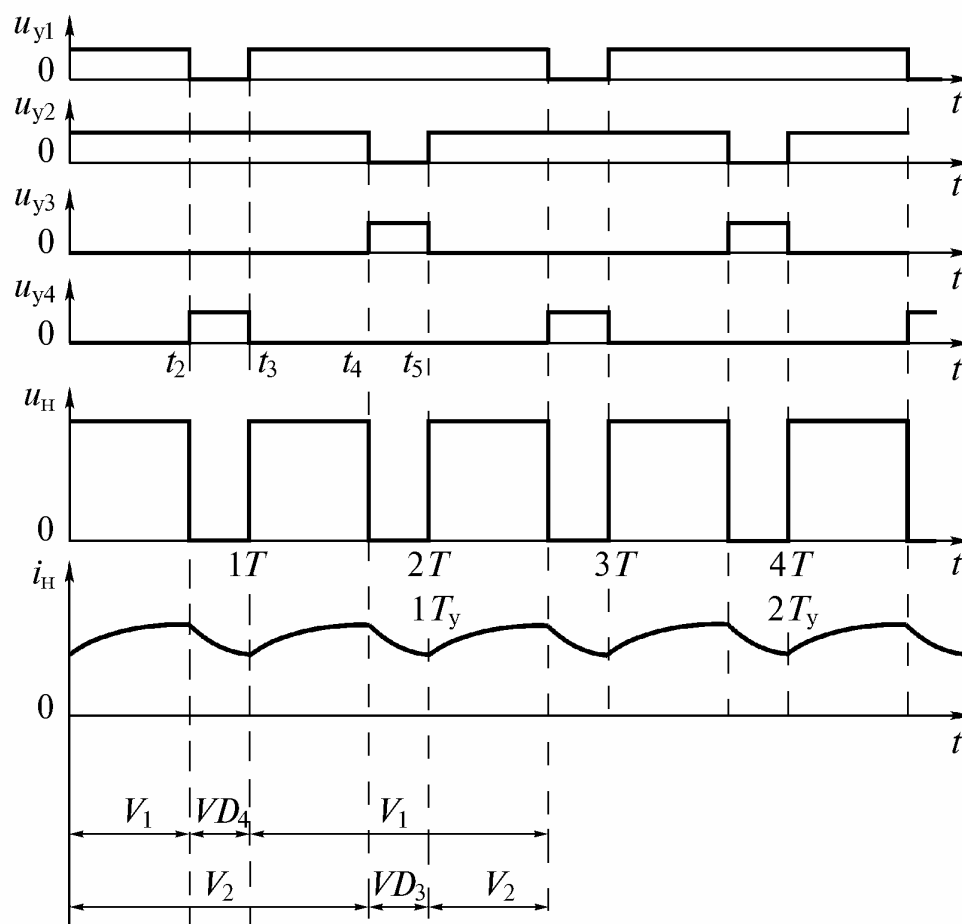


Рис. 10.20. Диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие работу реверсивного ППН с поочередным управлением при формировании положительного напряжения в двигательном режиме

В момент t_1 (начало первого такта) при включении транзисторов V_1, V_2 ток нарастает под действием напряжения U_d в цепи «+» источника питания, V_1 , ЭМ, L_H, R_H, V_2 , «-» источника питания. В момент t_2 транзистор V_1 выключается, и ток начинает проходить за счет энергии, запасенной в индуктивности нагрузки по контуру L_H, R_H, V_2, VD_4 , ЭМ. В момент t_3 (начало второго такта) при включении транзисторов V_1, V_2 ток нарастает под действием напряжения U_d в той же цепи «+» источника питания, V_1 , ЭМ, L_H, R_H, V_2 , «-» источника питания. В момент t_4 транзистор V_2 выключается, и ток начинает проходить за счет энергии, запасенной в индуктивности нагрузки, по контуру L_H, R_H, VD_3, V_1 , ЭМ. Далее процессы повторяются.

Транзисторы V_3, V_4 хотя и получают отпирающие импульсы, но ток не проводят. Их проводимость потребуется в тормозных режимах аналогично несимметричному управлению.

Для включения комплекта «Назад» приходится изменять алгоритм управления транзисторами, а именно транзисторы диагоналей меняются ролями.

Вид управления (несимметричное или поочередное) не влияет на регулировочные характеристики преобразователя вместе с системой управления и на работу двигателя.

Преимущества поочередного управления – равномерная загрузка транзисторов и снижение коммутационных потерь в них из-за снижения частоты коммутации.

Недостаток поочередного управления – усложнение алгоритма управления.

10.4.7. Внешние характеристики реверсивных ППН

Рассмотрим непрерывный режим. На рис. 10.21 а приведена временная диаграмма напряжения на нагрузке в реверсивном ППН при $x_d = \infty$, симметричном управлении и неидеальных ключах. На участке проводимости транзисторов напряжение на нагрузке меньше идеального на величину двойного падения напряжения на транзисторе ΔU_k , а на участке проводимости диода оно отрицательное и больше идеального (по модулю) на величину, равную двойному падению напряжения на диоде ΔU_a .

Уравнение внешней характеристики с учетом допущений, принятых в п. 10.3.1, и уравнений (10.15, 10.23) имеет вид

$$U_H = U_d(2\gamma - 1) - 2I_H r_k. \quad (10.29)$$

Здесь γ – относительная длительность положительного импульса напряжения на нагрузке.

На рис. 10.21 б приведена временная диаграмма напряжения на нагрузке в реверсивном ППН при $x_d = \infty$, несимметричном управлении и неидеальных ключах. На участке проводимости транзисторов напряжение на нагрузке меньше идеального на величину двойного падения напряжения на транзисторе ΔU_k , а на участке проводимости транзистора и диода оно меньше нуля на сумму падений напряжений на транзисторе ΔU_k и диоде ΔU_a .

При несимметричном управлении уравнение внешней характеристики соответственно для положительного и отрицательного импульса напряжения на нагрузке:

$$\begin{cases} U_H = \gamma_{(+)} U_d - 2I_H r_k \\ U_H = -\gamma_{(-)} U_d - 2I_H r_k \end{cases}, \quad (10.30)$$

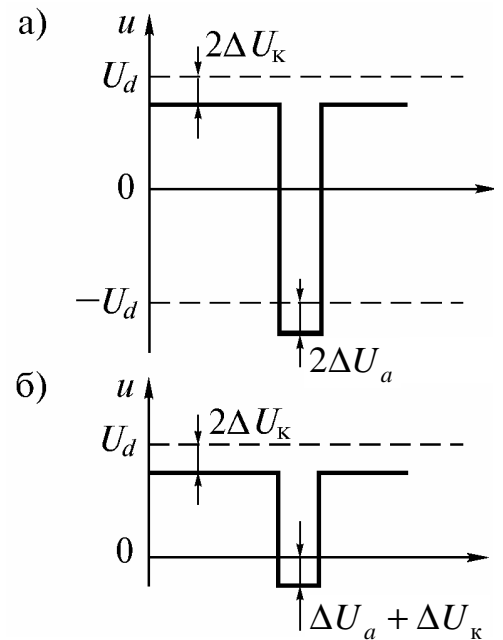


Рис. 10.21. Диаграммы напряжения на нагрузке с учетом неидеальности ключей при симметричном (а) и несимметричном (б) управлении

где $\gamma_{(+)}$, $\gamma_{(-)}$ – относительная длительность положительного и отрицательного импульса напряжения на нагрузке соответственно.

На рис. 10.22 приведены внешние характеристики реверсивных ППН при симметричном и несимметричном управлении и различных видах нагрузки.

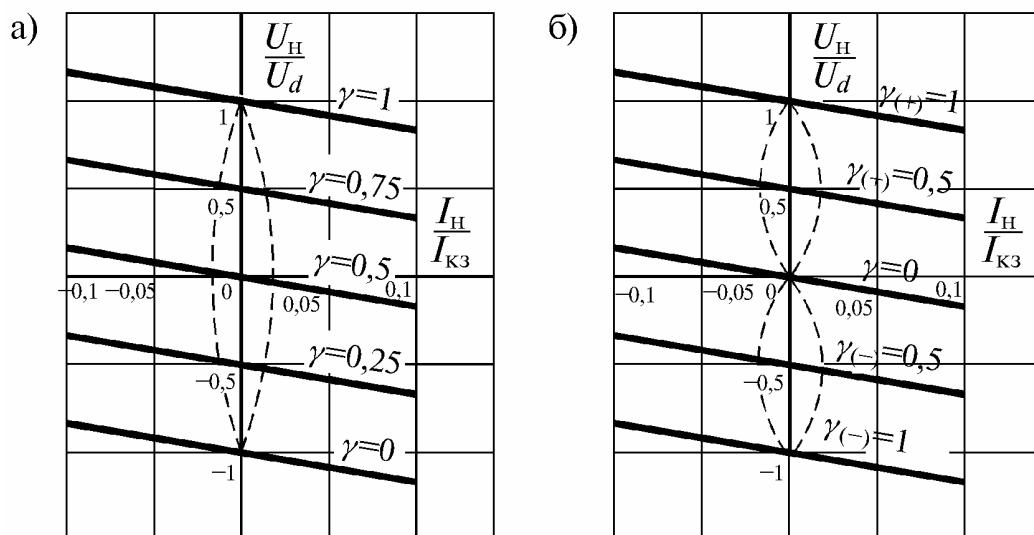


Рис. 10.22. Внешние характеристики реверсивных ППН при двигательной нагрузке и симметричном (а) и несимметричном (б) управлениях

Реверсивный ППН, работающий на якорь двигателя, при симметричном управлении всегда работает в режиме непрерывного тока, поэтому зона прерывистых токов отсутствует, но при малых нагрузках появляется режим знакопеременного тока. На рис. 10.22 а показана область существования переменных токов штриховыми линиями. В зоне между граничными токами в цепи якоря двигателя протекает переменный ток.

При несимметричном управлении возникает режим прерывистого тока, показанный штриховыми линиями на рис. 10.22 б.

Внутреннее сопротивление источника питания в реверсивных преобразователях влияет на наклон внешних характеристик так же, как и в неревверсивных.

Достоинством реверсивного ППН с симметричным управлением является свободный переход двигателя в любой другой квадрант внешних характеристик без изменения алгоритма управления (отсутствие зоны нечувствительности). **Недостаток** – большие пульсации тока, вызывающие большие потери от высших гармоник, вследствие двухполярного напряжения на нагрузке.

Несимметричное управление обеспечивает более высокий КПД за счет уменьшения пульсаций выходного тока вследствие однополярного напряжения на нагрузке. **Его недостатком** является зона прерывистых токов на внешних характеристиках и зона нечувствительности, связанная с минимальным ограничением коэффициента заполнения γ при коммутации стойки моста (4 – 5%) при работе привода на пониженных скоростях.

10.4.8. Реверсивный двухключевой ППН

На рис. 10.23 приведена схема реверсивного двухключевого ППН с разделенным источником питания. В этой схеме возможно только симметричное управление. Все процессы и характеристики в таком ППН аналогичны рассмотренным для четырехключевого.

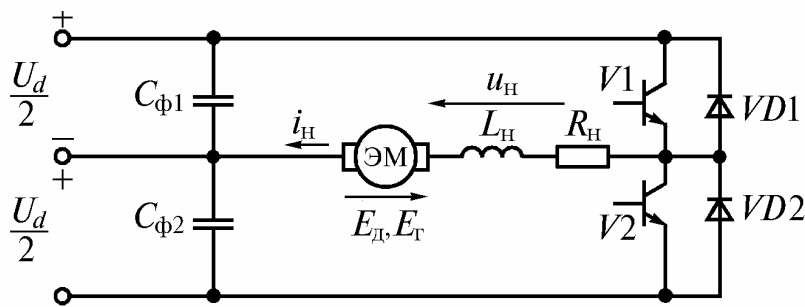


Рис. 10.23. Схема реверсивного двухключевого ППН с разделенным источником питания

Преимущества схемы – меньшее количество ключей и, соответственно, меньшие потери в них. **Недостатки** – усложнение источника питания и двуполярное напряжение на нагрузке.

Контрольные вопросы

1. Сравните симметричное и несимметричное управление реверсивными ППН.
2. Каковы регулировочные характеристики при различных способах управления и активно-индуктивной нагрузке?
3. Каковы регулировочные характеристики при различных способах управления и активно-индуктивной нагрузке с ПЭДС?
4. Как происходит переход к торможению при симметричном управлении?
5. Как происходит переход к торможению при несимметричном управлении?
6. За счет чего обеспечивается рекуперативное торможение, когда ЭДС двигателя ниже напряжения источника питания при симметричном управлении?
7. За счет чего обеспечивается рекуперативное торможение, когда ЭДС двигателя ниже напряжения источника питания при несимметричном управлении?
8. Как работает ППН при поочередном управлении?
9. От чего зависит наклон внешних характеристик ППН?
10. Назовите разновидности схем реверсивных ППН.

Глава 11. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

11.1. Классификация и принципы построения автономных инверторов

Автономные инверторы (АИ) – это, как указывалось выше, преобразователи постоянного тока в переменный, которые работают на сеть, в которой нет других источников электроэнергии. Коммутации вентилях в них осуществляются благодаря применению полностью управляемых вентилях или устройств искусственной коммутации. При этом частота напряжения на выходе АИ определяется частотой управления, а величина напряжения – параметрами нагрузки и системой регулирования [35, 58].

Автономные инверторы (АИ) классифицируются по ряду признаков.

1. По виду входного тока или напряжения АИ делятся:

а) на **автономные инверторы тока (АИТ)**. На входе АИТ действует источник тока, образованный источником ЭДС и большой индуктивностью, форма тока на выходе вентилях группы прямоугольная, а форма напряжения определяется характером нагрузки (рис. 11.1 а – б). Нагрузка может быть только активной или активно-емкостной, т.к. при активно-индуктивной нагрузке ток не может мгновенно изменить направление. Рассмотрим работу схемы при активно-емкостной нагрузке. В момент t_1 начинают проводить тиристоры $V1, V2$; в момент t_2 тиристоры $V1, V2$ выключаются, а тиристоры $V3, V4$ включаются. Ток через нагрузку меняет направление. Под действием проходящего тока напряжение на нагрузке изменяется по экспоненте;

б) на **автономные инверторы напряжения (АИН)**. На входе АИН действует источник ЭДС, напряжение на выходе вентилях группы прямоугольное, а форма тока определяется характером нагрузки. Напряжение на нагрузке переключается мгновенно, поэтому нагрузка может быть активной или активно-индуктивной (см. рис. 11.1 в – г). Рассмотрим работу схемы при активно-индуктивной нагрузке. В момент t_1 начинают проводить тиристоры $V1, V2$. Под действием приложенного напряжения ток нарастает по экспоненте. В момент t_2 тиристоры $V1, V2$ выключаются, но ток через нагрузку идет в том же направлении через диоды $VD3, VD4$ за счет энергии, запасенной в индуктивности, при этом напряжение на нагрузке уже изменило знак, а ток постепенно спадает. В момент t_3 ток равен нулю и включаются тиристоры $V3$ и $V4$, полярность напряжения при этом не меняется, а ток меняет направление. Диоды предназначены для возврата реактивной энергии в источник питания. Конденсатор C_d ее воспринимает;

в) на **резонансные (колебательные) автономные инверторы (РАИ)**. РАИ – это инвертор, на входе и на выходе вентилях группы которого ток прерывистый, а форма напряжения на выходе определяется нагрузкой (см. рис. 11.1 д – е). В РАИ должно выполняться условие:

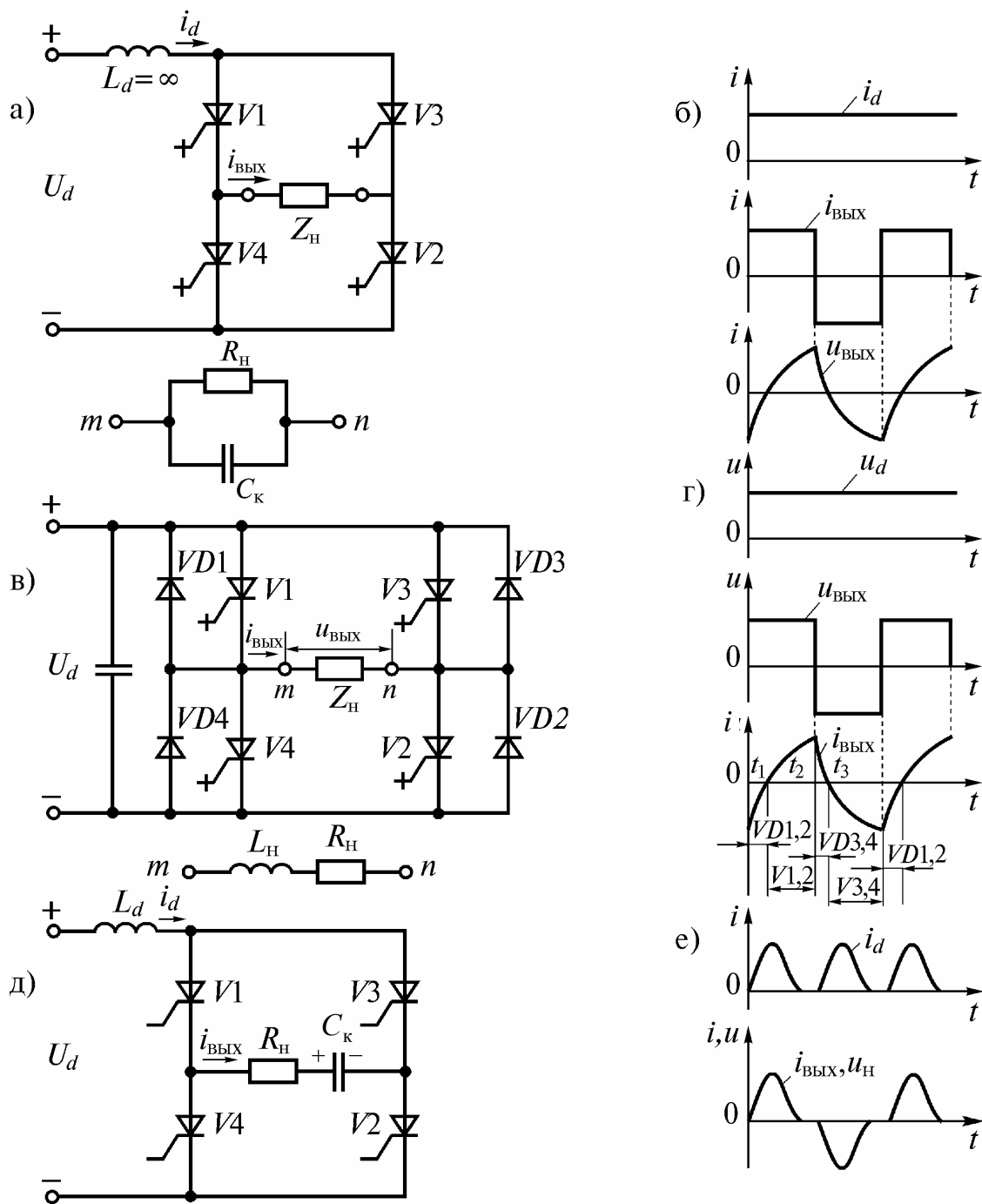


Рис. 11.1. Принципиальные схемы идеальных автономных инверторов тока (а), напряжения (в), резонансного (д) и диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие их работу (б, г, е)

$$R_H < 2 \cdot \sqrt{\frac{L_d}{C_d}}. \quad (11.1)$$

При выполнении условия (11.1) процессы при включении тиристоров носят колебательный характер. При включении V1 и V2 проходит полувол-

на тока и конденсатор C_k заряжается с указанной полярностью. После перехода тока через нуль тиристор запирается. При включении $V3$ и $V4$ напряжение источника и напряжение на конденсаторе C_k действуют согласно, ток проходит в противоположном направлении, конденсатор перезаряжается, $V3$ и $V4$ запираются при спаде тока до нуля. Напряжение на нагрузке R_n повторяет форму тока.

Как видно из описания работы в РАИ могут работать обычные (незапираемые) тиристоры.

2. По применяемым вентилям АИ делятся:

а) на **АИ на вентилях с неполным управлением** (обычных тиристорах);

б) на **АИ на вентилях с полным управлением** (транзисторах и запираемых тиристорах).

3. По способу коммутации АИ на незапираемых тиристорах делятся:

а) на **АИ с одноступенчатой коммутацией**, в которых коммутация осуществляется с помощью коммутирующих конденсаторов основными вентилями схемы без применения дополнительных тиристоров;

б) на **АИ с двухступенчатой коммутацией**, в которых для коммутации применяются специальные коммутирующие вентили.

4. По месту включения коммутирующих конденсаторов АИ с одноступенчатой коммутацией делятся:

а) на **параллельные АИ** (коммутирующие конденсаторы включены параллельно нагрузке);

б) на **последовательные АИ** (коммутирующие конденсаторы включены последовательно с нагрузкой).

В электроприводе в настоящее время наибольшее применение находят АИН на IGBT транзисторах.

Контрольные вопросы

1. В чем отличие ведомого и автономного инвертора?
2. По каким схемам могут выполняться автономные инверторы?
3. По каким признакам классифицируются автономные инверторы?
4. Чем отличается автономный инвертор напряжения от автономного инвертора тока?
5. На каких вентилях могут выполняться автономные инверторы?

11.2. Автономные инверторы на тиристорах с одноступенчатой коммутацией

11.2.1. Параллельные автономные инверторы тока

На рис. 11.2 а приведена схема однофазного параллельного АИТ на обычных тиристорах с неполной управляемостью, а на рис. 11.2 б – времен-

ные диаграммы токов и напряжений в схеме. Запирание происходит с помощью энергии, запасенной в конденсаторе C_k . Рассмотрим работу схемы. В момент t_1 после подачи управляющего импульса начинают проводить тиристоры $V1, V2$. Ток идет по пути “+“, $L_d, V1, R_n \parallel C_k, V2$, “-“. Под действием проходящего тока напряжение u_c на коммутирующем конденсаторе получает полярность, показанную на рис. 11.2 а знаками «+», «-» без скобок. В момент t_2 включаются тиристоры $V3, V4$, и конденсатор C_k подключается к цепочкам $V2, V4$ и $V3, V1$ так, что его разрядный ток короткого замыкания направлен навстречу току в ранее проводивших тиристорах $V1, V2$. Они выключаются. Коммутация происходит практически мгновенно, так как мала индуктивность в контуре коммутации. Поэтому за время коммутации напряжение на конденсаторе практически не успевает измениться. Ток через нагрузку меняет направление и конденсатор перезаряжается (знаки в скобках). Таким образом, коммутирующий конденсатор служит для выключения предыдущего вентиля при включении последующего.

На диаграмме (см. рис. 11.2 б) показано, что в момент выключения $V1$ к нему прикладывается отрицательное напряжение, которое при перезарядке конденсатора меняет знак. Во избежание опрокидывания инвертора за время t_δ должна восстановиться запирающая способность тиристоров в прямом направлении. Это время ограничивает частотные возможности тиристоров. АИТ могут работать до частот 2–2,5 кГц. При больших частотах тиристор не успевает восстановить запирающие свойства.

Рассмотрим качественно область возможной работы АИТ.

АИТ «боится» коротких замыканий (КЗ), т.к. при этом коммутирующий конденсатор закорочен и нечем коммутировать. При уменьшении сопротивления нагрузки (приближении к КЗ) уменьшается время t_δ . При достижении времени $t_{\delta min}$, равного времени восстановления запирающей способности тиристоров в прямом направлении, коммутация становится невозможной.

Для оценки возможности работы на холостом ходу (ХХ) предположим, что АИТ идеален и $R_n = \infty$. При этом ничего не мешает коммутации, энергия непрерывно потребляется от источника, но нигде не рассеивается, следовательно, запасается в реактивных элементах. Поэтому напряжение на конденсаторе стремится к бесконечности. Таким образом, на холостом ходу АИТ работать не может.

При расчете АИТ примем следующие допущения: тиристоры идеальны, потери в элементах схемы отсутствуют.

На рис. 11.2 в приведена схема замещения АИТ, учитывающая, что через диагональ (выход) моста проходит прямоугольный ток $I_{вых}$. Его действующее значение равно I_d . Если разложить в ряд Фурье кривую фазного тока, то амплитуда первого члена ряда

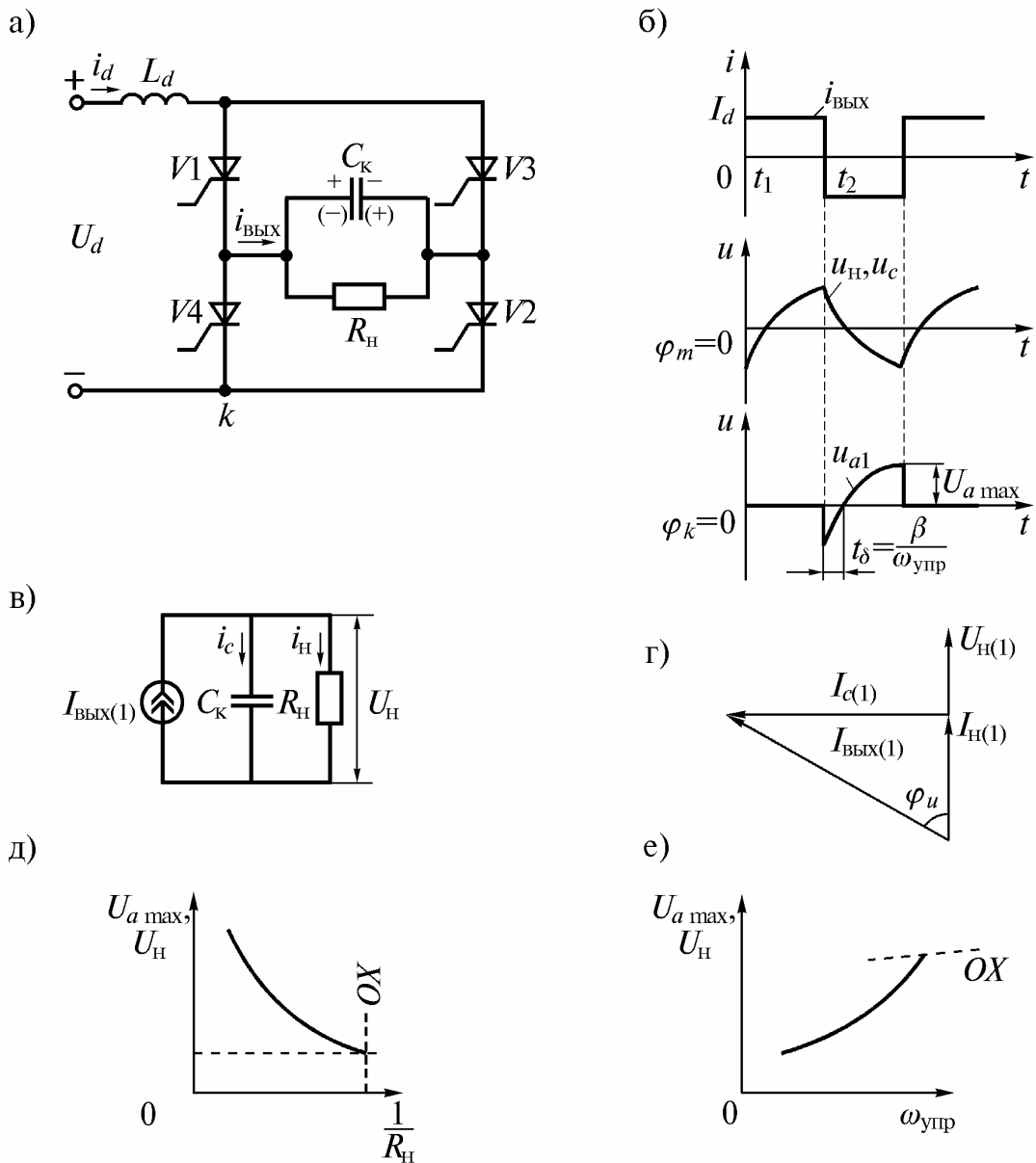


Рис. 11.2. Параллельный АИТ (а), диаграммы токов и напряжений (б), его упрощенная схема замещения (в), векторная диаграмма (г), внешние (д) и регулировочные (частотные) (е) характеристики

$$I_{\text{ВЫХ}(1)m} = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \quad (11.2)$$

Для дальнейшего расчета АИТ применим **метод основной гармоники**. Действующее значение первой гармоники тока

$$I_{\text{ВЫХ}(1)} = \frac{I_{\text{ВЫХ}(1)m}}{\sqrt{2}} = 0,9I_d \quad (11.3)$$

По схеме замещения можно построить векторную диаграмму (см. рис. 11.2 г). Угол сдвига выходного тока инвертора относительно напряжения на нагрузке φ_u можно определить из векторной диаграммы

$$\operatorname{tg}\varphi_u = \frac{I_{c(1)}}{I_{н(1)}} = \frac{R_H}{\frac{1}{\omega_{\text{упр}} C_K}} = \omega_{\text{упр}} C_K R_H. \quad (11.4)$$

Активная мощность, передаваемая в нагрузку

$$P_H = U_{н(1)} I_{\text{вых}(1)} \cos \varphi_u. \quad (11.5)$$

Мощность потребляемая от источника питания

$$P_d = U_d I_d. \quad (11.6)$$

Коэффициент полезного действия идеального преобразователя $\eta = 1$.

Тогда можно записать уравнение баланса мощностей на входе и выходе АИТ

$$U_d I_d = U_{н(1)} I_{\text{вых}(1)} \cos \varphi_u. \quad (11.7)$$

Отметим, что в равенстве (11.7) мы пренебрегли всеми высшими гармониками. Поэтому фактически всегда правая часть меньше P_d . Чем ближе к синусоиде формы напряжений, тем точнее расчет.

Угол сдвига φ_u примерно равен углу управления (углу опережения) β (см. рис. 11.2 б). Угол β определяет, насколько раньше переходит через нуль ток (выключается тиристор), чем переходит нуль напряжение на вентиле.

Учитывая (11.3) и (11.7), а также то, что $\varphi_u \approx \beta$ можно найти первую гармонику напряжения на нагрузке

$$U_{н(1)} = \frac{U_d}{\cos \beta} \cdot \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}}. \quad (11.8)$$

Амплитуда тока через вентиль

$$I_{a\max} = I_d, \quad (11.9)$$

а среднее значение

$$I_a = \frac{I_d}{2}. \quad (11.10)$$

Амплитуда напряжения, прикладываемого к запортому вентилю

$$U_{a\max} = \sqrt{2} U_{н(1)}. \quad (11.11)$$

Угол, предоставляемый на восстановление запирающих свойств тиристор в прямом направлении, с учетом (11.4) и $\varphi_u \approx \beta$, определится по формуле

$$\beta = \arctg(\omega_{\text{упр}} R_H C_K), \quad (11.12)$$

а соответствующее ему время

$$t_\delta = \frac{\beta}{\omega_{\text{упр}}}. \quad (11.13)$$

Емкость конденсатора C_K выбирается исходя из самой высокой частоты диапазона $\omega_{\text{упр.max}}$ и времени выключения тиристора t_q по условию

$$\beta_{\min} \geq \omega_{\text{упр.max}} t_q. \quad (11.14)$$

Из (11.12) и(11.14) можно найти C_K .

Внешняя характеристика АИТ $U_H = f(1/R_H)$ крутопадающая (см. рис. 11.2 д). Как указывалось выше, на холостом ходу выходное напряжение идеального АИТ стремится к бесконечности. Регулировочная (частотная) характеристика $U_H = f(\omega_{\text{упр}})$ приведена на рис. 11.2 е. Обе характеристики доходят до ограничительной характеристики ОХ.

Недостаток АИТ - плохая внешняя характеристика.

Для улучшения внешних характеристик АИТ применяют усовершенствованные схемы – с обратными выпрямителями, с индуктивнотиристорными компенсаторами и с отсекающими диодами (рис. 11.3 и 11.4) [57, 59, 69].

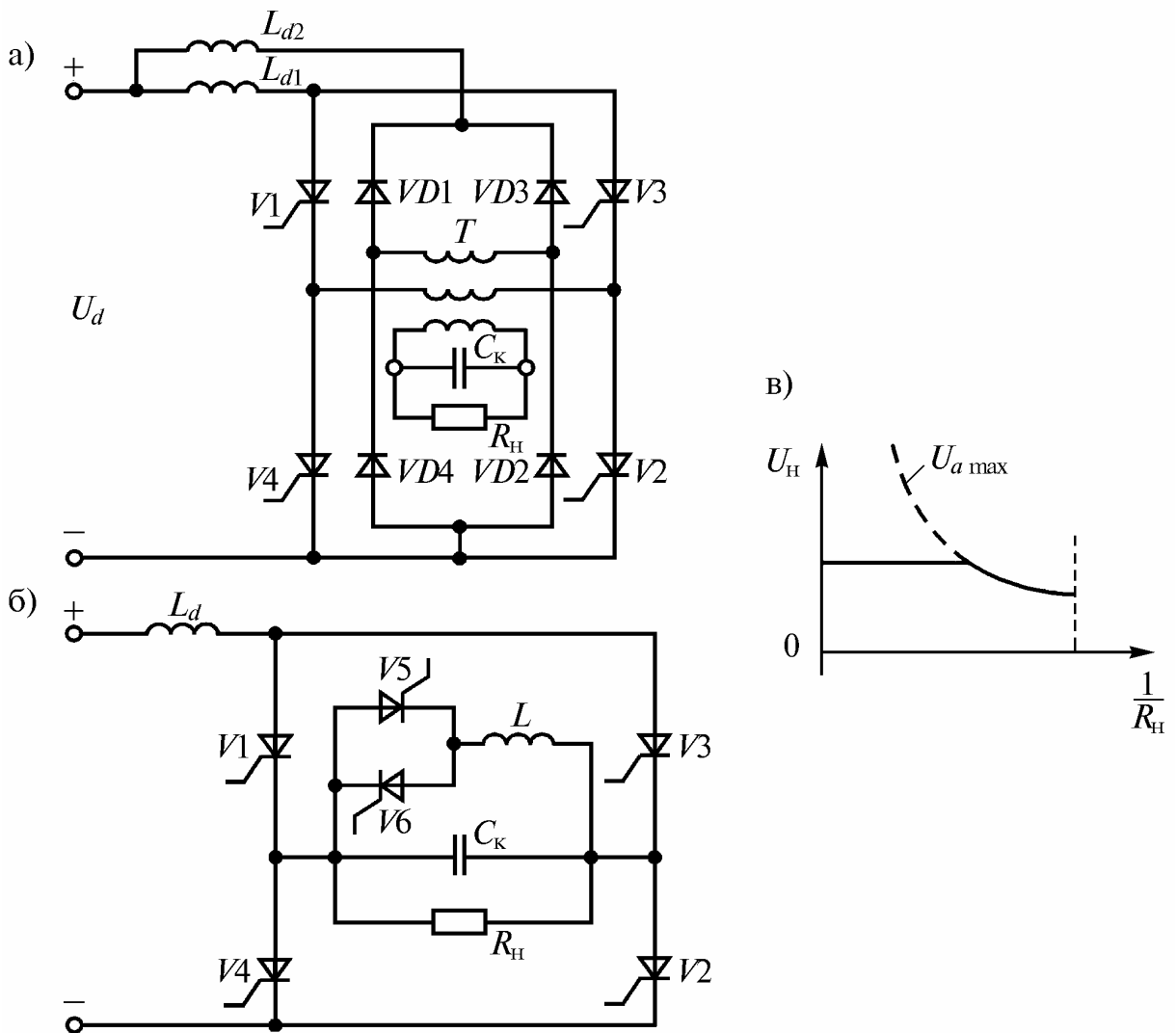


Рис. 11.3. Параллельные АИТ с обратным выпрямителем (а), индуктивно-тиристорным компенсатором (б) и внешняя характеристика АИТ с обратным выпрямителем (в)

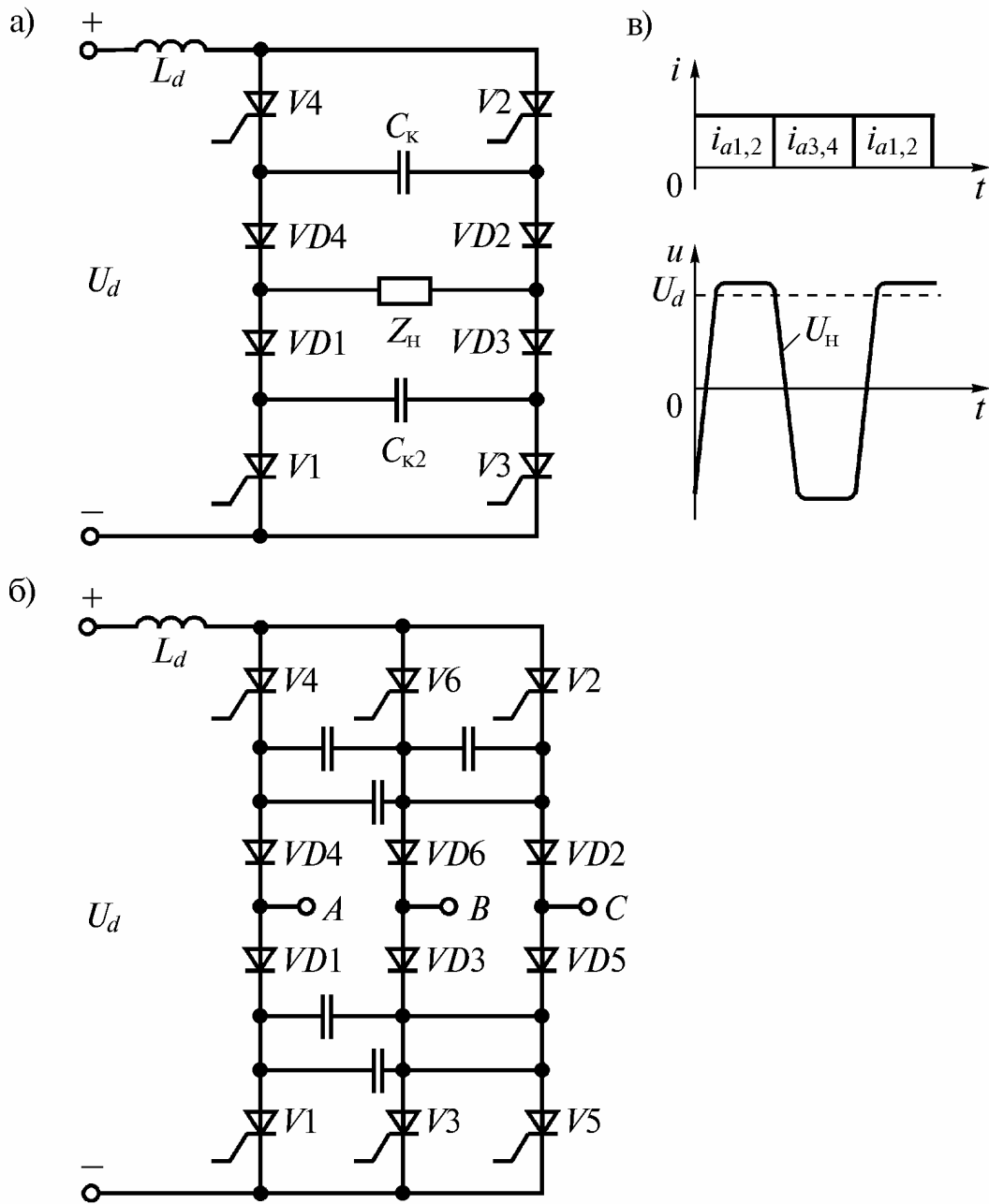


Рис. 11.4. Параллельные автономные инверторы тока с отсекающими диодами, выполненные по однофазной мостовой (а) и трехфазной мостовой (б) схемам и диаграммы токов и напряжений в однофазной схеме (в)

11.2.2. Автономные инверторы напряжения на тиристорах

На рис. 11.5 а приведена схема однофазного параллельного АИН на обычных тиристорах с неполной управляемостью, а на рис. 11.5 в – временные диаграммы напряжений в схеме. Конденсатор C_k служит для коммутации вентилей, индуктивности L_k – для ограничения тока при перезарядке конденсатора. В момент t_1 включаются вентили $V1, V2$. Ток идет по цепочке

“+”, $L_{к1}, V1, R_H \parallel C_k, V2, L_{к2}$, “-“. В момент t_2 конденсатор заряжается до напряжения U_d и открываются диоды $VD1, VD2$. В дальнейшем напряжение на нагрузке остается постоянным до момента t_3 . В этот момент времени включаются $V3, V4$, коммутирующая емкость выключает $V1, V2$. Конденсатор перезаряжается, процессы повторяются.

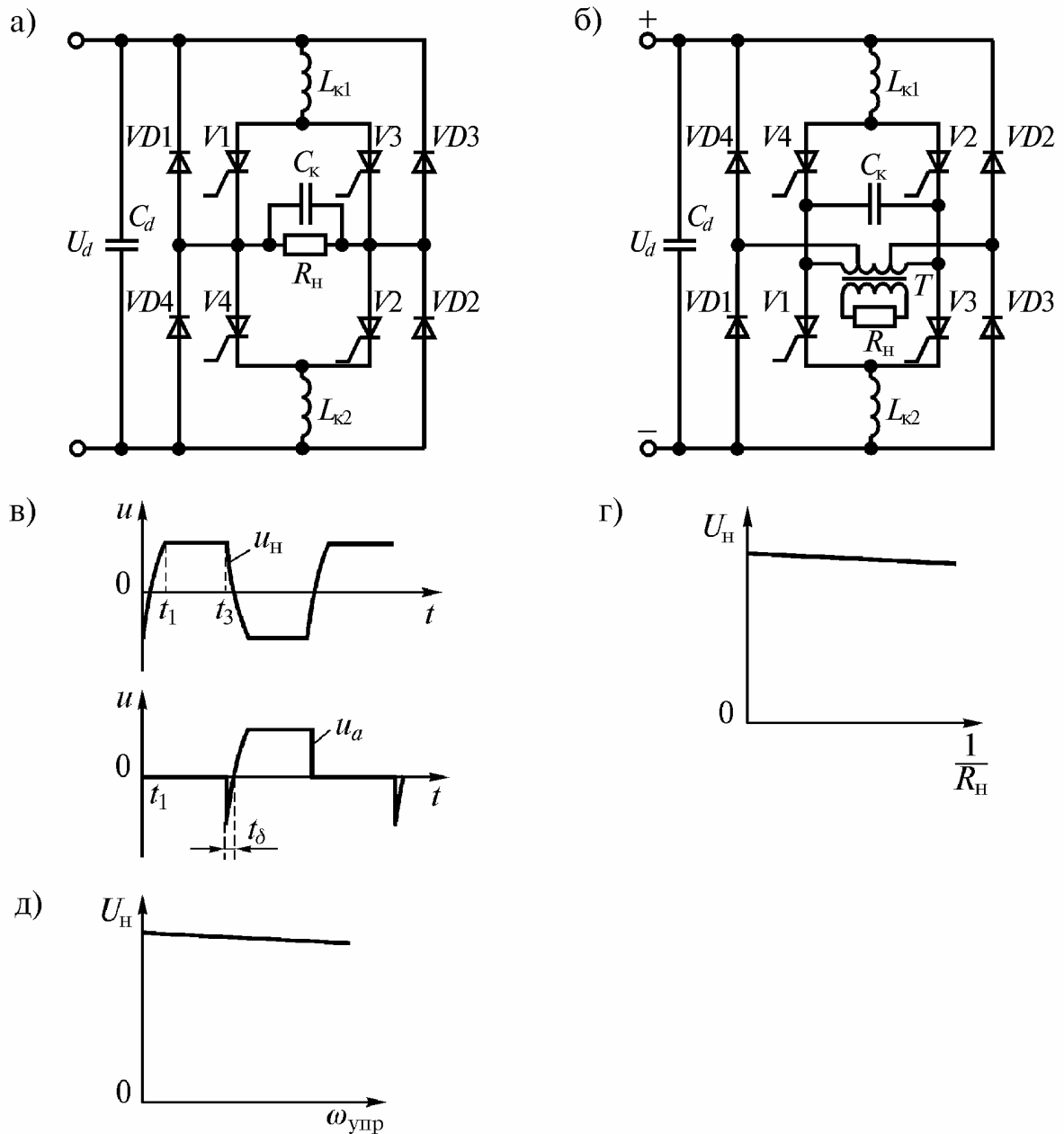


Рис. 11.5. Параллельный автономный инвертор напряжения на тиристорах (а), и его модификация (б), диаграммы напряжений (в), внешняя (г) и регулировочная (д) характеристики

Напряжение на нагрузке, в отличие от идеального АИН, трапецеидальное (см. рис. 11.5 в). Чем меньше значение индуктивности L_k , тем все более трапеция стремится к прямоугольнику, и зарядный ток больше.

В идеальном АИН действующее значение напряжения на выходе инвертора

$$U_n = U_d. \quad (11.15)$$

Внешняя характеристика АИН жесткая (см. рис. 11.5 г). Наклон ее определяется внутренним сопротивлением источника питания, а также падением напряжения на активных сопротивлениях реакторов и вентилях.

На рис. 11.5 д показана регулировочная (частотная) характеристика. При повышении частоты напряжение на нагрузке мало меняется.

Предельная частота у АИН ниже, чем у АИТ, т.к. время t_δ , предоставляемое на восстановление запирающих свойств тиристоров меньше. Предельная частота достигает значений 500–1000 Гц.

В схеме (см. рис. 11.5 а) после открытия диодов VD появляется замкнутый контур VD, L_k, V , в котором бесполезно тратится энергия. Усовершенствованная схема (см. рис. 11.5 б) устраняет этот недостаток.

11.2.3. Резонансные автономные инверторы

На рис. 11.6 а приведена схема последовательного резонансного АИ, выполненного по полумостовой схеме (схеме с разделенным источником питания). Условие его работоспособности

$$R_n < 2 \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}. \quad (11.16)$$

Схема «боится» холостого хода и короткого замыкания. На холостом ходу схема неработоспособна, так как нарушается условие (11.16). В идеальном РАИ при коротком замыкании напряжения на реактивных элементах стремятся к бесконечности, так как энергия непрерывно потребляется от источника питания, но нигде не рассеивается, а, следовательно, накапливается в реактивных элементах.

В РАИ самое большое время t_δ за счет паузы в прохождении тока (см. рис. 11.6 б), поэтому схема может работать до частот порядка 20 кГц.

Внешняя характеристика достаточно жесткая (см. рис. 11.6 в).

Для ограничения напряжений на реактивных элементах, а, следовательно, и на вентилях, при коротком замыкании применяется обмотка сброса L_c , индуктивно связанная с L_k . Если напряжение на обмотке сброса $u_{Lc} > U_d$, то начнется возврат энергии в источник, и напряжение будет ограничиваться (см. рис. 11.6 в, штриховые линии). При этом схема работоспособна даже при коротком замыкании.

РАИ применяют в высокочастотных электротермических установках, а также в качестве узлов искусственной коммутации.

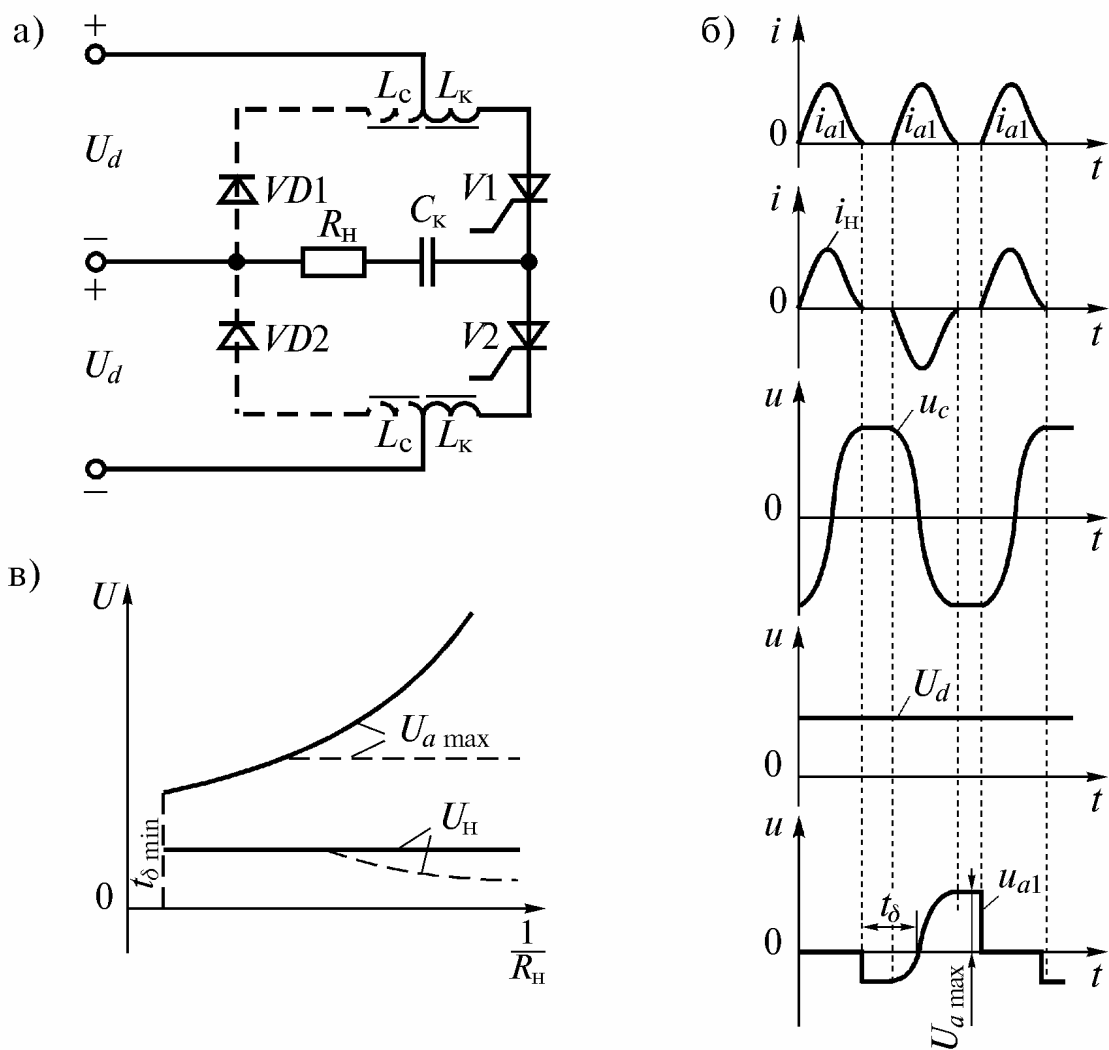


Рис. 11.6. Последовательный резонансный автономный инвертор по полумостовой схеме (а), диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие его работу (б) и внешние характеристики и зависимости амплитуды напряжения на вентиле от нагрузки (в)

Контрольные вопросы

1. Каково назначение элементов C_K , L_d в тиристорных автономных инверторах тока и напряжения?
2. Зачем в инверторах напряжения включаются обратные диоды?
3. Как изменить частоту выходного напряжения автономного инвертора?
4. Почему выходное напряжение в инверторе тока может быть больше, чем входное?
5. Объясните вид внешних характеристик автономных инверторов тока и напряжения.
6. От каких параметров и как зависит время t_δ в автономных инверторах тока и напряжения?

7. Какой аварийный режим возникает при сбросе нагрузки до холостого хода в автономном инверторе тока?
8. Как зависит напряжение на выходе автономных инверторов тока и напряжения от частоты?
9. Как снимаются внешние характеристики автономных инверторов?
10. Что такое опрокидывание инвертора и каковы его причины?
11. Как прервать аварийный ток при опрокидывании инвертора?
12. Какими элементами отличаются АИН, выполненные на полностью и неполностью управляемых вентилях?

11.3. Автономные инверторы на тиристорах с двухступенчатой коммутацией

На рис. 11.7 а приведена схема трехфазного мостового АИН с двухступенчатой коммутацией. Узел искусственной коммутации выполнен на тиристорах $V7, V8$ по схеме последовательного РАИ с закороченной нагрузкой. При поочередном включении вентилях $V7, V8$ на индуктивностях L_k появляются напряжения (см. рис. 11.7 б), которые включаются последовательно в цепь тиристоров $V1 - V6$, и в моменты, когда требуется выключить тиристоры, создают на них обратное напряжение. Вид выходного напряжения без учета процессов коммутации представлен на рис. 11.7 в.

11.4. Автономные инверторы напряжения на транзисторах и запираемых тиристорах

11.4.1. Однофазные транзисторные АИН

Автономный инвертор напряжения преобразовывает постоянное напряжение, подаваемое на его вход, в пропорциональное по величине переменное напряжение. Существует ряд схем однофазных АИН **на полностью управляемых вентилях** (транзисторах или запираемых тиристорах). На рис. 11.8 приведена однофазная мостовая схема и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие ее работу.

Пары транзисторов $V1, V2$ и $V3, V4$ образуют **диагонали** моста, а пары транзисторов $V1, V4$ и $V2, V3$ образуют **стойки** моста. При попарном включении транзисторов $V1, V2$ или $V3, V4$ знаки напряжения на нагрузке противоположны.

Рассмотрим подробнее процессы при работе АИН на активно-индуктивную нагрузку. При включении транзисторов $V1, V2$ с момента t_1 ток проходит по цепи $+, V1, R_n, L_n, V2, -$ источника питания. После выключения транзисторов $V1, V2$ в момент t_2 управляющие импульсы подаются на транзисторы $V3, V4$, но они не могут включиться, так как ток в индуктивности не может мгновенно изменить направление. Поэтому, после выключе-

ния транзисторов $V1, V2$ ток проходит по цепи $L_n, VD3$, источник питания, $VD4, R_n$. Энергия, запасенная в индуктивности нагрузки, возвращается в источник питания. После спада тока до нуля в момент t_3 открываются транзисторы $V3, V4$ и ток в нагрузке меняет направление. Далее процессы идут аналогично.

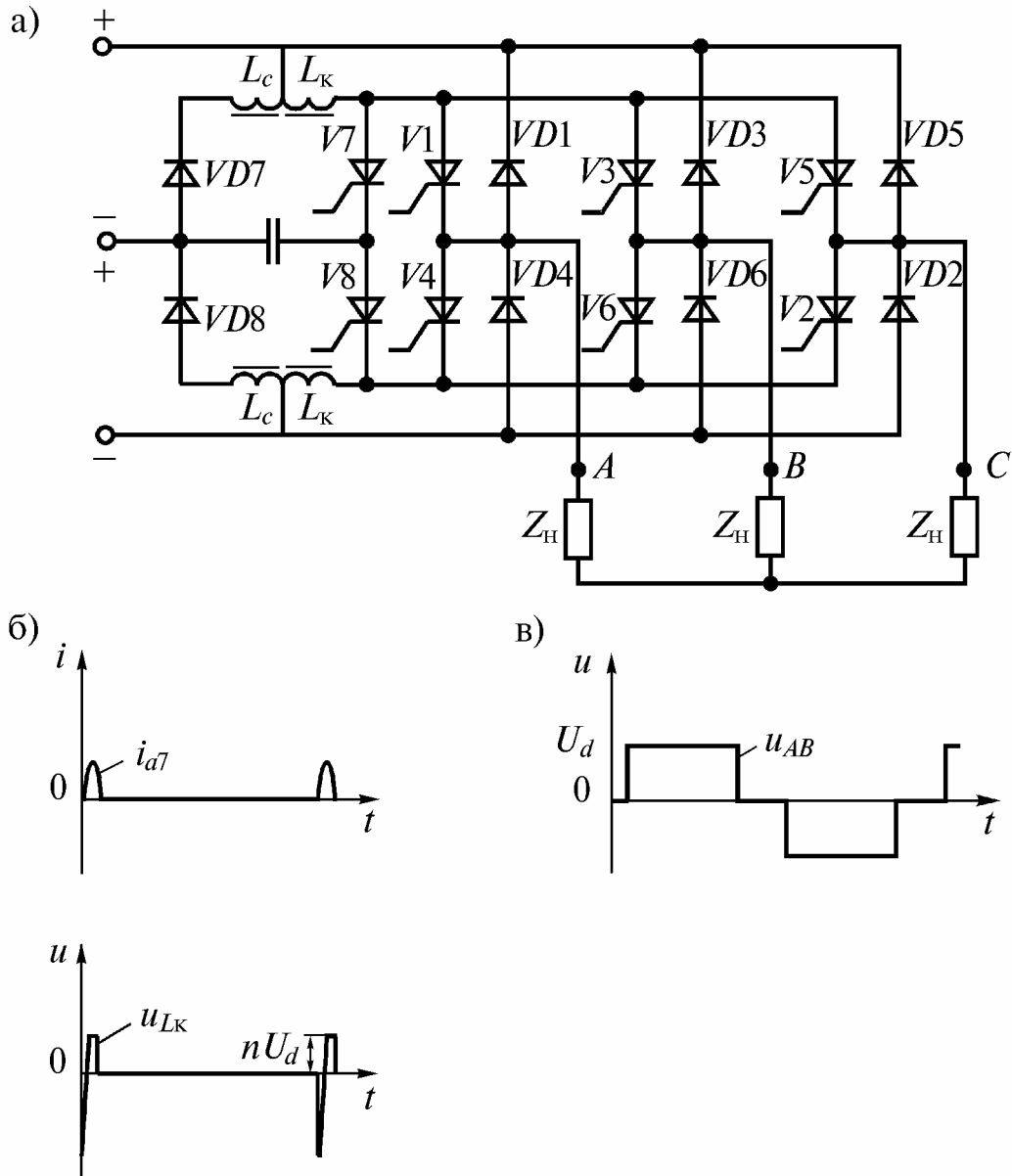


Рис. 11.7. Трехфазный мостовой автономный инвертор напряжения с двухступенчатой коммутацией и общим коммутирующим устройством (а), диаграммы напряжения и тока в коммутирующем устройстве (б) и диаграммы линейного напряжения (без учета коммутационных процессов) (в)

Конденсатор C_d на входе является обязательным элементом АИН. Он имеет двойное назначение. Подробно назначение конденсатора рассмат-

ривалось в п.10.3.1. Здесь только напомним, что он **обеспечивает постоянное потребление энергии от источника питания** даже при запертом состоянии ключей и **защищает полупроводниковые элементы от перенапряжений**, возникающих на соединительных проводах между источником питания и блоком вентилях. Он должен быть включен как можно ближе к блоку вентилях.

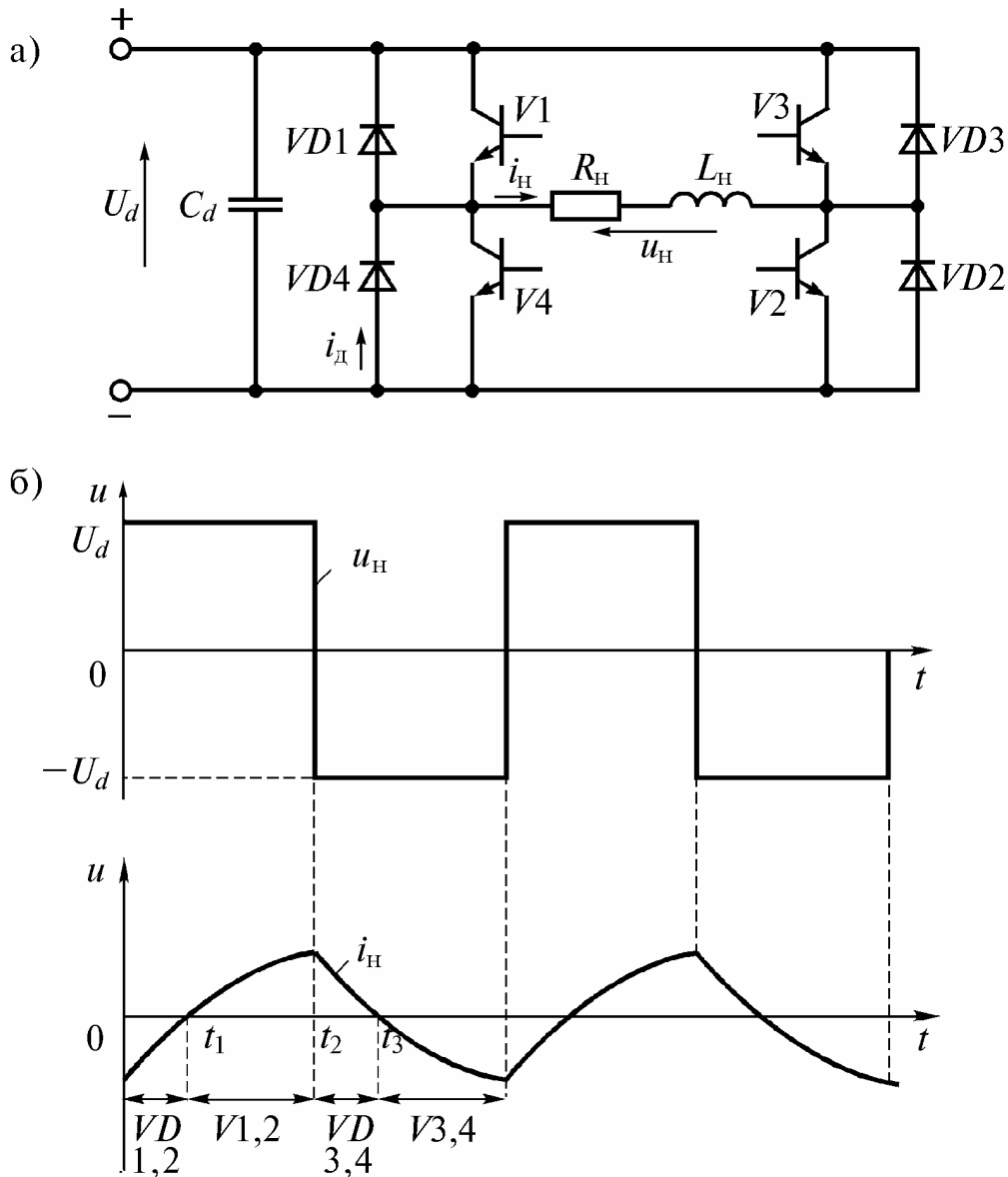


Рис. 11.8. Однофазный мостовой АИН (а) и диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие его работу

На рис. 11.9 приведена схема АИН с разделенным (симметричным) источником питания и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие ее работу. Средняя точка источника питания (нуль источника питания) может быть искусственной, то есть созданной одинаковыми резисторами или конденсаторами.

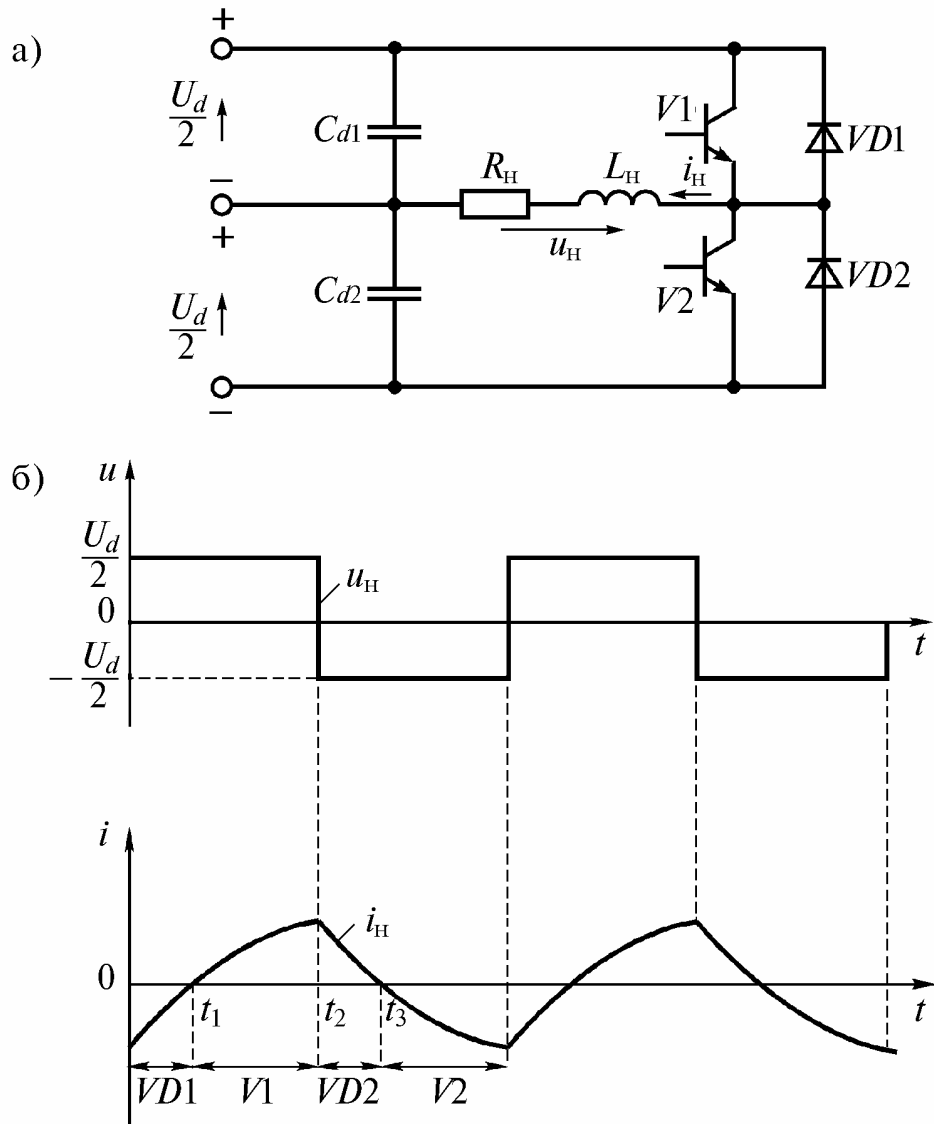


Рис. 11.9. Схема АИН с разделенным источником питания (а) и диаграммы напряжения и тока иллюстрирующие его работу (б)

При включении транзистора $V1$ с момента t_1 ток проходит по цепи $+$, $V1$, L_H , R_H , средняя точка источника питания. После выключения транзистора $V1$ в момент t_2 управляющий импульс подается на транзистор $V2$, но он не может включиться, так как ток в индуктивности не может мгновенно изменить направление. Поэтому, после выключения транзистора $V1$ ток проходит по цепи L_H , R_H , нижняя половина источника питания $VD2$. Энергия, запасенная в индуктивности нагрузки, возвращается в источник питания. После спада тока до нуля в момент t_3 открывается транзистор $V2$, и ток в нагрузке меняет направление. Далее процессы идут аналогично.

Как видно из сравнения рис. 11.8 б и рис. 11.9 б временные диаграммы одинаковы по форме и отличаются амплитудой напряжения.

Действующие значения напряжений на нагрузке, исходя из временных диаграмм рис. 11.8 б и рис. 11.9 б для однофазной мостовой схемы

$$U_{\text{н}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_d^2 \omega t} = U_d, \quad (11.17)$$

а для схемы с разделенным источником питания

$$U_{\text{н}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (U_d^2/4) \omega t} = \frac{U_d}{2}. \quad (11.18)$$

Во многих случаях при применении АИН интересует первая гармоника. Если разложить в ряд Фурье кривую напряжения $u_{\text{н}}$, амплитуда первого члена ряда для однофазной мостовой схемы

$$U_{\text{н}(1)m} = \frac{4}{\pi} U_d, \quad (11.19)$$

а для схемы с разделенным источником питания

$$U_{\text{н}(1)m} = \frac{2}{\pi} U_d. \quad (11.20)$$

В разложении кроме первой имеются гармоники с номерами

$$k = nm \pm 1, \quad (11.21)$$

где m – произведение числа фаз на число пропускаемых полуволн ($m = 2$); $n = 1, 2, 3, \dots$ – натуральный ряд чисел.

Действующее значение первой гармоники напряжения на нагрузке для однофазной мостовой схемы

$$U_{\text{н}(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d = 0,9U_d, \quad (11.22)$$

а для схемы с разделенным источником питания

$$U_{\text{н}(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d = 0,45U_d. \quad (11.23)$$

11.4.2. Трехфазный мостовой АИН

Автономный инвертор напряжения преобразовывает постоянное напряжение, подаваемое на его вход, в пропорциональное по величине переменное напряжение. Существует много схем АИН. Однако, наибольшее применение в электроприводе переменного тока получила **трехфазная мостовая схема на полностью управляемых вентилях** (транзисторах или запираемых тиристорах), приведенная на рис. 11.10.

В этой схеме управляемые вентили могут работать с длительностью открытого состояния $\lambda = 120^\circ$ и $\lambda = 180^\circ$. При угле проводимости вентиля $\lambda = 180^\circ$ обеспечивается непрерывная связь фаз нагрузки с источником питания и лучшая форма напряжений на выходе, независимая от параметров нагрузки. Это обусловило более широкое применение такого управления.

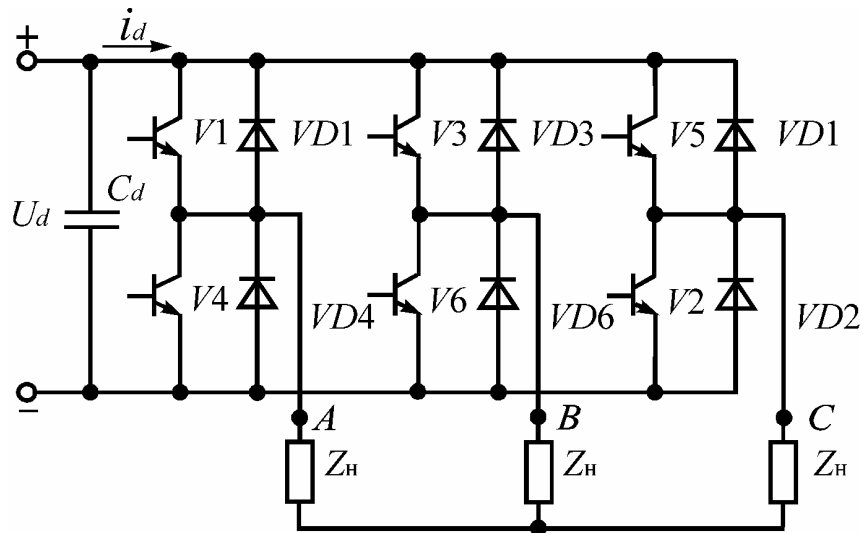


Рис. 11.10. Транзисторный трехфазный мостовой автономный инвертор напряжения при соединении нагрузки звездой

Рассмотрим работу схемы при угле проводимости $\lambda = 180^\circ$. В схеме всегда одновременно открыты три управляемых вентиля разных фаз, что обеспечивает независимость формы выходного напряжения на нагрузке от ее параметров. Из алгоритма переключения транзисторов (рис. 11.11 а) видно, что возможны шесть независимых сочетаний открытых и закрытых состояний управляемых вентилях. Каждому сочетанию соответствует своя эквивалентная схема. На рис. 11.11 б – в для момента ωt_1 приведены эквивалентные схемы при нагрузке, соединенной звездой и треугольником.

Из эквивалентных схем видно, что при соединении нагрузок звездой каждая фаза включена либо параллельно другой фазе и последовательно с третьей, либо последовательно с двумя другими параллельно соединенными фазами. Поэтому к каждой фазе прикладывается напряжение равное $U_d/3$ или $2U_d/3$ (при симметричной нагрузке), и фазное напряжение на нагрузке имеет двухступенчатую форму (см. рис. 11.11 а).

При соединении нагрузки треугольником к каждой фазе нагрузки либо прикладывается напряжение источника питания, либо в течение $1/6$ периода фаза оказывается замкнутой на себя, т.е. фазное напряжение прямоугольное с паузой длительностью $1/6$ периода (см. рис. 11.11 а). Линейное напряжение при соединении нагрузки звездой имеет такую же форму.

11.4.3. Расчет идеального трехфазного мостового АИН

При расчете АИН примем следующие допущения:

- 1) полупроводниковые ключи (встречно-параллельно включенные транзистор и диод) идеальны;
- 2) угол проводимости полупроводниковых ключей $\lambda = 180^\circ$;
- 3) нагрузка АИН активно-индуктивная.

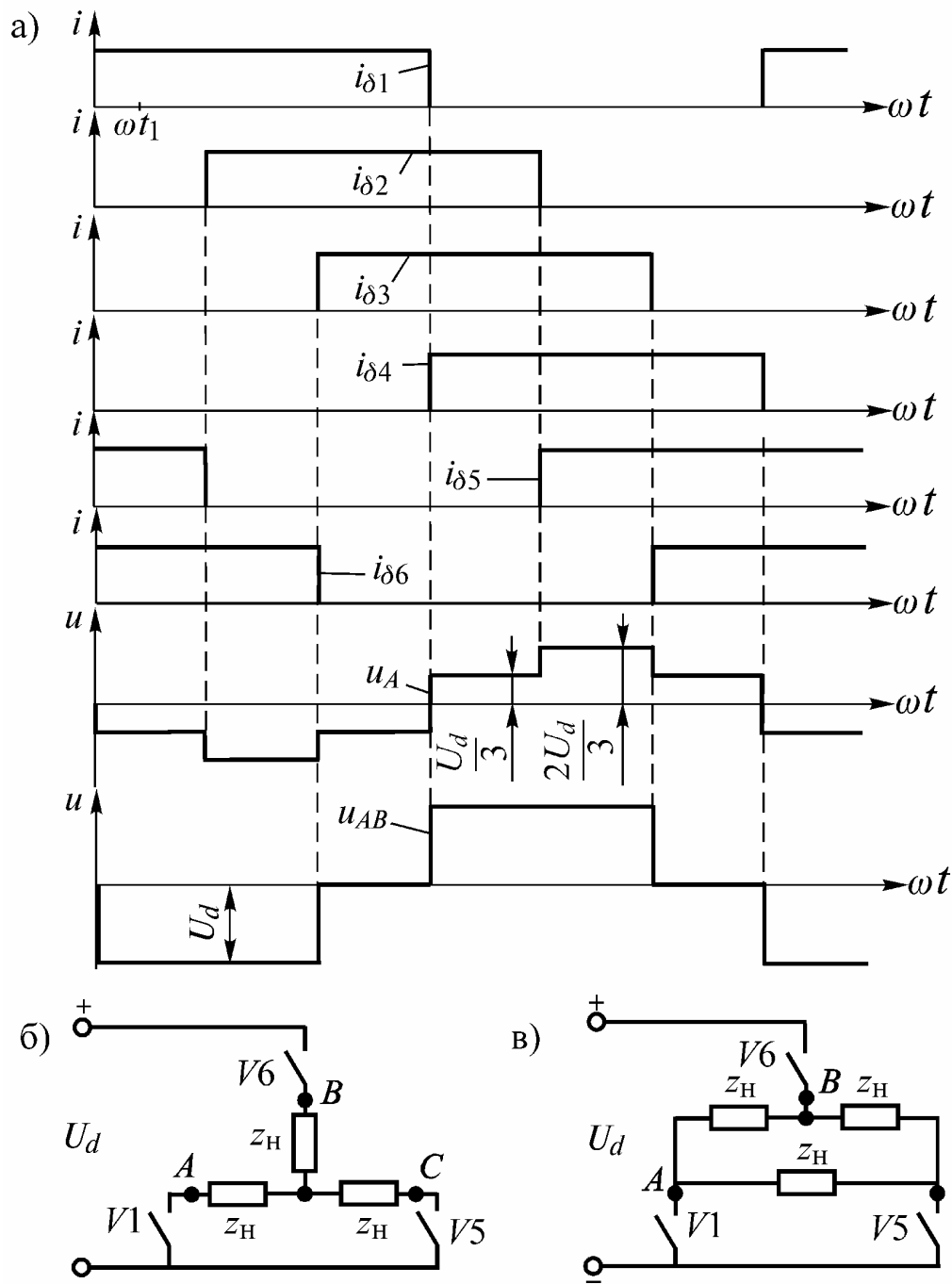


Рис. 11.11. Диаграммы токов и напряжений в трёхфазном мостовом АИН (а) и эквивалентные схемы при нагрузке соединённой звездой (б) и треугольником (в)

На рис. 11.11 а приведены диаграммы фазного и линейного напряжения трехфазного мостового АИН, полученные при этих допущениях. Фазное напряжение имеет указанный вид при схеме соединения нагрузки звездой, а линейное – не зависит от схемы соединений.

Действующее значение линейного напряжения на нагрузке, исходя из диаграммы линейного напряжения $u_{\text{лн}}$ (см. напряжение u_{AB} на рис. 11.11 а)

$$U_{\text{нл}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{\text{нл}}^2 \omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d = 0,816 U_d. \quad (11.24)$$

Дальнейший расчет выполняется методом основной гармоники. Если разложить в ряд Фурье кривую напряжения $u_{\text{нл}}$, амплитуда первого члена ряда

$$U_{\text{нл}(1)m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d. \quad (11.25)$$

В разложении имеются, кроме первой, гармоники с номерами

$$k = nm \pm 1, \quad (11.26)$$

где m – произведение числа фаз на число пропускаемых полуволн ($m = 3 \cdot 2 = 6$); $n = 1, 2, 3, \dots$ – натуральный ряд чисел.

Действующее значение первой гармоники линейного напряжения

$$U_{\text{нл}(1)} = \frac{U_{\text{нл}(1)m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d = 0,78 U_d. \quad (11.27)$$

Оно весьма близко к действующему значению линейного напряжения $U_{\text{нл}}$ (отличается меньше, чем на 5%), т.к. амплитуды гармоник с ростом номера быстро убывают. Действующее значение первой гармоники фазного напряжения

$$U_{\text{нф}(1)} = \frac{U_{\text{нл}(1)}}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d = 0,45 U_d. \quad (11.28)$$

В дальнейших расчетах индекс "(1)" опускаем, т.к. расчет ведется везде по первой гармонике. Отмечая идеальность схемы, будем применять индекс "0".

Тогда

$$U_{\text{нф}0} = U_{\text{нф}(1)}. \quad (11.29)$$

Фазный ток при активно-индуктивной нагрузке имеет кусочно-экспоненциальную форму (рис. 11.12 а). Форма тока ближе к синусоидальной, чем форма напряжения из-за фильтрующего действия индуктивной нагрузки. Такой будет форма тока при работе на заторможенный асинхронный двигатель.

Ток вращающегося асинхронного двигателя существенно отличается от тока заторможенного из-за различия схем замещения асинхронного двигателя по 1-й и высшей гармоникам. Поэтому высшие гармоники тока при вращении двигателя выражены сильнее, чем у неподвижного. По литературным данным [43] из-за высших гармоник потери в меди обмоток статора возрастают на 10...15%, а в стали – на 13...50%. Тем не менее, для упрощения по-прежнему не будем учитывать высшие гармоники. После расчета по методу основной гармоники можно учесть это увеличение потерь.

Тогда фазный ток при активно-индуктивной нагрузке

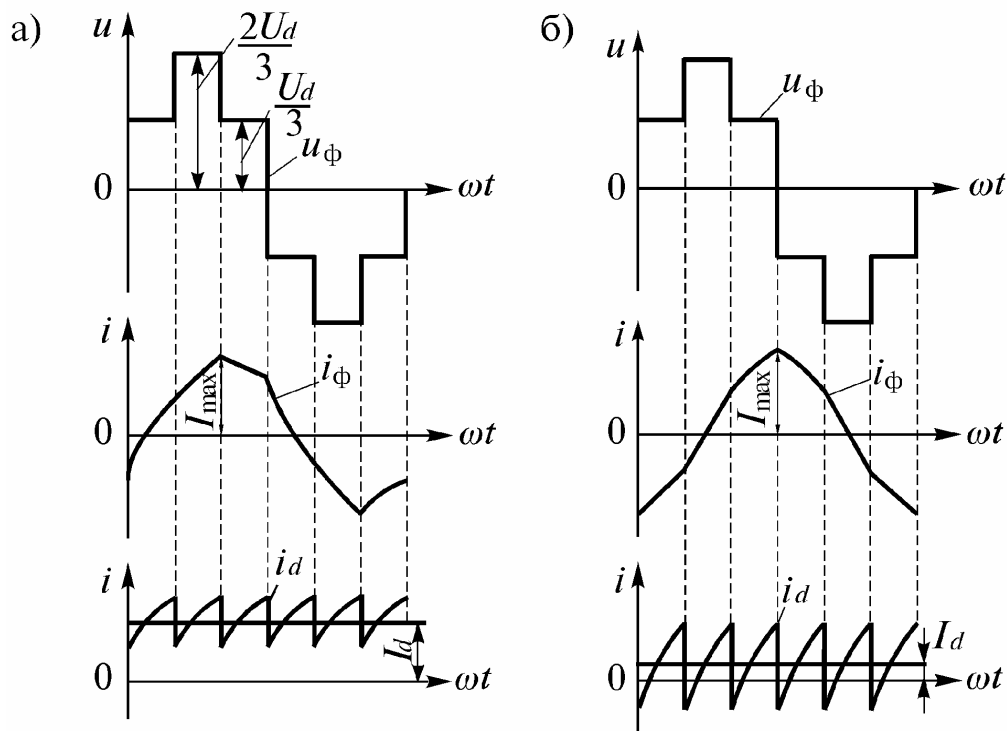


Рис. 11.12. Диаграммы напряжений и токов в трехфазном мостовом автономном инверторе напряжения при угле проводимости вентилей 180 эл.град и различных коэффициентах мощности нагрузки: а) $\chi > 0,528$; б) $\chi < 0,528$

$$I_{\phi} = \frac{U_{\text{нф}0}}{Z_{\text{нф}}}, \quad (11.30)$$

где $Z_{\text{нф}}$ – полное сопротивление фазы нагрузки.

Активная мощность, передаваемая в нагрузку

$$P_{\text{н}} = 3U_{\text{нф}0}I_{\phi} \cos \varphi_{\text{н}}. \quad (11.31)$$

Здесь $\varphi_{\text{н}}$ – угол сдвига тока нагрузки относительно напряжения. Мощность, потребляемая от источника питания

$$P_d = U_d I_d, \quad (11.32)$$

где I_d – среднее значение тока потребляемого от источника питания.

Коэффициент полезного действия (КПД) идеального преобразователя $\eta = 1$.

Тогда можно записать уравнение баланса мощностей на входе и выходе АИН

$$U_d I_d = 3U_{\text{нф}0}I_{\phi} \cos \varphi_{\text{н}}. \quad (11.33)$$

Отметим, что в равенстве (11.33) мы пренебрегли всеми высшими гармониками. Поэтому фактически всегда

$$U_d I_d > 3U_{\text{нф}0}I_{\phi} \cos \varphi_{\text{н}}. \quad (11.34)$$

Равенство (11.33) выполняется тем точнее, чем ближе по форме к синусоиде ток I_ϕ .

Из равенства (11.33) с учетом (11.28, 11.29) следует:

$$I_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_\phi \cos \varphi_H = 1,35 I_\phi \cos \varphi_H. \quad (11.35)$$

Амплитуда тока через полупроводниковый ключ

$$I_{\text{кmax}} \approx I_{\phi m} = \sqrt{2} I_\phi = \frac{1,05 I_d}{\cos \varphi_H}, \quad (11.36)$$

где $I_{\phi m}$ – амплитуда фазного тока.

Амплитуда напряжения на полупроводниковом ключе

$$U_{\text{кmax}} = U_d. \quad (11.37)$$

Остановимся подробнее на входном токе инвертора i_d . В момент выключения вентиля $V4$ и включения вентиля $V1$ (см. рис. 11.10) за счет ЭДС самоиндукции ток в фазе A сохраняет направление и протекает через диод $VD1$, тиристор $V5$ и фазу C . Таким образом, ток фазы A составляет часть тока фазы C и от источника потребляется ток, меньший на величину этого реактивного тока. При этом если реактивный ток переключаемой фазы i_d больше тока фазы i_C , то в момент коммутации ток источника питания изменит направление. Если АИН питается от выпрямителя, то на его входе устанавливается конденсатор C_d , и в него ответвляется часть реактивного тока нагрузки. По литературным данным ток на входе инвертора не меняет знак, если коэффициент мощности нагрузки $\chi > 0,528$. Если принять, что коэффициент несинусоидальности кривой линейного напряжения на выходе инвертора $v_H = 0,955$, то граничное значение $\cos \varphi_H$ составит 0,522, что соответствует углу $\varphi_{\text{нгр}} = 56^\circ$. На рис. 11.12 а – б показано как изменяется вид входного тока инвертора при разных углах φ_H . При расчете по методу основной гармоники $\varphi_{\text{нгр}} = 60^\circ$ и мало отличается от точного значения 56° .

Конденсатор на входе инвертора рекомендуется выбирать по формуле [59]

$$C_d = 0,13 \frac{U_d T_H}{r_H \Delta U_c}, \quad (11.38)$$

где ΔU_c – допустимые колебания напряжения на конденсаторе; T_H – постоянная времени нагрузки.

$$T_H = \frac{L_H}{r_H}, \quad (11.39)$$

где L_H – индуктивность нагрузки.

Формула (11.38) дает максимальное значение емкости с учетом самых низких выходных частот.

Таким образом, полученные соотношения позволяют выполнить расчет идеального трехфазного мостового АИН.

Контрольные вопросы

1. Назовите схемы однофазных транзисторных АИН?
2. Каков угол проводимости транзисторов в трехфазных АИН?
3. Покажите пути токов в трехфазных АИН.
4. Как формируются фазные и линейные напряжения в трехфазных АИН?
5. Как изменяются пути токов при коммутации транзисторов и разных коэффициентах мощности нагрузки?
6. Какие допущения принимаются при расчете трехфазных АИН?

11.5. Регулирование величины и формы напряжения в АИН

11.5.1. Импульсная модуляция в АИН

Регулирование напряжения на выходе АИН может осуществляться с помощью импульсной модуляции. Из импульсных методов регулирования выходного напряжения наибольшее распространение получили **широтно-импульсное регулирование (ШИР)** и **широтно-импульсная модуляция (ШИМ)** [46, 58, 66, 81]. Частота модуляции (**несущая частота**) должна быть хотя бы на порядок выше, чем наибольшая частота выходного напряжения.

Модуляция при ШИМ и ШИР осуществляется подачей на вход системы управления **напряжения управления (модулирующего напряжения)** определенной формы. Это напряжение сравнивается с пилообразным **опорным напряжением (развертывающим напряжением)**. При изменении амплитуды модулирующего напряжения изменяется величина выходного напряжения.

При **ШИР** кривая выходного напряжения инвертора формируется в виде серии импульсов определенной частоты и одинаковой амплитуды и длительности. Регулирование напряжения осуществляется изменением относительной длительности импульсов. На рис. 11.13 а показан вид напряжения u_n на выходе однофазных АИН, выполненных по однофазной мостовой схеме (см. рис. 11.8 а) или схеме с разделенным источником питания (см. рис. 11.9 а). Там же показана гладкая составляющая $u_{нг}$, полученная усреднением средних значений напряжения за период модуляции. Она остается прямоугольной и повторяет форму управляющего (модулирующего) напряжения.

При **широтно-импульсной модуляции (ШИМ)** одновременно обеспечивается регулирование напряжения на выходе АИН и изменение его по

квазисинусоидальному закону. На рис. 11.13 б показан вид напряжения u_n на выходе однофазных АИН, выполненных по однофазной мостовой схеме (см. рис. 11.8 а) или схеме с разделенным источником питания (см. рис. 11.9 а). При ШИМ кривая выходного напряжения u_n формируется в виде импульсов переменной длительности, модулированных чаще всего по синусоидальному закону. Регулирование напряжения осуществляется изменением длительности импульсов при сохранении закона модуляции (см. рис. 11.13 б). Там же показана гладкая составляющая $u_{нг}$, полученная усреднением средних значений напряжения за период модуляции. Она оказывается синусоидальной и повторяет форму управляющего (модулирующего) напряжения. По существу это первая гармоника напряжения.

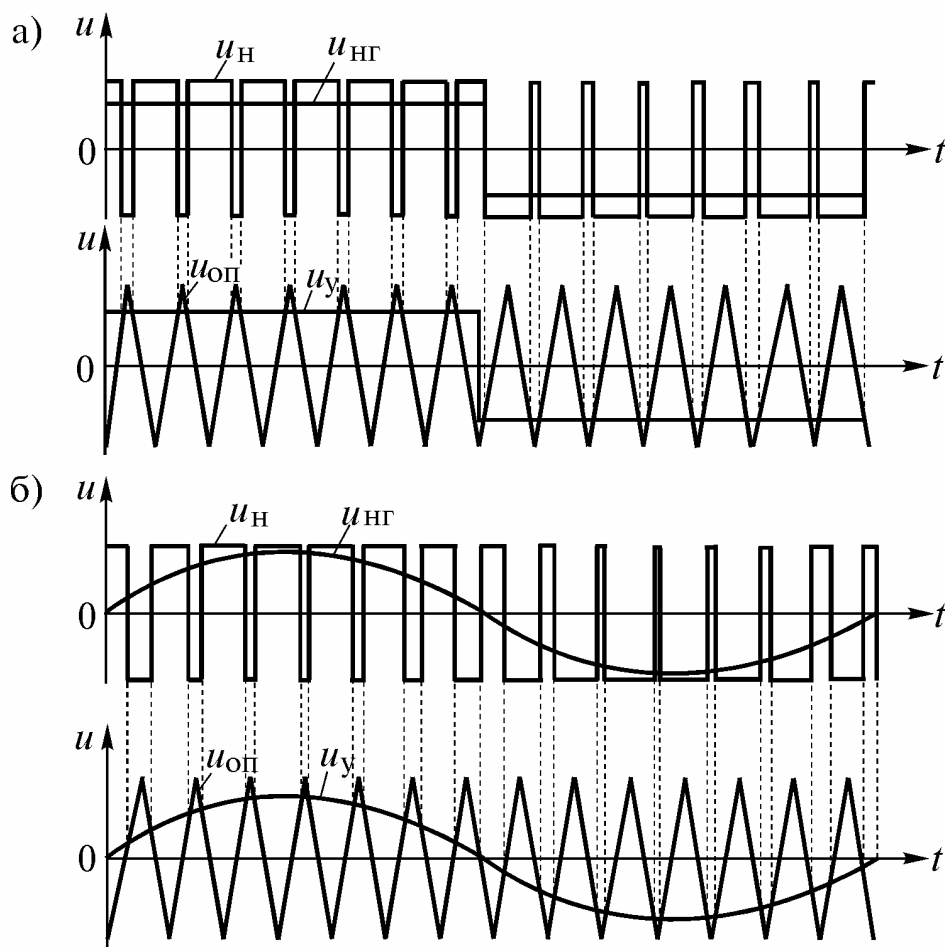


Рис. 11.13. Диаграммы напряжений на нагрузке (U_n), опорного ($U_{оп}$) и управляющего (U_y) в однофазном мостовом инверторе напряжения при ШИР (а) и ШИМ (б)

Модуляция может быть **синхронной**, когда несущая частота кратна частоте управления и изменяется одновременно с ней. При **асинхронной** модуляции несущая частота неизменна при изменении частоты управления, но

всегда хотя бы на порядок выше наивысшей частоты управления. Наиболее широко применяется асинхронная модуляция.

Опорное напряжение при импульсной модуляции в автономных преобразователях всегда имеет пилообразную форму.

Однако, форма «пилы» может быть разной. В зависимости от формы «пилы» **модуляция** управляющего импульса $u_{уи}$ происходит **по переднему фронту**, как показано на рис. 11.14 а, или аналогично **по заднему фронту**. Такая модуляция обычно применяется в однофазных схемах и в преобразователях постоянного напряжения.

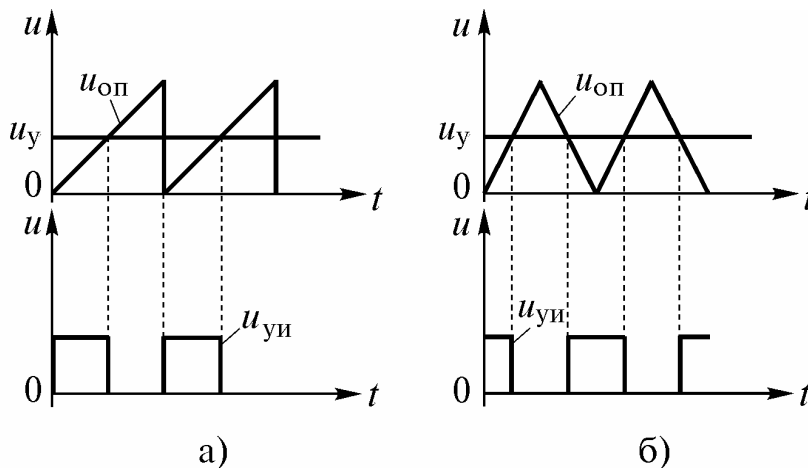


Рис. 11.14. Фронтая (а) и центрированная (б) ШИМ

В трехфазных АИН для исключения одновременного переключения транзисторов в разных фазах применяют модуляцию по обоим фронтам. Эту ШИМ называют **центрированной** (см. рис. 11.14 б).

Из рис. 11.14 видно, что при выключении одного транзистора сразу подается сигнал на включение противофазного. При этом возможно короткое замыкание источника питания на время переходного процесса переключения транзисторов. Для исключения возникающего при этом выброса тока применяют **задержку включения очередного транзистора**. На рис. 11.15 показано, как формируется время задержки. Это время составляет несколько микросекунд или доли микросекунды в зависимости от частотных свойств транзисторов.

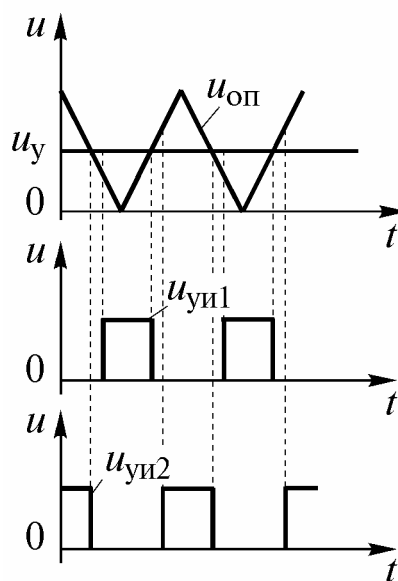


Рис. 11.15. Формирование времени задержки

11.5.2. Регулирование напряжения в трехфазных АИН

В трехфазных АИН может применяться как ШИР, так и ШИМ. Наибольшее применение в настоящее время имеет ШИМ. Поэтому в основном только она рассматривается ниже. Существует много способов реализации ШИМ. Мы рассмотрим три [43]:

- 1) **формирование средних напряжений на выводах** (формирование средних за период несущей частоты напряжений по отношению к средней точке источника питания);
- 2) **формирование фазных напряжений с помощью пространственного вектора;**
- 3) **формирование фазных токов.**

11.5.3. Формирование напряжений на выводах по отношению к средней точке источника питания

На рис. 11.16 изображен трехфазный АИН с симметричным источником питания. Средняя точка источника питания (нуль источника питания) может быть искусственной, то есть созданной одинаковыми резисторами или конденсаторами. Напряжения на выводах U_{A0} , U_{B0} , U_{C0} по отношению к средней точке ИП при отсутствии модуляции показаны на диаграммах рис. 11.17. Они отличаются от фазных напряжений, построенных относительно нуля нагрузки и показанных здесь же. Построения линейных и фазных напряжений выполнены так же, как и на рис. 11.11.

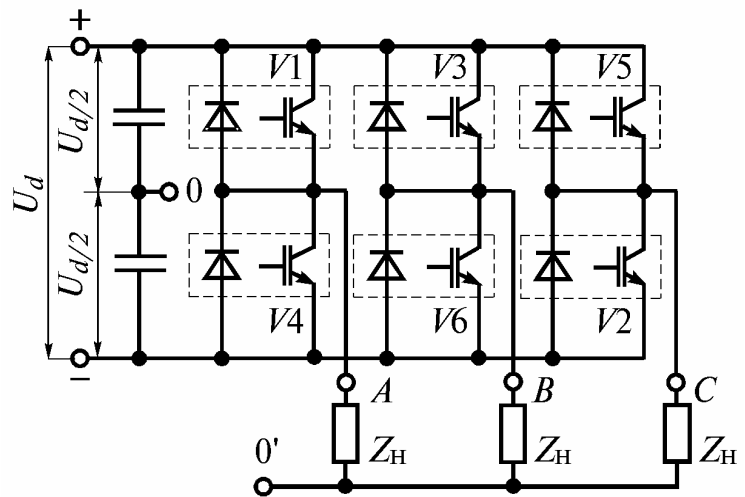


Рис. 11.16. Трехфазный АИН с симметричным источником питания

Кроме значимых состояний (нормальных), есть состояния закорачивания фаз либо включением вентилей $V1$, $V3$, $V5$, либо $V2$, $V4$, $V6$. При этом напряжение на выходе равно нулю.

На каждом фазном выводе независимо от других фаз формируется синусоидальное напряжение по отношению к средней точке источника питания. При этом процессы полностью аналогичны ШИМ в однофазных АИН. На рис. 11.16 видно, что напряжения на фазных выводах по отношению к средней точке источника питания U_{A0} , U_{B0} вырезаются из соответствующих напряжений, приведенных на рис. 11.17. При ШИР и ШИМ (см. рис. 11.18) гладкие составляющие (средние за период несущей частоты значения) $U_{A0Г}$, $U_{B0Г}$ повторяют управляющие напряжения U_{yA} и U_{yB} .

В линейном напряжении U_{AB} при суммировании U_{A0} , U_{B0} исчезли отрицательные прямоугольные участки, то есть улучшилась форма напряжения.

Максимальная амплитуда напряжения на фазном выводе по отношению к средней точке источника питания, как следует из описания способа модуляции

$$U_{\phi 0 \max} = \frac{U_d}{2}. \quad (11.40)$$

Его действующее значение, определенное по гладкой составляющей:

$$U_{\phi 0 \max} = \frac{U_d}{2\sqrt{2}}. \quad (11.41)$$

Тогда максимальное действующее значение линейного напряжения, создаваемое сдвинутыми на 120° фазными напряжениями $U_{\phi 0 \max}$:

$$U_{\text{лmax}} = \frac{\sqrt{3}U_d}{2\sqrt{2}}. \quad (11.42)$$

Тогда максимальное действующее значение фазного напряжения

$$U_{\phi \max} = \frac{U_d}{2\sqrt{2}}. \quad (11.43)$$

Из формул (11.41, 11.43) видно, что максимальное действующее значение фазного напряжения, измеренного относительно нуля нагрузки, соединенной звездой $U_{\phi \max}$, определенное по гладкой составляющей, равно максимальному действующему значению фазного напряжения, измеренного относительно средней точки источника питания $U_{\phi 0 \max}$. Следовательно, напряжение, действующее между средней точкой источника питания и нулем нагрузки, не содержит основной гармоники. Между ними действуют только высшие гармоники, создаваемые разностью мгновенных значений этих напряжений.

Для регулирования напряжения на выходе АИН необходимо регулировать амплитуду управляющего (модулирующего напряжения) $U_{\text{ум}}$.

Глубина регулирования определяется коэффициентом модуляции

$$\mu = \frac{U_{\text{упр.м}}}{U_{\text{оп.мак}}} = \frac{U_{\phi}}{U_{\phi \max}} = \frac{U_{\text{л}}}{U_{\text{лmax}}}. \quad (11.44)$$

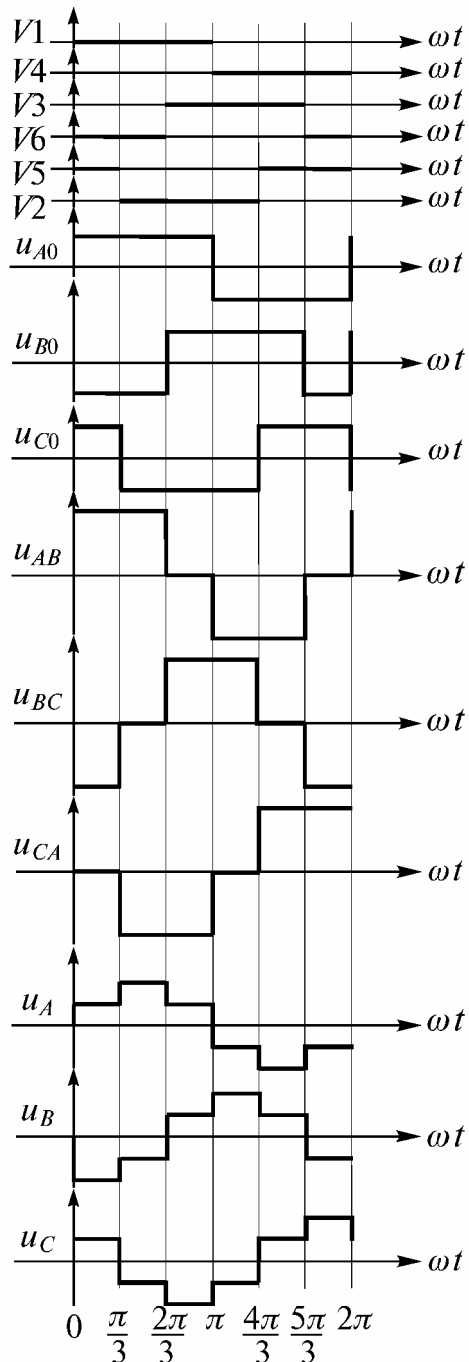


Рис. 11.17. Временные диаграммы напряжений в трехфазном АИН с симметричным источником питания

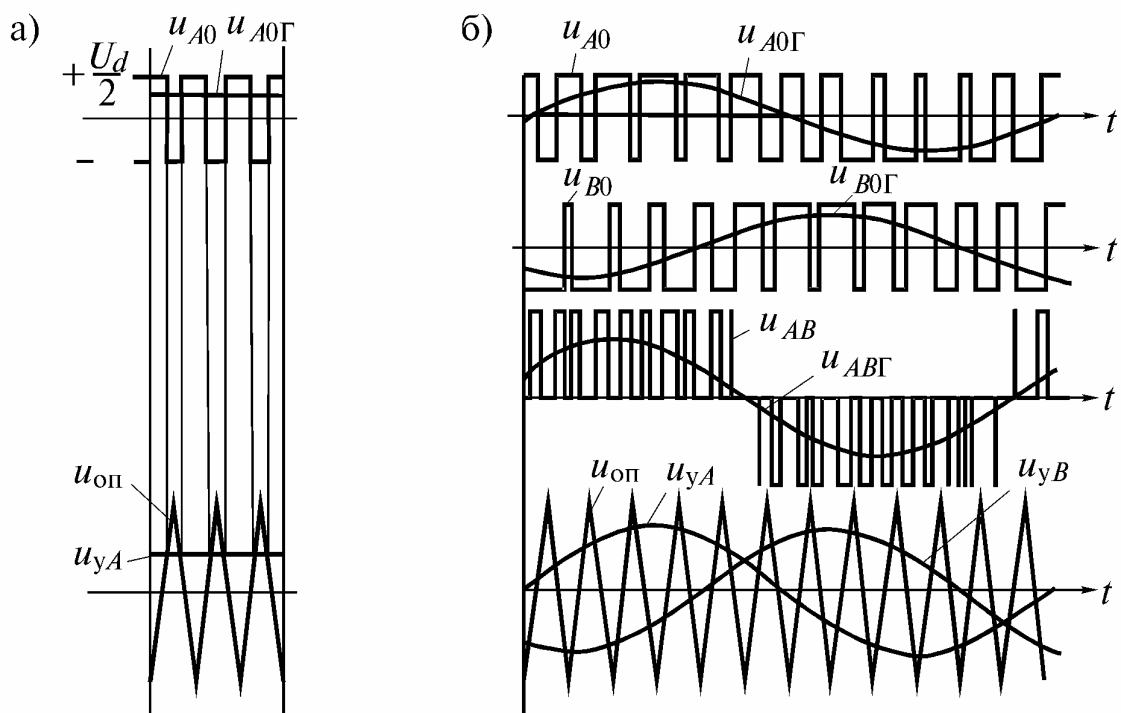


Рис. 11.18. Диаграммы напряжений в трехфазном АИН с симметричным источником питания при ШИР (а) и ШИМ (б)

Коэффициент модуляции – это отношение амплитуды фазного напряжения при данном управляющем напряжении к максимальной амплитуде фазного напряжения. За максимальную амплитуду принята амплитуда прямоугольного напряжения при отсутствии ШИМ равная $U_d/2$. При таком подходе казалось бы всегда должно выполняться условие $\mu \leq 1$. Однако это не так. Можно и дальше увеличивать амплитуду управляющего напряжения. При этом модуляция будет прекращаться в центральной части прямоугольного выходного напряжения, что приводит к появлению низкочастотных гармоник (пятая, седьмая и т.д.), для борьбы с которыми требуются фильтры больших габаритов, но одновременно происходит снижение коммутационных потерь в транзисторах и рост первой гармоники выходного напряжения. При этом ее максимальное значение в соответствии с формулой (11.23) составит $U_{фmax} = 0,45U_d$. При $\mu = 1$ по формуле (11.43) $U_{фmax} = 0,35U_d$. Режим, при котором $\mu > 1$, получил название «сверхмодуляция».

Таким образом, при выполнении условия $\mu \leq 1$ осуществляется синусоидальная ШИМ, а при $\mu > 1$ ШИМ перестает быть синусоидальной. Что выбрать, должен решать инженер. Это задача оптимального выбора.

Все приведенные выше максимальные значения соответствуют только синусоидальной ШИМ.

На рис. 11.19 приведена схема управления, позволяющая реализовать данный способ управления.

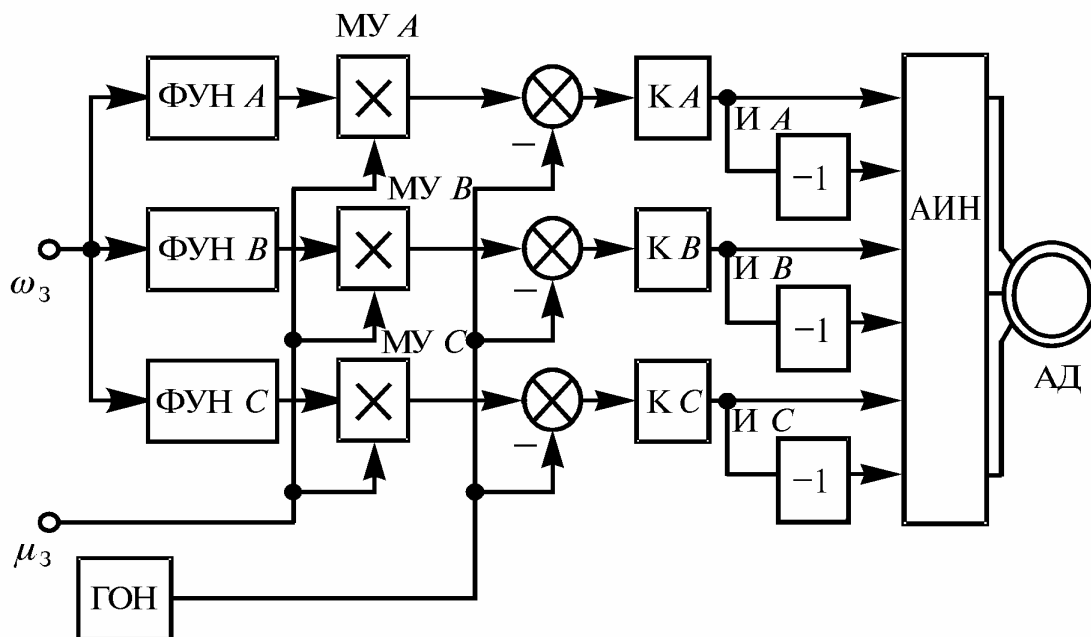


Рис. 11.19. Функциональная схема системы управления, формирующей напряжения на выводах по отношению к средней точке источника питания

Задание по частоте ω_3 подается на вход трех формирователей максимальных управляющих напряжений фаз ФУН А, ФУН В, ФУН С. В множительных устройствах МУ мгновенные значения максимальных управляющих напряжений фаз умножаются на заданный коэффициент модуляции μ_3 и на входах компараторов К сравниваются с опорным напряжением, подаваемым от генератора опорного напряжения ГОН. Импульсы, сформированные на выходе компараторов, подаются на усилители мощности (не показанные на рисунке), а с усилителей мощности на верхние транзисторы (нечетные транзисторы) стоек АИН. Нижние транзисторы, работающие в противофазе, получают управляющие импульсы через инверторы И и соответствующие усилители мощности.

11.5.4. Формирование фазных напряжений с помощью пространственного вектора

Трехфазный АИН с ШИМ должен формировать мгновенные значения напряжений (средние за период несущей частоты) на трех фазах. Переключение каждого вентиля изменяет напряжения на всех фазах. Это осложняет разработку алгоритма управления вентилями. Управление упрощается, если формировать не фазные напряжения (векторы фазных напряжений), а перейти к формированию **пространственного (не временного вектора)**, введенного в теории электрических машин [43]. Согласно этой теории три симметричных фазных напряжения при отсутствии нулевого провода могут быть представлены одним пространственным вектором (*space vector*), одно-

значно определяющим эти напряжения. В литературе этот вектор называют также обобщенным вектором, результирующим вектором, коммутирующим вектором. Пространственный вектор \bar{U} расположен в плоскости перпендикулярной оси вращения ротора.

Вектор, расположенный на плоскости, имеет две координаты. В полярной системе – это модуль U и угол θ , отсчитываемый против часовой стрелки от полярной оси до направления вектора. В прямоугольной системе координат вектор выражается через проекции на вещественную ось α и мнимую ось β .

Вещественную ось обычно совмещают с осью фазы «А». Тогда для фазы «А» угол $\theta = 0$. Для произвольного угла за период несущей частоты вектор \bar{U} запишется так

$$\bar{U} = U \angle \theta = U_{\alpha} + jU_{\beta}. \quad (11.45)$$

Если известны мгновенные значения фазных напряжений u_A, u_B, u_C , то пространственный вектор находится геометрическим суммированием мгновенных значений, направленных по осям фазных обмоток (сдвинутых на 120 град.), с последующим умножением на $2/3$.

$$\bar{U} = \frac{2}{3}(u_A + au_B + a^2u_C), \quad (11.46)$$

где a – оператор поворота на 120 град.

$$a = -0,5 + j\frac{\sqrt{3}}{2} = \exp(j\frac{2\pi}{3}) = \angle 120^{\circ}. \quad (11.47)$$

Проекции вектора на фазные оси дают мгновенные значения фазных напряжений.

Это справедливо, если в трехфазной системе отсутствует нулевой провод и обеспечивается равенство нулю суммы мгновенных значений фазных напряжений

$$u_A + u_B + u_C = 0. \quad (11.48)$$

Убедимся в этом на примерах.

На рис. 11.20 а приведена расчетная схема для состояния 1, когда проводят вентили $V1, V2, V6$ (см. рис. 11.10). При этом фаза А соединена с шиной «+», а фазы В, С с шиной «-». Пусть напряжение питания $U_d = 300$ В. Тогда $u_A = 200$ В, $u_B = -100$ В, $u_C = -100$ В (см. рис. 11.20 б). Геометрическая сумма этих напряжений с учетом множителя $2/3$ (см. рис. 11.20 б – в)

$$U = \frac{2}{3}(200 + (-0,5 + j\frac{\sqrt{3}}{2})(-100) + (-0,5 - j\frac{\sqrt{3}}{2})(-100)) = 200 \angle 0^{\circ}.$$

Проекции вектора на оси обмоток дают исходные мгновенные значения напряжений:

$$u_A = U \cos \theta = 200 \text{ В},$$

$$u_B = U \cos(120^\circ - \theta) = -100 \text{ В},$$

$$u_C = U \cos(240^\circ - \theta) = -100 \text{ В}.$$

На рис. 11.20 г приведена расчетная схема для состояния 2, когда проводят вентили V1, V2, V3, а на рис. 11.20 д, е – построения для этого состояния.

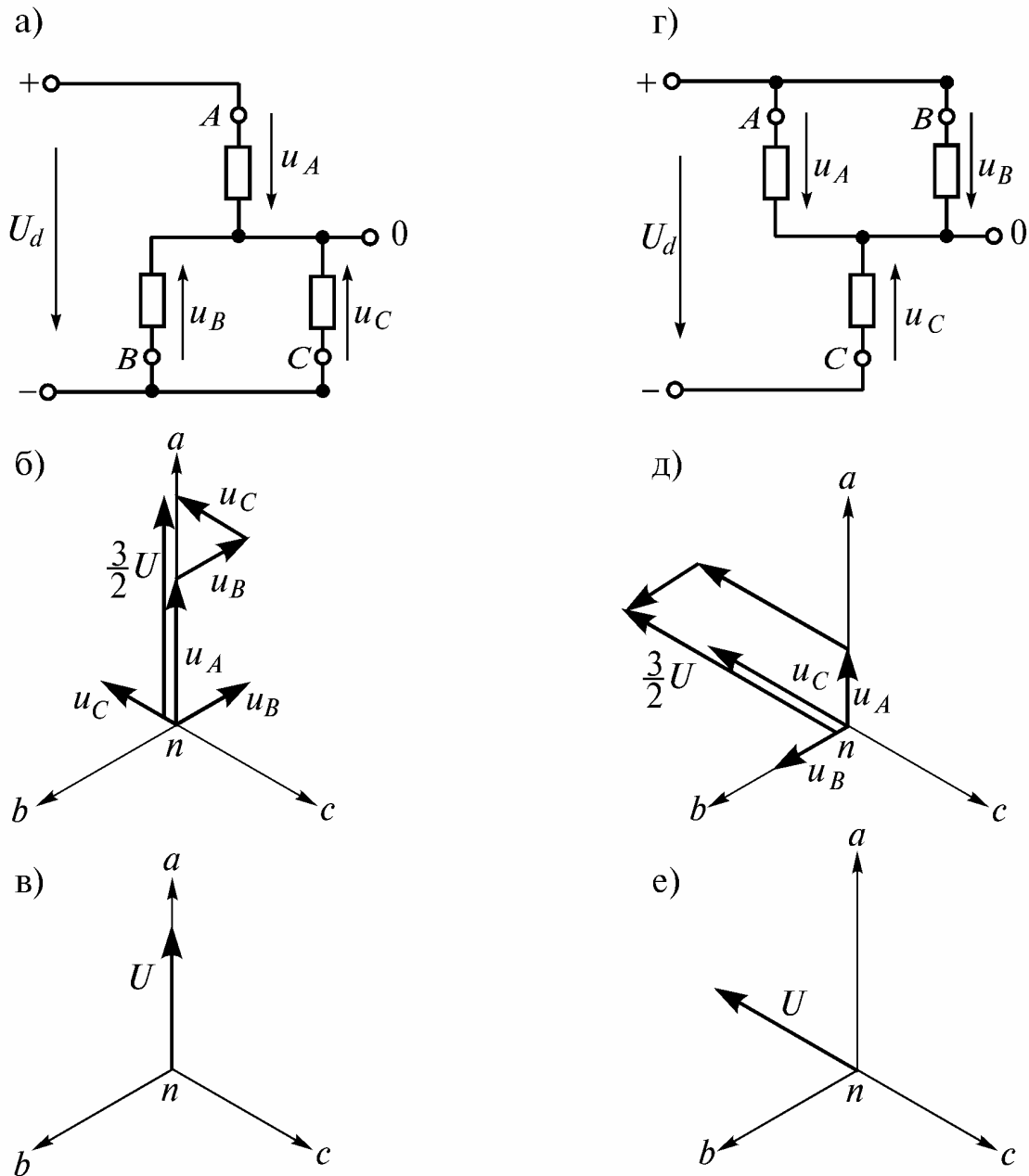


Рис. 11.20. Иллюстрация понятия обобщенный вектор: схема соединений при включении вентилей V6, V1, V2 (а); построение обобщенного вектора (б); обобщенный вектор для этого случая (в); схема соединений при включении вентилей V1, V2, V3 (г); построение обобщенного вектора (д) и обобщенный вектор для этого случая (е)

Таким образом, **пространственный вектор** находится геометрическим суммированием мгновенных значений напряжений, направленных по осям фазных обмоток (сдвинутых на 120 град.), с последующим умножением на $2/3$. То есть, он однозначно определяет мгновенные значения фазных напряжений трех фаз. Заметим также, что этот вектор не требует синусоидальности напряжений.

Способ управления АИН, в основе которого лежит модуляция с помощью пространственного вектора (*space vector modulation*) или **векторная ШИМ**, подробно изложены в работах [39, 66, 103]. Как уже говорилось, в трехфазном АИН имеется шесть возможных ненулевых комбинаций включенных состояний ключей инвертора, которые создают шесть фиксированных положений пространственного вектора выходного напряжения (табл. 11.1). Из одного положения в другое вектор перемещается скачком, поворачиваясь при каждом переключении ключей на 60° (рис. 11.21). Каждое из шести положений пространственного вектора $\bar{U}_1 - \bar{U}_6$ рассматривается как самостоятельный вектор. При этом модуль вектора остается неизменным и равным $(2/3)U_d$. Направление вектора совпадает с осью той фазы, которая одна подключена к источнику питания. Состояния схемы нумеруются $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$. Причем номер состояния определяется номером вентиля, единично подключенным к одному из выводов источника питания. Кроме того, есть два положения, при которых включены либо все три верхних ключа инвертора (V1, V3, V5), либо все нижние вентили (V2, V4, V6). При этом напряжение на выходе инвертора равно нулю. Такому состоянию ключей соответствует нулевой вектор \bar{U}_0 .

Таким образом, шесть ненулевых векторов $\bar{U}_1 - \bar{U}_6$ и два нулевых вектора \bar{U}_0 называются базовыми векторами напряжения (см. табл. 11.1, рис. 11.21). Секторы между базовыми векторами обозначены цифрами 1, 2 ... 6.

Последовательный переход от одного базового вектора к другому соответствует ступенчатой форме фазных напряжений (см. рис. 11.11). Для получения формы фазных напряжений, близкой к синусоидальной, нужно, чтобы пространственный вектор напряжения двигался, если и не абсолютно плавно, то хотя бы малыми скачками, занимая положения и между базовыми векторами. Этого можно добиться, если внутри каждого периода широтно-импульсной модуляции использовать не один исходный базовый вектор, а линейную комбинацию исходного и следующего за ним ненулевого базового вектора, а также один из нулевых векторов. Пусть требуемый вектор \bar{U} расположен в секторе 2 (см. рис. 11.21). Тогда переключения осуществляются между векторами \bar{U}_2, \bar{U}_3 и нулевым вектором \bar{U}_0 , т.е. между замкнутыми состояниями ключей инвертора 1–2–3, 2–3–4 и 2–4–6 (см. табл. 11.1).

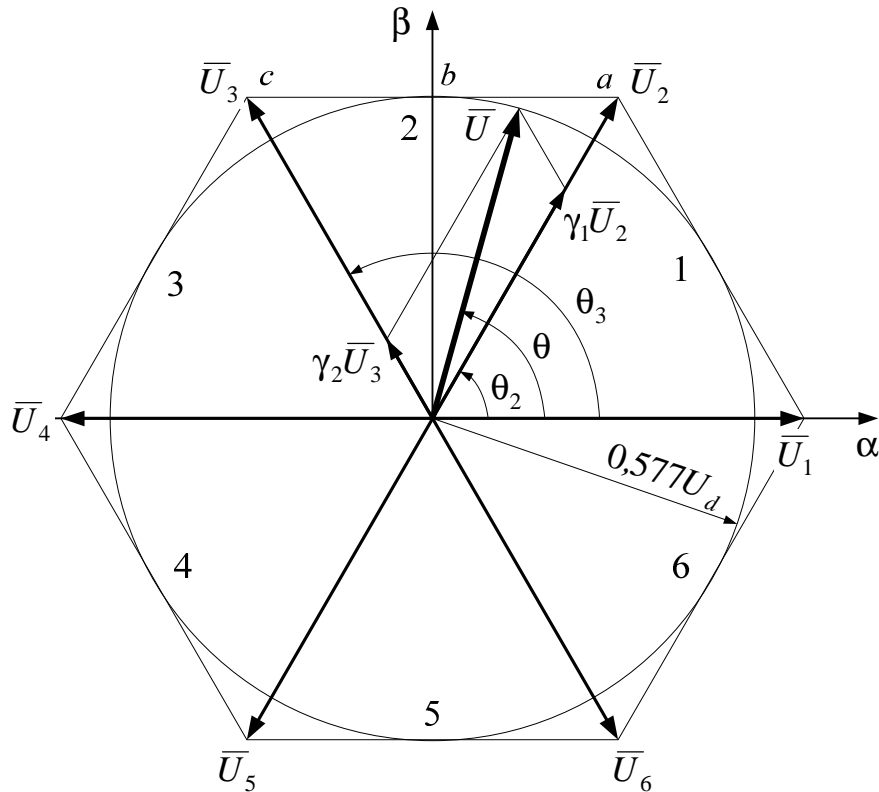


Рис. 11.21. Базовые пространственные вектора

Задача управления инвертором формируется следующим образом: задано требуемое в данный момент времени положение пространственного вектора напряжения \bar{U} , т.е. его модель U_m и угол поворота θ . Требуется найти весовые коэффициенты γ_1 , γ_2 , γ_0 определяющие относительные продолжительности включения комбинации ключей инвертора, соответствующих используемым базовым векторам, т.е. относительные время включения ключей 1–2–3, 2–3–4 и 2–4–6 соответственно для случая работы инвертора во втором секторе. Данная задача решена в работе [88]. Для второго сектора пространственный вектор напряжения может быть описан следующими уравнениями:

$$\bar{U} = \gamma_1 \bar{U}_2 + \gamma_2 \bar{U}_3 + \gamma_0 \bar{U}_0; \quad (11.49)$$

$$\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_0 = 1. \quad (11.50)$$

Здесь γ_1 , γ_2 , γ_0 – относительные продолжительности включения комбинации ключей 1–2–3, 2–3–4 и 2–4–6, которые соответствуют базовым векторам \bar{U}_2 , \bar{U}_3 и \bar{U}_0 .

Относительные продолжительности γ_1 , γ_2 , γ_0 находятся следующим образом:

$$\gamma_1 = t_1/T_{\text{шим}}; \quad \gamma_2 = t_2/T_{\text{шим}}; \quad \gamma_0 = t_0/T_{\text{шим}}, \quad (11.51)$$

где t_1 , t_2 , t_0 – промежутки времени включения этих векторов в течении времени $T_{\text{шим}}$.

Таблица 11.1

Базовый вектор	Включенные ключи	Схема включения ключей	Фазные напряжения		
			u_{1A}/U_d	u_{1B}/U_d	u_{1C}/U_d
\bar{U}_1 (фаза A)	$V1, V2, V6$		$+\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$
\bar{U}_2 (фаза \bar{C})	$V2, V1, V3$		$+\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$
\bar{U}_3 (фаза B)	$V3, V2, V4$		$-\frac{1}{3}$	$+\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$
\bar{U}_4 (фаза \bar{A})	$V4, V3, V5$		$-\frac{2}{3}$	$+\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{3}$
\bar{U}_5 (фаза C)	$V5, V4, V6$		$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$+\frac{2}{3}$
\bar{U}_6 (фаза \bar{B})	$V6, V1, V5$		$+\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$+\frac{1}{3}$
\bar{U}_0	$V2, V4, V6$		0	0	0

Уравнение (11.49) определяют среднее значение пространственного вектора напряжения \bar{U} как линейную комбинацию составляющих векторов, выполнение равенства (11.50) означает, что сумма промежутков времени должна равняться периоду ШИМ. В дополнение приведенным уравнениям вводятся ограничения, указывающие на то, что относительные продолжительности включения не могут быть отрицательными:

$$0 \leq \gamma_1 \leq 1; 0 \leq \gamma_2 \leq 1; 0 \leq \gamma_0 \leq 1. \quad (11.52)$$

Запишем вектор среднего напряжения \bar{U} и базовые векторы \bar{U}_2, \bar{U}_3 через их проекции на оси неподвижной системы координат:

$$\bar{U} = \bar{u}_\alpha + j\bar{u}_\beta; \bar{U}_2 = \bar{u}_{2(\alpha)} + j\bar{u}_{2(\beta)}; \bar{U}_3 = \bar{u}_{3(\alpha)} + j\bar{u}_{3(\beta)}. \quad (11.53)$$

На основании выражения (11.49) и равенстве нулю проекции нулевых векторов \bar{U}_0 , можно записать проекции вектора требуемого напряжения через проекции базовых векторов:

$$\bar{u}_\alpha = \gamma_1 \bar{u}_{2(\alpha)} + \gamma_2 \bar{u}_{3(\alpha)}; \quad \bar{u}_\beta = \gamma_1 \bar{u}_{2(\beta)} + \gamma_2 \bar{u}_{3(\beta)}. \quad (11.54)$$

При записи через косинусы углов, обозначенных на рис. 11.21, последние равенства приобретут вид:

$$U_m \cos \theta = \gamma_1 U \cos \theta_2 + \gamma_2 U \cos \theta_3; \quad (11.55)$$

$$U_m \sin \theta = \gamma_1 U \sin \theta_2 + \gamma_2 U \sin \theta_3. \quad (11.56)$$

Здесь U_m – модуль требуемого пространственного вектора напряжения; U – модуль базового вектора ($U = (2/3)U_d$).

Решая совместно уравнения (11.55), (11.56) найдем относительные продолжительности включения состояния ключей инвертора, необходимых для получения вектора \bar{U} , расположенного во втором секторе:

$$\gamma_1 = \frac{U_m \sin(\theta_3 - \theta)}{U \sin(\theta_3 - \theta_2)}; \quad \gamma_2 = \frac{U_m \sin(\theta - \theta_2)}{U \sin(\theta_3 - \theta_2)}. \quad (11.57)$$

На основании равенства (11.50) можно определить требуемую относительную продолжительность включения нулевого вектора

$$\gamma_0 = 1 - (\gamma_1 + \gamma_2). \quad (11.58)$$

Уравнения (11.57) можно переписать для любого n -сектора:

$$\gamma_1 = \frac{U_m \sin(n \cdot 60^\circ - \theta)}{U \sin 60^\circ}; \quad \gamma_2 = \frac{U_m \sin(\theta - (n-1)60^\circ)}{U \sin 60^\circ}. \quad (11.59)$$

При подстановке в выражения (11.59) $n = 2$ и $U = (2/3)U_d$ получим:

$$\gamma_1 = \sqrt{3} \cdot \frac{U_m}{U_d} \cdot \sin(120^\circ - \theta); \quad \gamma_2 = \sqrt{3} \cdot \frac{U_m}{U_d} \cdot \sin(\theta - 60^\circ). \quad (11.60)$$

Для максимально возможного значения модуля пространственного вектора нулевые вектора не используется, т.е. $\gamma_0 = 0$ и, следовательно, $\gamma_1 + \gamma_2 = 1$, тогда с учетом выражений (11.60) запишем

$$\sqrt{3} \cdot \frac{U_m}{U_d} \cdot [\sin(120^\circ - \theta) + \sin(\theta - 60^\circ)] = 1. \quad (11.61)$$

Уравнение (11.61) может быть использовано для определения максимального значения U_m/U_d в зависимости от угла поворота θ заданного пространственного вектора относительно оси α . Результаты расчета сведены в табл. 11.2. Из них легко убедиться, что годографом концов вектора \bar{U} в пределах сектора является прямая линия abc (см. рис. 11.21).

Таблица 11.2

Величина	Значение величины						
	60°	70°	80°	90°	100°	110°	120°
U_m/U_d	0,667	0,614	0,586	0,577	0,586	0,614	0,667

Чтобы форма напряжения на выходе инвертора в максимальной степени приближалась к синусоиде, годограф концов заданного вектора должен представлять собой окружность (см. рис. 11.21). Для этого следует за максимальную длину вектора напряжения выбрать значение $U_{m.\max} = U_d/\sqrt{3} \approx 0,577U_d$, тогда выражения (11.60) примут вид:

$$\gamma_1 = \frac{U_m}{U_{m.\max}} \cdot \sin(120^\circ - \theta) = \mu \cdot \sin(120^\circ - \theta); \quad (11.62)$$

$$\gamma_2 = \frac{U_m}{U_{m.\max}} \cdot \sin(\theta - 60^\circ) = \mu \cdot \sin(\theta - 60^\circ), \quad (11.63)$$

где $\mu = U_m/U_{m.\max}$ – коэффициент модуляции.

Если $\mu = 1$, то при всех значениях угла поворота θ , кроме $\theta = 30, 90, 150, 210, 270, 330^\circ$, в формировании заданного пространственного вектора \bar{U} должен участвовать один из нулевых векторов \bar{U}_0 . Относительная продолжительность его включения определяется по формуле (11.58) при значениях γ_1 и γ_2 , рассчитанных по выражениям (11.62), (11.63). Результаты расчета для вектора расположенного в секторе 2, приведены в табл. 11.3.

Таблица 11.3

Величина	Значение величины						
	60°	70°	80°	90°	100°	110°	120°
γ_1	0,866	0,765	0,645	0,5	0,342	0,173	0
γ_2	0	0,173	0,342	0,5	0,642	0,765	0,866
γ_0	0,134	0,062	0,016	0	0,016	0,062	0,134

Уравнения (11.62), (11.63) справедливы для пространственного вектора \bar{U} , расположенного в любом из шести возможных секторов:

$$\gamma_1 = \mu \cdot \sin(n \cdot 60^\circ - \theta); \quad \gamma_2 = \mu \cdot \sin(\theta - (n-1)60^\circ), \quad (11.64)$$

где $n = 1, 2 \dots 6$ – номер сектора, в котором находится заданный пространственный вектор.

Максимально возможная амплитуда фазного напряжения при модуляции по синусоидальному закону и векторной ШИМ

$$U_{\text{фm.max}} = U_{\text{m.max}} = U_d / \sqrt{3}. \quad (11.65)$$

Тогда максимальное действующее значение фазного напряжения

$$U_{\text{фmax}} = U_d / \sqrt{6}. \quad (11.66)$$

Действующее значение линейного напряжения в $\sqrt{3}$ раз больше

$$U_{\text{лmax}} = U_d / \sqrt{2}. \quad (11.67)$$

При частотном регулировании на выходе АИН по соответствующему закону необходимо регулировать амплитуду и частоту трехфазного выходного напряжения. Регулирование амплитуды достигается за счет изменения коэффициента модуляции μ в формулах (11.64), (11.58). При этом уменьшение μ приводит к снижению относительных продолжительностей включения ненулевых векторов γ_1 и γ_2 и увеличению относительной продолжительности включения нулевого вектора γ_0 и, следовательно, к уменьшению среднего значения напряжения за период ШИМ.

Регулирование частоты на выходе АИН достигается за счет изменения скорости вращения (угла поворота θ) пространственного вектора в полярной системе координат. Вращение пространственного вектора \bar{U} в обратном направлении приводит к изменению чередования фаз на выходе АИН и, следовательно, изменению направления вращения двигателя.

Один из возможных алгоритмов реализации векторной ШИМ описан в работе [39]. Сначала определяется номер сектора n , в котором находится заданный пространственный вектор. Затем на каждом периоде ШИМ рассчитываются значения γ_1 и γ_2 по формулам (11.64). По ним определяются уровни переключения УП1 = γ_1 и УП2 = $\gamma_1 + \gamma_2$, при сравнении которых с пилообразным сигналом осуществляется переключение базовых векторов. Алгоритм переключений представляет собой следующую последовательность действий:

- после определения номера сектора n в начале каждого периода ШИМ устанавливается состояние инвертора, соответствующее исходному базовому вектору (для сектора 2 – это вектор \bar{U}_2);

- при первом сравнении с уровнем УП1 осуществляется переход ко второму базовому вектору (для сектора 2 – это вектор \bar{U}_3);

- первое сравнение с уровнем УП2 вызывает переход к нулевому вектору \bar{U}_0 . При этом в соответствии с табл. 11.1 включается тот нулевой вектор, который требует минимального переключения ключей инвертора по отношению к предыдущему состоянию вентиля;

- при втором сравнении с УП2 восстанавливается предыдущее состояние (для сектора 2 – это вектор \bar{U}_3);
- при втором сравнении с УП1 осуществляется возврат к начальному состоянию (для сектора 2 – это вектор \bar{U}_2).

Входными сигналами для преобразователя частоты с автономным инвертором являются задаваемые из системы управления электропривода угол поворота θ обобщенного вектора, вращающегося с синхронной скоростью в полярной системе координат, и требуемое значение амплитуды U_m пространственного вектора напряжения \bar{U} . Микропроцессорная система в реальном времени определяет номер сектора n и внутрисекторный угол поворота θ , после чего производит расчет точек переключения в соответствии с выбранным алгоритмом.

Один из вариантов функциональной схемы микропроцессорной системы управления векторной ШИМ представлен на рис. 11.22.

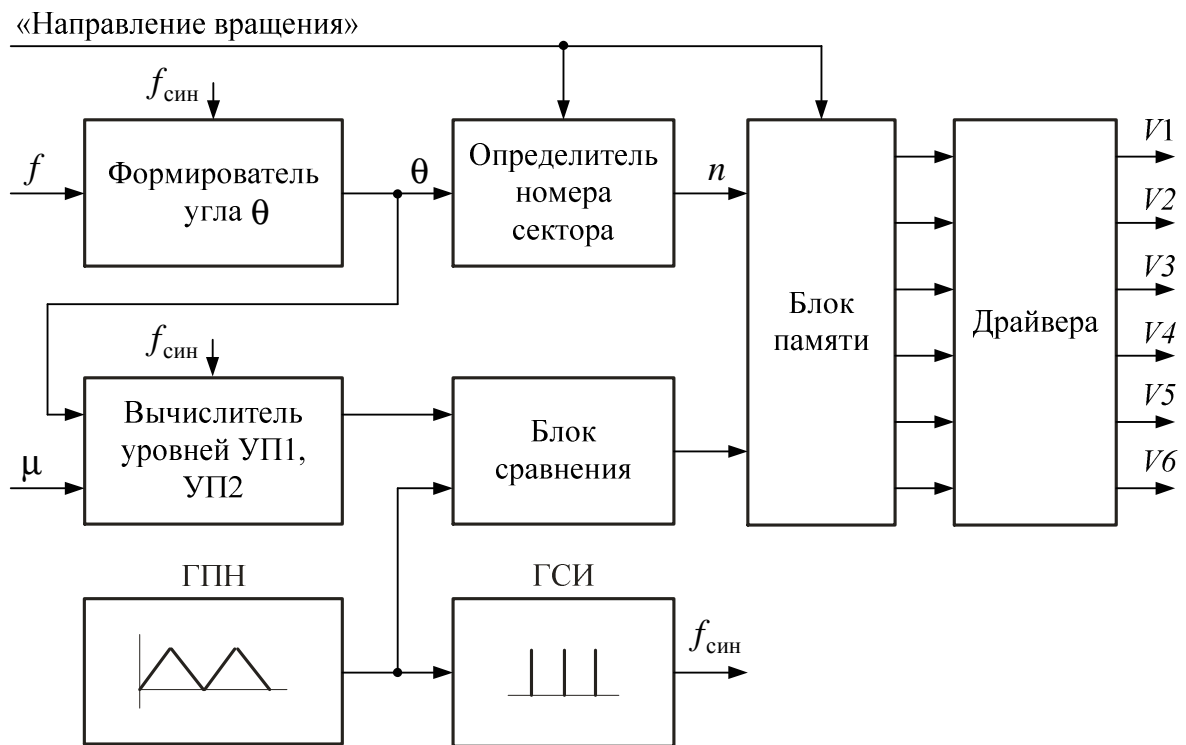


Рис. 11.22. Функциональная схема микропроцессорной системы управления векторной ШИМ

В состав микропроцессорной системы управления входят следующие основные блоки: формирователь угла поворота θ , определитель номера сектора, вычислитель уровней переключений УП1 и УП2, блок сравнения, генератор пилообразного напряжения (ГПН), генератор синхронизирующих импульсов (ГСИ), блок памяти и выходные драйверы.

Формирователь угла поворота θ осуществляет формирование угла поворота пространственного вектора в полярной системе координат и его изменение в функции частоты f задающего воздействия с целью регулирования выходной частоты АИН. Работа блока сводится к расчету дискретного угла поворота пространственного вектора внутри сектора $\Delta\theta = 360^\circ/k$, где $k = f_{\text{ШИМ}}/f$ – целое число, соответствующее количеству периодов ШИМ за один период несущей частоты, и определение нового значения угла поворота $\theta_i = \theta_{i-1} + \Delta\theta$. Увеличение угла поворота на величину $\Delta\theta$ осуществляется под действием синхроимпульсов $f_{\text{син}}$, формируемых в моменты перехода пилообразного напряжения ШИМ через нулевой уровень. При выполнении условия $\theta_i \geq 360^\circ$, что соответствует одному обороту пространственного вектора вокруг своей оси в полярной системе координат, осуществляется установка начального угла поворота $\theta_0 = 0^\circ$.

Вычислитель уровней УП1, УП2 синхронно с приходом синхроимпульсов $f_{\text{син}}$ осуществляет расчет относительных продолжительностей включения γ_1 и γ_2 базовых векторов по формулам (11.64) и определяет уровни переключения УП1 = γ_1 и УП2 = $\gamma_1 + \gamma_2$. В блоке сравнения происходит сравнение уровней переключения УП1 и УП2 с пилообразным напряжением, формируемым ГПН, с целью нахождения временных интервалов для переключения базовых векторов внутри сектора. Блок памяти представляет собой постоянное запоминающее устройство, в котором хранятся коды состояния ключей инвертора для каждого сектора, переключаемых в функции выходных сигналов блока сравнения. Порядок чередования выходных фаз инвертора изменяется логическим сигналом «Направление вращения», воздействующим на определитель номера сектора и блок памяти, в котором записываются коды состояния ключей инвертора при вращении пространственного вектора как по часовой, так и против часовой стрелки. Управление силовыми ключами инвертора осуществляется при помощи драйверов.

Формирование трехфазной системы фазных напряжений на выходе преобразователя показано на рис. 11.23. В верхней части рисунка изображен пилообразный сигнал $u_{\text{оп}}$ и указаны значения угла поворота θ на каждом периоде ШИМ. Отмечены уровни переключения УП1 и УП2, а также замкнутые состояния ключей на каждом периоде ШИМ. Построение произведено для второго сектора $n = 2$ и глубины регулирования $\mu = 0,7$ в предположении, что пространственный вектор \bar{U} поворачивается на 60° за шесть периодов ШИМ. Результаты расчета в соответствии с выражениями (11.64), (11.58) для заданных значений параметров n и μ приведены в табл. 11.4.

Поскольку в реальном случае частота ШИМ составляет килогерцы, т.е. число периодов ШИМ за время поворота вектора на 60° многократно больше показанного на рис. 11.23, то среднее фазное напряжение, полученное в

соответствии с описанным алгоритмом, обеспечивает практически синусоидальную форму токов на нагрузке АИН.

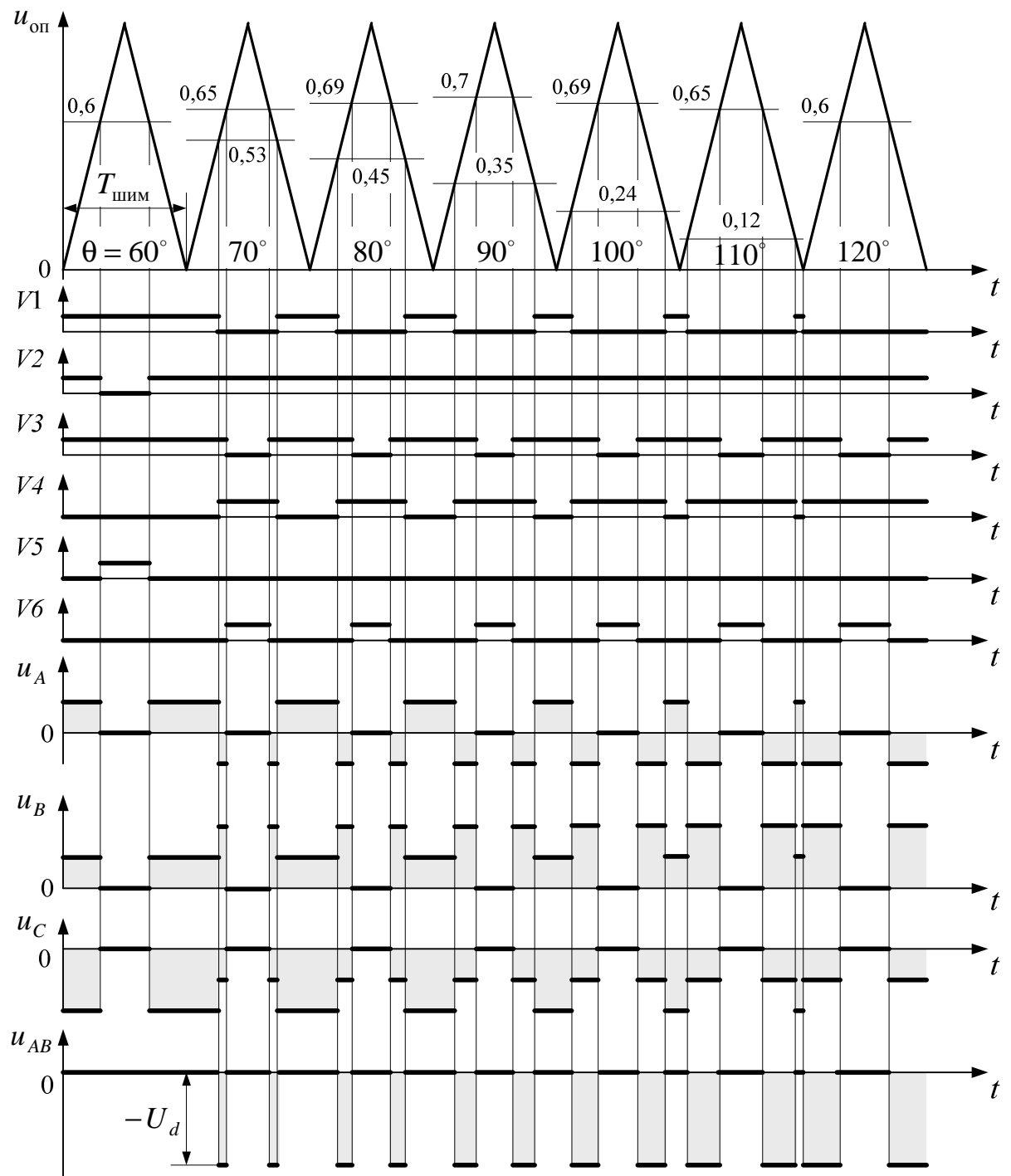


Рис. 11.23. Формирование напряжения на выходе АИН с векторной ШИМ во втором секторе при $\mu = 0,7$

Одним из важнейшим **преимуществ** метода формирования фазных напряжений с помощью пространственного вектора является уменьшение

числа переключений на периоде ШИМ с 6-и до 4-х по сравнению с методом формирования средних напряжений на выводах по отношению к средней точке источника питания и, как следствие, сокращения на 30% динамических потерь в ключевых элементах инвертора. Кроме этого при данном способе управления удастся получить фазное и линейное напряжения на выходе АИН на 13,4% больше, чем при формировании средних напряжений на выводах по отношению к средней точке при неизменном напряжении питания U_d на входе инвертора.

Таблица 11.4

Величина	Значение величины						
	60°	70°	80°	90°	100°	110°	120°
θ	60°	70°	80°	90°	100°	110°	120°
γ_1	0,6	0,53	0,45	0,35	0,24	0,12	0
γ_2	0	0,12	0,24	0,35	0,45	0,53	0,6
γ_0	0,4	0,35	0,31	0,3	0,31	0,35	0,4

11.5.5. Формирование фазных токов

В электроприводе переменного тока получило широкое применение частотно-токовое управление. При этом импульсная модуляция осуществляется путем сравнения фазных токов электрической машины с заданными синусоидами фазных токов. Силовая схема выполняется с выведенной средней точкой источника питания (см. рис. 11.16). Если действительный ток какой-то фазы оказывается меньше заданного, то на эту фазу через включаемый ventиль подается напряжение с шины «+» источника питания; если действительный ток в какой-то момент станет больше заданного, то управляемый ventиль отключается, а на фазу подается напряжение с шины «-» источника питания (см. рис. 11.24).

Таким образом, действительный ток оказывается почти

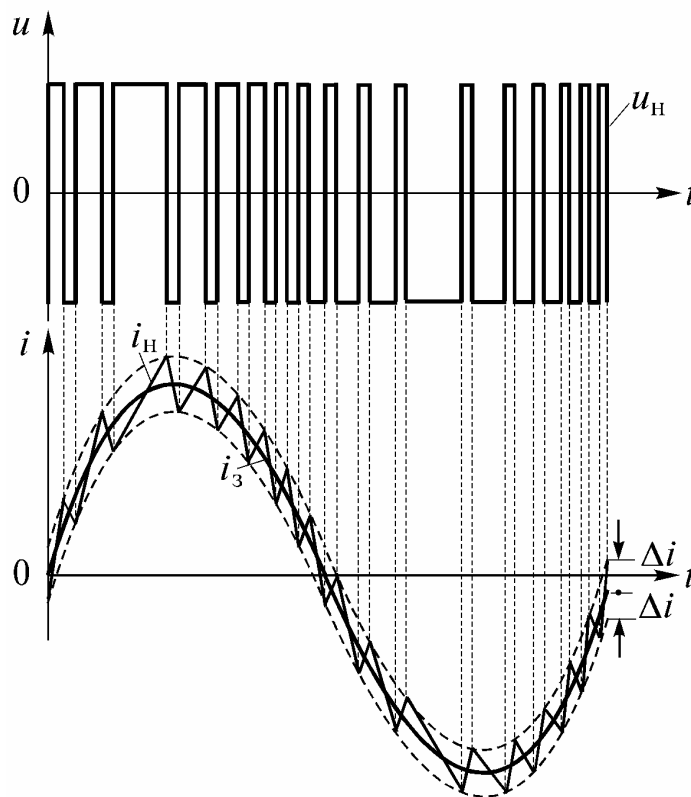


Рис. 11.24. Формирование фазного тока

равным заданному. Отклонения от заданного значения Δi могут быть также заданы и составляют 5...10%. Чем меньше Δi , тем выше частота коммутации, больше потери в АИН, но меньше потери в двигателе. Преобразователь работает в режиме частотно-широотно-импульсной модуляции (ЧШИМ).

На рис. 11.25 приведена функциональная схема системы управления АИН, формирующая выходные токи. Она выполняется замкнутой. Сигналы от датчиков фазных токов ДТ А, ДТ В, ДТ С подаются на один из входов триггеров Шмидта (регенеративных компараторов) РК А, РК В, РК С, а на вторые входы подаются сигналы заданных токов. Выходные сигналы триггеров усиливаются и обеспечивают переключение силовых транзисторов. Суммы мгновенных и действующих значений токов фаз в трехфазной системе без нулевого провода всегда равны нулю:

$$i_A + i_B + i_C = 0, \quad I_A + I_B + I_C = 0. \quad (11.68)$$

Поэтому два заданных тока i_{A3}, i_{B3} задаются, а третий формируется по формуле

$$i_{C3} = -(i_{A3} + i_{B3}). \quad (11.69)$$

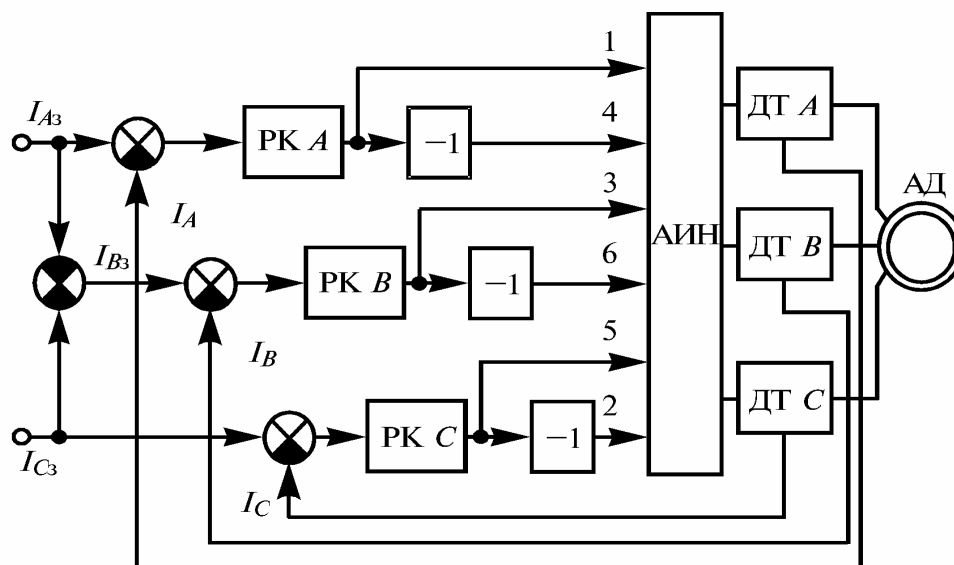


Рис. 11.25. Функциональная схема системы управления АИН, формирующей выходные токи

Формирование выходного тока позволяет осуществить самые быстродействующие системы электропривода.

Контрольные вопросы

1. Какие виды импульсной модуляции вы знаете?
2. Зачем вводится задержка при переключении противофазных транзисторов?

3. Чем отличается ШИР от ШИМ?
4. Как формируются фазные напряжения с помощью обобщенного пространственного вектора?
5. В чем отличия обобщенного пространственного вектора и временных векторов, введенных в курсе ТОЭ?
6. Как формируются средние напряжения на выводах по отношению к средней точке источника питания?
7. Как формируются фазные токи?
8. Сравните способы импульсной модуляции, применяемые в трехфазных АИН для формирования выходного напряжения.
9. Как регулируется в АИН величина выходного напряжения?
10. Каковы пути улучшения качества выходного напряжения?

11.6. Многоуровневые АИН

Рассмотренные АИН с ШИМ можно назвать двухуровневыми, так как мгновенное значение линейного напряжения в них может быть равно двум величинам: либо $+U_d$, либо $-U_d$. Дальнейшее повышение качества выходного напряжения возможно при увеличении числа уровней путем построения многоуровневых схем. На рис. 11.26 приведена схема трехуровневого АИН. Схема выполнена на запираемых тиристорах, однако, она может быть выполнена и на транзисторах. Схема более сложная, чем двухуровневая, и поэтому ее применение оправдано при больших мощностях (более 1 МВт). Отсюда и целесообразность применения тиристоров.

На рис. 11.27 а – в показаны возможные пути тока при формировании напряжения фаза – средняя точка источника питания [10]. Видно, что фазный вывод по отношению к средней точке источника питания может приобретать три потенциала: $+(U_d/2)$, $-(U_d/2)$ и 0.

На рис. 11.28 а показана форма фазного напряжения по отношению к средней точке источника питания $u_{\phi 0}$ при ШИМ по синусоидальному закону.

На рис. 11.28 б показана форма линейного напряжения, полученная при суммировании напряжений $u_{\phi 0}$ двух фаз. Линейное напряжение $u_{\text{л0}}$ формируется пятью уровнями напряжений: $+U_d$, $+(U_d/2)$, 0, $-(U_d/2)$ и $-U_d$. Это обеспечивает меньшее содержание гармоник в линейном напряжении при той же несущей частоте, чем в двухуровневых АИН. Это позволяет снизить несущую частоту, что особенно важно при применении тиристоров. Снижение частоты ШИМ также способствует снижению коммутационных потерь.

Формирование фазных напряжений осуществляется с помощью пространственного вектора. Однако, алгоритм существенно усложняется [43].

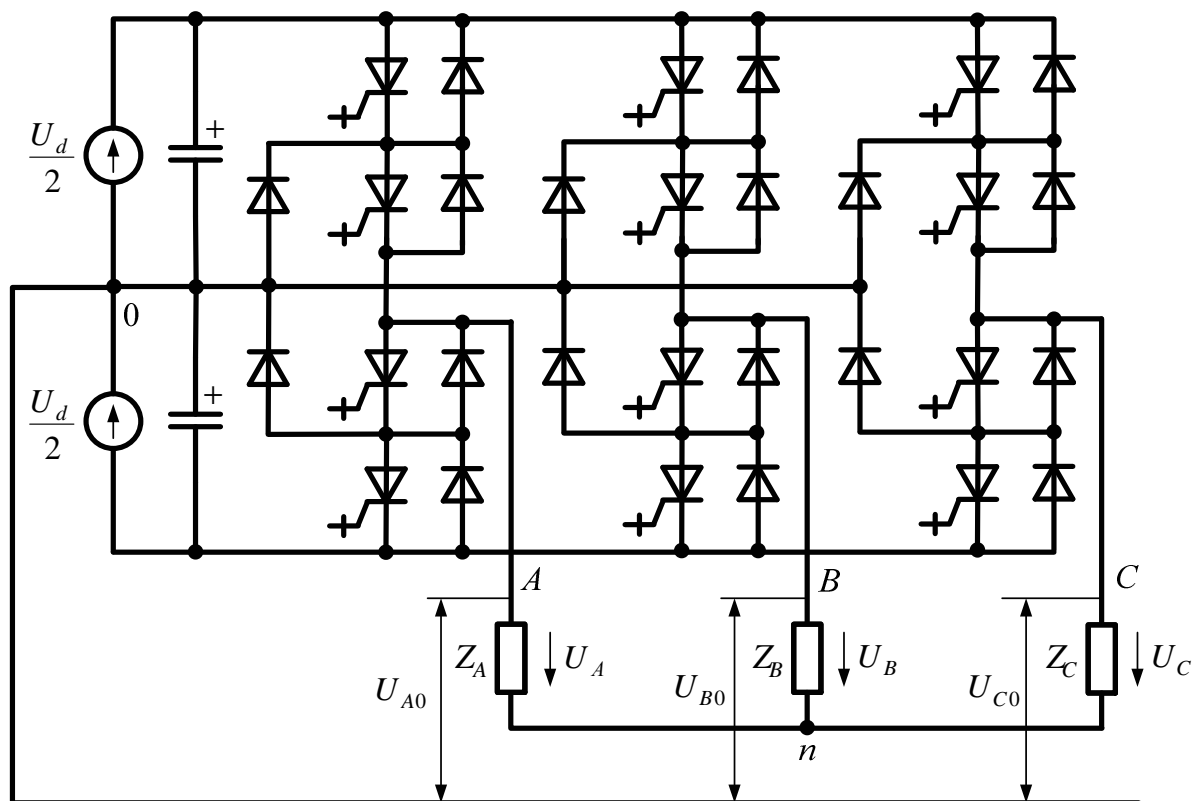


Рис. 11.26. Схема трехуровневого АИН

Контрольные вопросы

1. Какие силовые ключи применяются в многоуровневых АИН?
2. Какие основные преимущества многоуровневых АИН можно выделить по сравнению с двухуровневыми?

11.7. Характеристики АИН с ШИМ

11.7.1. Регулировочные характеристики АИН с ШИМ

В АИН с ШИМ существуют две возможности регулирования: регулирование выходного напряжения и регулирование частоты. **Регулировочная характеристика АИН по напряжению** – это зависимость выходного напряжения от коэффициента модуляции. Уравнение (11.44) по существу являются уравнениями регулировочной характеристики АИН с ШИМ по напряжению (регулировочной характеристики преобразователя – РХП). Представим эти уравнения в виде:

$$U_{л} = \mu U_{л\max}; \quad U_{ф} = \mu U_{ф\max}. \quad (11.70)$$

Эти уравнения справедливы при выполнении условия $\mu \leq 1$.

На рис. 11.29 а приведены эти зависимости.

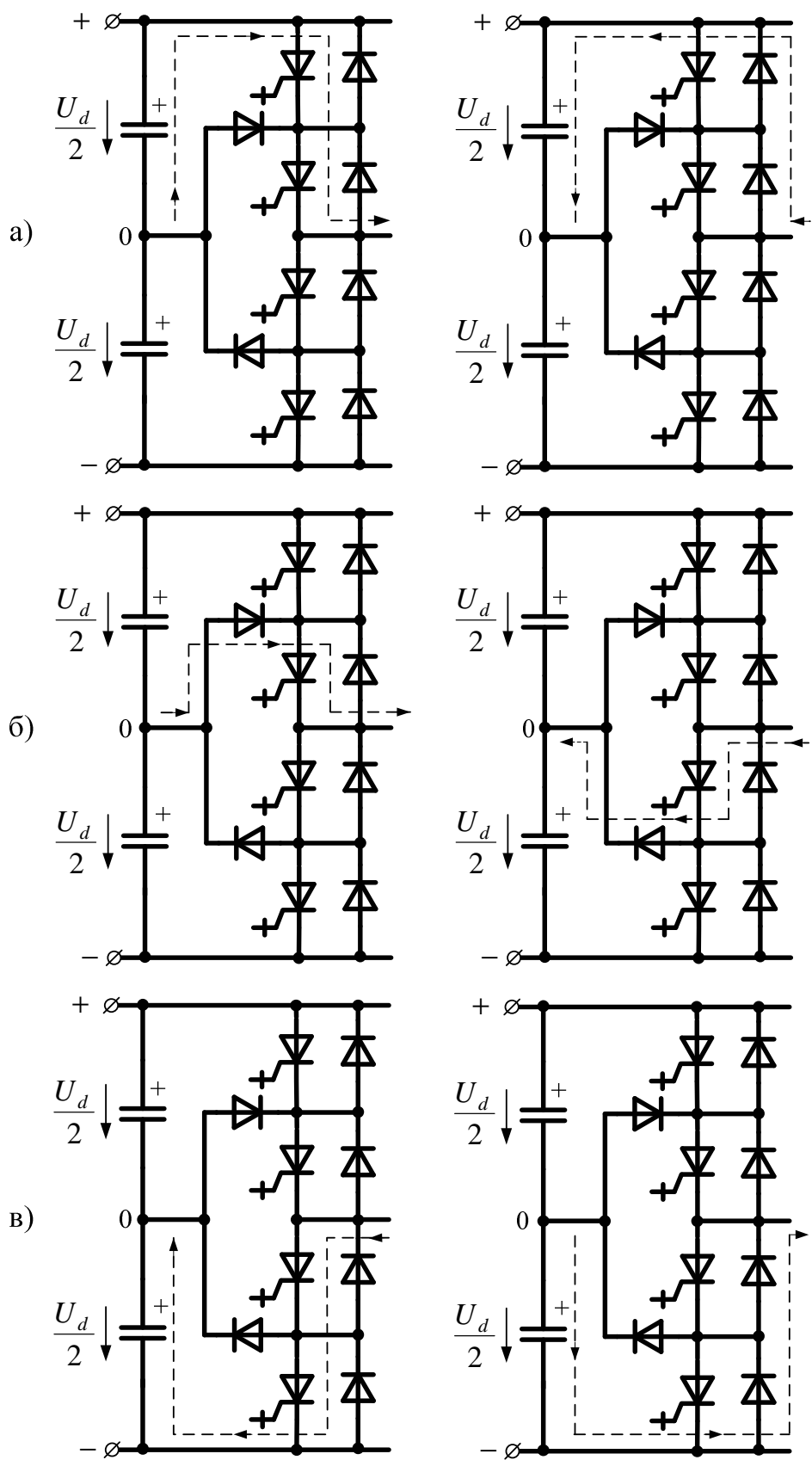


Рис. 11.27. Схемы прохождения тока через вентили одной фазы:
 а) $u_{\phi 0} > 0$; б) $u_{\phi 0} = 0$; в) $u_{\phi 0} < 0$

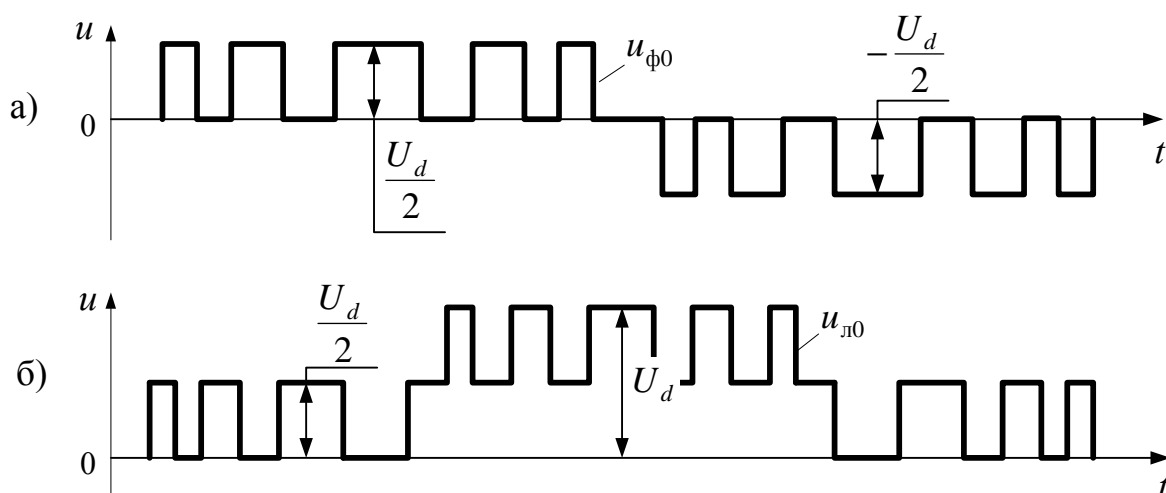


Рис. 11.28. Форма фазного напряжения $u_{\phi 0}$ (а) и линейного напряжения $u_{\text{л0}}$ (б) многоуровневого АИН при ШИМ по синусоидальному закону

При аналоговом управлении глубина регулирования определяется соотношением амплитуды управляющего напряжения $U_{\text{упр.м}}$ и амплитуды опорного напряжения $U_{\text{оп.мах}}$. Регулировочная характеристика системы управления (РХСУ) и регулировочная характеристика преобразователя вместе с системой управления (РХПСУ) приведены на рис. 11.29 б – в.

Регулирование частоты осуществляется изменением частоты управляющего (модулирующего) напряжения.

При подаче напряжения пониженной частоты на статор асинхронного двигателя во избежание насыщения стали необходимо снижать напряжение. Наиболее часто при управлении электроприводами до номинальной скорости реализуется закон

$$U/f = \text{const} . \quad (11.71)$$

Рис. 11.29 г иллюстрирует, как изменяются частота и напряжение при регулировании по этому закону. Частота и напряжение не снижаются ниже какой-то величины (например 5 Гц). При повышении частоты выше 50 Гц напряжение не меняется, так как этого не допускает электрическая машина. Эти участки показаны пунктиром.

Представленные характеристики строго говоря справедливы только для идеального АИН с идеальным источником питания. Как будет показано в дальнейшем они мало отличаются в реальном АИН.

Удобнее связать выходные напряжения при регулировании с напряжением источника питания. В соответствии с формулами (11.42), (11.43), (11.66) и (11.67) можно записать в обобщенном виде:

$$U_{\text{лмах}} = k_{\text{л}} U_d, \quad U_{\text{фмах}} = k_{\text{ф}} U_d, \quad (11.72)$$

где коэффициенты $k_{\text{л}}$ и $k_{\text{ф}}$ зависят от способа модуляции (см. табл. 11.5).

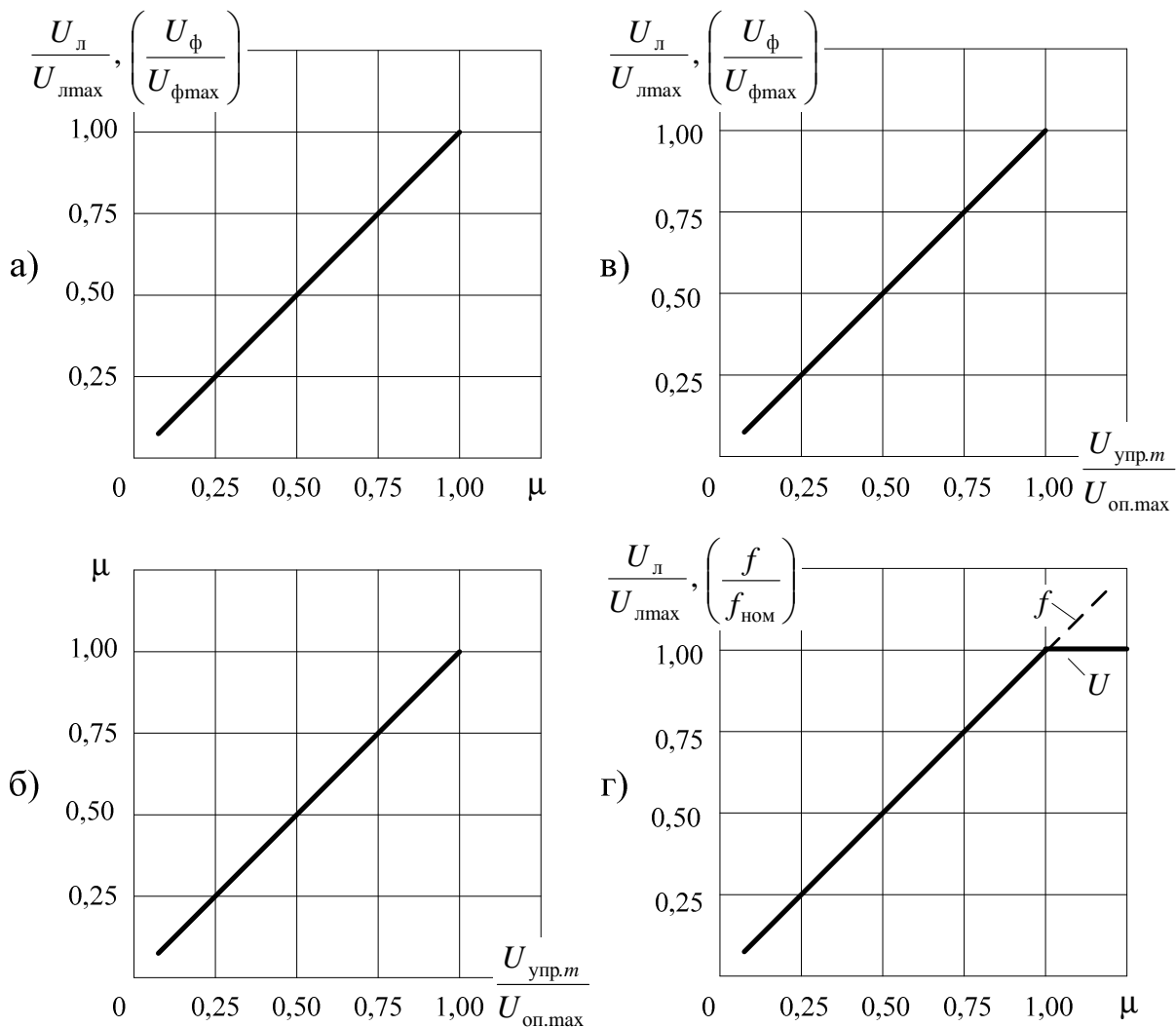


Рис. 11.29. Регулировочные характеристики АИН с ШИМ (а), регулировочная характеристика системы управления (б), регулировочная характеристика преобразователя вместе с системой управления (в) и совместные регулировочные характеристики по напряжению и частоте при выполнении закона $U/f = \text{const}$

Таблица 11.5

Способ реализации ШИМ	$k_{л}$	$k_{ф}$	$k_{л\text{мах}}$	$k_{ф\text{мах}}$
Формирование средних напряжений на выводах	$\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}}=0,61$	$\frac{1}{2\sqrt{2}}=0,35$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi}=0,78$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi}=0,45$
Формирование напряжений с помощью пространственного вектора	$\frac{1}{\sqrt{2}}=0,71$	$\frac{1}{\sqrt{6}}=0,41$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi}=0,78$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi}=0,45$

Тогда действующие значения первой гармоники линейного и фазного напряжения на нагрузке при коэффициенте модуляции μ , удовлетворяющем условию $\mu \leq 1$

$$U_{\text{л}} = \mu k_{\text{л}} U_d, \quad U_{\text{ф}} = \mu k_{\text{ф}} U_d. \quad (11.73)$$

В п. 11.5.3 было указано, что можно увеличивать амплитуду управляющего напряжения так, что перестает выполняться условие $\mu \leq 1$. Режим при котором $\mu > 1$ получил название «сверхмодуляция». При $\mu > 1$ зависимость напряжения от μ становится нелинейной, устремляясь к пределу, зависящему от вида ШИМ.

Максимальные действующие значения первой гармоники линейного и фазного напряжения на нагрузке при коэффициенте модуляции μ , удовлетворяющем условию $\mu > 1$

$$U_{\text{лmax}} = k_{\text{лmax}} U_d, \quad U_{\text{фmax}} = k_{\text{фmax}} U_d, \quad (11.74)$$

где коэффициенты $k_{\text{лmax}}$ и $k_{\text{фmax}}$ зависят от способа модуляции (см. табл. 11.5) и определены, как действующее значение первой гармоники при прямоугольном выходном напряжении в соответствии с формулами (11.23), (11.27), (11.28).

На рис. 11.30 приведены полные регулировочные характеристики с учетом зоны «сверхмодуляции».

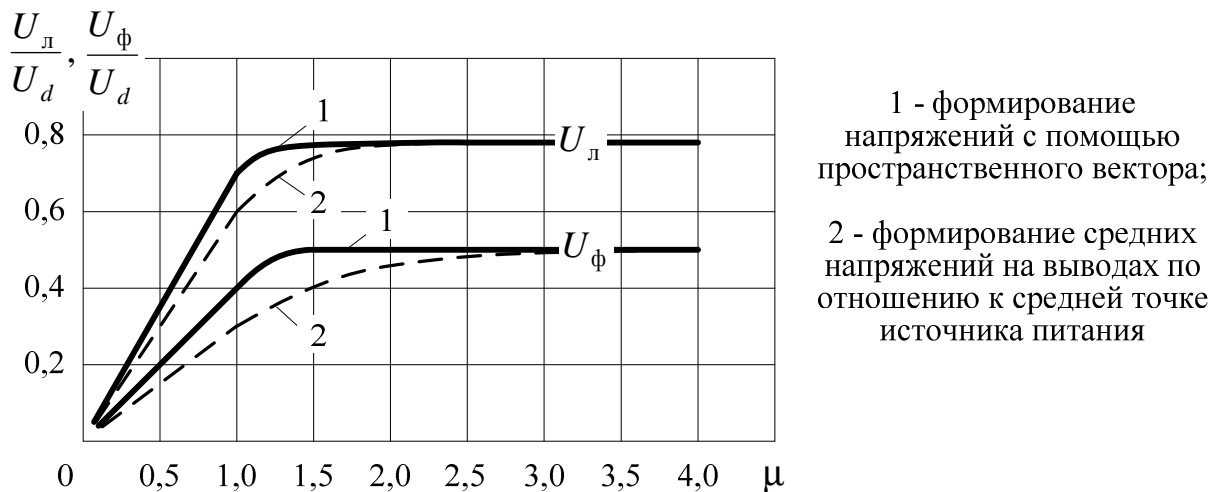


Рис. 11.30. Полные регулировочные характеристики с учетом зоны «сверхмодуляции»

11.7.2. Внешние характеристики трехфазного мостового АИН

На рис. 11.31 а приведена схема замещения трехфазного мостового АИН с учетом потерь в инверторе и с неидеальным источником питания. Ток фазы нагрузки всегда проходит либо через транзистор, либо через диод. Примем для упрощения, что их сопротивления в проводящем состоянии равны друг другу и равны $r_{\text{к}}$. Чтобы превратить АИН в идеальный, сопротивления ключей вынесены за границы идеального АИН.

Идеальный АИН с ШИМ преобразует без потерь постоянное напряжение в трехфазное. В идеальном преобразователе на входе стоит конденса-

тор, что позволяет считать напряжение U_d постоянным (без пульсаций). На рис. 11.31 а идеальный АИН питается от источника питания, представленного его схемой замещения, характеризующейся напряжением холостого хода U_{d0} и внутренним сопротивлением $r_{инп}$.

Введем обозначения:

$U_{\phi 0 \max}$ – максимальное действующее значение гладкой составляющей фазного напряжения на нагрузке при идеальном источнике питания ($r_{инп} = 0$), идеальных ключах ($r_k = 0$), заданном способе модуляции и коэффициенте модуляции $\mu = 1$.

$U_{\phi 1 \max}$ – максимальное действующее значение гладкой составляющей фазного напряжения на нагрузке при неидеальном источнике питания, идеальных ключах, но включении сопротивления ключей в сопротивление нагрузки, заданном способе модуляции и коэффициенте модуляции $\mu = 1$.

$U_{\phi \max}$ – максимальное действующее значение гладкой составляющей фазного напряжения на нагрузке при неидеальном источнике питания, неидеальных ключах, заданном способе модуляции и коэффициенте модуляции $\mu = 1$.

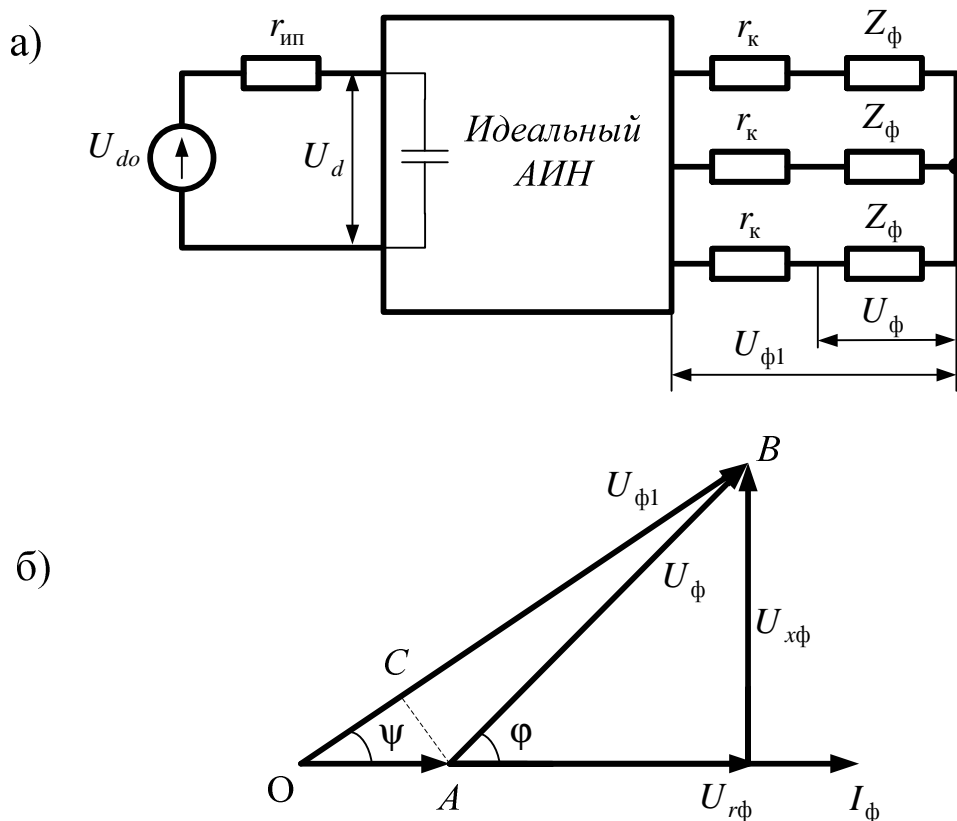


Рис. 11.31. Схема замещения трехфазного АИН (а), векторная диаграмма для стороны переменного напряжения (б)

$U_{\phi 1}$ – действующее значение гладкой составляющей фазного напряжения на нагрузке при неидеальном источнике питания, идеальных ключах, но

включении сопротивления ключей в сопротивление нагрузки, заданном способе модуляции и коэффициенте модуляции μ .

U_ϕ – действующее значение гладкой составляющей фазного напряжения на нагрузке при неидеальном источнике питания, неидеальных ключах, заданном способе модуляции и коэффициенте модуляции μ .

В соответствии с определениями:

$$U_{\phi 1} = \mu U_{\phi 1 \max}, \quad U_\phi = \mu U_{\phi \max}. \quad (11.75)$$

Если источник питания идеален ($r_{ин} = 0$) и идеальны ключи ($r_k = 0$), то в соответствии с формулами (11.74)

$$U_{\phi 0 \max} = k_\phi U_{d0}. \quad (11.76)$$

Если, источник питания неидеален, то, с учетом сопротивления $r_{ин}$, напряжение на входе АИН

$$U_d = U_{d0} - I_d r_{ин}, \quad (11.77)$$

и, следовательно,

$$U_{\phi 1 \max} = k_\phi U_d. \quad (11.78)$$

Тогда действующее значение гладкой составляющей фазного напряжения на нагрузке при неидеальном источнике питания, идеальных ключах, но включении сопротивления ключей в сопротивление нагрузки, заданном токе нагрузки и коэффициенте модуляции μ

$$U_{\phi 1} = \mu k_\phi U_d = \mu k_\phi (U_{d0} - I_d r_{ин}), \quad (11.79)$$

а действующее значение гладкой составляющей напряжения на нагрузке U_ϕ при неидеальном источнике питания, неидеальных ключах, заданном токе нагрузки и коэффициенте модуляции μ может быть определено, если из напряжения $U_{\phi 1}$ вычесть падение напряжения на ключах ΔU .

Векторная диаграмма для стороны переменного напряжения приведена на рис. 11.31 б. Для упрощения и получения аналитических соотношений учтем, что всегда $r_k \ll Z_\phi$, поэтому $\Delta U \ll U_\phi$. Следовательно, углы ϕ и ψ близки по величине. Опустим перпендикуляр из точки A на отрезок OB . Тогда отрезок CB равен разности $U_{\phi 1} - \Delta U \cos \psi$. Учтем, что углы ϕ и ψ близки по величине, а катет CB близок по длине к гипотенузе AB , так как катет AC мал по причинам, указанным выше. Тогда

$$U_\phi = U_{\phi 1} - I_\phi r_k \cos \phi = \mu k_\phi (U_{d0} - I_d r_{ин}) - I_\phi r_k \cos \phi, \quad (11.80)$$

Для идеального АИН можно записать равенство активных мощностей на входе и выходе схемы

$$U_{d0} I_d = 3\mu U_{\phi 0 \max} I_\phi \cos \phi. \quad (11.81)$$

Отсюда с учетом (11.76)

$$I_d = 3\mu k_\phi I_\phi \cos \phi. \quad (11.82)$$

Тогда (11.80) переписется в виде

$$U_\phi = \mu (U_{\phi 0 \max} - 3\mu k_\phi^2 I_\phi r_{ин} \cos \phi) - I_\phi r_k \cos \phi, \quad (11.83)$$

а после преобразований

$$U_{\phi} = \mu U_{\phi 0 \max} - I_{\phi} \cos \varphi (3\mu^2 k_{\phi}^2 r_{\text{ип}} + r_{\text{к}}). \quad (11.84)$$

В соответствии с уравнением (11.84) построена схема замещения, приведенная к стороне переменного напряжения. На схеме рис. 11.32 а

$$E_{\text{э}} = \mu U_{\phi 0 \max}, \quad r_{\text{э}} = 3\mu^2 k_{\phi}^2 r_{\text{ип}} + r_{\text{к}}. \quad (11.85)$$

Выражение (11.84) является уравнением внешней характеристики АИН с ШИМ.

Внешняя характеристика – это зависимость выходного напряжения от тока нагрузки при заданном коэффициенте модуляции и $\cos \varphi$ нагрузки.

Как видно из формулы (11.84) и схемы замещения (см. рис. 11.32 а) наклон внешней характеристики зависит от сопротивления ключей $r_{\text{к}}$, внутреннего сопротивления источника питания $r_{\text{ип}}$, глубины регулирования μ , способа модуляции k_{ϕ} и угла сдвига нагрузки φ . С ростом глубины регулирования μ и угла сдвига φ характеристики становятся жестче. На рис. 11.32 б приведены внешние характеристики АИН с ШИМ.

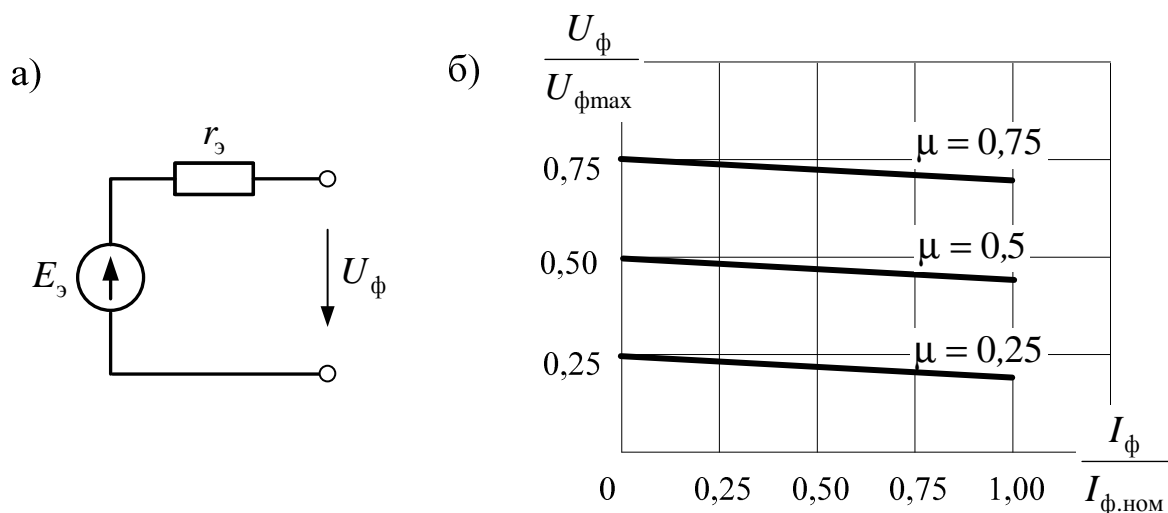


Рис. 11.32. Схема замещения одной фазы АИН с ШИМ (а) и внешние характеристики (б)

Уравнение (11.84) справедливо при $r_{\text{к}} \ll Z_{\phi}$, что обычно справедливо. Обычно ВАХ ключей во включенном состоянии нелинейна. Достаточно точный расчет может быть обеспечен при расчете $r_{\text{к}}$ по формуле

$$r_{\text{к}} = \frac{\Delta U}{I_{\phi \max}}, \quad (11.86)$$

где $I_{\phi \max}$ – максимальный ток фазы.

При выполнении расчета не учтены коммутационные потери в транзисторах и потери в конденсаторах. Для более точного расчета $r_{\text{к}}$, определен-

ное по справочнику или рассчитанное по формуле (11.86), можно увеличить на 30...50%.

Уравнение (11.86) может быть использовано как уточненное уравнение регулировочной характеристики при заданных значениях I_ϕ , $r_{ип}$, r_k и $\cos \phi$.

11.7.3. Энергетические характеристики трехфазного мостового АИН с ШИМ

Потери в АИН, если пренебречь потерями в конденсаторе определяются потерями в ключах. При заданном токе нагрузки суммарные потери в ключах в проводящем состоянии

$$\Delta P_{пр} = 3I_\phi^2 r_k. \quad (11.87)$$

При расчете потерь необходимо более точно аппроксимировать ВАХ ключа. Для диодов и БТИЗ при аппроксимации приведенной в главе 2 суммарные потери в ключах в проводящем состоянии

$$\Delta P_{пр} = 3\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_0 I_\phi + I_\phi^2 r_d\right). \quad (11.88)$$

Энергия потерь при коммутации за один цикл (см. формулу (2.11)):

$$E_{ком} = \frac{I_m U_d}{2} (t_{on} + t_{off}). \quad (11.89)$$

Мощность коммутационных потерь при частоте коммутации f_k (см. гл. 2)

$$\Delta P_{ком} = \frac{I_m U_d}{2} (t_{on} + t_{off}) f_k. \quad (11.90)$$

Частота коммутаций может быть равна несущей, как это имеет место при формировании средних напряжений на выводах, или составлять 2/3 от нее при формировании напряжений с помощью пространственного вектора.

В рассматриваемом случае ток не постоянен, а изменяется по синусоидальному закону. Для упрощения вместо изменяющегося значения примем его среднее значение

$$I_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_\phi. \quad (11.91)$$

Тогда суммарные коммутационные потери в трех фазах

$$\Delta P_{ком} = 3 \frac{\sqrt{2} I_\phi U_d}{\pi} (t_{on} + t_{off}) f_k. \quad (11.92)$$

Общие потери в ключах

$$\Delta P = 3I_\phi \left(\frac{2\sqrt{2}U_0}{\pi} + \frac{\sqrt{2}U_d}{\pi} (t_{on} + t_{off}) f_k + I_\phi r_d \right). \quad (11.93)$$

Тогда уравнение энергетического баланса при идеальном источнике питания с учетом потерь в ключах

$$U_{d0} I_d = 3\mu U_{\phi 0 \max} I_\phi \cos \phi + \Delta P, \quad (11.94)$$

а КПД АИН

$$\eta = \frac{3\mu U_{\phi 0\max} I_{\phi} \cos \varphi}{3\mu U_{\phi 0\max} I_{\phi} \cos \varphi + \Delta P}. \quad (11.95)$$

После преобразований

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu k_{\phi} \cos \varphi} \left(\frac{2\sqrt{2} U_0}{\pi U_d} + \frac{\sqrt{2}}{\pi} (t_{on} + t_{off}) f_k + \frac{I_{\phi} r_d}{U_d} \right)}. \quad (11.96)$$

КПД ухудшается при уменьшении μ , k_{ϕ} , $\cos \varphi$, U_d и увеличении U_0 , r_d , I_{ϕ} , f , $t_{on}+t_{off}$. Так как r_d мало, то влияние величины тока невелико. Формула (11.96) не учитывает небольшие постоянные потери, например, от токов утечки через запертые ключи, потребление энергии в системе управления. Поэтому при очень малом токе КПД падает и на холостом ходу равен нулю.

На рис. 11.33 а – б представлены зависимости КПД от тока и глубины регулирования. КПД слабо зависит от тока и резко падает с уменьшением частоты, т.е. увеличением глубины регулирования.

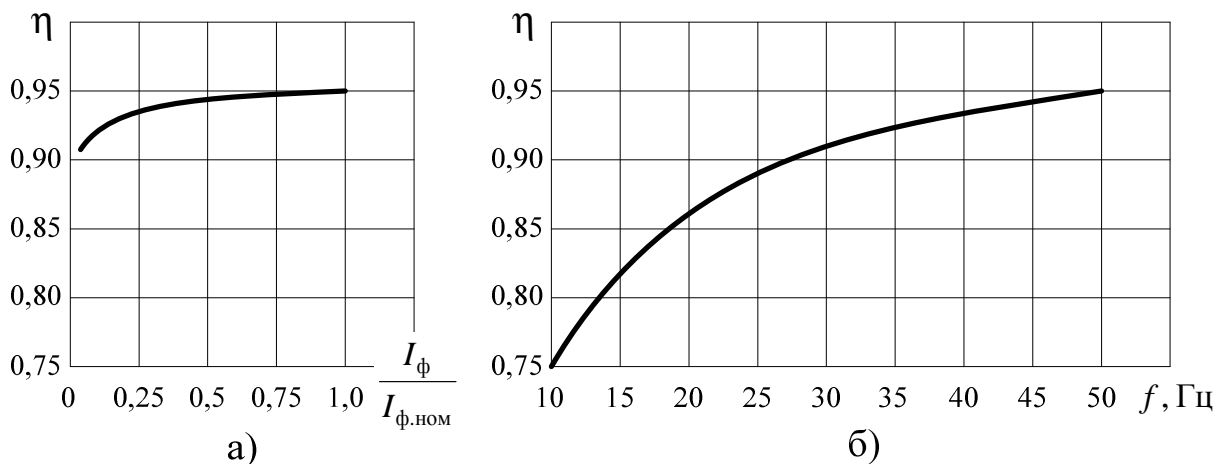


Рис. 11.33. Зависимости КПД от тока (а) и частоты при выполнении закона $U/f = \text{const}$ (б)

Контрольные вопросы

1. Каков вид регулировочных характеристик АИН с ШИМ?
2. Чем определяется связь регулировочных характеристик по частоте и напряжению?
3. Каков вид внешних характеристик АИН с ШИМ?
4. Чем определяется наклон и положение внешней характеристики АИН с ШИМ?
5. От каких факторов и как зависит КПД АИН с ШИМ?

11.8. Сравнение автономных инверторов

Наибольшие частоты в тиристорных АИ могут быть получены при применении резонансных АИ. Они получили применение в электротермии и электротехнологии.

Автономные инверторы тока выполняются на тиристорах и применимы в электроприводе переменного тока, но в последнее время это направление мало развивается в связи с недостатками АИТ и бурным развитием транзисторов.

АИН имеют наилучшие внешние и регулировочные характеристики.

Применение ШИМ в АИН позволяет формировать на выходах достаточно синусоидальные токи и напряжения.

При отсутствии ШИМ максимальное действующее напряжение на выходе трехфазного АИН ($U_{\text{нл}} = 0,816U_d$, $U_{\text{нл}(1)} = 0,78U_d$), но в нем очень велико содержание высших гармоник (3, 5, 7 и т.д.). Амплитуды пятой и седьмой гармоник составляют 20 и 14% от амплитуды основной гармоники. Регулирование выходного напряжения возможно только регулированием напряжения источника питания. Коммутационные потери в транзисторах минимальные.

При формировании фазных напряжений с помощью пространственного вектора максимальное напряжение на нагрузке меньше в $(2/\sqrt{3})$ раз (на 13,4%), чем без модуляции (без ШИМ). Система управления наиболее сложная, практически реализуется только на микроконтроллерах.

Формирование средних напряжений на выводах по отношению к средней точке источника питания уменьшает максимальное напряжение на нагрузке по сравнению с предыдущим способом еще в $(2/\sqrt{3})$ раз (на 13,4%).

При формировании фазных токов максимальные напряжения и потери близки к соответствующим показателям при формировании фазных напряжений.

Способ формирования фазных напряжений с помощью пространственного вектора вызывает меньшие коммутационные потери в транзисторах, чем другие способы ШИМ, так как количество переключений ключей при данном способе управления сокращается с шести до четырех на каждом периоде ШИМ.

Очень малые времена переключения силовых транзисторов в АИН с ШИМ приводят к большим скоростям изменения напряжения и токов. Поэтому в системе АИН–двигатель стали проявляться новые явления. Кабель, соединяющий АИН с двигателем, следует рассматривать как цепь с распределёнными параметрами. В таких цепях при неблагоприятных сочетаниях параметров импульсов напряжения и длины кабеля возникают **волновые процессы**, приводящие к возникновению перенапряжений. Напряжение на

обмотках двигателя может достигать двойной величины по сравнению с напряжением источника питания.

АИН на IGBT-транзисторах в настоящее время являются наиболее перспективным видом АИ при малых и средних мощностях. При больших мощностях вместо них применяют **IGCT-тиристоры**.

Контрольные вопросы

1. Сравните тиристорные автономные инверторы тока, напряжения и резонансные по частотным возможностям и характеристикам.
2. Сравните транзисторные и тиристорные АИ.
3. В каких АИ не могут применяться транзисторы?
4. Каковы преимущества и недостатки АИН без ШИМ?
5. Какие АИ наиболее перспективны в электроприводе в настоящее время?
6. Сравните способы формирования фазных напряжений в трехфазных АИН по предельно-достижимым напряжениям и коммутационным потерям.
7. Какие новые проблемы возникают в электроприводах на основе АИН при применении быстро переключающихся транзисторов?
8. Какие АИ в настоящее время находят применение в различных областях?

Глава 12. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ. ОБРАТИМЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

12.1. Управляемые выпрямители напряжения

Все существующие управляемые выпрямители можно разделить на **управляемые выпрямители тока и управляемые выпрямители напряжения.**

Изученные ранее классические тиристорные выпрямители являются управляемыми **выпрямителями тока.** В них ток на выходе может протекать только в одном направлении, а напряжение может менять знак.

Управляемые выпрямители напряжения выдают на выходе напряжение одной полярности, а ток в них может менять направление. Они выполняются на вентилях, которые могут проводить ток в обоих направлениях. Такими вентилями являются транзисторы (или запираемые тиристоры) со встречно-параллельно включенными диодами. Обычно они выполняются в виде диодно-транзисторных модулей. В качестве транзисторов чаще всего используются *IGBT*-транзисторы.

На стороне переменного напряжения управляемого выпрямителя напряжения обязательно должна быть индуктивность, а на стороне постоянного – ёмкость.

В литературе управляемые выпрямители напряжения называют также активными выпрямителями [88].

Управляемые выпрямители напряжения могут выполняться по тем же схемам, что и управляемые выпрямители тока. На рис. 12.1 приведены однофазные мостовые схемы управляемого выпрямителя тока и управляемого выпрямителя напряжения. Силовые схемы управляемых выпрямителей напряжения не отличаются от силовых схем АИН, только у них меняются местами вход и выход.

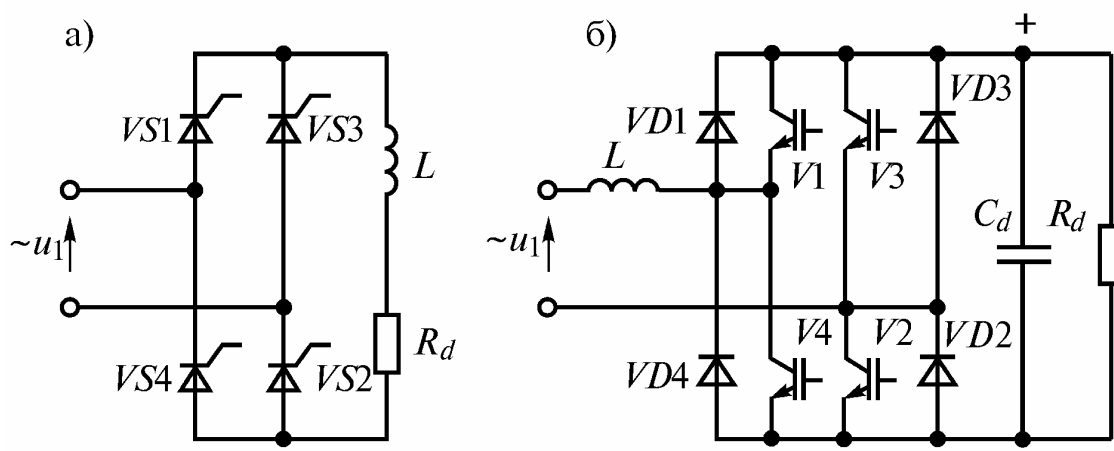


Рис.12.1. Управляемые выпрямители тока (а) и напряжения (б)

Для пояснения принципа действия управляемого выпрямителя напряжения на рис. 12.2 приведена упрощенная несимметричная однофазная мостовая схема управляемого выпрямителя напряжения и временные диаграммы, иллюстрирующие ее работу. Предположим вначале, что на вход схемы подается постоянное напряжение u_1 с указанной полярностью. На выходе включена противо-ЭДС E (аккумулятор, параллельно которому включен конденсатор). Пусть $E > u_1$, тогда тока в цепи не будет.

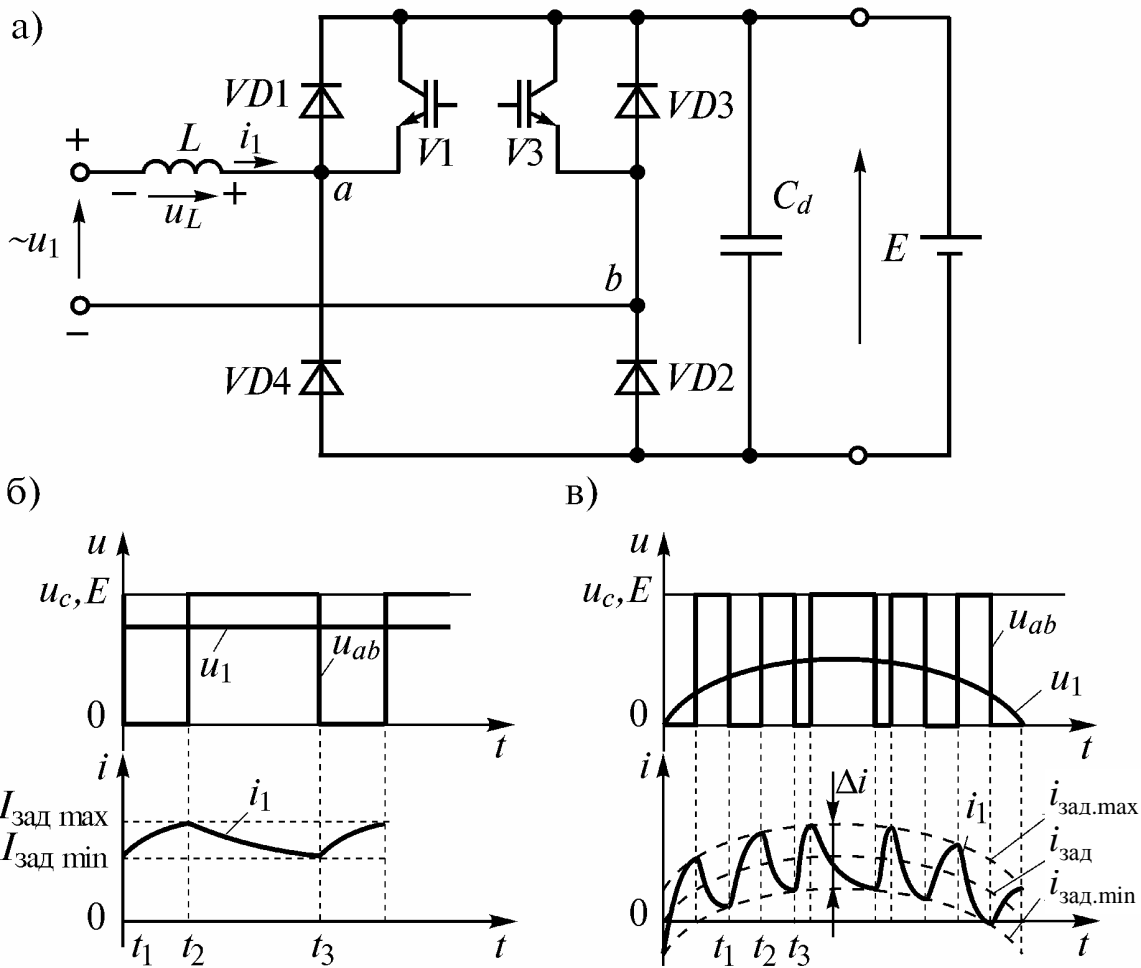


Рис. 12.2. Однофазный управляемый выпрямитель напряжения по несимметричной мостовой схеме (а) и диаграммы токов и напряжений в нем при питании от источника постоянного (б) и переменного напряжений (в)

Если в момент t_1 (см. рис. 12.2 б) включить транзистор $V3$, то в цепи возникнет короткое замыкание и ток пойдет по контуру: «+», L , $VD1$, $V3$, «-». Если вентили идеальные, напряжение между точками a и b равно нулю. Ток в индуктивности нарастает. При достижении заданного значения тока $I_{зад. max}$ в момент t_2 транзистор $V3$ выключается, и на индуктивности L возникает ЭДС самоиндукции u_L со знаками, указанными на рисунке, суммирующаяся с напряжением u_1 . Под действием суммарного напряжения ($u_1 +$

u_L) происходит заряд конденсатора и аккумулятора (участок $t_2 - t_3$). При спаде тока i_1 до заданного значения $I_{\text{зад.мин}}$ $V3$ включается снова, процессы повторяются. По существу схема работает, как повышающий преобразователь постоянного напряжения (см. п. 10.2.2).

Пусть теперь на вход схемы подается переменное напряжение u_1 . На выходе включена противо-ЭДС E (аккумулятор, параллельно которому включен конденсатор). Пусть противо-ЭДС больше амплитуды напряжения на входе ($E > U_{1m}$), тогда тока в цепи не будет. Если в момент t_1 при положительной полуволне напряжения (см. рис. 12.2 в) включить транзистор $V3$, то в цепи возникнет короткое замыкание и ток пойдет по контуру: «+», L , $VD1$, $V3$, «-». Ток в индуктивности нарастает. Зададим максимальные и минимальные значения тока не постоянными, а изменяющимися по синусоиде, например, по синусоиде, совпадающей по фазе с напряжением u_1 . При достижении в момент t_2 заданного значения тока $i_{\text{зад.макс}}$ транзистор $V3$ выключается, и на индуктивности L возникает ЭДС самоиндукции u_L со знаками, указанными на рисунке. Под действием суммарного напряжения ($u_1 + u_L$) происходит заряд конденсатора и аккумулятора (участок $t_2 - t_3$). При спаде тока i_1 до заданного значения $i_{\text{зад.мин}}$ транзистор $V3$ включается снова, процессы повторяются.

При подаче на вход отрицательной полуволны напряжения процессы происходят аналогично, но ток проходит через другие вентили.

Если на выходе вместо аккумулятора включить активное сопротивление, то процессы в вентильной части не изменятся. Одновременно будет происходить разряд ёмкости на нагрузку. Если ёмкость достаточно велика, то пульсации напряжения будут очень малы, и ими можно пренебречь. Для упрощения при дальнейшем анализе будем предполагать, что $C_d = \infty$.

Рассмотрим теперь процессы в полной однофазной мостовой схеме (см. рис. 12.3).

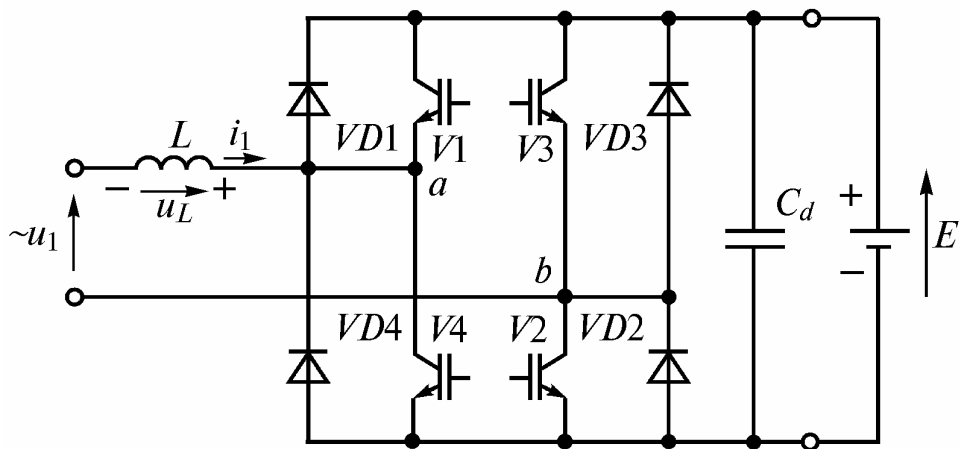


Рис. 12.3. Однофазный мостовой УВН

Пусть на вход схемы подается переменное напряжение u_1 . На выходе включена противо-ЭДС E (аккумулятор, параллельно которому включен конденсатор). Пусть противо-ЭДС больше амплитуды напряжения на входе ($E > U_{1m}$), тогда тока в цепи не будет. Все диоды заперты напряжением на аккумуляторе. Осциллограммы токов и напряжений в полной однофазной мостовой схеме УВН приведены на рис. 12.4.

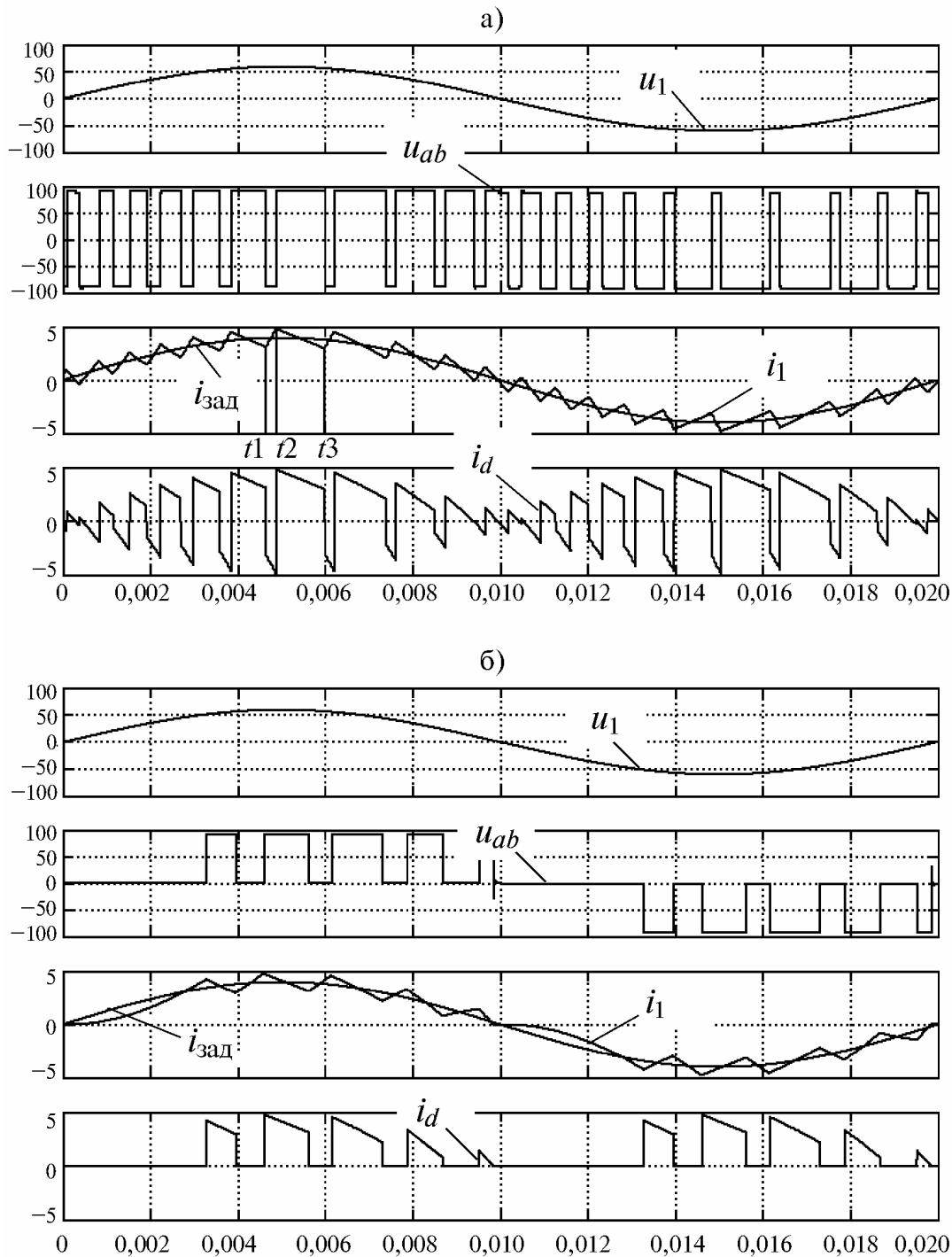


Рис. 12.4. Осциллограммы токов и напряжений в однофазной мостовой схеме при симметричном (а) и несимметричном (б) управлении

Если в момент t_1 при положительной полуволне напряжения (см. рис. 12.4 а) включить транзисторы $V3$, $V4$, то ток пойдет по контуру: «+» аккумулятора, $V3$, «-» источника переменного напряжения, «+» источника переменного напряжения, L , $V4$, «-» аккумулятора. Ток в индуктивности L нарастает. При этом полярность в точке b «+», а в точке a «-». Зададим максимальные и минимальные значения тока не постоянными, а изменяющимися, например, по синусоиде, совпадающей по фазе с напряжением u_1 . При достижении в момент t_2 заданного значения тока $i_{\text{зад.мах}}$ транзисторы $V3$, $V4$ выключаются, и на индуктивности L возникает ЭДС самоиндукции u_L со знаками, указанными на рис. 12.3. Под действием суммарного напряжения ($u_1 + u_L$) происходит заряд конденсатора и аккумулятора (участок $t_2 - t_3$) по цепи: «+» источника переменного напряжения, L , $VD1$, «+» аккумулятора, «-» аккумулятора, $VD2$, «-» источника переменного напряжения. На этом участке напряжение между точками a и b меняет знак, так как эти точки подключаются вентилями к другим шинам. При спаде тока i_1 до заданного значения $i_{\text{зад.мин}}$ транзисторы $V3$, $V4$ включаются снова, процессы повторяются.

При подаче на вход отрицательной полуволны напряжения u_1 процессы происходят аналогично, но ток проходит через транзисторы $V1$ и $V2$, когда энергия запасается в индуктивности L , и диоды $VD3$, $VD4$ при отдаче запасенной энергии в нагрузку.

При симметричном способе управления напряжение на зажимах стоек моста u_{ab} формируется двуполярное (двуполярная модуляция) в отличие от рис. 12.2 в. Как и в преобразователях постоянного напряжения, в УВН применимо несимметричное и поочередное управление, при котором форма напряжения будет соответствовать рис. 12.4 б (аналогичен рис. 12.2 в) и модуляция будет однополярной.

При несимметричном управлении и положительной полуволне входного напряжения u_1 постоянно включается нижний транзистор одной из стоек полумоста, например, $V2$ ($V3$ всегда выключен). Включение другого нижнего транзистора $V4$ приводит к возникновению короткого замыкания в цепи и ток i_1 пойдет по контуру: «+» источник переменного напряжения, L , $V4$, $VD2$, «-» источник переменного напряжения (см. рис. 12.3). Ток i_1 в индуктивности L нарастает (см. рис. 12.4 б). При достижении током i_1 заданного значения $i_{\text{зад.мах}}$ транзистор $V4$ выключается и в проводящее состояние переходит $V1$, на индуктивности L возникает ЭДС самоиндукции u_L со знаками, указанными на рис. 12.3. Под действием суммарного напряжения ($u_1 + u_L$) через обратные диоды $VD1$, $VD3$ происходит заряд конденсатора C_d и аккумулятора E . При спаде тока i_1 до заданного значения $i_{\text{зад.мин}}$ транзистор $V1$ снова выключается, а $V4$ – включается, процессы повторяются. При подаче на вход отрицательной полуволны напряжения u_1 процессы происходят аналогично, но ток проходит через другие вентили.

Как видно из рис. 12.4, при несимметричном способе управления форма тока i_1 , формируемого управляемым выпрямителем напряжения, сильнее искажается в моменты времени перехода напряжения u_1 через нуль по сравнению с симметричным управлением, т.к. при малых входных напряжениях отсутствует источник энергии для запасаения энергии в дросселе L . При симметричном способе управления данная энергия поглощается из конденсатора C_d или аккумулятора E , поэтому форма тока i_1 становится практически синусоидальной.

Рассмотрим еще работу однофазного управляемого выпрямителя напряжения по полумостовой схеме (с удвоением напряжения или с нагрузкой в виде разделенной противо-ЭДС), приведенного на рис. 12.5.

Рассмотрим вначале работу этой схемы при запертых (отсутствующих) транзисторах. Пусть на вход схемы подается переменное напряжение u_1 . На

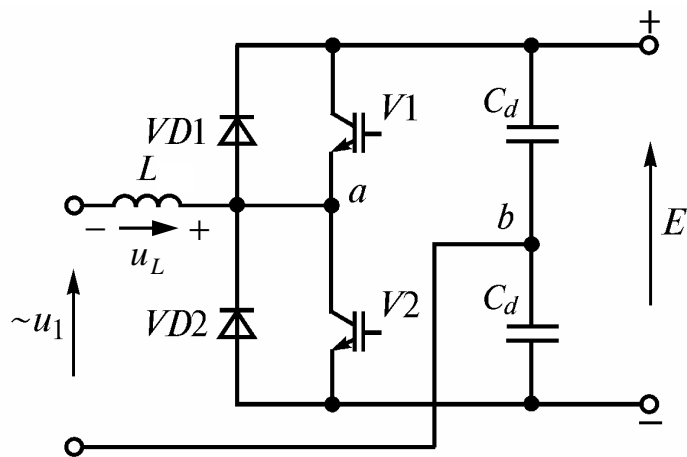


Рис. 12.5. Однофазная полумостовая схема

выходе включены конденсаторы, при заряде которых создается противо-ЭДС, разделенная на две части. При положительных полупериодах заряжается один конденсатор, а при отрицательных второй. Так как каждый из конденсаторов может зарядиться до амплитуды переменного напряжения $\sqrt{2}U_1$, то на выходе на холостом ходу можно получить напряжение $2\sqrt{2}U_1$.

Для нормальной работы схемы в режиме управляемого выпрямителя напряжения необходимо, чтобы каждая половина противо-ЭДС была больше амплитуды напряжения на входе $(E/2) > U_{1m}$. При этом тока в цепи не будет. Если в момент t_1 при положительной полуволне напряжения (рис. 12.6) включить транзистор $V2$ (см. рис. 12.5), то в цепи возникнет короткое замыкание, и ток пойдет по контуру: «+» источника переменного напряжения, L , $V2$, нижний конденсатор C_d , «-» источника переменного напряжения. Ток i_1 в индуктивности L начнет нарастать. Зададим максимальные и минимальные значения тока изменяющимися по синусоиде, совпадающей по фазе с напряжением u_1 . При достижении в момент t_2 заданного значения тока $i_{\text{зад.макс}}$ транзистор $V2$ выключается, и на индуктивности L возникает ЭДС самоиндукции u_L со знаками, указанными на рис. 12.5. Под действием суммарного напряжения $(u_1 + u_L)$ происходит заряд верхнего конденсатора C_d и аккумулятора E (участок $t_2 - t_3$). При спаде тока i_1 до заданного значения $i_{\text{зад.мин}}$ $V2$ включается снова, процессы повторяются.

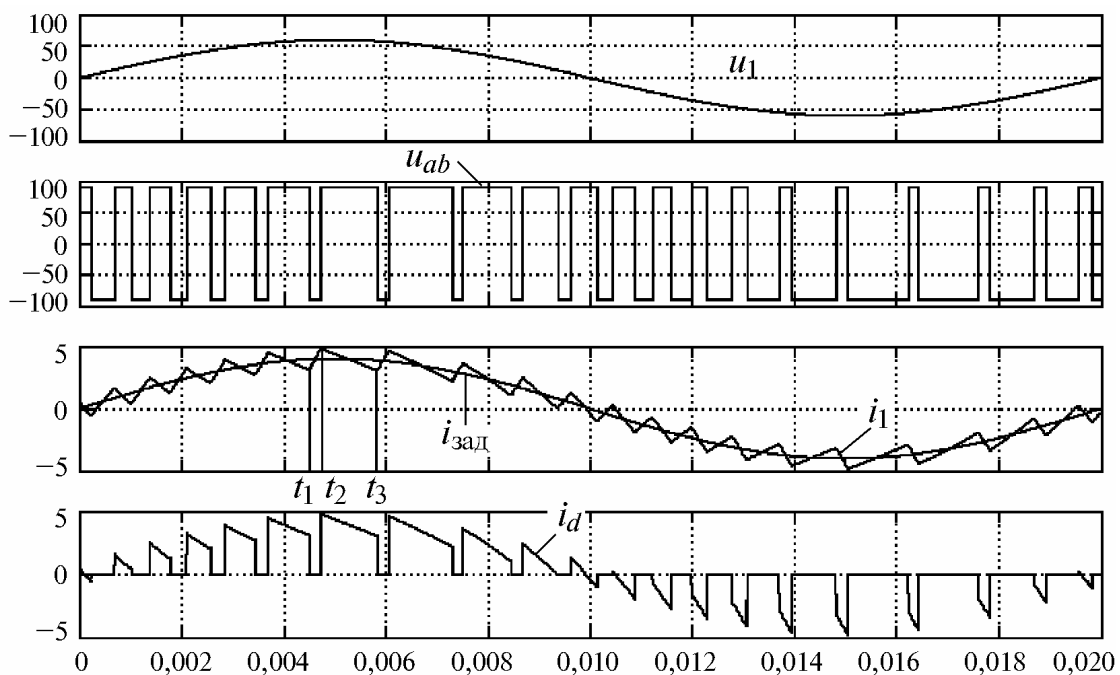


Рис. 12.6. Осциллограммы токов и напряжений в однофазной полумостовой схеме

При подаче на вход отрицательной полуволны напряжения u_1 процессы происходят аналогично, но ток проходит через транзистор $V1$ и верхний конденсатор C_d , когда энергия запасается в индуктивности L , и диод $VD2$ и нижний конденсатор C_d при отдаче запасенной энергии в нагрузку.

Трехфазная мостовая схема, как показано на рис. 12.7, может быть выполнена на базе трех однофазных полумостовых схем (с разделенным источником противо-ЭДС). При этом процессы в них практически не отличаются от рассмотренных. Трехфазная мостовая схема может быть выполнена и без разделения источника питания.

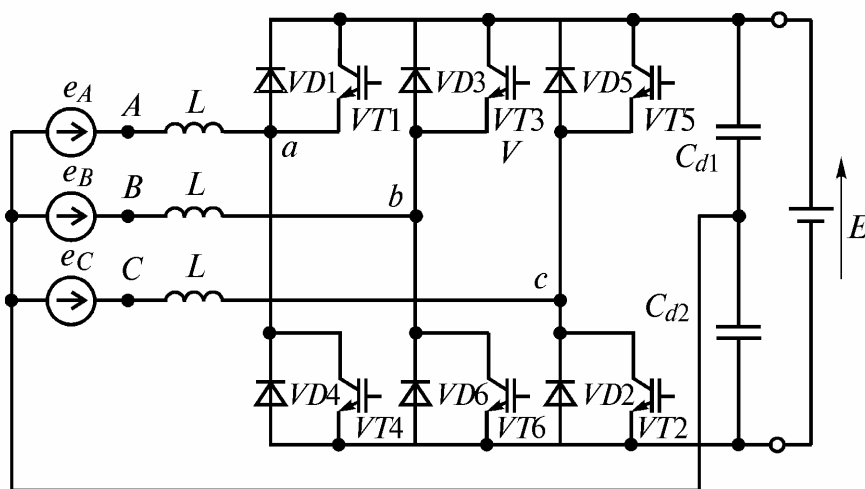


Рис. 12.7. Трехфазная мостовая схема управляемого выпрямителя напряжения

Реакторы на входе всех схем управляемых выпрямителей напряжения являются обязательными элементами схемы, так как именно в них происходит накопление энергии, необходимой для повышения напряжения. Их роль могут выполнять индуктивности рассеяния трансформатора, включенного между сетью и входом вентильного моста.

Если заданный ток совпадает с напряжением питания по форме и по фазе, то $\cos \varphi = 1$, и схема обладает высокими энергетическими показателями. Для регулирования напряжения на выходе достаточно изменять амплитуду заданного тока $i_{\text{зад}}$. При этом сохраняется высокий $\cos \varphi$.

Вместо рассмотренного релейного регулирования может применяться ШИМ. При этом формируется гладкая составляющая напряжения на зажимах ab (см. рис. 12.3, 12.5) так, чтобы под действием разности этого напряжения и напряжения сети протекал синусоидальный ток, сдвинутый на заданный угол, например, на угол равный нулю.

Таким образом, управляемые выпрямители напряжения позволяют потреблять из сети ток заданной формы и обеспечивать при регулировании $\cos \varphi = 1$.

Чем меньше разница между максимальными и минимальными значениями формируемого тока, то есть, чем меньше допустимые отклонения тока от заданного значения, тем выше частота коммутации и больше коммутационные потери. Одновременно уменьшается амплитуда и растет частота высших гармоник тока. Поэтому приходится искать оптимальные соотношения.

Контрольные вопросы

1. В чем отличие управляемых выпрямителей тока и управляемых выпрямителей напряжения?
2. На каких элементах выполняются управляемые выпрямители напряжения?
3. По каким схемам выполняются управляемые выпрямители напряжения?
4. Поясните процессы, происходящие в различных схемах УВН.
5. Каково назначение реакторов на входе УВН?
6. Каково главное преимущество УВН?
7. Какие способы регулирования напряжения применяются в УВН?

12.2. Обратимые преобразователи напряжения АИН–УВН

Если сравнить схемы управляемых выпрямителей напряжения и автономных инверторов напряжения (см. например, рис. 12.1 б и рис. 11.8 а), то можно увидеть, что они идентичны. Их различие состоит в том, что в управляемых выпрямителях напряжения на входе действует источник пе-

ременного напряжения, а нагрузкой является против-ЭДС; в автономных инверторах напряжения на входе действует источник постоянного напряжения, а на выходе нагрузка, роль которой может выполнять двигатель или сеть переменного напряжения (их против-ЭДС). Если автономный инвертор работает на сеть переменного напряжения, в которой есть другие источники переменного напряжения, то частота и величина напряжения на его выходе определяются напряжением этой сети. Таким образом, автономный инвертор как бы превращается в ведомый.

Следовательно, управляемый выпрямитель напряжения и автономный инвертор напряжения являются обратимыми преобразователями напряжения. Иными словами **обратимый преобразователь напряжения (ОПН)** может работать в выпрямительном и инверторном режиме, передавая энергию из сети переменного тока в цепь постоянного и обратно, то есть, меняя направление потока мощности [7]. При этом **изменяется направление тока при неизменной полярности напряжения**. Обратите внимание на то, что в однокомплектном рекуперирующем тиристорном преобразователе, работающем в выпрямительном и инверторном режиме, также обеспечивается изменение направления потока мощности. Но при этом **изменяется полярность напряжения при неизменном направлении тока**.

В п. 11.5.5 было показано, как можно сформировать на выходе АИН ток нужной частоты и величины.

ОПН могут применяться в двух случаях:

1) для получения постоянного напряжения от сети переменного с возможностью рекуперации энергии;

2) для питания асинхронного двигателя от сети постоянного напряжения с возможностью регулирования скорости и рекуперативного торможения.

В первом случае основным является выпрямительный режим, а инверторный – вспомогательным; во втором случае основным является инверторный режим, а выпрямительный – вспомогательным. В первом случае частота и напряжение на выходе инвертора определяются частотой и напряжением сети, и автономный инвертор превращается как бы в ведомый. Во втором случае частота и напряжение на выходе инвертора определяются системой управления и регулируются ею. В ОПН напряжение в цепи постоянного тока с помощью системы автоматического регулирования обычно поддерживается постоянным или при переходе из одного режима в другой изменяется в небольших пределах. В отличие от обычного ведомого инвертора коммутация в автономном инверторе, работающем на сеть переменного тока, в которой есть другие источники энергии, осуществляется не за счет энергии сети, а с помощью полностью управляемых ключей.

В ОПН для формирования переменного тока может применяться как ШИМ, так и релейное регулирование.

На рис. 12.8 приведены осциллограммы токов и напряжений в однофазном мостовом ОПН при его работе в выпрямительном и инверторном режиме и релейном регулировании с симметричным способом управления вентилей. На осциллограммах видно, что преобразователь работает с углом сдвига между напряжением и током, потребляемым из сети, равным 0° , или возвращаемым в сеть, равным 180° , при высокой синусоидальности тока.

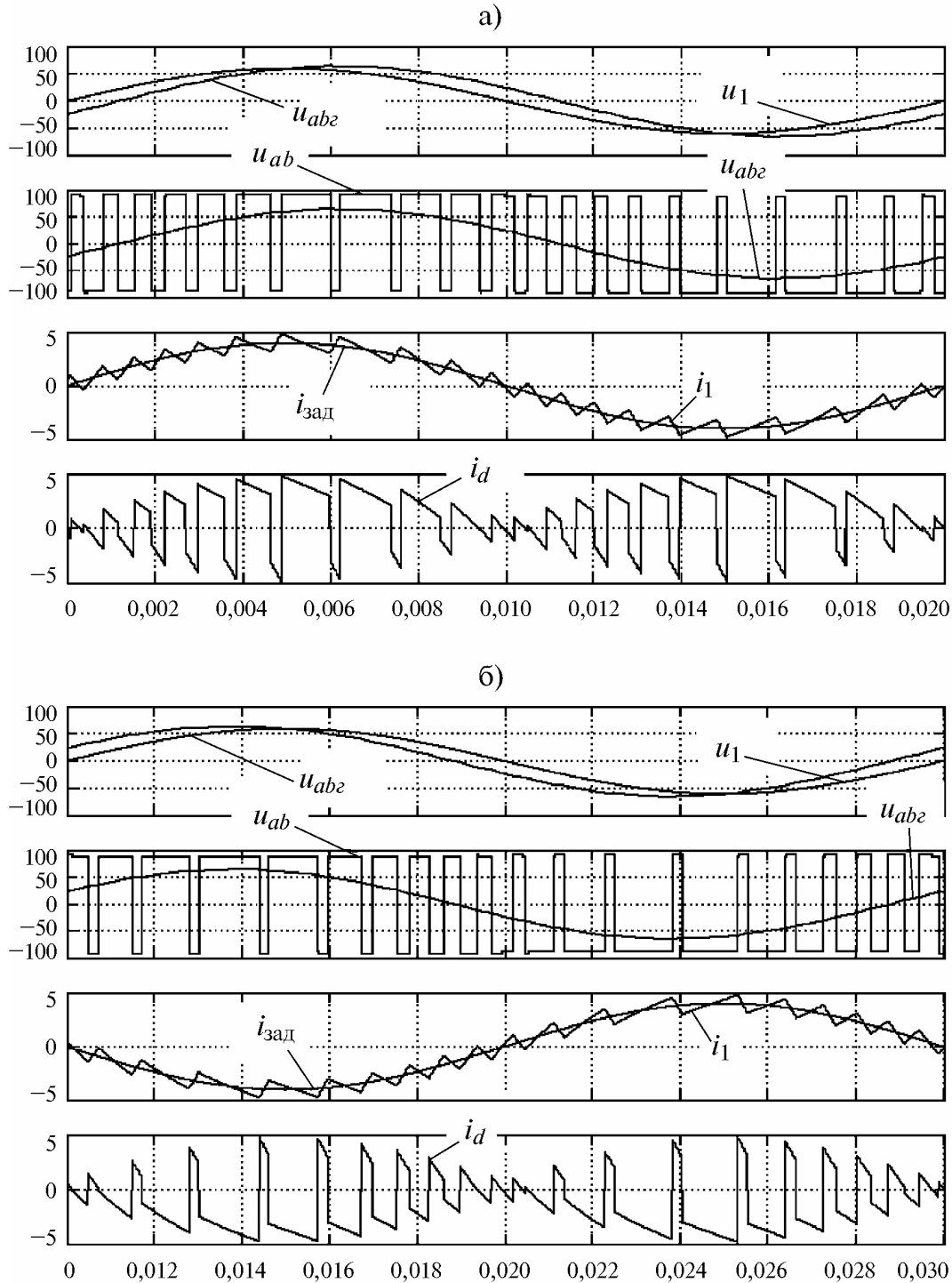


Рис. 12.8. Осциллограммы токов и напряжений в однофазной мостовой схеме в выпрямительном (а) и инверторном (б) режимах

Контрольные вопросы

1. Что такое обратимый преобразователь напряжения АИН–УВН?
2. В чем особенность работы АИН в ОПН, питающемся от сети?
3. В чем состоят энергетические преимущества ОПН?
4. В каких случаях могут применяться ОПН?

12.3. Анализ процессов в обратимых преобразователях напряжения при формировании токов, потребляемых из сети

Управляемый преобразователь напряжения работает, как описано выше, только при выполнении определенных условий. Рассмотрим процессы вначале на примере обратимого однофазного мостового преобразователя напряжения [16].

Если принять допущение об идеальности всех элементов, то должен выполняться баланс мощностей на входе и выходе схемы

$$U_1 I_1 \cos \varphi = U_d I_d = \frac{U_d^2}{R_d}. \quad (12.1)$$

Здесь U_1 – напряжение питающей сети; I_1 – ток, потребляемый из сети (или отдаваемый в сеть); U_d – выпрямленное напряжение (или инвертируемое напряжение); I_d – выпрямленный (или инвертируемый) ток; φ – угол сдвига между напряжением сети и током, потребляемым из сети (или отдаваемым в сеть).

При выполнении равенства (12.1) одновременно не должно нарушаться соотношение

$$U_d > U_{1m}, \quad (12.2)$$

где U_{1m} – амплитуда напряжения сети.

Если нарушится соотношение (12.2), то нарушается описанная работа схемы. Поэтому в области нормальной эффективной работы управляемого выпрямителя напряжения должно выполняться соотношение (12.2).

Таким образом, управляемый выпрямитель напряжения регулирует выпрямленное напряжение выше выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя, работающего на емкость, а управляемый выпрямитель тока ниже выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя. Иными словами управляемые выпрямители тока позволяют только понижать напряжение, управляемые выпрямители напряжения, как правило, позволяют только повышать напряжение.

Если транзисторы не включаются, то выпрямленное напряжение равно выпрямленному напряжению неуправляемого выпрямителя, работающего на емкость. Если транзисторы включать с углом управления $\alpha = 180^\circ$, то они будут переходить в проводящее состояние одновременно с диодами,

которые они шунтируют, и будут проводить 180° , то работа выпрямителя не изменится. Внешняя характеристика выпрямителя, работающего на емкостной фильтр, при большой индуктивности в цепи переменного тока весьма круто падающая.

Равенство (12.1) будет справедливо, если задать форму тока, потребляемого из сети или передаваемого в сеть переменного тока. Используя датчики тока и систему автоматического регулирования, можно формировать входной ток заданной формы $i_{зад}$. Формируемая синусоида тока $i_{зад}$ сравнивается с током i_1 , получаемым от датчика тока, и их разность подается на модулятор, который формирует управляющие импульсы для транзисторов. Схемные решения будут рассмотрены позже.

На рис. 12.9 представлена схема замещения ОПН. В выпрямительном режиме энергия передается из сети переменного напряжения в цепь постоянного, в инверторном – наоборот. В схеме замещения учтено активное сопротивление R реактора P

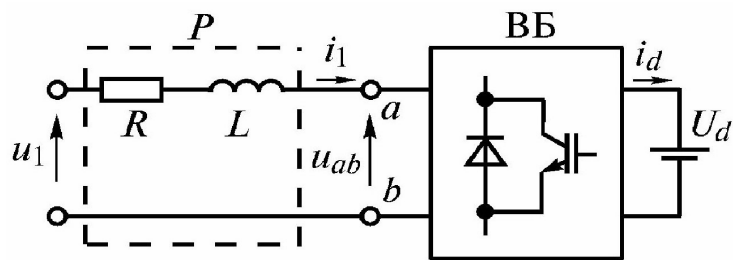


Рис. 12.9. Схема замещения однофазного ОПН

в цепи переменного тока, а вентили по-прежнему приняты идеальными. Либо можно считать, что их сопротивление в проводящем состоянии входит в R . Тогда уравнение баланса мощностей на входе и выходе схемы с учетом потерь в реакторе преобразуется к виду

$$U_1 I_1 \cos \varphi = U_d I_d + I_1^2 R. \quad (12.3)$$

Энергетически наиболее целесообразно в выпрямительном режиме (при потреблении энергии из сети) иметь на входе $\cos \varphi = 1$, а в инверторном режиме (при отдаче энергии в сеть) $\cos \varphi = -1$. В дальнейшем рассмотрим только эти случаи. Тогда уравнение (12.3) запишется так

$$\pm U_1 I_1 = U_d I_d + I_1^2 R. \quad (12.4)$$

Знак «+» соответствует выпрямительному режиму, а «-» инверторному. Перейдем от действующих к амплитудным значениям токов и напряжений

$$\pm \frac{U_{1m} I_{1m}}{2} = U_d I_d + \frac{I_{1m}^2}{2} R. \quad (12.5)$$

Все соотношения удобнее получить в относительных единицах. Перейдем к относительным единицам, приняв за базовые величины амплитуду напряжения сети U_{1m} , амплитуду сетевого тока при коротком замыкании за реактором $I_{1m.max}$ и полное внутреннее сопротивление фазы Z , определяемое параметрами реактора. Полное внутреннее сопротивление фазы

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}, \quad (12.6)$$

а амплитуда тока, потребляемого из сети при коротком замыкании за реактором,

$$I_{1m.\max} = \frac{U_{1m}}{Z}. \quad (12.7)$$

Отсюда

$$\frac{I_d}{I_{1m.\max}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{1m}}{I_{1m.\max}} \cdot \frac{1}{\frac{U_d}{U_{1m}}} \cdot \left(\pm 1 - \frac{I_{1m}}{I_{1m.\max}} \cdot \frac{R}{Z} \right). \quad (12.8)$$

Введем обозначения для относительных величин:

$$I_{1m}^* = \frac{I_{1m}}{I_{1m.\max}}; \quad I_{d^*} = \frac{I_d}{I_{1m.\max}}; \quad r_* = \frac{R}{Z}; \quad U_{d^*} = \frac{U_d}{U_{1m}}. \quad (12.9)$$

Тогда, при записи через принятые относительные величины

$$I_{d^*} = \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{1m}^*}{U_{d^*}} \cdot (1 \pm I_{1m}^* \cdot r_*). \quad (12.10)$$

Здесь верхние знаки соответствуют выпрямительному режиму, а нижние – инверторному.

Выражение (12.10) позволяет связать ток на выходе выпрямителя (входе инвертора) с заданным током, потребляемым из сети (или отдаваемым в сеть).

Преобразовав выражение (12.10) можно получить уравнение внешней характеристики при заданной амплитуде тока сети

$$U_{d^*} = \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{1m}^*}{I_{d^*}} \cdot (1 \pm I_{1m}^* \cdot r_*). \quad (12.11)$$

Из уравнения (12.11) видна гиперболическая зависимость выпрямленного (инвертируемого) напряжения U_{d^*} от выпрямленного (инвертируемого) тока I_{d^*} .

Если опустить звездочки в обозначениях, то получится запись уравнения внешней характеристики в абсолютных единицах.

Рис. 12.10 иллюстрирует внешние характеристики при формировании сетевого тока с заданной амплитудой I_{1m}^* и при определенном значении $r_* = 0,1$. Из рисунка видно, что **ОПН позволяет существенно повышать постоянное напряжение при выпрямлении, а также существенно понижать переменное напряжение при инвертировании.**

Аналогичный анализ может быть проведен для полумостовой схемы (см. рис. 12.5). Формулы (12.1, 12.3 – 12.11) остаются справедливыми. Однако так как напряжение на выходе удваивается, то все соотношения будут правильными при выполнении условия

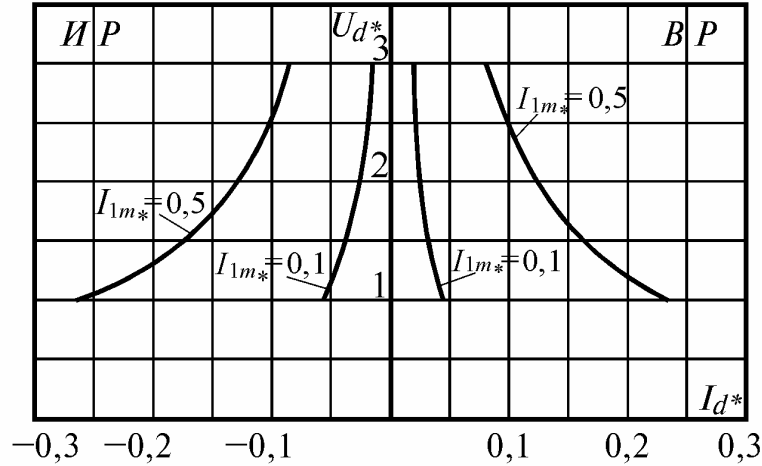


Рис. 12.10. Зависимости относительного значения выпрямленного напряжения от относительного значения выпрямленного тока при различных относительных значениях амплитуды тока, потребляемого из сети (ВР – выпрямительный режим, ИР – инверторный режим)

$$\frac{U_d}{2} > U_{1m}, \quad (12.12)$$

Трехфазная мостовая схема (см. рис. 12.7) может рассматриваться, как три однофазных полумостовых работающих на общую нагрузку. Поэтому для трехфазной мостовой схемы выражения (12.1, 12.3) преобразуются к виду:

$$3U_1 I_1 \cos \varphi = U_d I_d = \frac{U_d^2}{R_d}, \quad (12.13)$$

$$3U_1 I_1 \cos \varphi = U_d I_d + 3I_1^2 R. \quad (12.14)$$

Тогда с учетом принятых выше относительных единиц выражения (12.10) и (12.11) преобразуются к виду:

$$I_{d*} = \pm \frac{3}{2} \cdot \frac{I_{1m*}}{U_{d*}} \cdot (1 \pm I_{1m*} \cdot r_*), \quad (12.15)$$

$$U_{d*} = \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{1m*}}{I_{d*}} \cdot (1 \pm I_{1m*} \cdot r_*). \quad (12.16)$$

При этом также должно выполняться условие (12.12).

Если условия (12.2, 12.12) не выполняются, то в некоторой области сохраняется работоспособность схемы, но при ухудшении синусоидальности сетевого тока.

Проведенный анализ подтверждает работоспособность ОПН при формировании сетевого тока и определяет область существования нормальных режимов работы. **Непосредственное задание сетевого тока возможно только при релейном регулировании.** При задании тока приходится при-

менять обратную связь по току. Без нее ОПН неработоспособен в отличие от всех ранее изученных преобразователей.

Полученные внешние характеристики очень неудобны. Поэтому ОПН применяется только при введении второй обратной связи по напряжению, обеспечивающей жесткость внешних характеристик.

12.4. Анализ процессов в обратимых преобразователях напряжения при ШИМ

Рассмотрим теперь, как формировать напряжение при ШИМ, чтобы обеспечить те же возможности регулирования. Анализ проведем методом основной гармоники вначале для однофазной мостовой схемы. Схема рис. 12.11 а может быть преобразована в эквивалентную схему рис. 12.11 б, если учесть, что на входе вентильного моста действует основная гармоника напряжения (гладкая синусоидальная составляющая) $U_{авз}$ (см. рис. 12.8).

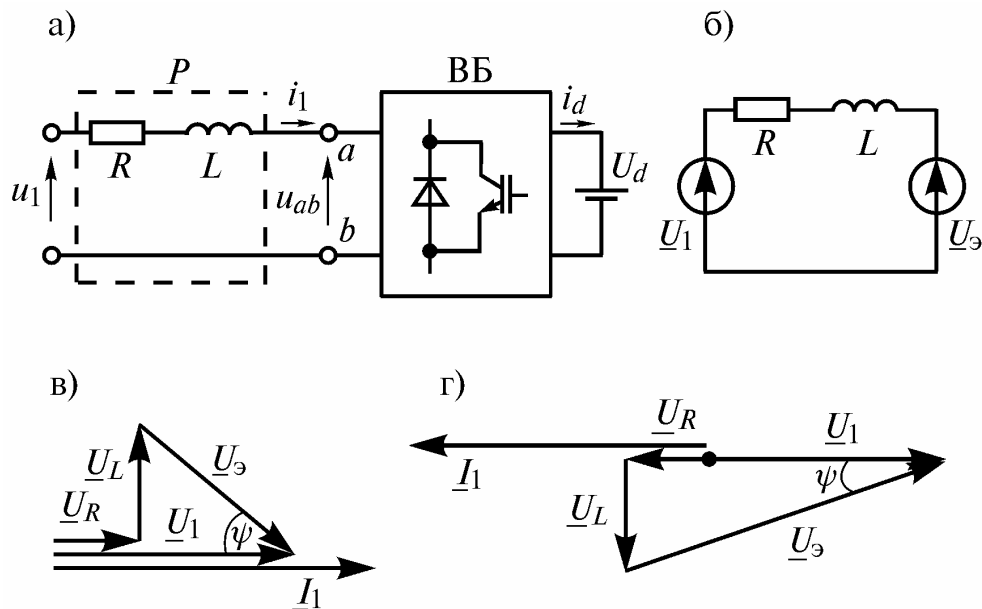


Рис. 12.11. Схема замещения однофазного ОПН (а), эквивалентная схема (б) и векторные диаграммы для выпрямительного (в) и инверторного (г) режимов

Назовем это напряжение эквивалентным напряжением U_3 . Тогда максимальная амплитуда этого напряжения равна U_d , а действующее значение напряжения U_3 с учетом глубины модуляции μ (см. п. 11.5.3)

$$U_3 = \frac{\mu U_d}{\sqrt{2}}. \quad (12.17)$$

На рис. 12.11 в – г построены векторные диаграммы для выпрямительного режима, когда энергия передается от U_1 к U_3 , и для инверторного ре-

жима, когда энергия передается от U_3 к U_1 . В соответствии с векторными диаграммами и формулой (12.17)

$$(U_1 \pm I_1 R)^2 + (I_1 \cdot \omega L)^2 = \left(\frac{\mu U_d}{\sqrt{2}} \right)^2. \quad (12.18)$$

Здесь знак « \leftarrow » соответствует выпрямительному режиму, а « \rightarrow » – инверторному.

Перейдем от действующих к амплитудным значениям. Тогда (12.18) приведет к виду

$$(U_{1m} \pm I_{1m} R)^2 + (I_{1m} \cdot \omega L)^2 = (\mu U_d)^2. \quad (12.19)$$

Если раскрыть скобки и разделить все члены выражения на U_{1m}^2 , то, учитывая (12.6) получим

$$1 \pm 2R \cdot \frac{I_{1m}}{U_{1m}} + \frac{I_{1m}^2 Z^2}{U_{1m}^2} = \mu^2 \cdot \left(\frac{U_d}{U_{1m}} \right)^2. \quad (12.20)$$

С учетом (12.7) уравнение (12.20) перепишется в виде

$$1 \pm 2 \cdot \frac{R}{Z} \cdot \frac{I_{1m}}{I_{1m.\max}} + \left(\frac{I_{1m}}{I_{1m.\max}} \right)^2 = \mu^2 \cdot \left(\frac{U_d}{U_{1m}} \right)^2. \quad (12.21)$$

Если учесть принятые относительные величины, то с учетом (12.9) уравнение (12.21) запишется в виде

$$1 \pm 2 \cdot r_* \cdot I_{1m}^* + I_{1m}^{*2} = \mu^2 U_d^{*2}. \quad (12.22)$$

Уравнение (12.22) определяет требуемую глубину модуляции μ для получения сетевого тока с заданной амплитудой I_{1m} при данном значении U_d^* и величине r_* . Однако, остается неизвестной фаза модулирующего (управляющего) напряжения.

Для определения фазы управляющего напряжения найдем угол сдвига ψ между напряжением сети и эквивалентным напряжением U_3 по векторным диаграммам (см. рис. 12.11 в – г). Из треугольников напряжений найдем

$$\operatorname{ctg} \psi = \frac{U_1 \pm U_R}{U_L}, \quad (12.23)$$

где U_L и U_R – падение напряжения на индуктивности и активном сопротивлении реактора. Верхний знак соответствует выпрямительному режиму. После преобразований получим

$$\operatorname{ctg} \psi = \frac{1}{\frac{I_{1m}}{I_{1m.\max}}} \cdot \frac{Z}{\omega L} \pm \frac{R}{\omega L}. \quad (12.24)$$

Имеют смысл только малые значения R , так как с ростом R резко падает КПД. Тогда $Z \approx \omega L$. Если учесть принятые относительные величины, то с учетом (12.9) и малости R уравнение (12.24) запишется в виде

$$\operatorname{ctg} \psi \approx \frac{1}{I_{1m}^*} \pm r_*. \quad (12.25)$$

При этом, судя по векторным диаграммам, в выпрямительном режиме напряжение U_3 отстает от напряжения U_1 , то есть угол ψ отрицательный, а в инверторном режиме U_3 опережает U_1 , следовательно, угол ψ положительный.

Таким образом, можно с помощью ШИМ сформировать напряжение U_3 нужной величины и фазы так, чтобы обеспечить протекание тока требуемой величины при $\cos \varphi = \pm 1$.

На рис. 12.12 приведены осциллограммы токов и напряжений в однофазном мостовом ОПН при его работе в выпрямительном и инверторном режиме и ШИМ. На осциллограммах видно, что преобразователь работает с углом сдвига между напряжением и током, потребляемым из сети, равным 0° , или возвращаемым в сеть, равным 180° , при высокой синусоидальности тока.

В однофазной полумостовой схеме максимальная амплитуда эквивалентного U_3 напряжения равна $(U_d/2)$. Тогда выражение (12.17) запишется в виде

$$U_3 = \frac{\mu U_d}{2\sqrt{2}}. \quad (12.26)$$

После соответствующих преобразований формула (12.22) для однофазной полумостовой схемы запишется

$$1 \pm 2 \cdot r_* \cdot I_{1m}^* + I_{1m}^{*2} = \mu^2 \cdot (U_d/2)^2. \quad (12.27)$$

Формула (12.25) остается справедливой и для этой схемы.

Так как трехфазная мостовая схема при формировании средних за период несущей частоты напряжений на выводах по отношению к средней точке источника питания (см. гл. 11) может рассматриваться как три параллельно работающие однофазные полумостовые схемы, то формулы (12.25 – 12.27) справедливы и для этого случая.

В симметричной трехфазной системе первая гармоника тока, протекающая по нулевому проводу равна нулю. Поэтому величины, полученные при расчете по первой гармонике в схеме (см. рис. 12.7), не изменятся, если оборвать провод, соединяющий среднюю точку источника питания и нуль сети. Тогда схема (см. рис. 12.7) превратится в обычную трехфазную мостовую схему. Это изменение повлияет только на высшие гармоники, то есть изменит коэффициент гармоник тока, потребляемого из сети.

Если задано U_{d^*} и принято максимальное значение μ , то по формулам (12.22) или (12.27) можно найти I_{1m}^* , а затем по формуле (12.25) угол ψ . Величина выпрямленного тока может быть определена после этого по формулам (12.10) или (12.15).

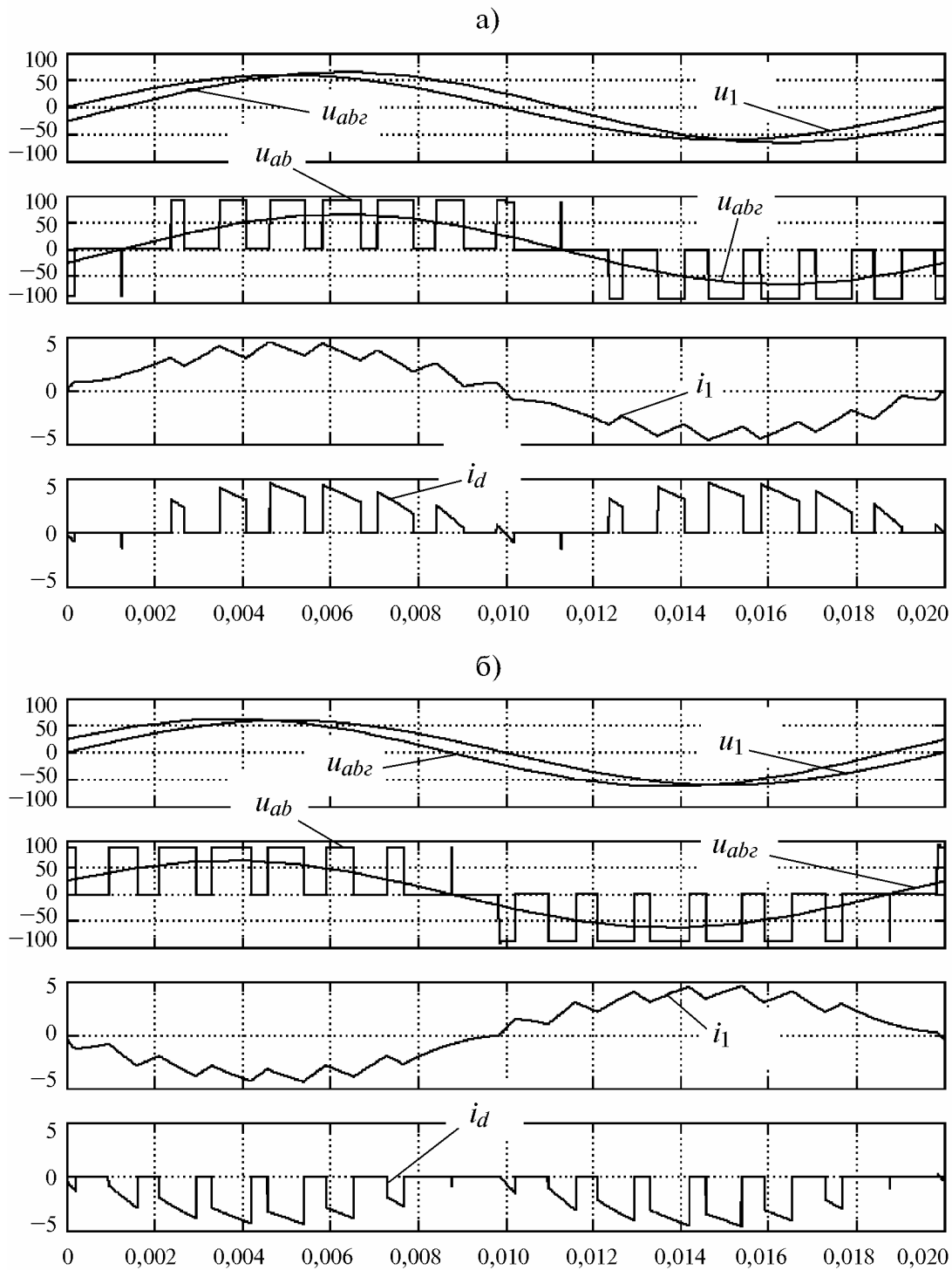


Рис. 12.12. Осциллограммы токов и напряжений в однофазной мостовой схеме при ШИМ в выпрямительном (а) и инверторном (б) режимах

12.5. Внешние и энергетические характеристики ОПН при наличии обратной связи по постоянному напряжению

Для обеспечения работоспособности ОПН необходимо введение обратной связи по постоянному напряжению. При этом внешняя характеристика

может стать практически абсолютно жесткой (в зависимости от качества регулирования), как это показано на рис. 12.13 а.

Рассмотрим теперь энергетические показатели. Коэффициент мощности χ и $\cos \varphi$ могут быть установлены на любом уровне, в том числе на уровне единицы (см. рис. 12.13 б).

Найдем теперь КПД обратимого преобразователя напряжения. В режиме выпрямления для однофазных схем при $\cos \varphi = 1$

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_1 I_1}. \quad (12.28)$$

Тогда с учетом (12.5) после перехода к относительным единицам получим

$$\eta = 1 - r_* \cdot I_{1m}^*. \quad (12.29)$$

Аналогично в инверторном режиме

$$\eta = \frac{U_1 I_1}{U_d I_d}. \quad (12.30)$$

Тогда с учетом (12.5) после перехода к относительным единицам получим

$$\eta = \frac{1}{1 + r_* \cdot I_{1m}^*}. \quad (12.31)$$

Можно показать, что эти формулы справедливы и для трехфазной мостовой схемы.

Из формул (12.29), (12.31) видно, что КПД падает с ростом тока потребляемого или отдаваемого в сеть. Однако эти формулы не учитывают ряд постоянных потерь, имеющих в схеме, поэтому при небольших токах и малых мощностях КПД резко снижается (см. рис. 12.13 б).

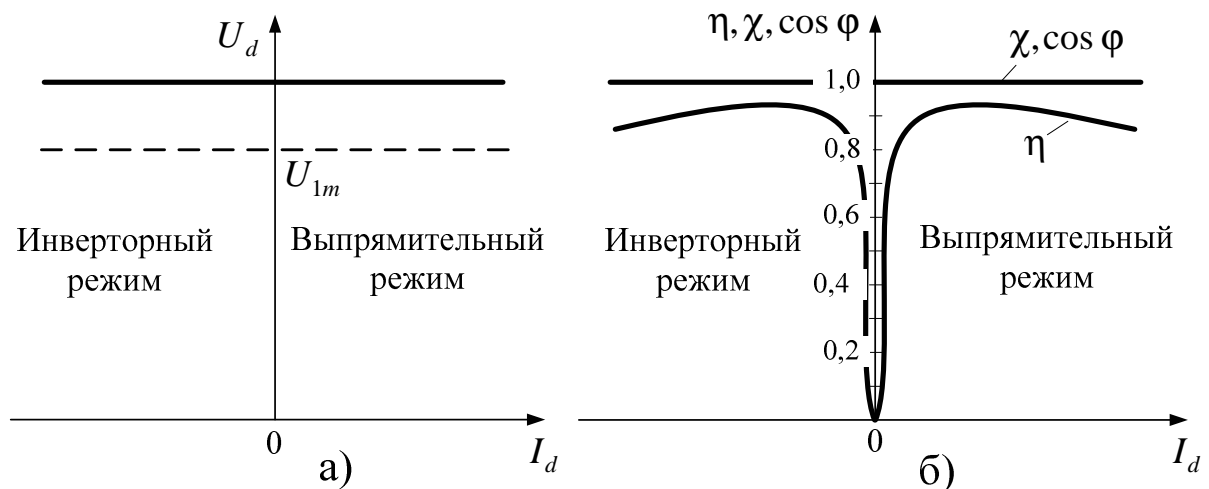


Рис. 12.13. Характеристики ОПН, охваченного обратной связью по напряжению: (а) внешние; (б) энергетические при задании $\cos \varphi = \pm 1$

Анализ формул (12.29), (12.31) показывает, что если $r_* = 0,1$ даже при токе, достигающем половину тока короткого замыкания ($I_{1m*} = 0,5$) КПД не хуже 0,95.

Контрольные вопросы

1. В каких пределах изменяется напряжение на выходе управляемого выпрямителя напряжения и управляемого выпрямителя тока?
2. Какие допущения принимаются при анализе ОПН?
3. Как происходит переход от выпрямительного режима к инверторному при релейном регулировании?
4. Как происходит переход от выпрямительного режима к инверторному при ШИМ?

12.6. Схемы управления ОПН

На рис. 12.14 приведена функциональная схема системы управления однофазного ОПН, обеспечивающей стабилизацию напряжения на нагрузке при заданном $\cos \varphi_1$ на входе с помощью релейного регулирования.

Датчик напряжения ДН1 формирует опорное напряжение синусоидальной формой $U_{оп} \sin \omega t$, которое воздействует на ячейку сдвига ЯС. В ЯС формируется синусоидальный сигнал с заданным сдвигом по фазе φ_1 , тем самым обеспечивается регулирование требуемого $\cos \varphi_1$ на входе преобразователя.

Для стабилизации выпрямленного напряжения на выходе U_d сигнал с датчика напряжения ДН2, пройдя через сглаживающий фильтр Φ , сравнивается с $U_{d.зад}$. Отклонение ΔU_d воздействует на регулятор напряжения РН, который обеспечивает расчет требуемой амплитуды заданного тока $I_{т.зад}$, потребляемого преобразователем со стороны входа. В блоке перемножения формируются мгновенные значения заданного тока $i_{зад} = I_{т.зад} \sin(\omega t + \varphi_1)$. Блок ограничения БО, воздействующий на РН, ограничивает амплитуду заданного тока $I_{т.зад}$.

В модуляторе М, состоящего из сумматора Σ и релейного элемента РЭ, сравниваются мгновенные значения фазного тока i_1 , формируемого датчиком тока ДТ1, с заданным током $i_{зад}$. За счет релейного элемента РЭ в системе задается зона неоднозначности или «токовый» коридор, в котором колеблется ток i_1 (см. рис. 12.8). Сигнал с выхода модулятора М поступает на схему распределителя импульсов РИ, выполняющую функцию распределения импульсов управления по соответствующим ключам ОПН в соответствии с требуемым законом управления (симметричный или несимметричный

ный). Драйверы в системе управления обеспечивают усиление и согласование управляющих импульсов РИ с силовыми ключами ОПН.

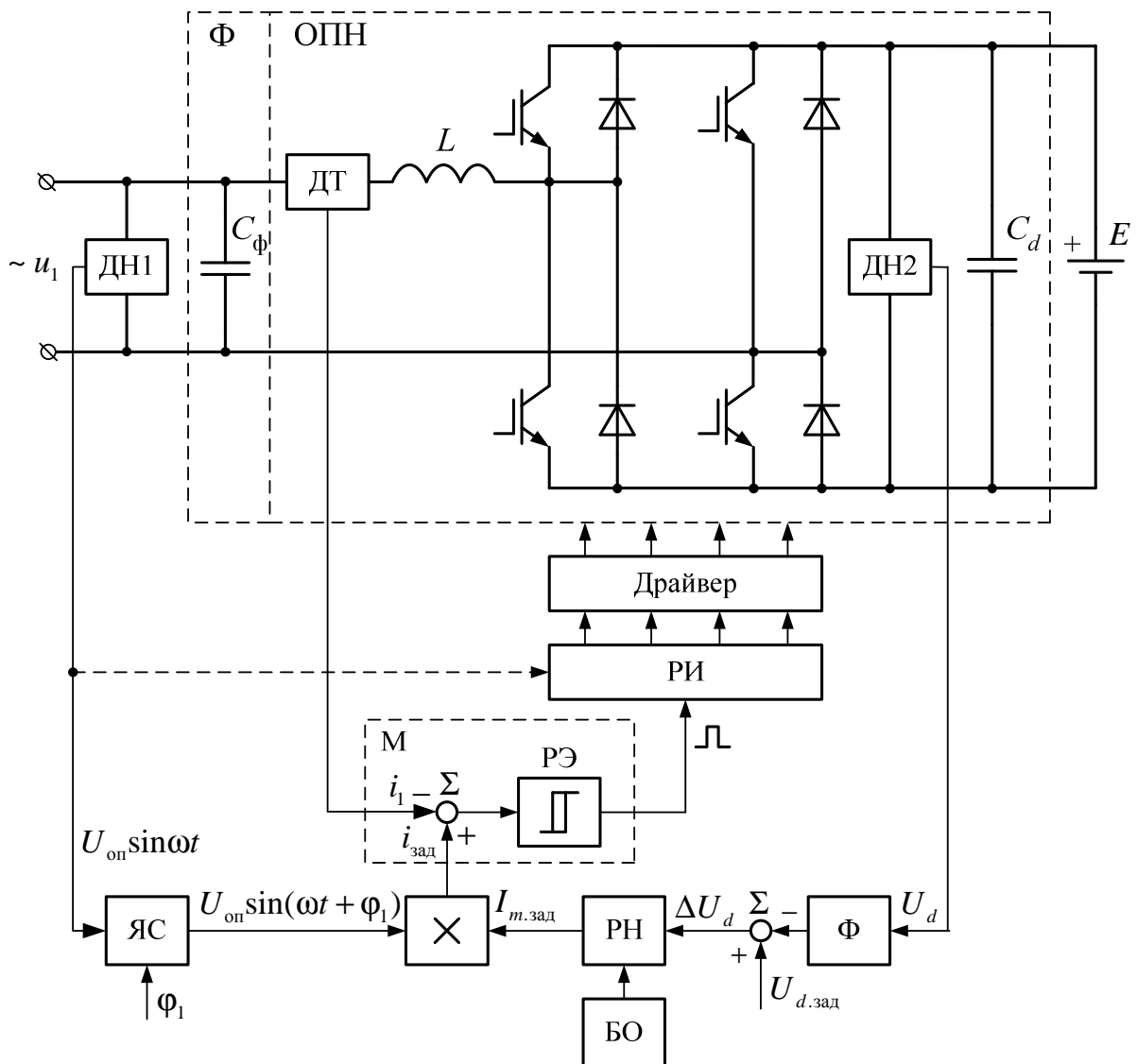


Рис. 12.14. Функциональная схема системы управления однофазного ОПН со стабилизацией выпрямленного напряжения и заданным углом сдвига первичного тока относительно напряжения сети на основе релейного регулирования

Режим работы ОПН (выпрямительный или инверторный) определяется автоматически регулятором напряжения РН. Так, например, положительное напряжение с выхода РН соответствует выпрямительному режиму, а отрицательное напряжение – инверторному, при котором изменяется фазовый сдвиг между входным напряжением и током на 180 эл.град.

Обратимый преобразователь напряжения с релейно-токовым способом регулирования относится к системам с **частотно-широотно-импульсной**

модуляцией, при которой одновременно изменяется как период, так и относительное время включения силовых ключей. Так, например, при модулирующем сигнале синусоидальной формы, частота импульсов на интервале значений, близких к амплитуде, ниже, чем на интервалах, близких к переходу синусоиды через нуль (см. рис. 12.8).

Частота коммутации вентилях зависит от зоны неоднозначности РЭ и индуктивности дросселя L . Так уменьшение зоны неоднозначности приводит к росту частоты на выходе модулятора M и, как следствие, росту коммутационных потерь в силовых ключах ОПН. С другой стороны, увеличение индуктивности дросселя L приводит к снижению частоты переключения, но неизбежно способствует росту массогабаритных показателей дросселя, а значит, и себестоимости преобразователя. Поэтому ширину «токового» коридора и величину индуктивности дросселя L следует выбирать из компромиссных соображений.

Одним из **достоинств** релейно-токового управления является его высокое быстродействие при возмущениях со стороны нагрузки, что позволяет улучшить динамические характеристики преобразователя и обеспечить их эффективную защиту от перегрузки по току. Известным **недостатком** таких систем является изменение частоты коммутации в процессе работы. Основным ограничением является необходимость использования в таких системах более «тяжелых» входных и выходных фильтров, имеющих худшие удельные массогабаритные показатели. Поэтому обычно применяют специальные меры, стабилизирующие частоту.

Одним из таких методов является переход к **широтно-импульсной модуляции**. Для этого в систему вместо релейного элемента вводится регулятор тока РТ и блок ШИМ, состоящий из генератора опорного напряжения ГОН, задающего несущую частоту ШИМ, и компаратора К, формирующего импульсный сигнал управления в результате сравнения сигнала ошибки с выхода РТ и ГОН, формирующего, например, пилообразное напряжение (рис. 12.15).

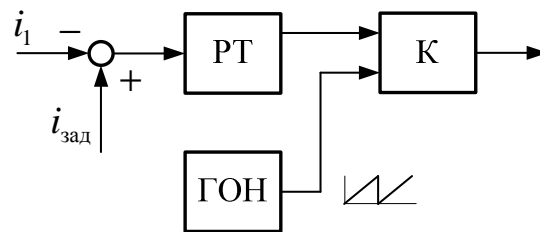


Рис. 12.15. Блок широтно-импульсной модуляции в системе с релейным регулированием

Релейная система управления трехфазным ОПН строится аналогично однофазной (см. рис. 12.14) с той лишь разницей, что в трехфазную систему управления необходимо дополнительно ввести два ДТ и ДН на входе преобразователя с целью измерения токов и напряжения в остальных фазах, два умножителя и два релейных элемента РЭ. Подобная система управления была рассмотрена в п. 11.5.5 см. рис. 11.23 при формировании фазных токов в трехфазном АИН.

На рис. 12.16 приведена функциональная схема системы управления, обеспечивающей стабилизацию напряжения на нагрузке при заданном $\cos \varphi$ на входе с помощью ШИМ. Проведенные исследования показали, что основное влияние на величину тока, потребляемого из сети, оказывает угол ψ , а основное влияние на $\cos \varphi$ оказывает глубина регулирования μ . Соответственно и вводятся связи в системе стабилизации напряжения на нагрузке и поддержания $\cos \varphi = 1$.

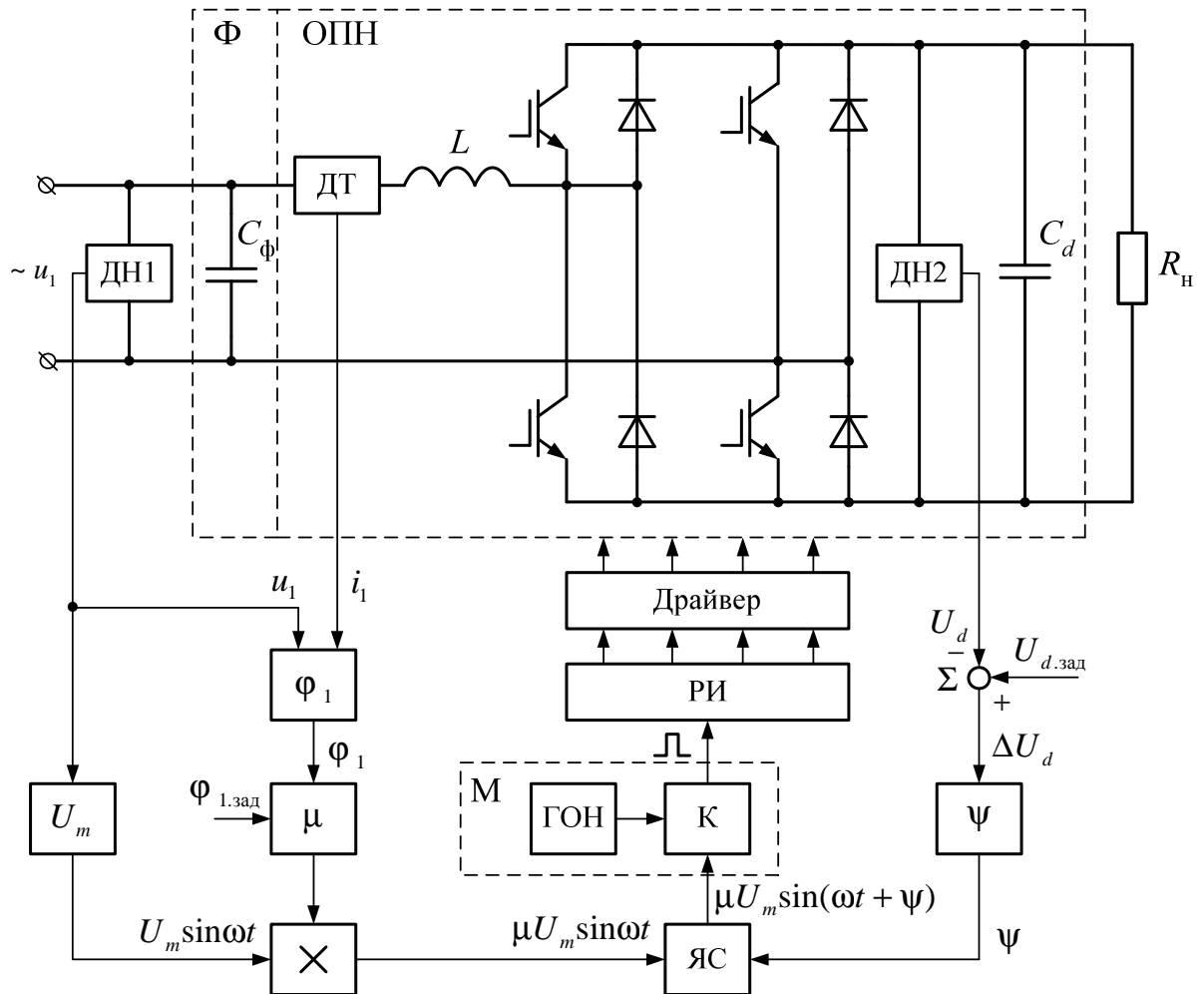


Рис. 12.16. Функциональная схема системы управления однофазного УВН со стабилизацией выпрямленного напряжения и заданным углом сдвига первичного тока относительно напряжения сети с применением ШИМ

Угол сдвига первичного тока относительно напряжения сети φ определяется в блоке φ_1 при подаче на него сигналов от датчиков тока ДТ и напряжения ДН1. В блоке μ определяется разность между заданным значением $\varphi_{1.зад}$ и измеренным значением φ_1 и уточняется требуемое значение μ . Сигнал от датчика напряжения ДН1 подается также на блок U_m , где формируются сигналы $U_m \sin \omega t$ и $\mu U_m \sin(\omega t + \psi)$.

мируется синусоидальное модулирующее напряжение с максимальной амплитудой U_m , совпадающее по фазе с напряжением сети. В блоке умножения формируется модулирующее напряжение с требуемой амплитудой $\mu U_m \sin \omega t$. Описанная часть системы обеспечивает отработку заданного угла $\varphi_{\text{зад}}$.

Для стабилизации выпрямленного напряжения сигнал с датчика напряжения ДН2 сравнивается с $U_{d.\text{зад}}$. Отклонение ΔU_d воздействует на изменение угла ψ . В ячейке сдвига ЯС требуемое модулирующее напряжение сдвигается на угол ψ . В модуляторе М, состоящего из компаратора К и генератора опорного напряжения ГОН, оно сравнивается с пилообразным напряжением. Сигнал с выхода модулятора поступает на распределитель импульсов РИ управления, а затем усиливается и согласуется по уровню с входами силовых ключей УВН при помощи драйвера. Описанная схема применима и для управления ОПН, если на стороне постоянного напряжения будет источник энергии, и при изменении режима будет изменяться $\varphi_{\text{зад}}$.

Контрольные вопросы

1. Какие сигналы требуются для работы ОПН при стабилизации выпрямленного напряжения при релейном регулировании?
2. Какие достоинства и недостатки имеют системы управления с релейно-токовым управлением?
3. Какие сигналы требуются для работы ОПН при стабилизации выпрямленного напряжения при ШИМ?

Глава 13. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

13.1. Классификация и принципы построения преобразователей частоты

Преобразователи частоты (ПЧ) предназначены для преобразования переменного напряжения одной частоты в переменное напряжение другой частоты. Преобразователи частоты для частотно-регулируемых электроприводов преобразуют электроэнергию, поступающую из сети переменного тока, в электроэнергию с меняющейся по заданным законам частотой и напряжением [32, 66, 72].

Преобразователи частоты по построению могут быть разбиты на два типа:

- а) **двухзвенные преобразователи частоты (ДПЧ);**
- б) **непосредственные преобразователи частоты (НПЧ).**

В ДПЧ первое звено представляет собой выпрямитель (управляемый или неуправляемый) с фильтром на выходе, а второе – автономный инвертор. Таким образом, нагрузка связана с сетью через два звена, и происходит двукратное преобразование энергии. Второе звено в ДПЧ может быть выполнено как на основе автономного инвертора напряжения (АИН), так и на основе автономного инвертора тока (АИТ).

ДПЧ позволяют получить на выходе частоты как меньшие, так и большие входных. Их недостаток – двойное преобразование энергии, ведущее к увеличению потерь.

НПЧ выполняются на основе реверсивных преобразователей. Однофазный НПЧ представляет собой двухкомплектный реверсивный преобразователь, на выходе которого подключена нагрузка. Каждый комплект вентиля пропускает одну полуволну тока. Трехфазный НПЧ представляет собой три реверсивных преобразователя, каждый из которых питает одну фазу нагрузки.

НПЧ позволяют получить на выходе частоты, только меньшие входных. В НПЧ происходит однократное преобразование энергии.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение ПЧ?
2. Каково построение ДПЧ?
3. Каково построение НПЧ?

13.2. Двухзвенные преобразователи частоты

13.2.1. Функциональные схемы ДПЧ

Двухзвенный преобразователь частоты на основе АИН содержит выпрямитель, сглаживающий фильтр и АИН (рис. 13.1).

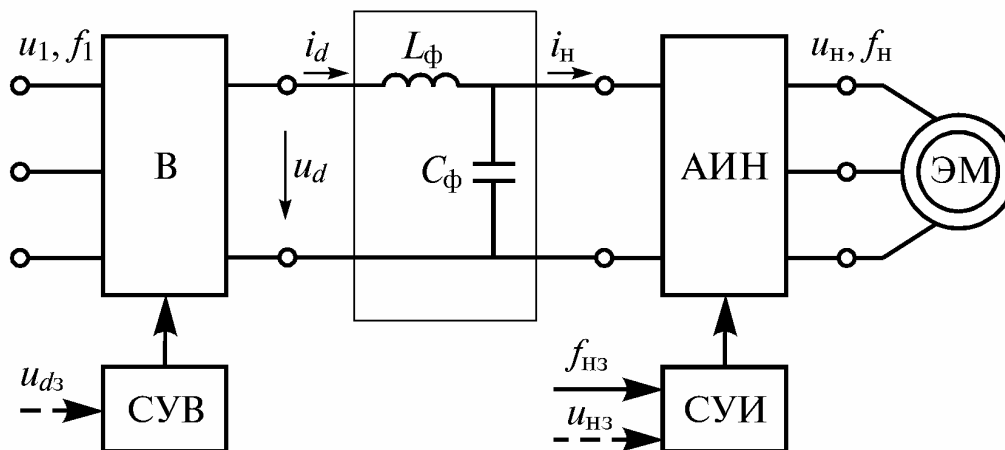


Рис. 13.1. Функциональная схема двухзвенного преобразователя частоты на основе АИН, работающего на двигатель переменного тока (В – выпрямитель; Φ – фильтр; АИН – автономный инвертор напряжения; ЭМ – электрическая машина; СУВ, СУИ – системы управления выпрямителем и автономным инвертором. Штриховой линией показаны воздействия и связи, которые могут отсутствовать)

Сглаживающий фильтр обычно представляет собой Г-образный LC -фильтр. Выпрямитель может быть управляемым и неуправляемым, если функции регулирования напряжения возлагаются на АИН. Если требуется рекуперация энергии в питающую сеть, то выпрямитель превращается в двухкомплектный реверсивный преобразователь, обеспечивающий двухсторонний энергообмен. Рекуперация энергии в питающую сеть возможна также, если вместо тиристорного двухкомплектного реверсивного преобразователя включить второй АИН, который используется в качестве обратного преобразователя напряжения.

Регулирование напряжения на выходе ПЧ на основе АИН может осуществляться как с помощью управляемого выпрямителя, так и с помощью АИН с импульсной модуляцией. Из импульсных методов регулирования выходного напряжения наибольшее распространение получили широтно-импульсное регулирование (ШИР) и широтно-импульсная модуляция (ШИМ). Частота модуляции должна быть хотя бы на порядок выше, чем наибольшая частота выходного напряжения. Частота выходного напряжения задается системой управления.

Двухзвенный преобразователь частоты на основе АИТ содержит управляемый выпрямитель, индуктивный сглаживающий фильтр и АИТ (рис. 13.2).

Управление амплитудой выходного тока осуществляется с помощью управляемого выпрямителя, управление частотой выходного тока – частотой подачи управляющих импульсов на тиристоры автономного инвертора.

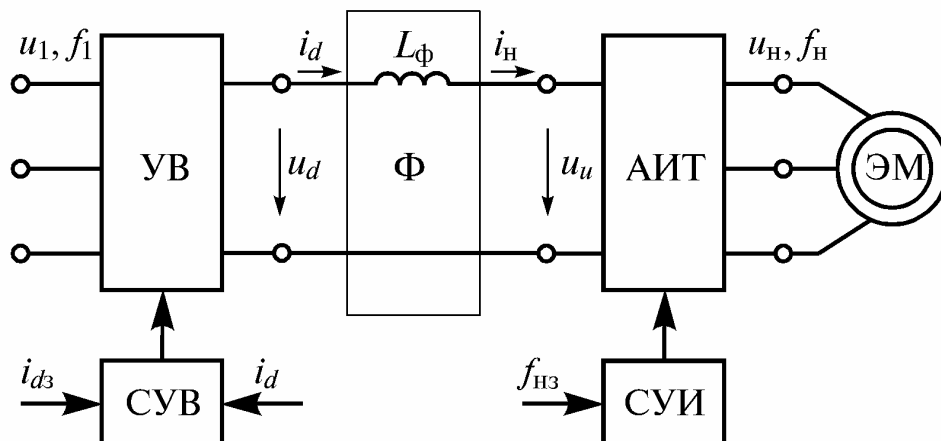


Рис. 13.2. Функциональная схема двухзвенного преобразователя частоты на основе АИТ, работающего на двигатель переменного тока (УВ – управляемый выпрямитель; Ф – фильтр; АИТ – автономный инвертор тока; ЭМ – электрическая машина; СУВ, СУИ – системы управления выпрямителем и автономным инвертором)

13.2.2. ДПЧ на основе управляемого выпрямителя и АИН

На рис. 13.3 приведена схема двухзвенного преобразователя частоты для питания асинхронного двигателя. Он состоит из управляемого выпрямителя (В), автономного инвертора (АИН), сглаживающего фильтра (СФ) и блока тормозного резистора (БТР), применяемого при торможении.

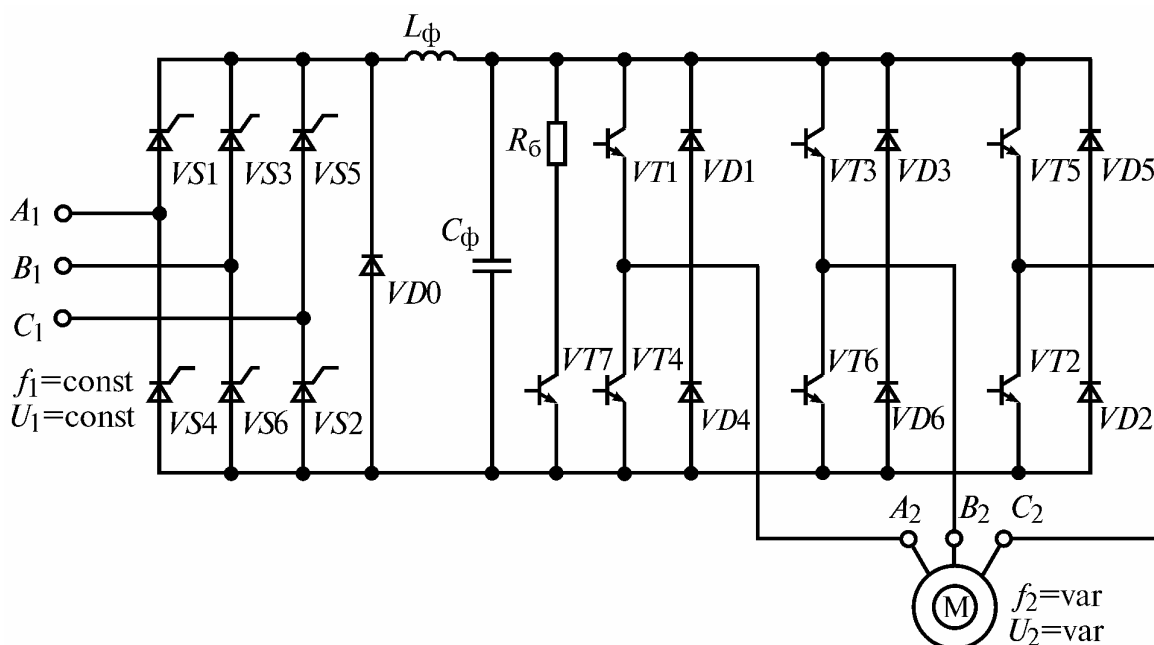


Рис. 13.3. Двухзвенный транзисторный преобразователь частоты, обеспечивающий регулирование скорости и торможение асинхронного двигателя

Управляемый выпрямитель выполнен на тиристорах $VS1 - VS6$, автономный инвертор на транзисторах $VT1 - VT6$. Фильтр $L_{\phi}C_{\phi}$ служит для сглаживания напряжения выпрямителя. Диоды $VD1 - VD6$ служат для пропуска тока при выключении транзисторов. Одновременно они играют роль обратного выпрямителя при торможении двигателя. Регулирование напряжения на выходе ПЧ осуществляется с помощью управляемого выпрямителя. Диод VDO ставится для повышения коэффициента мощности выпрямителя при глубоком регулировании.

Торможение обеспечивается путем включения параллельно конденсатору фильтра цепи, содержащей тормозной резистор R_6 и транзистор $VT7$. Если напряжение на конденсаторе превышает заданное значение, транзистор $VT7$ включается и энергия, передаваемая от электрической машины, рассеивается в тормозном резисторе. При этом выпрямитель на входе ПЧ выполняется однокомплектным.

Недостатки данного ПЧ – невозможность рекуперации энергии в сеть при торможении, ухудшение коэффициента мощности при регулировании, большее содержание гармоник в выходном напряжении и наличие двух систем управления преобразователями.

Если выпрямитель на входе ПЧ выполнить двухкомплектным, то становится возможным рекуперативное торможение.

В настоящее время эта схема является устаревшей.

13.2.3. ДПЧ на основе неуправляемого выпрямителя и АИН с ШИМ

На рис. 13.4 приведена схема двухзвенного преобразователя частоты для питания асинхронного двигателя. Он состоит из неуправляемого выпрямителя (В), автономного инвертора (АИН), сглаживающего фильтра (СФ) и блока тормозного резистора (БР), применяемого при торможении.

Неуправляемый выпрямитель выполнен на диодах $VD7 - VD12$, автономный инвертор на транзисторах $VT1 - VT6$, шунтированных диодами $VD1 - VD6$. Диоды служат для пропуска тока при выключении транзисторов. Одновременно они играют роль обратного выпрямителя при торможении двигателя. Фильтр $L_{\phi}C_{\phi}$ служит для сглаживания напряжения выпрямителя. За счет применения ШИМ осуществляется регулирование напряжения на выходе ПЧ и приближение его формы к синусоидальной.

Торможение обеспечивается переводом АИН в режим управляемого выпрямителя напряжения, обеспечивающего повышение напряжения на конденсаторе фильтра, несмотря на уменьшение скорости вращения двигателя. Роль фазных индуктивностей при этом выполняют индуктивности рассеяния фаз двигателя. При превышении напряжением на конденсаторе заданного значения транзистор $VT7$ включается и энергия, передаваемая от электрической машины, рассеивается в тормозном резисторе

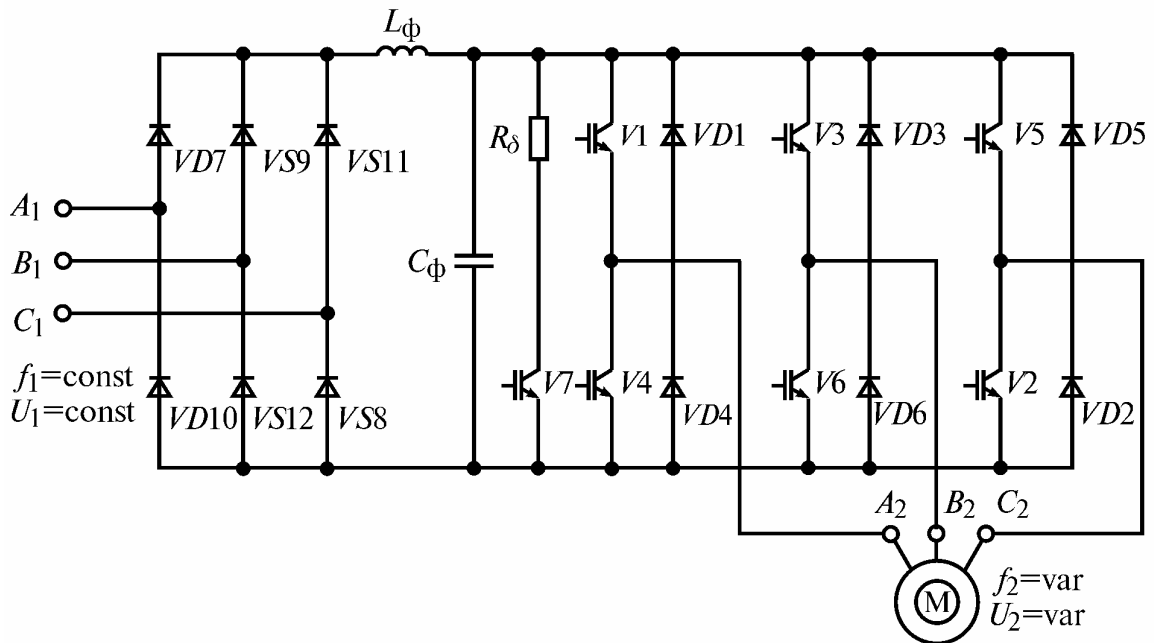


Рис. 13.4. Двухзвенный транзисторный преобразователь частоты с ШИМ, обеспечивающий регулирование скорости и торможение асинхронного двигателя

Описанное торможение получило в литературе название **инверторного торможения**, хотя очевидно, что при этом торможении не происходит инвертирования. Термин **динамическое торможение** является в системах с асинхронными двигателями занятым, так как под ним понимается пропускание постоянного тока через обмотки двигателя.

В настоящее время в таких ПЧ обычно применяются силовые модули, содержащие один или несколько ключей, выполненных на БТИЗ шунтированных диодами.

Недостаток такого ПЧ – невозможность рекуперации энергии в сеть при торможении. **В настоящее время эта схема наиболее перспективна в электроприводах с редкими торможениями.**

13.2.4. Рекуперирующий ДПЧ на основе ОПН

Для обеспечения рекуперации энергии в двухзвенном ПЧ на основе АИН на входе можно включить дополнительный комплект тиристоров, работающий в инверторном режиме. Однако на инвертирующий комплект вентилей необходимо подавать повышенное напряжение с помощью дополнительного трансформатора, либо не допускать работу выпрямителя с углом меньшим α_{\min} .

На рис. 13.5 приведена схема ДПЧ, обеспечивающего передачу энергии в обоих направлениях – от питающей сети к двигателю и от электрической машины в генераторном режиме в сеть. Такие ДПЧ получили назва-

ние **четырёхквadrантных**, так как их внешние характеристики расположены во всех квадрантах.

Схема содержит два обратимых преобразователя напряжения (ОПН). ОПН1 на стороне сети в основном работает в выпрямительном режиме, когда энергия из сети через второй ОПН, работающий в инверторном режиме, передается к двигателю. При торможении ОПН2, подключенный к двигателю переходит в выпрямительный режим, а ОПН1, подключенный к сети, в инверторный режим. При этом происходит рекуперация энергии в сеть. Если задать схеме управления на входе $\cos\varphi = \pm 1$, то во всех режимах при регулировании и торможении двигателя из сети будет потребляться или в сеть будет отдаваться практически только активная мощность, а ток будет практически синусоидален, что определяет минимальное вредное влияние на питающую сеть. **Эти преобразователи на сегодняшний день являются самыми близким к идеальным.**

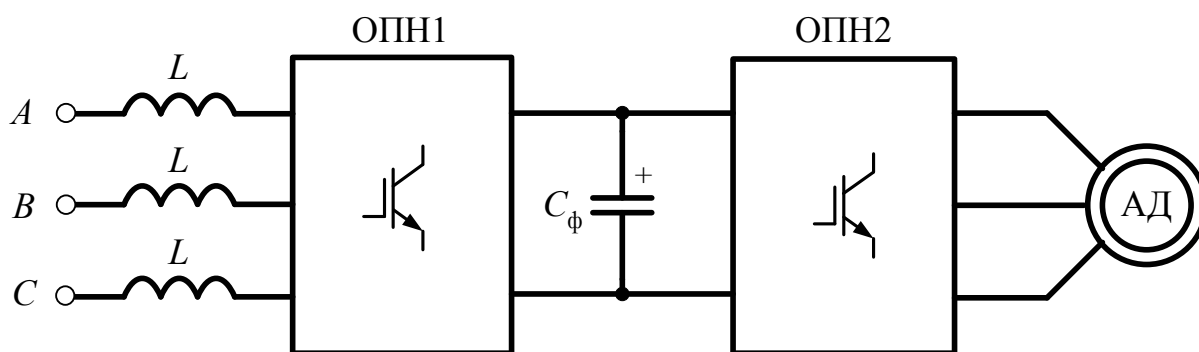


Рис. 13.5. Схема рекуперирующего ДПЧ

На рис. 13.6 приведена функциональная схема рекуперирующего ДПЧ с регулируемым коэффициентом мощности.

В схеме имеются следующие элементы: ОПН1, подключенный к сети, ОПН2, подключенный к двигателю, датчики тока и напряжения ДТ1 и ДН1 на стороне сети и ДТ2 и ДН2 на стороне постоянного напряжения. Требуемая мощность на стороне постоянного тока определяется измерением средних значений U_d и I_d , а затем и мощности P_d с помощью вычислителя ВМ, куда поступают сигналы с ДН2 и ДТ2 через фильтр Ф. По действующему значению напряжения сети U_1 , определенному с помощью вычислителя напряжения ВН, и с учетом заданного угла φ_1 определяется ток $I_{1\text{зад}}$, обеспечивающий заданную мощность. Блок ФСН формирует синусоидальное напряжение, повторяющее напряжение сети, а блок « φ_1 » формирует заданную синусоиду с учетом фазового сдвига φ_1 . В блоке «ЗАД i_1 » формируется заданная синусоида тока. В модуляторе М она сравнивается с сигналом датчика тока ДТ1 i_1 , и формируются управляющие импульсы, которые через усилитель мощности УМ поступают на транзисторы. Блок НТ определяет

тилей. Схема применяется в двигателях достаточно большой мощности. Недостатками схемы являются ее не очень хорошие характеристики, поэтому она не является перспективной.

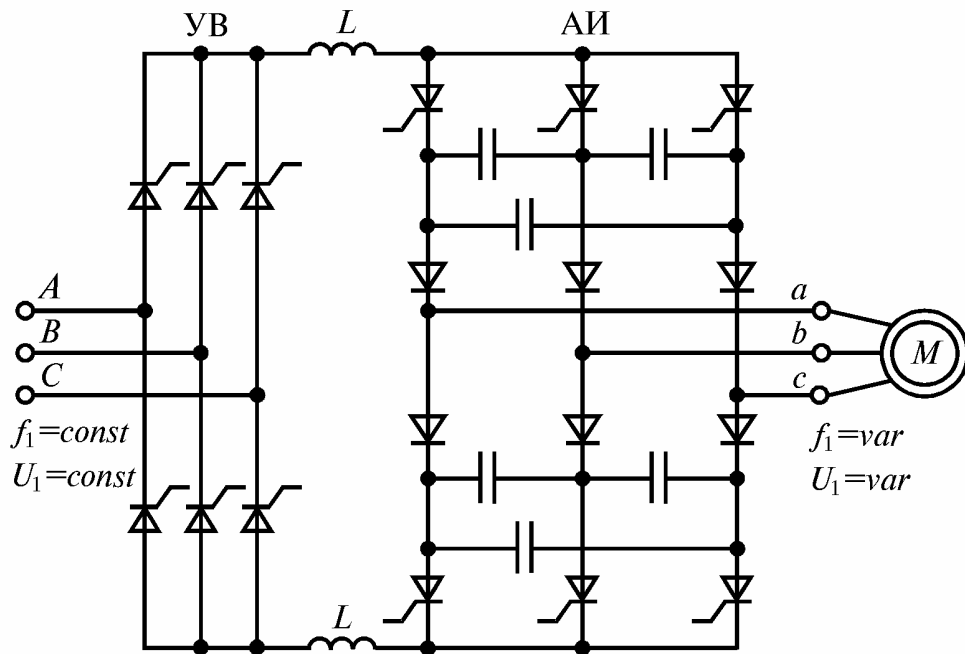


Рис. 13.7. ДПЧ на основе АИТ с отсекающими диодами

Появление запираемых тиристоров позволило улучшить характеристики ДПЧ на основе АИТ. На рис. 13.8 приведена схема ДПЧ на основе АИТ, выполненного на запираемых тиристорах.

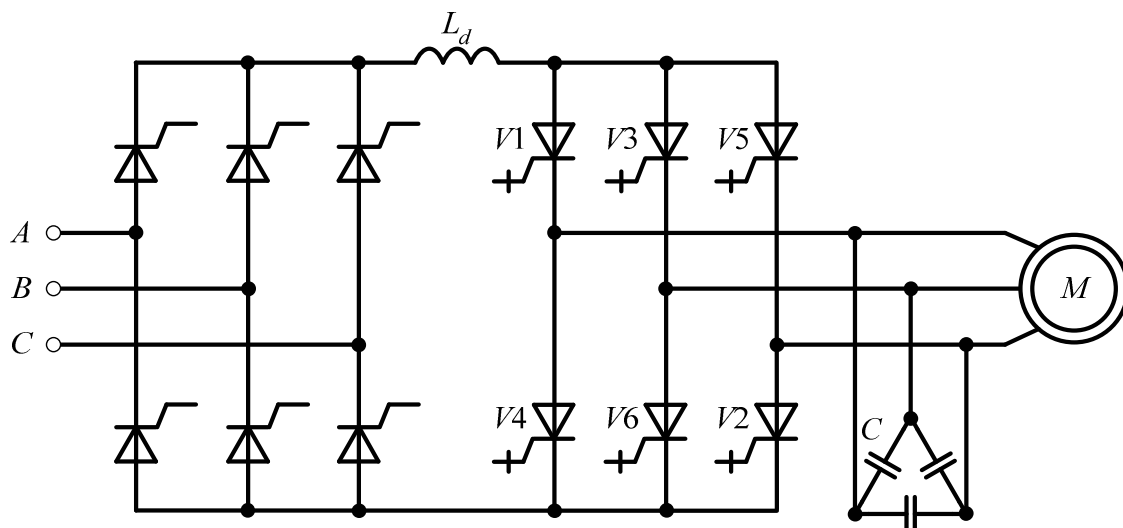


Рис. 13.8. ДПЧ на основе АИТ, выполненного на запираемых тиристорах

Формирование выходного тока осуществляется совместно управляемым выпрямителем и автономным инвертором тока. На рис. 13.9 показана времен-

ная диаграмма, отражающая моменты включенного и выключенного состояний тиристора $V1$. На участке соответствующим зоне 2, ключ $V1$ включен постоянно, и ток сглаживающего дросселя непрерывно поступает в фазу А двигателя. Для формирования тока в зонах 1 и 3 необходимо соответствующим образом переключать тиристоры. Для обеспечения нарастания и спада тока (зоны 1 и 3 на рис. 13.9) обычно используется два метода – трапецеидальный и метод выборочного исключения гармоник. При использовании первого метода моменты коммутации ключей АИТ определяются по пересечению линейно нарастающего сигнала и опорного сигнала пилообразной формы следующего с несущей частотой, при втором методе моменты коммутации ключей рассчитываются заранее исходя из условия подавления высших гармоник определенного порядка (5 и 7 и т.д.).

В этой схеме улучшается синусоидальность тока, протекающего по фазам двигателя. Но сохраняются все недостатки, возникающие при питании от сети управляемых выпрямителей тока.

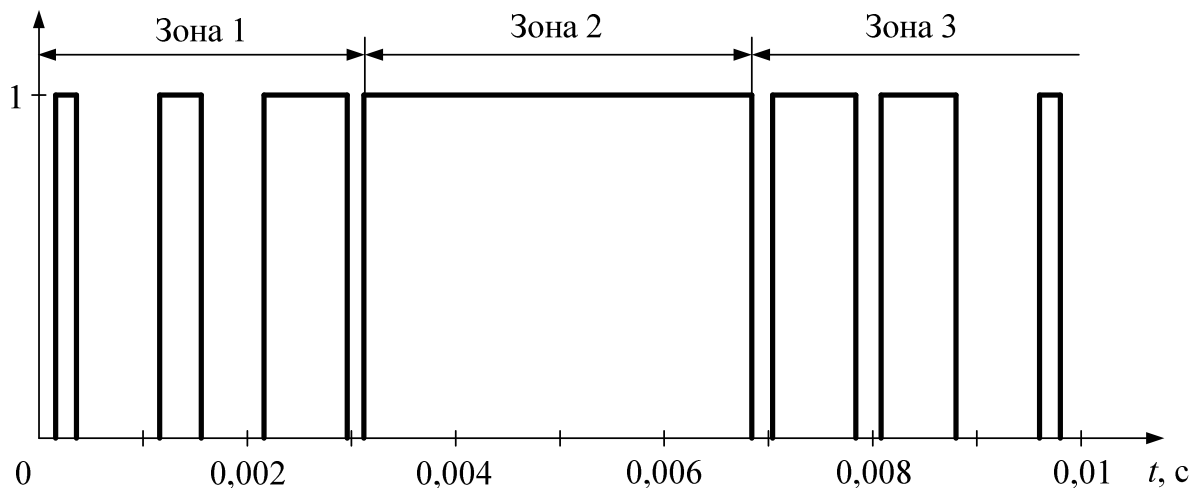


Рис. 13.9. Временная диаграмма сигналов управления ключом $V1$ (выходная частота АИТ – 50 Гц)

Преобразователи частоты на основе инверторов тока наиболее применимы в электроприводе синхронных машин, где на выходе вместо автономного инвертора тока включается инвертор тока, ведомый электрической машиной. Таким образом, на входе и на выходе ПЧ включаются однокомплектные рекуперирующие преобразователи (ОРП) на тиристорах. При этом, как видно из рис. 13.10, ведомый инвертор полностью аналогичен выпрямителю, подключенному к сети. Коммутация вентилях ведомого инвертора осуществляется за счет ЭДС электрической машины. При низкой скорости вращения электрической машины эта ЭДС недостаточна для коммутации вентилях. Поэтому при пуске коммутация осуществляется путем прерывания тока в цепи постоянного тока включением и запирающим выпрямителя.

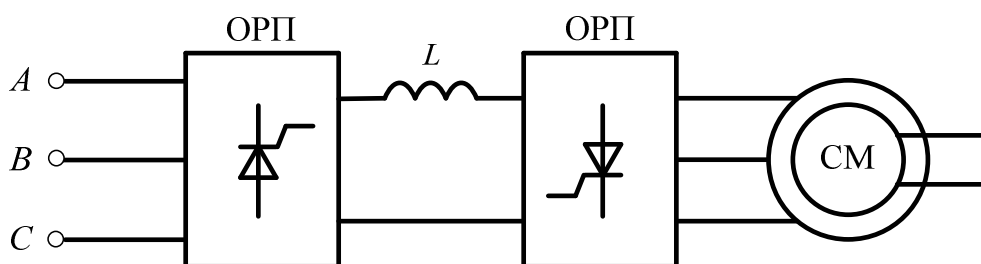


Рис. 13.10. Двухзвенный преобразователь частоты на основе ведомых преобразователей

Контрольные вопросы

1. Каковы функциональные схемы ДПЧ?
2. Из каких звеньев могут состоять ДПЧ, выполненные на основе АИН?
3. Как регулируется напряжение на выходе ДПЧ, выполненных на основе АИН?
4. По каким схемам могут выполняться рекуперирующие ДПЧ, выполненные на основе АИН?
5. Каковы преимущества четырехквadrантного ДПЧ?
6. Как работают ДПЧ на основе инверторов тока?

13.3. Непосредственные преобразователи частоты

13.3.1. Принцип действия НПЧ

В НПЧ напряжение сети подается непосредственно на двигатель через управляемые вентили. Каждая фаза НПЧ выполняется на основе реверсивного двухкомплектного преобразователя с отдельным или совместным управлением комплектами [32].

На рис. 13.11 а приведена схема трехфазно-однофазного НПЧ, выполненного на основе трехфазных нулевых схем, преобразующего трехфазное напряжение сети частотой 50 Гц в однофазное с регулируемой частотой. При переключении комплектов В и Н на выходе формируется двуполярное напряжение. Возможны два закона управления – **прямоугольный и синусоидальный**. При прямоугольном управлении в течение полуволны тока на один комплект подаются управляющие импульсы с углом управления (углом задержки) $\alpha = \text{const}$ пока этот комплект работает в выпрямительном режиме, а затем с углом управления (углом опережения) $\beta = \alpha$, когда для снижения тока необходим переход в инверторный режим (рис. 13.11 б). После бестоковой паузы аналогично подаются управляющие импульсы на второй комплект.

При синусоидальном управлении угол управления α непрерывно меняется так, чтобы гладкая составляющая выходного напряжения изменялась по синусоидальному закону (рис. 13.11 в).

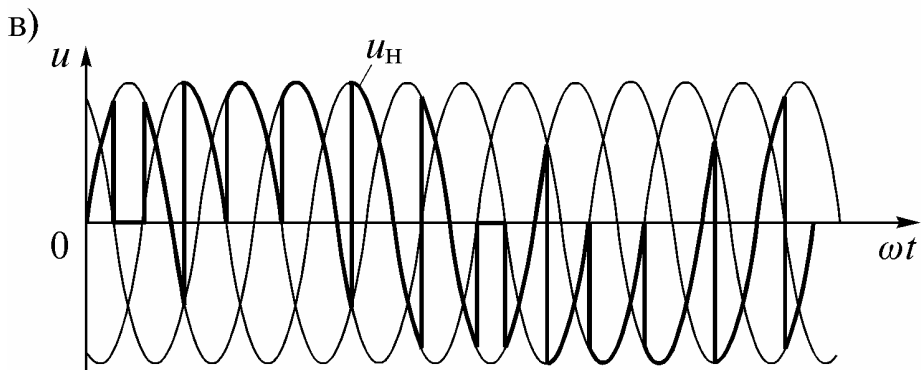
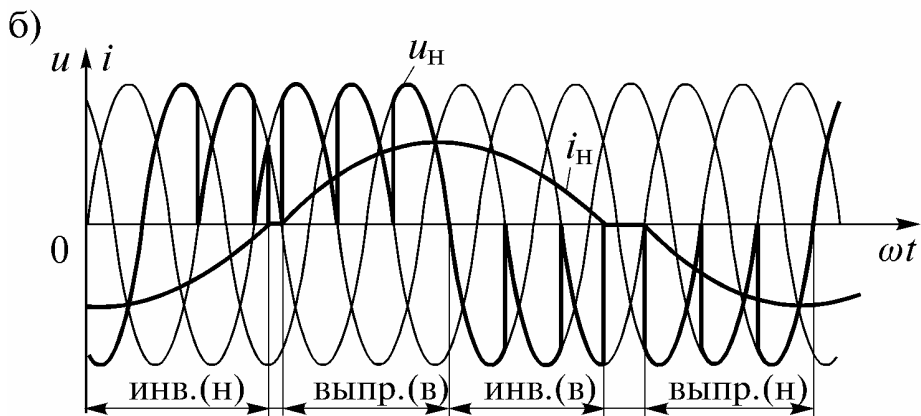
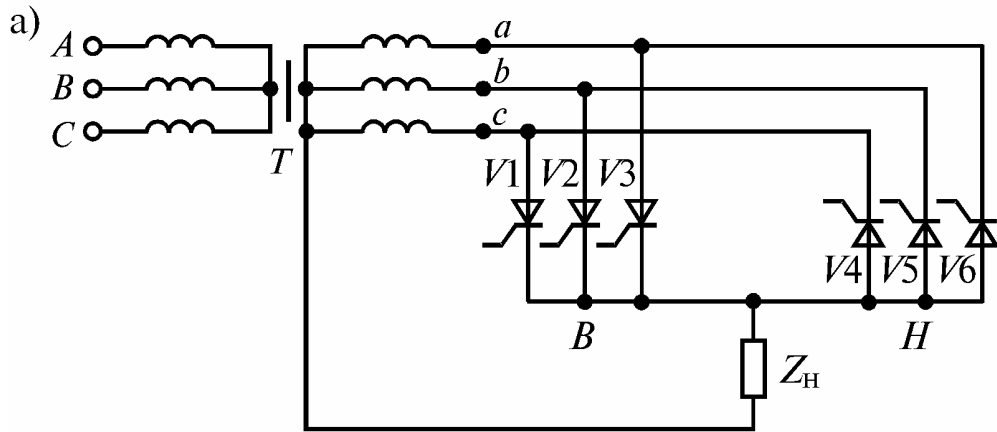


Рис. 13.11. Схема трехфазно-однофазного НПЧ (а), диаграммы напряжения и тока нагрузки при прямоугольном управлении (б) и диаграммы напряжения на нагрузке при синусоидальном управлении (в)

Схема трехфазно-трехфазного НПЧ, выполненного на основе трехфазных мостовых схем приведена на рис. 13.12. Эта схема требует разделения фаз нагрузки.

13.3.2. Расчет идеализированного НПЧ

Достаточно точный расчет НПЧ вызывает большие трудности. Дело в том, что если частота сети и выходная частота не кратны, то в схеме вообще

не наступает установившийся режим – кривая выходного напряжения все время вырезается из различных участков входного.

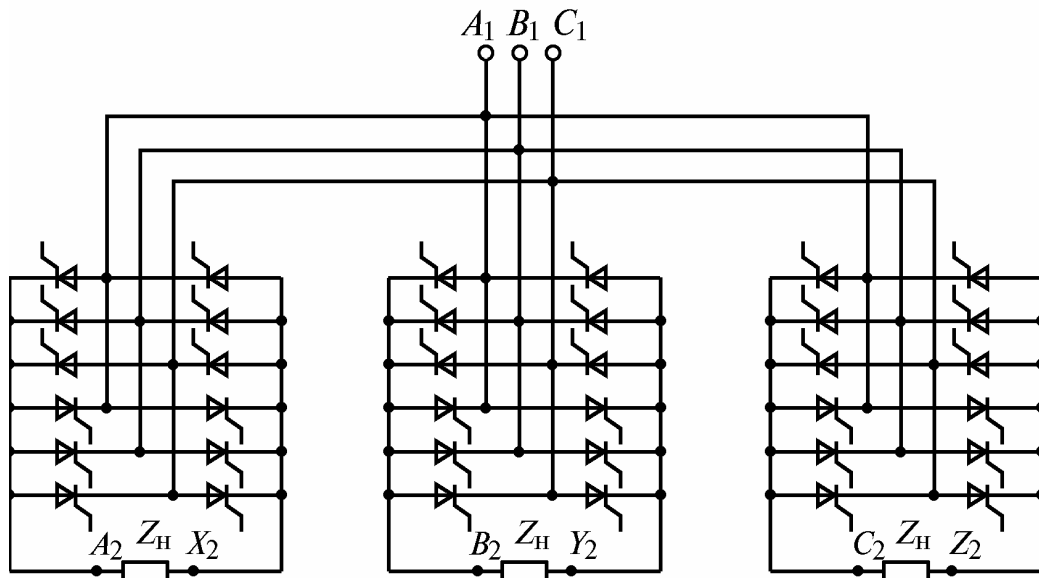


Рис. 13.12. Схема трехфазно-трехфазного НПЧ

Поэтому, при расчете идеализированного НПЧ приходится принимать гораздо более сильные допущения, чем при расчете других преобразователей [32].

Кроме обычных допущений об идеальности вентилей и трансформатора, принимается допущение о бесконечной пульсности. То есть принимается, что выходное напряжение формируется из бесконечного числа фаз ($m_{\phi} \rightarrow \infty$). Пусть на рис. 13.11 пульсность m не равна 3, а число фаз $m_{\phi} \rightarrow \infty$. В выпрямителе с бесконечной пульсностью выходное напряжение постоянно, не имеет пульсаций и изображается горизонтальной прямой.

В соответствии с теорией [15] выпрямленное напряжение идеального неуправляемого выпрямителя для нулевой схемы:

$$U_{d0} = \frac{\sqrt{2}U_2 \sin(\pi/m)}{(\pi/m)}, \quad (13.1)$$

а для мостовой:

$$U_{d0} = \frac{\sqrt{2}U_{2л} \sin(\pi/m)}{(\pi/m)}, \quad (13.2)$$

где U_2 и $U_{2л}$ – фазное и линейное вторичные напряжения трансформатора; m – пульсность схем (произведение числа фаз на число выпрямляемых полупериодов).

Если выходное напряжение идеального НПЧ будет «вырезаться» из этого напряжения, то его максимальная амплитуда (максимальная амплитуда напряжения на нагрузке)

$$U_{н0m.\max} = U_{d0}. \quad (13.3)$$

В дальнейшем рассматриваем синусоидальное управление и применяем метод основной гармоники.

При синусоидальном управлении и синусоидальной форме максимальное действующее значение 1-й гармоники напряжения на нагрузке

$$U_{н0(1)\max} = \frac{U_{н0m.\max}}{\sqrt{2}}. \quad (13.4)$$

Однако, это максимальное напряжение может быть получено, если при изменении α достигается $\alpha_{\min} = 0$. Но это невозможно, т.к. в инверторном режиме при этом должно быть $\beta = 0$. Поэтому $\alpha_{\min} > 0$.

Действующее значение первой гармоники напряжения на нагрузке

$$U_{н0(1)} = \mu U_{н0(1)\max}, \quad (13.5)$$

где μ – глубина регулирования.

Тогда

$$\mu_{\max} = \frac{U_{н0(1)}}{U_{н0(1)\max}} = \cos \alpha_{\min}. \quad (13.6)$$

В реверсивном преобразователе минимальное значение угла управления $\alpha_{\min} = 18 \dots 25^\circ$ [15]. Поэтому $\mu_{\max} = 0,9 \dots 0,95$. С учетом (13.1, 13.2) действующее значение первой гармоники напряжения на нагрузке в НПЧ, выполненных по нулевым схемам:

$$U_{н0(1)} = \frac{\mu U_2 \sin(\pi/m)}{(\pi/m)}, \quad (13.7)$$

а в НПЧ, выполненных по мостовым схемам:

$$U_{н0(1)} = \frac{\mu U_{2л} \sin(\pi/m)}{(\pi/m)}. \quad (13.8)$$

Действующее значение первой гармоники тока нагрузки

$$I_{н(1)} = \frac{U_{н0(1)}}{Z_{н}}. \quad (13.9)$$

Определение действующего и среднего значения входного тока i_2 вызывает существенные трудности, оно сильно зависит от ρ (соотношения частоты сети ω и выходной частоты $\omega_{н}$):

$$\rho = \frac{\omega}{\omega_{н}}. \quad (13.10)$$

В токе i_2 появляется постоянная составляющая при

$$\rho = 2m_2 k, \quad (13.11)$$

где m_2 – число фаз на вторичной стороне трансформатора; $k = 1, 2, 3 \dots$

Наиболее близок к синусоидальному входной ток в трехфазно-трехфазном НПЧ. Действующее значение первичного тока I_1 зависит от глубины регулирования и угла сдвига нагрузки φ_n

$$I_1 = n\rho I_{H(1)}, \quad (13.12)$$

где n – коэффициент трансформации; ρ – коэффициент зависящий от φ_n и μ .

Для трехфазно-трехфазных НПЧ коэффициент ρ изменяется в пределах $1 \dots 1,27$.

При этом величина ρ растет с уменьшением глубины регулирования μ и угла сдвига нагрузки φ_n . При приближенных расчетах можно принимать, что $\rho = 1,27$.

Рассмотрим энергетические показатели НПЧ. В трехфазно-трехфазном НПЧ в течение интервала повторяемости выходного напряжения активная составляющая мощности потребляется равномерно, а реактивная составляющая изменяется. Коэффициент мощности χ даже при $\mu = 1$ не достигает 1. Наибольшее идеальное значение $\chi = 0,85$ при $\mu = 1$. Зависимости коэффициента мощности трехфазно-трехфазного НПЧ от угла сдвига нагрузки φ_n и глубины регулирования μ приведены на рис. 13.13 [72].

Ток и особенно напряжение на выходе НПЧ содержат широкий спектр гармоник, точный расчет которого весьма затруднителен. Тем не менее, для асинхронного двигателя нормального исполнения погрешности расчета по методу основной гармоники в определении первичных токов и полной мощности не превышает 5...7% и могут быть учтены соответствующим их увеличением. Таким образом, метод основной гармоники позволяет выполнить ориентировочные расчеты НПЧ с достаточной для практики точностью. Для точных проектных расчетов, безусловно, целесообразно применение ЭЦВМ.

Преимущества НПЧ – **однократное преобразование энергии**, позволяющее получить более высокий КПД, однотипность применяемых вентилялей.

Недостатки НПЧ – **низкая предельная частота** (25 Гц в НПЧ на основе трехфазных мостовых и 15 Гц в НПЧ на основе трехфазных нулевых схем

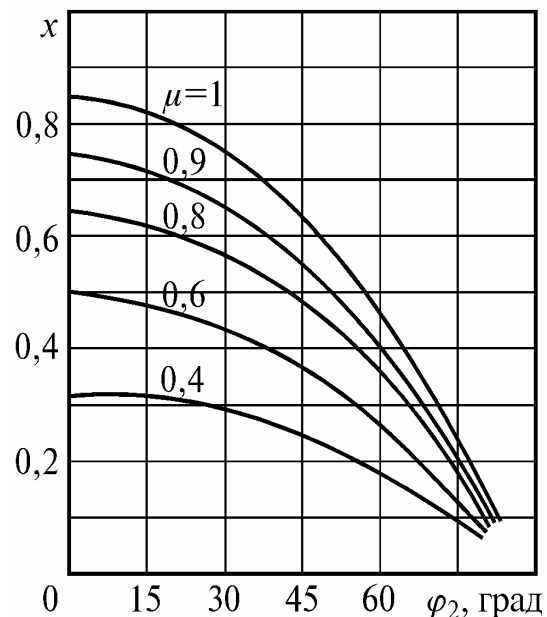


Рис. 13.13. Зависимости коэффициента мощности трехфазно-трехфазного НПЧ от угла сдвига нагрузки и глубины регулирования при допущении синусоидальности выходного напряжения

при питании от сети с частотой 50 Гц), **низкий коэффициент мощности**, вызванный непрерывным регулированием угла управления. Последний недостаток, ухудшая энергетические показатели, сводит на нет преимущества, обусловленные однократным преобразованием энергии.

В рассматриваемых НПЧ применена естественная коммутация, то есть такая же, как в управляемых выпрямителях, выполненных на тиристорах с неполной управляемостью. Переход на полностью управляемые вентили или применение устройств искусственной коммутации, как это делается в автономных инверторах, позволяет преодолеть указанный частотный предел. Однако, такие преобразователи пока не нашли распространения.

13.3.3. Матричные преобразователи

Матричный преобразователь – это универсальный преобразователь электрической энергии, позволяющий обеспечить любые преобразования между двумя системами [35, 58]. В частности на рис. 13.14 а приведена схема трехфазно-трехфазного матричного преобразователя частоты. Показанные на схеме ключи – это полностью управляемые симметричные (двунаправленные) ключи (см. рис. 13.14 б). В схеме предусматривается возможность присоединения любой фазы на выходе к любой фазе на входе. Также имеется возможность закорачивания всех фаз на выходе (нулевое напряжение). Чтобы сформировать выходное напряжение нужной величины нужно подключиться к фазе с ближайшим уровнем напряжения. Всегда существует два уровня нужного знака и один нулевой уровень. Таким образом, возможности не меньше, чем при обычной ШИМ. В отличие от НПЧ на тиристорах с неполной управляемостью здесь возможно получить частоты, как ниже, так и выше частоты сети. Преимущество схемы, как и всех НПЧ – однократное преобразование энергии.

Главные трудности – необходимость прерывания тока в индуктивных цепях.

Чтобы сохранить режим непрерывного тока на входе на рис. 13.14 а показано применение входных *LC*-фильтров. Возможны и другие решения.

Пока матричные преобразователи не получили промышленного применения.

Контрольные вопросы

1. По каким схемам строятся НПЧ?
2. По каким законам управляются НПЧ?
3. Какие упрощающие допущения принимаются при расчете НПЧ?
4. Каковы преимущества и недостатки НПЧ?
5. Как работают матричные преобразователи?

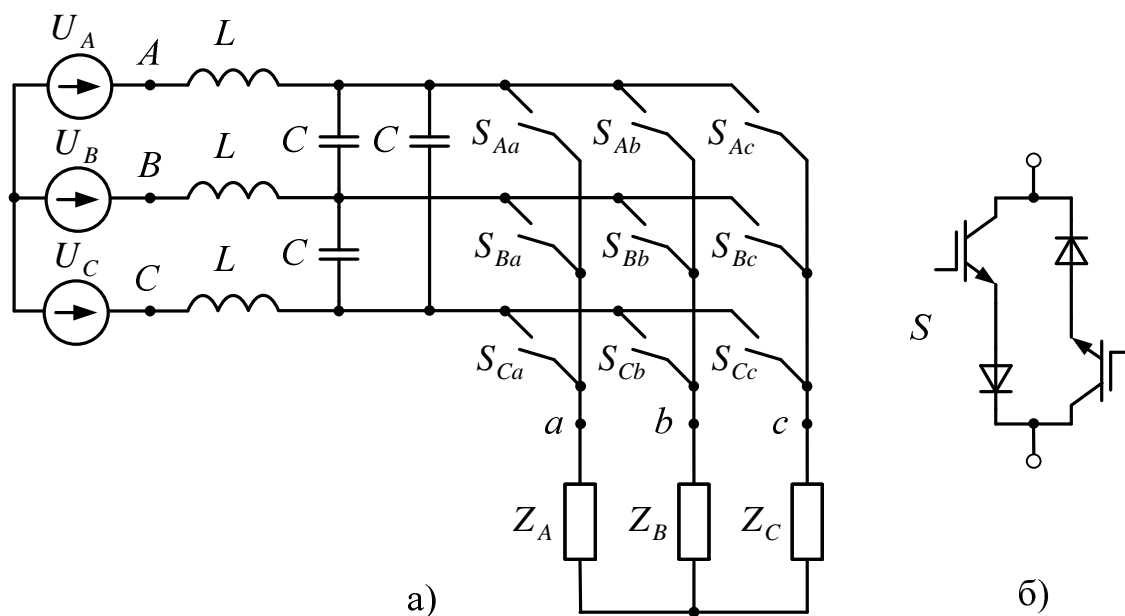


Рис. 13.14. Схема трехфазно-трехфазного матричного преобразователя частоты (а) и схема симметричного двунаправленного ключа (б)

Глава 14. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Преобразователи переменного напряжения (регуляторы переменного напряжения) предназначены для **изменения величины переменного напряжения** [18].

На рис. 14.1 а приведена схема однофазного преобразователя переменного напряжения, а на рис. 14.2 а диаграмма напряжения на нагрузке. Изменение действующего значения напряжения на нагрузке осуществляется изменением угла управления α . Такое регулирование называется **фазовым или импульсной модуляцией на основной частоте (ИМ–ОЧ)**. При этом даже при активной нагрузке ухудшается $\cos \varphi$ и коэффициент мощности. При таком регулировании даже печь сопротивления, имеющая практически чисто активное сопротивление, представляет для сети как бы индуктивную нагрузку. Тем не менее, такая схема применяется для регулирования активных и активно-индуктивных нагрузок – печей сопротивления, ламп накаливания, а также однофазных двигателей переменного тока, например, в электроинструменте.

В схеме рис. 14.1 б применены запираемые тиристоры, что позволяет получить на нагрузке напряжение в соответствии с рис. 14.2 б или рис. 14.2 в. При этом $\cos \varphi$ может быть меньше или равен 1, но угол сдвига φ получается опережающим (фазовое регулирование с опережающим углом сдвига) или равным нулю. При таком регулировании печь сопротивления представляет для сети как бы емкостную нагрузку. В связи со сложностью быстрого прерывания тока в цепи, в которой имеется хотя бы небольшая индуктивность, схема усложняется за счет применения дополнительных элементов и поэтому не получила распространения.

В описанных способах изменение действующего значения напряжения на нагрузке осуществляется за счет изменения формы напряжения, что нежелательно для ряда потребителей.

Импульсная модуляция на высокой частоте (ИМ–ВЧ) (см. рис. 14.2 г) позволяет при небольшом фильтре получать синусоидальную гладкую составляющую тока, потребляемого из сети, и напряжения на нагрузке при $\cos \varphi = 1$. Однако, в связи со сложностью прерывания тока в индуктивной цепи схема усложняется и поэтому также не получила распространения.

Импульсная модуляция на низкой частоте (ИМ–НЧ) иллюстрируется рис. 14.2 д. Эта модуляция реализуется в схеме рис. 14.1 а. Уменьшение мощности, выделяемой в активной нагрузке, производится включением и выключением тиристоров в моменты перехода тока и напряжения через нуль. При питании активной нагрузки и ИМ–НЧ сохраняется $\cos \varphi = 1$. Однако, за счет возникающих гармоник с частотами ниже частоты напряжения сети, коэффициент мощности ухудшается. В литературе доказано, что коэффициент мощности одиночного регулятора не зависит от способа им-

пульсной модуляции, а определяется глубиной регулирования. **Импульсная модуляция на низкой частоте применима для инерционных объектов** (например, печей сопротивления).

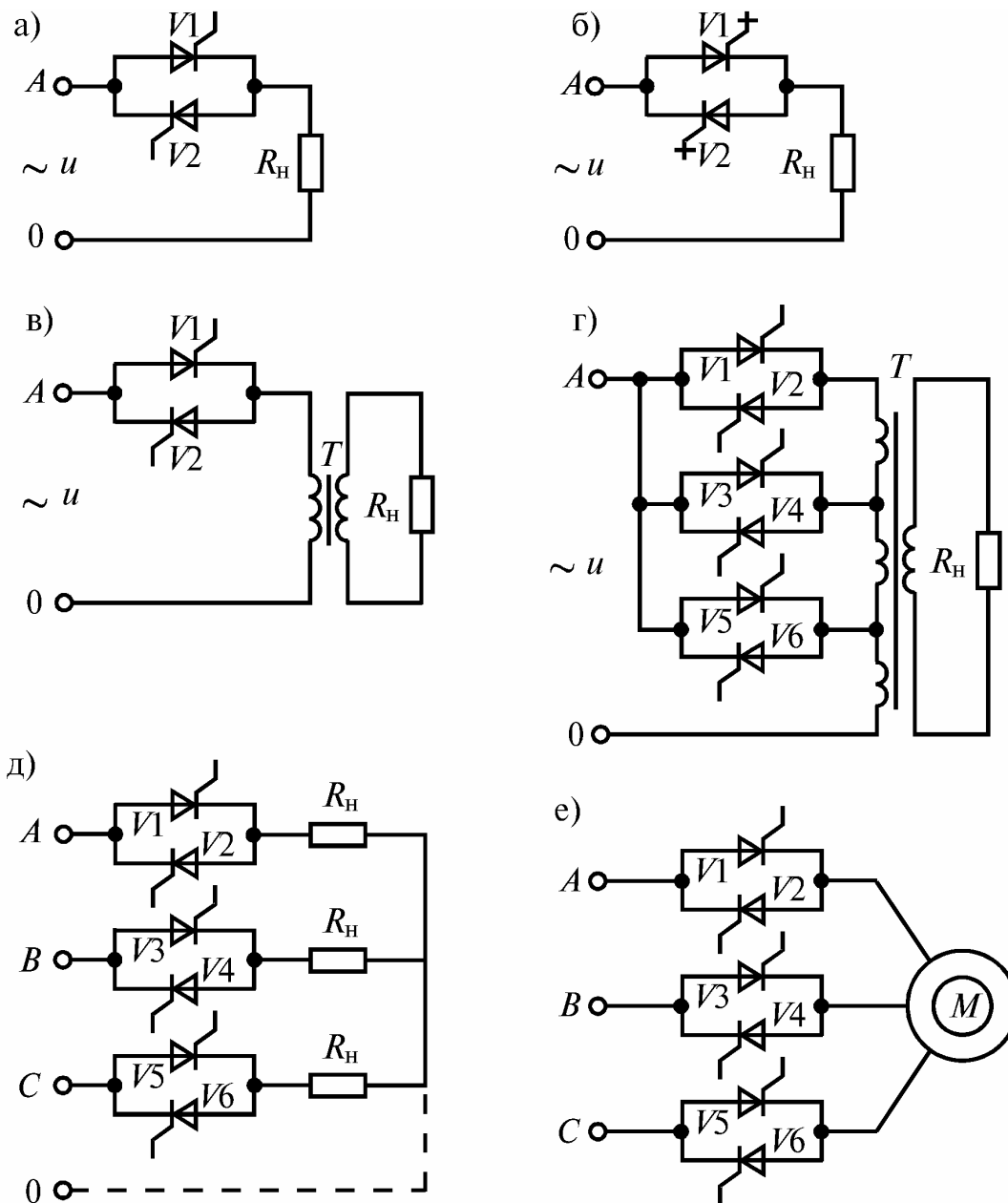


Рис. 14.1. Преобразователи переменного напряжения: однофазные на не полностью (а) и полностью управляемых (б) тиристорах; однофазные на первичной стороне трансформатора (в) и трансформатора с отпайками (г); трехфазные для регулирования напряжения на активной нагрузке (д) и двигателе (е)

Диапазон номинальных значений напряжений и токов электрических нагрузок чрезвычайно широк. Для согласования с напряжением сети применяются трансформаторы. При малых или очень больших напряжениях на-

грузки для регулирования целесообразно включать тиристорные ключи на первичной стороне трансформатора, однако при этом возникает ряд проблем, связанных с насыщением трансформатора. Эти проблемы обостряются при ИМ–НЧ, когда включения трансформатора происходят очень часто.

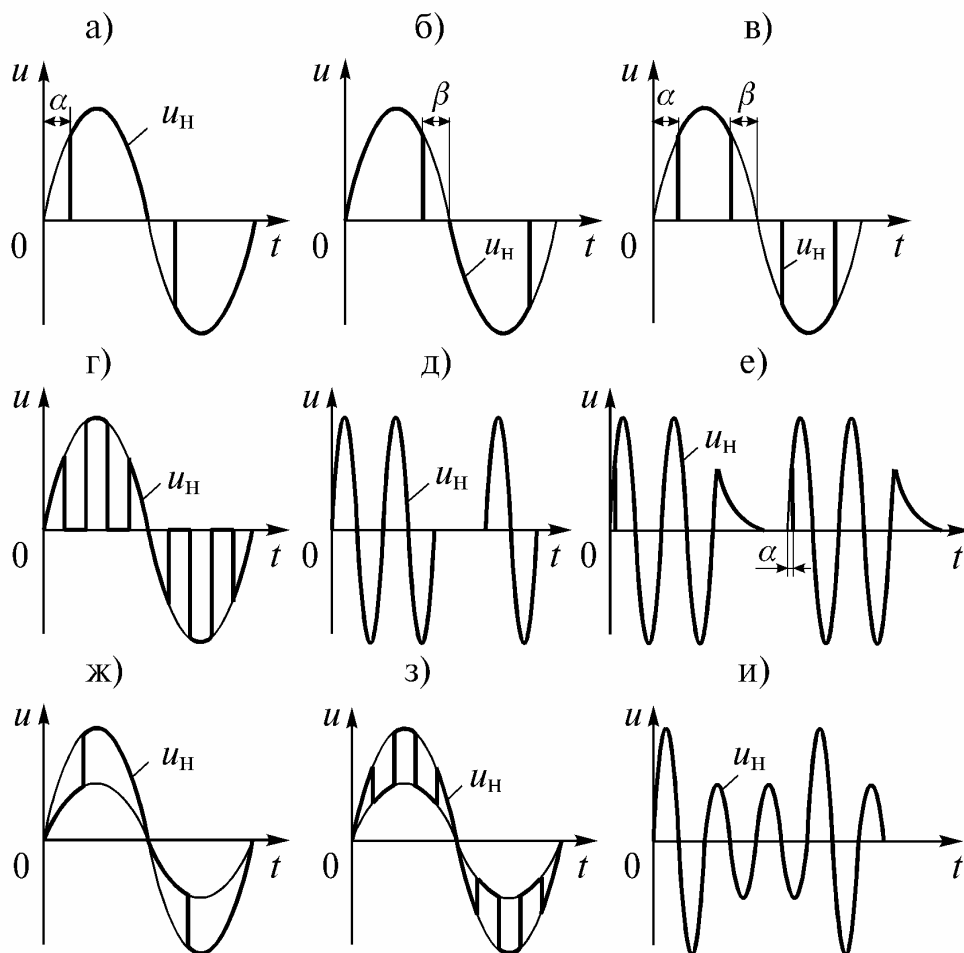


Рис. 14.2. Диаграммы напряжений на нагрузке ППН при различных способах управления (модуляции): ИМ–ОЧ (фазовое регулирование) с отстающим ($\alpha > 0$), опережающим ($\beta > 0$) и равным нулю ($\alpha = \beta$) углом сдвига φ (а, б, в); ИМ–ВЧ (г); ИМ–НЧ (д); ИМ–НЧ на первичной стороне трансформатора (е); многозонные ИМ–ОЧ (ж), ИМ–ВЧ (з) и ИМ–НЧ (и)

При включении трансформатора начальная магнитная индукция имеет определенные значения. В переходном процессе изменения индукции после включения с произвольным углом управления может быть превышено максимальное значение индукции установившегося цикла перемagnичивания. Это вызывает насыщение трансформатора и резкое увеличение (выброс) тока намагничивания, который снижается до установившегося значения за десятки периодов. Выбросы тока намагничивания могут в десятки раз превышать номинальный ток трансформатора. Введением определенного угла управления в первом полупериоде в начале каждого цикла включения мож-

но практически устранить выбросы тока намагничивания. При этом диаграмма напряжения на нагрузке соответствует рис. 14.2 е.

Качество напряжения на выходе тиристорного регулятора переменного напряжения и коэффициент мощности могут быть улучшены при применении **многозонной импульсной модуляции**. Такая модуляция может быть реализована в схеме рис. 14.1 г. При этом вид напряжения на нагрузке будет соответствовать диаграммам рис. 14.2 ж, з, и. Диаграмма рис. 14.2 з может быть реализована, если в схеме рис. 14.1 г заменить обычные тиристоры на запираемые.

На рис. 14.1 д приведена схема трехфазного преобразователя переменного напряжения. Если нагрузка при этом имеет нулевой вывод, то процессы и диаграммы напряжений на нагрузке ничем не отличаются от процессов в однофазной схеме. При отсутствии нулевого вывода процессы и диаграммы существенно усложняются.

Фазовое регулирование может быть применено для регулирования скорости асинхронного двигателя (см. рис. 14.1 д). Однако, из-за большого содержания высших гармоник в токе, протекающем через фазы двигателя при таком регулировании, понижение скорости может быть весьма кратковременным во избежание перегрева двигателя. Такое регулирование получило очень широкое применение в устройствах для **ограничения пусковых токов асинхронных двигателей**. В устройствах для плавного пуска асинхронных двигателей угол управления плавно уменьшается от начального значения до полного включения тиристоров. При этом пусковые токи снижаются в 2...3 раза [61, 83, 84, 89, 91].

При импульсной модуляции на низкой частоте вредное влияние на сеть может быть ослаблено при синхронизации группы тиристорных регуляторов переменного напряжения. На рис. 14.3 а показаны диаграммы токов при синхронизации трех преобразователей переменного напряжения и приведен суммарный ток, потребляемый из сети. Колебания амплитуды суммарного тока, потребляемого из сети, не превышают амплитуду тока одного регулятора. При независимой работе регуляторов скачки тока могли бы достигать суммы токов трёх регуляторов. На рис. 14.3 б показана зависимость результирующего коэффициента мощности от глубины регулирования при независимой работе регуляторов, а на рис. 14.3 в при синхронизованном управлении. Из сравнения рисунков видно, что достигается существенный эффект [18].

Контрольные вопросы

1. Каково назначение преобразователей переменного напряжения?
2. Какие виды импульсной модуляции переменного напряжения Вы знаете?
3. Сравните способы импульсной модуляции переменного напряжения и укажите их области применения.

4. В чем особенности работы преобразователей переменного напряжения на первичной стороне трансформатора?
5. Недостатки фазового регулирования скорости асинхронных двигателей.
6. Зачем применяют устройства мягкого пуска асинхронных двигателей?
7. Как повысить коэффициент мощности при питании группы регуляторов переменного напряжения от общей сети?

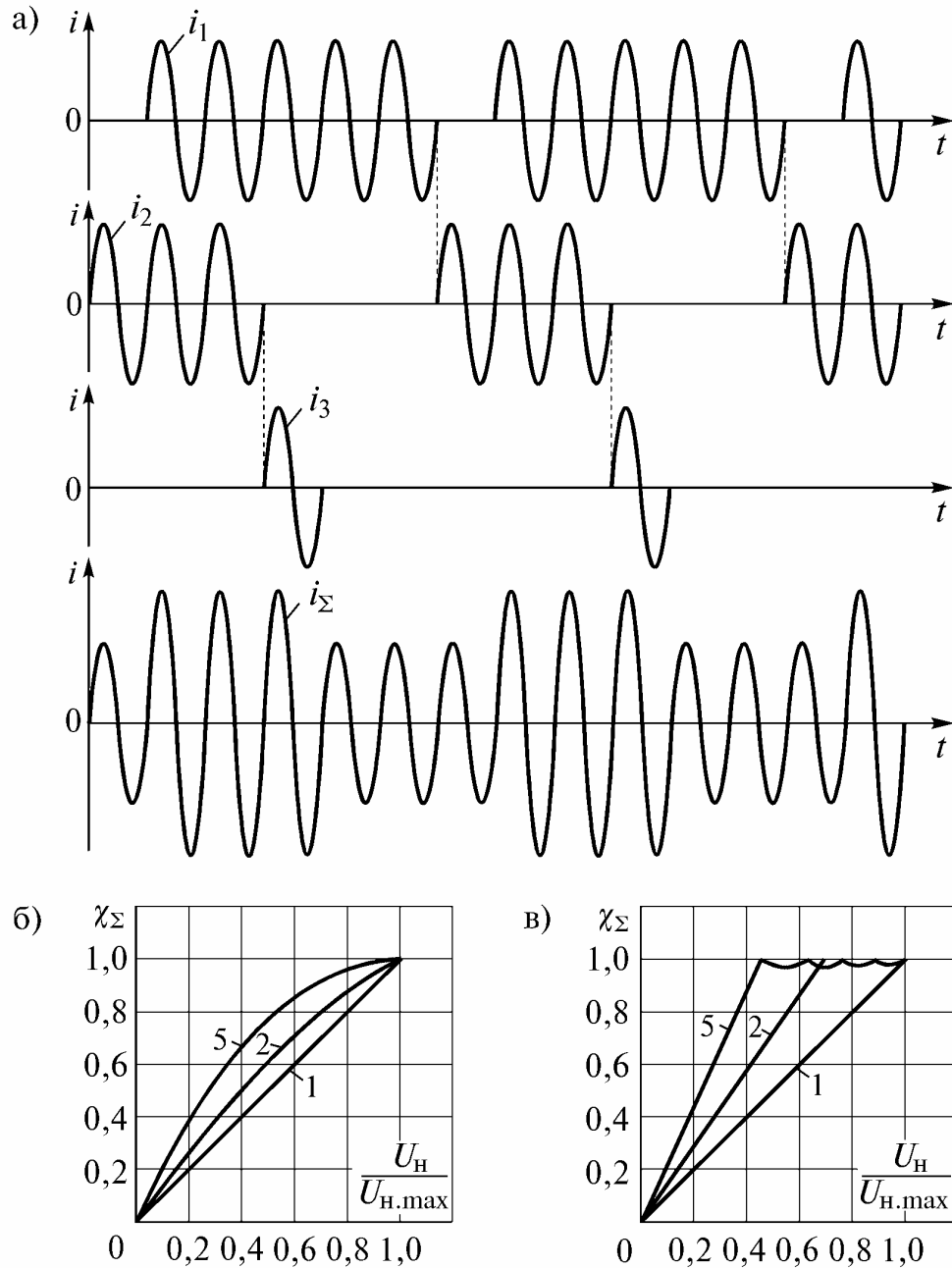


Рис. 14.3. Диаграммы токов при синхронизации трех ППН (а) и результирующий коэффициент мощности группы при независимой работе (б) и синхронизированном управлении (в)

Глава 15. ФИЛЬТРЫ

15.1. Назначение и классификация

Фильтры служат для устранения гармонических составляющих и выделения основной составляющей тока (напряжения). Фильтры включаются на входе и на выходе преобразователей. Фильтры, выполненные только на реактивных элементах (индуктивностях и емкостях), называют **пассивными**. Часто в состав этих фильтров входят и резисторы, демпфирующие колебания, возникающие в высокодобротных контурах. В данной главе рассматриваются только такие фильтры.

Входные фильтры служат для уменьшения вредного влияния преобразователей на питающую сеть. Кроме того, они защищают преобразователь от электромагнитных помех, передающихся из сети. Их часто называют сетевыми фильтрами.

Выходные фильтры улучшают форму выходного напряжения преобразователя. Выходные фильтры, улучшающие выходное напряжение преобразователей с выходом на постоянном токе называются **сглаживающими**.

Выходные фильтры, улучшающие выходное напряжение преобразователей с выходом на переменном токе называются выходными фильтрами переменного тока или просто выходными.

15.2. Входные фильтры

Ведомые преобразователи потребляют из сети токи, содержащие ряд гармоник, кратных частоте сети (см. п. 6.2). При этом из-за падения напряжения от протекания токов высших гармоник на внутреннем сопротивлении сети X_C напряжение сети на входе преобразователя u_C становится несинусоидальным (рис. 15.1 а).

В соответствии с ГОСТ 13109-97 [24] несинусоидальность напряжения оценивается коэффициентом искажения синусоидальности кривой напряжения K_U

$$K_U = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{(n)}^2} / U_{(1)}, \quad (15.1)$$

где $U_{(1)}$ и $U_{(n)}$ – первая и n -ые гармоники напряжения сети.

Как излагалось в главе 6, несинусоидальность тока определяется коэффициентом искажения тока v

$$v = 1 / \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{(n)}^2}{I_{(1)}^2}}, \quad (15.2)$$

где $I_{(1)}$ и $I_{(n)}$ – действующее значение первой и n -ой гармоник тока, потребляемого из сети.

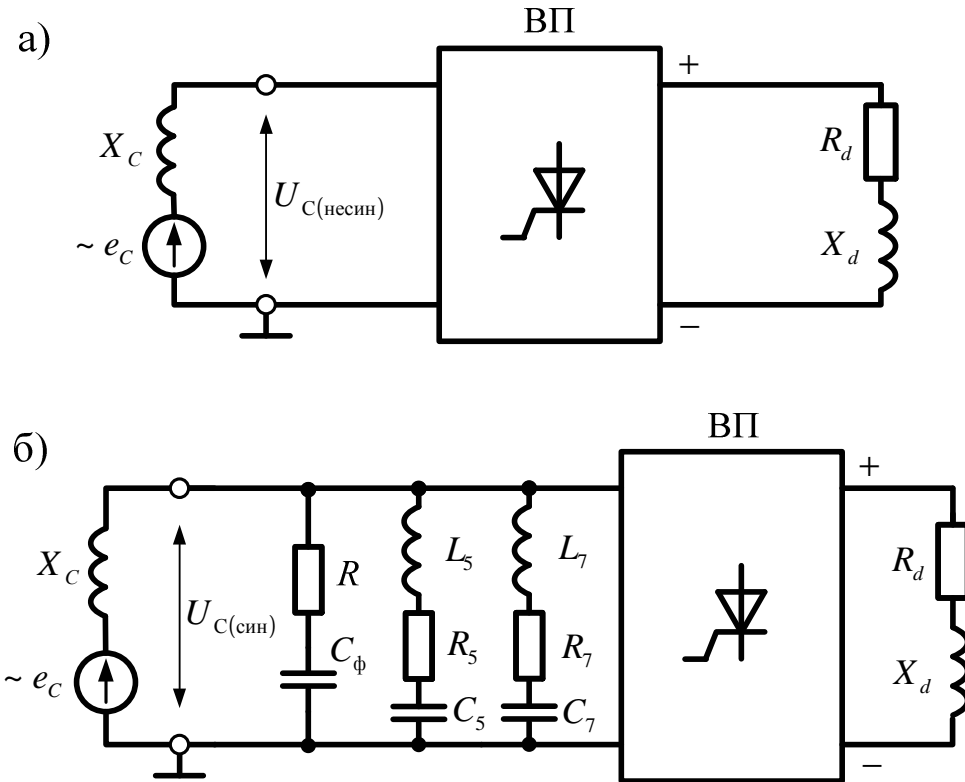


Рис. 15.1. Схема подключения ведомого преобразователя к сети непосредственно (а) и через сетевой фильтр (б)

Коэффициент искажения тока ν очень ненаглядная величина, слабо зависящая от содержания гармоник. Гораздо нагляднее результирующий коэффициент гармоник тока K_I , рассчитываемый по формуле, аналогичной формуле (15.1)

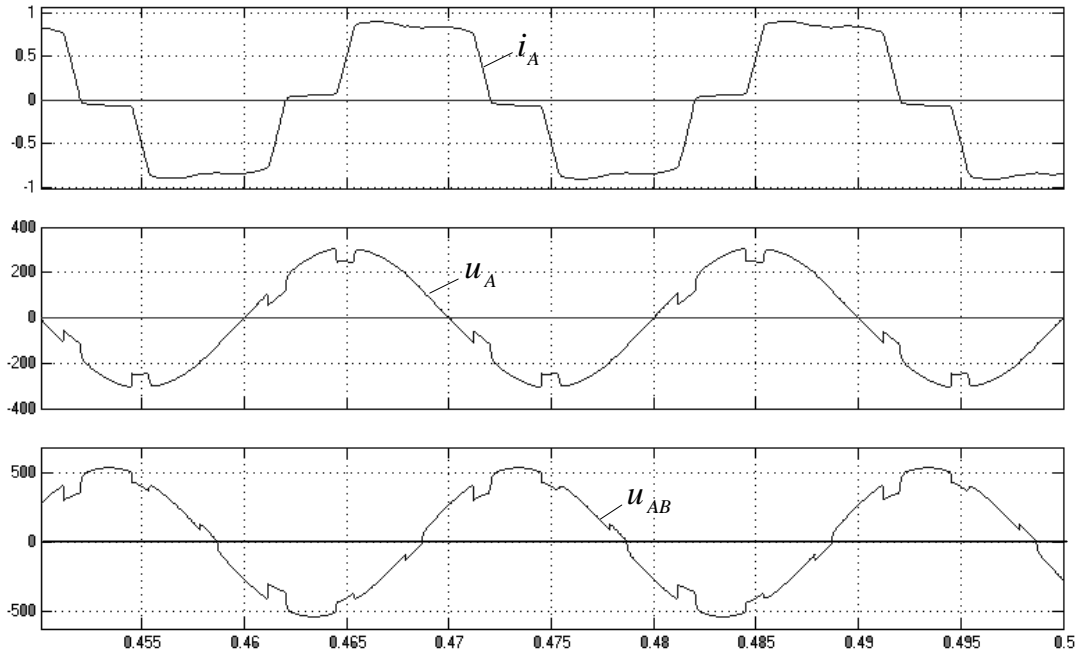
$$K_I = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{(n)}^2} / I_{(1)}. \quad (15.3)$$

Для борьбы с искажениями синусоидальности напряжения сети на входе мощных ведомых преобразователей включают резонансные фильтры, настроенные на гармоники, ближайšie к частоте сети. Например, в трехфазной мостовой на 5-ю и 7-ю. На рис. 15.1 б показано включение резонансных фильтров. Токи соответствующих гармоник замыкаются через эти фильтры, что резко уменьшает падение напряжений от гармонических составляющих токов на внутреннем сопротивлении сети. Кроме резонансных фильтров включают конденсатор C_ϕ , пропускающий все остальные высшие гармоники. Этот конденсатор и фильтры дополнительно улучшают результирующий $\cos\phi$ потребителей, питающихся от этой сети.

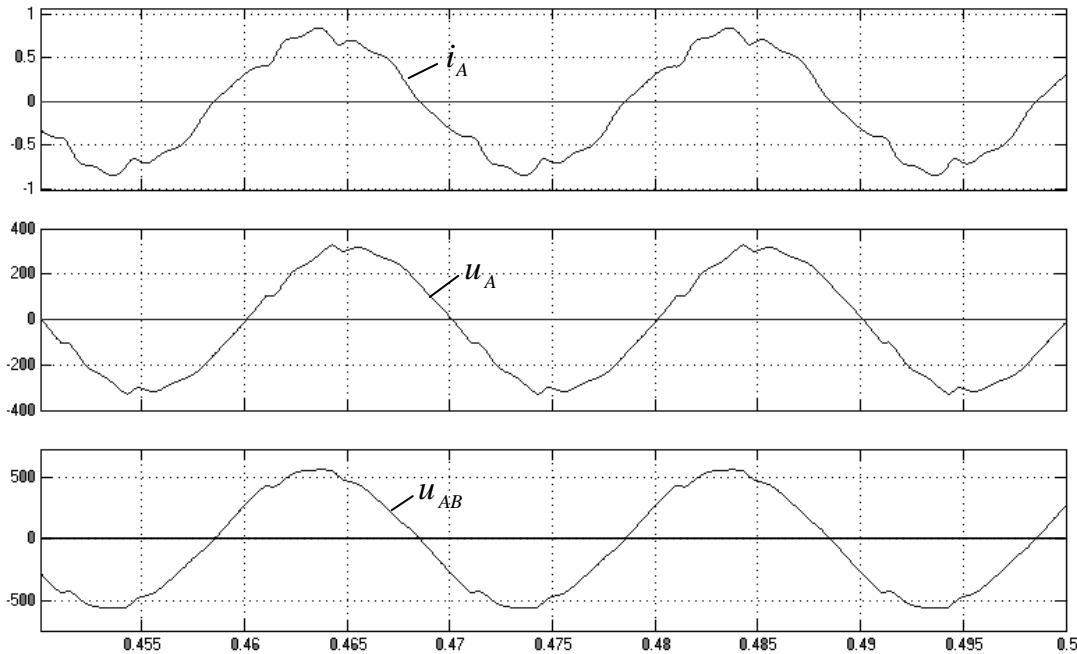
Качество резонансного фильтра определяется его добротностью

$$Q = \frac{\sqrt{L_\phi / C_\phi}}{R_\phi}. \quad (15.4)$$

Чем выше добротность, тем эффективнее его влияние. Однако, при высоких добротностях возникают опасные колебательные процессы [57]. Поэтому добротность выбирают из компромиссных соображений и последовательно с реактивными элементами включают резисторы, демпфирующие колебания. На рис. 15.2 приведены осциллограммы, показывающие, как повлияло включение сетевых фильтров на входе трехфазной мостовой схемы.



а)



б)

Рис. 15.2. Осциллограммы первичного тока i_A , фазного u_A и линейного u_{AB} напряжений при отсутствии (а) и наличии фильтра на входе (б)

В табл. 15.1 приведено сравнение показателей качества напряжения в сети и синусоидальности тока на этих осциллограммах.

Таблица 15.1

Схема	$K_U, \%$	$K_I, \%$	ν	Осциллограмма
Рис. 15.1 а	9,7	22,3	0,975	Рис. 15.2 а
Рис. 15.1 б	3,0	8,4	0,996	Рис. 15.2 б

На входе выпрямителей с корректором коэффициента мощности (ККМ), управляемых выпрямителей напряжения (УВН) и обратимых преобразователей напряжения (ОПН) ставят ненастроенные фильтры низких частот. Их задача – не пропустить в сеть гармоники высоких частот, возникающие при ШИМ. Эти фильтры имеют достаточно сложные схемы [47]. Упрощенно работу такого фильтра, включенного на входе ОПН можно понять из рис. 15.3. Напряжение на диагонали моста u_{ab} при работе ОПН имеет вид, приведенный на осциллограмме рис. 15.4 а. При отсутствии фильтра оно прикладывается к индуктивному накопителю L и внутреннему сопротивлению сети X_C (см. рис. 15.3 а). Поэтому сетевое напряжение u_C становится несинусоидальным (см. рис. 15.4 а). При включении фильтра $L_\phi C_\phi$ (см. рис. 15.3 б) сетевое напряжение u_C становится синусоидальным (см. рис. 15.4 б), так как токи высших гармоник замыкаются через конденсатор, а индуктивность затрудняет их прохождение в сеть.

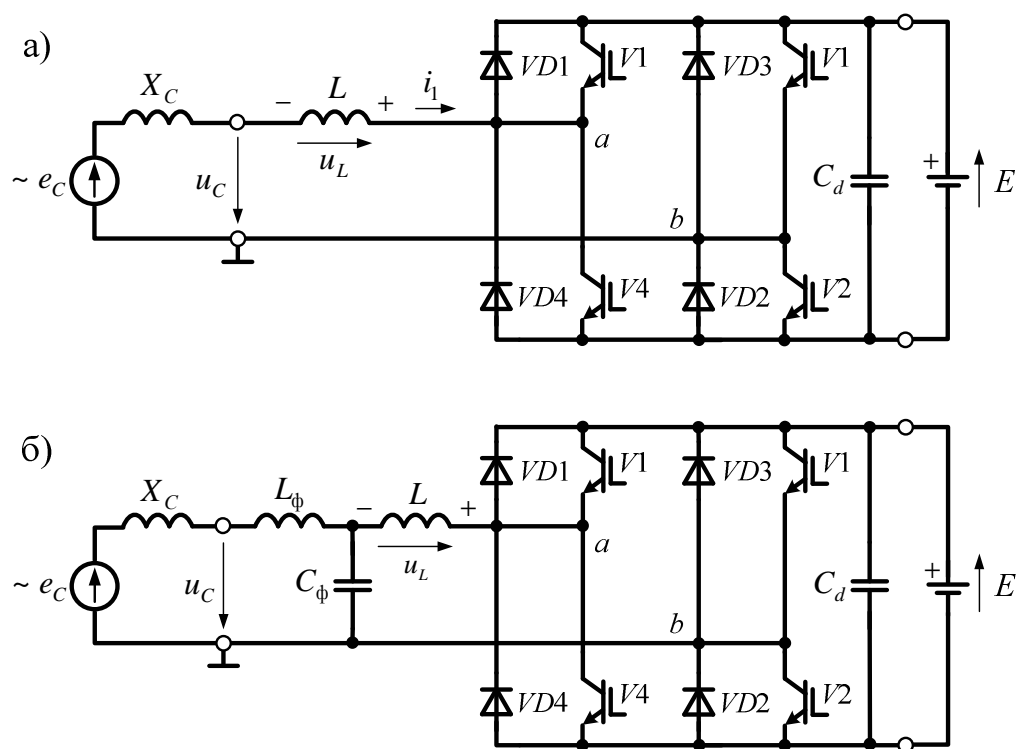


Рис. 15.3. Схема подключения ОПН к сети непосредственно (а) и через сетевой фильтр (б)

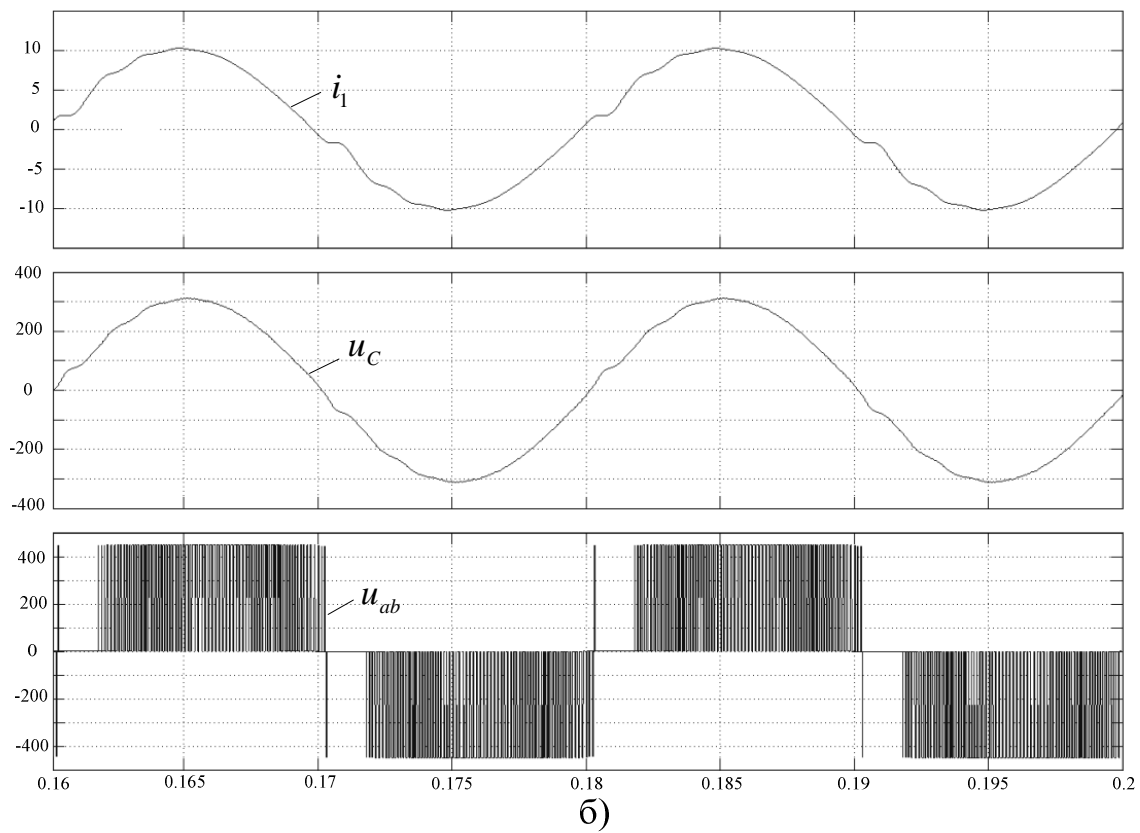
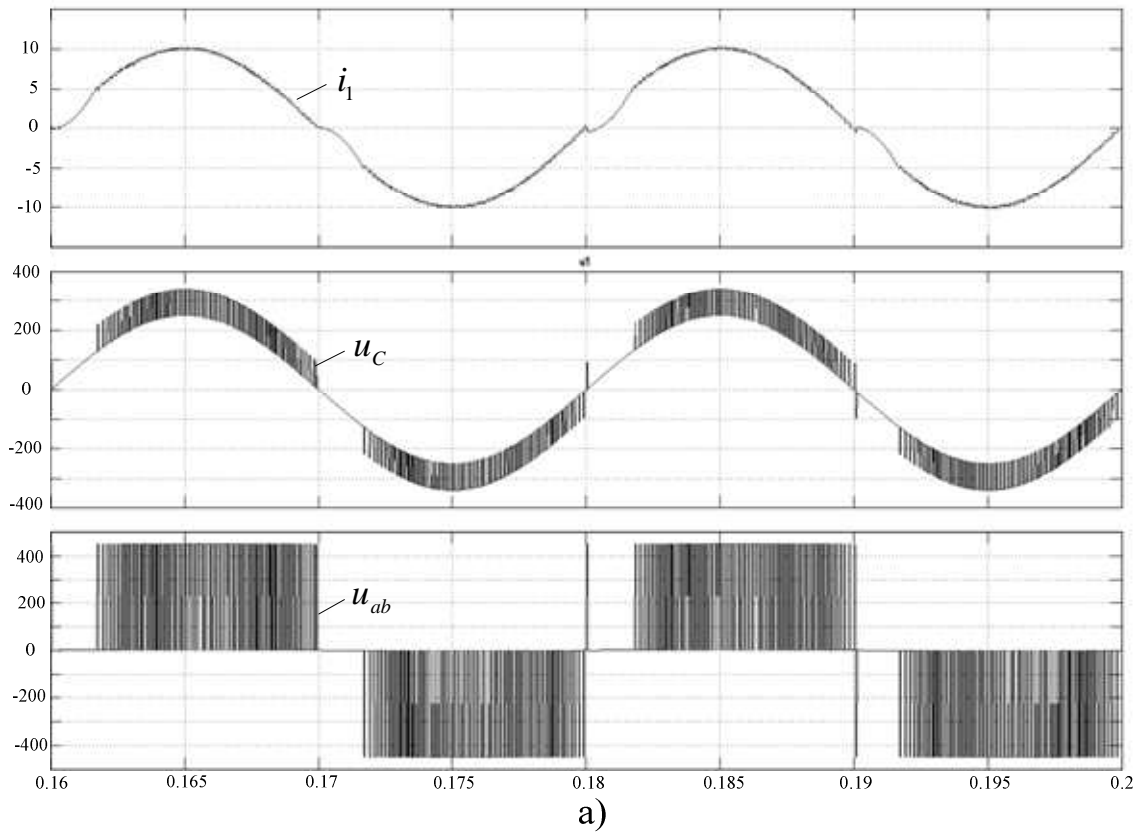


Рис. 15.4. Осциллограммы тока i_1 , потребляемого из сети ОПН с несимметричным управлением, напряжения сети u_C и напряжения на диагонали моста ОПН u_{ab} без фильтра (а) и с фильтром (б)

В табл. 15.2 приведено сравнение показателей качества напряжения в сети и синусоидальности тока на этих осциллограммах.

Таблица 15.2

Схема	$K_U, \%$	$K_I, \%$	Осциллограмма
Рис. 15.3 а	18	6	Рис. 15.4 а
Рис. 15.3 б	2	5	Рис. 15.4 б

Таким образом, **сетевые фильтры** могут существенно улучшить качество напряжения в сети и одновременно уменьшают проникновение помех из сети к потребителю.

15.3. Сглаживающие фильтры

Выходные фильтры, применяемые для улучшения качества постоянного напряжения, называются сглаживающими. Сглаживающие фильтры бывают емкостные, индуктивные, Г-образные и др.

Емкостной фильтр

Схема включения емкостного фильтра показано на рис. 15.5 а.

На рис. 15.6 показан переходный процесс нарастания напряжения на выходе выпрямителя при наличии емкостного фильтра. В момент включения конденсатор создает короткое замыкание и первый импульс тока весьма велик. Вентили отпираются в моменты, когда ЭДС на вторичных обмотках превышает напряжение на конденсаторе, и запираются в моменты, когда ЭДС на вторичных обмотках снижаются ниже напряжения на конденсаторе. Выпрямитель работает в режиме прерывистого тока. Во время переходного процесса ток постепенно уменьшается, вместе с ним уменьшается угол проводимости вентилей λ .

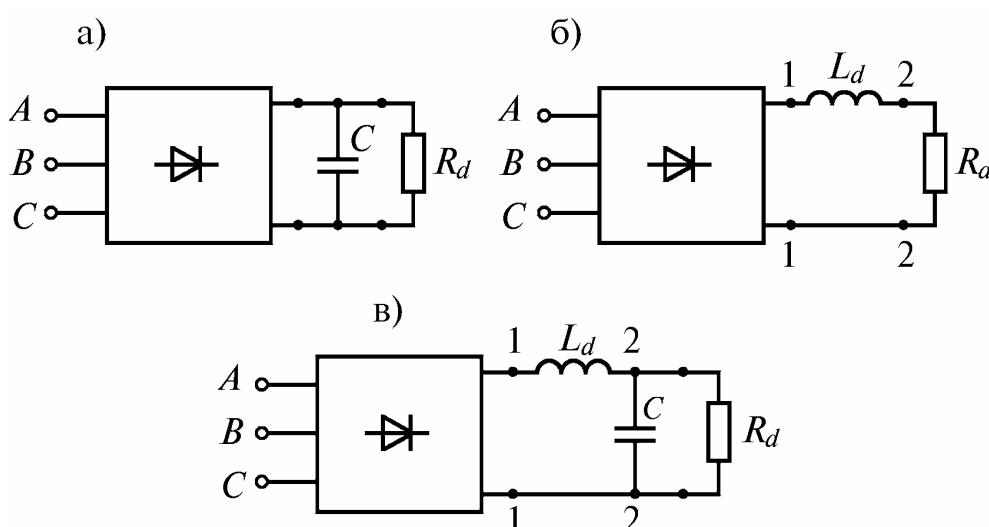


Рис. 15.5. Схемы присоединения сглаживающих фильтров к выпрямителям: емкостного (а), индуктивного (б), Г-образного (в)

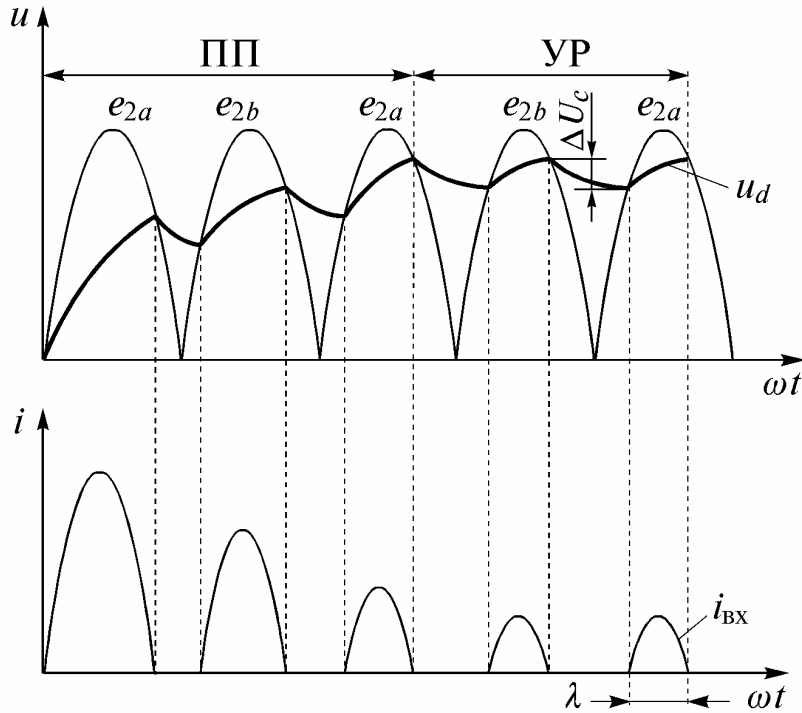


Рис. 15.6. Временные диаграммы токов и напряжений в однофазной мостовой схеме, работающей на емкостной фильтр (ПП – переходный процесс; УР – установившийся режим)

Выполним приближенный расчет фильтра. В установившемся режиме угол проводимости вентилей λ весьма мал, соответственно малы колебания напряжения на конденсаторе. Так как почти весь период частоты пульсаций вентили заперты, то можно считать, что ток разряда конденсатора равен току нагрузки

$$i_c = I_d = U_d / R_d. \quad (15.5)$$

Изменение напряжения на конденсаторе при его разряде с учетом (15.5)

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{T_n} i_c dt = \frac{I_d T_n}{C}, \quad (15.6)$$

где T_n – период пульсаций.

$$T_n = \frac{1}{mf}. \quad (15.7)$$

Коэффициент пульсаций q – это отношение амплитуды первой гармоники пульсаций к среднему значению выпрямленного напряжения. Так как к конденсатору приложено выпрямленное напряжение, то можно записать

$$q = \frac{U_{(1)m}}{U_d} = \frac{U_{c(1)m}}{U_d}. \quad (15.8)$$

Приближенно можно принять, что

$$U_{c(1)m} = \Delta U_c / 2. \quad (15.9)$$

Тогда с учетом (15.6 – 15.9)

$$q = \frac{I_d}{2mfCU_d} = \frac{1}{2mfCR_d}. \quad (15.10)$$

Отсюда требуемая емкость фильтра для получения заданного коэффициента пульсаций

$$C = \frac{1}{2mfqR_d}. \quad (15.11)$$

Как показывают уточненные расчеты, емкость, рассчитанная по формуле (15.11), несколько завышена, т.е. полученный коэффициент пульсаций будет лучше заданного.

Требуемая емкость растет с уменьшением сопротивления нагрузки.

Недостатки фильтра – начальный бросок тока при включении, тяжелые условия работы вентиля выпрямителя и вредное влияние на питающую сеть из-за малого угла проводимости вентиля.

Преимущество фильтра – его простота.

Для уменьшения начального броска тока применяется предварительный заряд конденсатора через зарядный резистор.

Основное применение емкостных фильтров – выпрямители небольшой мощности.

При применении устройств предварительного заряда и включении на входе выпрямителя токоограничивающих реакторов они могут применяться при достаточно больших мощностях, например, на выходе первого звена двухзвенного преобразователя частоты.

Индуктивный фильтр

Включение индуктивного фильтра показано на рис. 15.5 б. **Коэффициент сглаживания фильтра** – это отношение коэффициента пульсаций на входе фильтра и коэффициента пульсаций на выходе фильтра:

$$s = \frac{q_1}{q_2}; \quad (15.12)$$

$$s = \frac{U_{11(1)m}}{U_d} : \frac{U_{22(1)m}}{U_d} = \frac{\sqrt{(m\omega L_d)^2 + R_d^2}}{R_d}, \quad (15.13)$$

где $U_{11(1)m}$ и $U_{22(1)m}$ – амплитуды первых гармоник напряжения на входе и на выходе фильтра.

Для сглаживания необходимо, чтобы выполнялось соотношение

$$m\omega L_d \gg R_d. \quad (15.14)$$

Тогда

$$s \approx \frac{m\omega L_d}{R_d}. \quad (15.15)$$

Отсюда

$$L_d = \frac{sR_d}{m\omega} = \frac{q_1 R_d}{m\omega q_2}. \quad (15.16)$$

С уменьшением величины R_d (ростом мощности) индуктивность L_d падает, но одновременно растет ток нагрузки I_d и, следовательно, растут габариты дросселя, так как они зависят от квадрата тока.

Индуктивные фильтры применяются в преобразователях средней и большой мощности, например, при питании двигателей постоянного тока от управляемых выпрямителей.

Г–образный фильтр

С помощью емкостных и индуктивных фильтров недостижим высокий коэффициент сглаживания. Для повышения коэффициента сглаживания, уменьшения вредного влияния преобразователя на питающую сеть и улучшения переходного процесса включения применяют Г–образные фильтры.

Включение Г–образного фильтра показано на рис. 15.5 в. Коэффициент сглаживания фильтра

$$s = \frac{U_{11(1)m}}{U_{22(1)m}}. \quad (15.17)$$

При проектировании фильтра должны выполняться следующие соотношения, обеспечивающие индуктивный характер нагрузки для выпрямителя и шунтирование активного сопротивления нагрузки по переменной составляющей:

$$m\omega L_d \gg \frac{1}{m\omega C} \text{ и } \frac{1}{m\omega C} \ll R_d. \quad (15.18)$$

Тогда амплитуды первых гармоник напряжения на входе и выходе фильтра

$$U_{11(1)m} = I_{(1)m} m\omega L_d; \quad U_{22(1)m} = \frac{I_{(1)m}}{m\omega C}. \quad (15.19)$$

Подставив полученные значения в (15.17) получим

$$L_d C = \frac{s}{m^2 \omega^2}. \quad (15.20)$$

Принимаемые значения L_d и C должны удовлетворять неравенствам (15.18). Г–образные фильтры обеспечивают достаточно хорошее сглаживание и находят широкое применение, когда требуется более высокое качество постоянного напряжения. Они применяются в мощных двухзвенных преобразователях частоты на выходе выпрямительного звена.

15.4. Выходные фильтры переменного тока

Выходные фильтры ставятся на выходе АИН с ШИМ для улучшения условий работы асинхронных двигателей, особенно, если они достаточно уда-

лены от преобразователей и ШИМ–сигнал передается по длинным проводам.

Наиболее простой фильтр – это Г–образный LC–фильтр (см. рис. 15.5 в). Для высших гармоник индуктивность представляет большое сопротивление, а емкость – малое. Поэтому высшие гармоники ослабляются существенно сильнее, чем первая. Если пренебречь влиянием нагрузки, то коэффициент ослабления для n -ой гармоники можно найти по формуле

$$k_{\text{осл.}n} = \frac{n\omega_1 L - \frac{1}{n\omega_1 C}}{\frac{1}{n\omega_1 C}}, \quad (15.21)$$

где ω_1 – угловая частота первой гармоники.

При пренебрежении в числителе формулы (15.21) величиной $1/(n\omega_1 C)$, быстро уменьшающейся с ростом номера гармоники, получим

$$k_{\text{осл.}n} \approx n^2 \omega_1^2 LC. \quad (15.22)$$

Коэффициент ослабления резко растет с ростом номера гармоники. Поэтому важен коэффициент ослабления на самой низкой из высокочастотных гармоник, то есть на гармонике $\omega_{\text{ш}}$, соответствующей частоте ШИМ.

Тогда коэффициент ослабления выходного фильтра

$$k_{\text{осл}} \approx \omega_{\text{ш}}^2 LC. \quad (15.23)$$

15.5. Защита от перенапряжений при ШИМ–сигналах

Применение АИН с ШИМ в регулируемом асинхронном электроприводе создает ряд проблем, одной из которых является проблема «длинного кабеля», соединяющего обмотки двигателя (АД) с выходом АИН. Выходное напряжение АИН с ШИМ представляет собой высокочастотную последовательность прямоугольных импульсов различной полярности и длительности с одинаковой амплитудой (рис. 15.7).

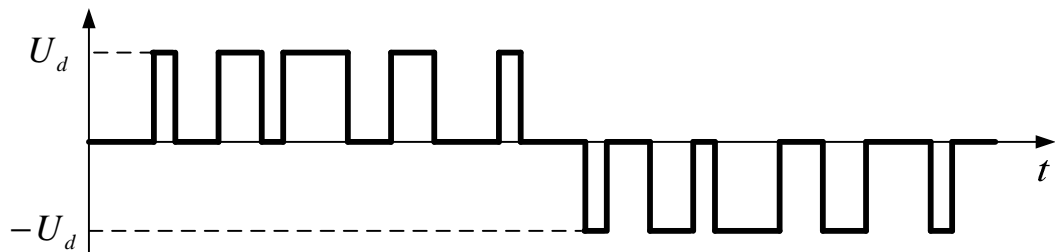


Рис. 15.7. Выходное напряжение АИН с ШИМ

Крутизна фронта импульсов напряжения определяется скоростью переключения силовых ключей АИН и при использовании IGBT–транзисторов составляет – 0,05 ... 0,1 мкс.

Существенно более высокое быстродействие *IGBT*, негативно сказывается на характере протекания переходных процессов в цепи АИН – соединительный кабель – АД (рис. 15.8) на интервалах времени фронта.

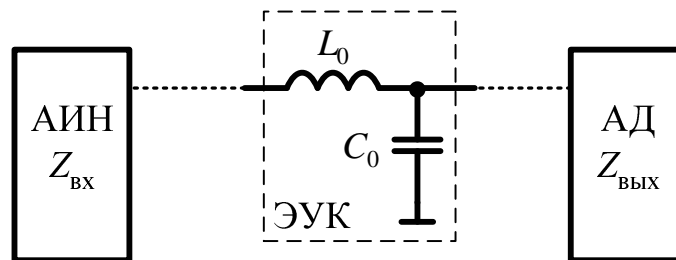


Рис. 15.8. Соединение кабелем одной фазы АИН с АД со схемой замещения элементарного участка кабеля (ЭУК) сопротивлением Z_0

Прохождение импульсного сигнала с крутым фронтом вызывает волновые процессы в кабеле, приводящие к появлению перенапряжений на зажимах двигателя (рис. 15.9).

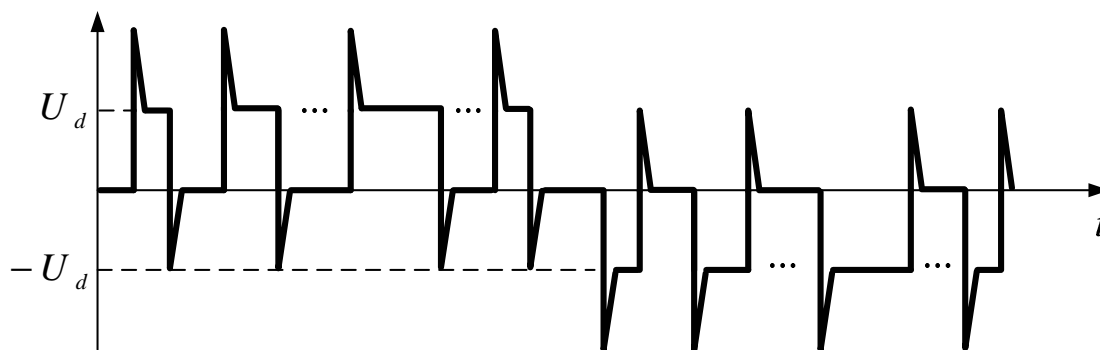


Рис. 15.9. Напряжение на зажимах АД при подключении «длинным кабелем»

Согласно теории цепей, кабель следует рассматривать как однородную длинную линию с распределенными параметрами. Если пренебречь малыми потерями в кабеле, то его волновое сопротивление Z_0 в соответствии со схемой замещения рис. 15.8 определяется последовательной индуктивностью L_0 и параллельной емкостью C_0 участка линии

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}. \quad (15.24)$$

Для широкого ассортимента монтажных проводов и кабелей усредненные значения этих параметров составляют: $L_0 = 1 \text{ мкГн/м}$; $C_0 = 50 \text{ пФ/м}$. Тогда $Z_0 \approx 140 \text{ Ом}$. Можно принять значения $Z_0 = 100 \dots 200 \text{ Ом}$ для всех монтажных проводов и кабелей.

Входное сопротивление кабеля $Z_{\text{вх}}$ представлено выходным сопротивлением полупроводниковых вентилях и внутренним сопротивлением конденсатора на входе АИН. Оно очень мало ($Z_{\text{вх}} \ll Z_0$) и им можно пренебречь.

Выходным сопротивлением $Z_{\text{вых}}$ кабеля является относительно большое для высокочастотного сигнала входное сопротивление АД, определяемое индуктивностями рассеяния $L_{\text{рас}}$ его обмоток и эквивалентной частотой ω_{ϕ} фронта импульса напряжения:

$$Z_{\text{вых}} = \omega_{\phi} L_{\text{рас}}, \quad \omega_{\phi} = \frac{\pi}{t_{\phi}}. \quad (15.25)$$

Поэтому $Z_{\text{вых}} \geq Z_0$. Выходное сопротивление $Z_{\text{вых}}$ составляет тысячи Ом.

При прохождении крутого фронта импульса напряжения входная часть силового монтажного кабеля (со стороны АИН) работает в режиме короткого замыкания, а выходная часть кабеля (на зажимах АД) – в режиме холостого хода. С учетом значений параметров волновые характеристики монтажных проводов и кабелей приближаются к характеристикам линии без искажений и потерь. В такой линии скорость распространения высокочастотной волны (фронта импульса) определяется выражением

$$V_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (15.26)$$

и равна примерно половине скорости света в вакууме. Этой скорости соответствует длина волны

$$\lambda = \frac{2\pi V_{\phi}}{\omega_{\phi}}. \quad (15.27)$$

Для принятых параметров это примерно 30 м. Кабель, длина которого соизмерима с длиной волны, считается «длинным кабелем».

Время прохождения фронта импульса $t_{\text{фк}}$ от выхода АИН к зажимам АД определяется длиной кабеля l

$$t_{\text{фк}} = \frac{l}{V_{\phi}}. \quad (15.28)$$

Если это время больше или равно времени фронта t_{ϕ} , то в конце кабеля из-за его несогласованности с нагрузкой ($Z_{\text{вых}} \geq Z_0$) возникает отраженная волна напряжения которая суммируется с падающей (прямой) волной напряжения U_1 , образуя стоячие волны. В результате на зажимах АД образуется напряжение

$$U_2 = U_1(1 + n_{\text{отр}}), \quad (15.29)$$

где $n_{\text{отр}}$ – коэффициент отражения.

Возвращаясь к началу кабеля, отраженная волна гасится малым входным сопротивлением $Z_{\text{вх}} \ll Z_0$. Поэтому напряжение на зажимах АИН U_1 не изменяется.

При $t_{\text{фк}} < t_{\phi}$ коэффициент отражения $n_{\text{отр}}$ рассчитывается по формуле

$$n_{\text{отр}} = n_{\text{отр.макс}} \frac{t_{\text{фк}}}{t_{\phi}}, \quad (15.30)$$

следовательно, он достигает максимума при $t_{\text{фк}} = t_{\text{ф}}$. Длина кабеля, соответствующая этому условию считается критической $l_{\text{кр}}$. Определим ее с учетом равенства $t_{\text{фк}} = t_{\text{ф}}$ и формул (15.25 – 15.28)

$$l_{\text{кр}} = t_{\text{фк}} V_{\text{ф}} = t_{\text{ф}} V_{\text{ф}} = t_{\text{ф}} \frac{\lambda \omega_{\text{ф}}}{2\pi} = \frac{\lambda}{2}. \quad (15.31)$$

Таким образом, критической считается длина кабеля, равная половине длины волны, при которой к обмоткам АД прикладываются импульсы напряжения по величине близкие к двойному напряжению U_d .

Импульсные перенапряжения в сочетании с высокой крутизной могут привести к снижению срока службы изоляции обмоток двигателя. Для ограничения волновых перенапряжений на зажимах АД применяют:

- 1) установку выходного (силового) LC -фильтра на выходе АИН уменьшающего крутизну фронта импульсов выходного напряжения;
- 2) установку параллельного RC -фильтра (слаботочного) непосредственно у зажимов АД для согласования с волновым сопротивлением кабеля.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение фильтров в преобразовательной технике?
2. Принципы действия сетевых фильтров.
3. Принцип действия, преимущества, недостатки и область применения сглаживающих емкостных фильтров.
4. Принцип действия, преимущества, недостатки и область применения сглаживающих индуктивных фильтров.
5. Принцип действия, преимущества, недостатки и область применения Γ -образных фильтров.
6. Каково назначение выходных фильтров в АИН с ШИМ?
7. Почему возникают перенапряжения при ШИМ сигналах?
8. Как осуществляется защита от перенапряжений при ШИМ сигналах?

Глава 16. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Стабилизаторы напряжения и тока служат для стабилизации соответствующих величин. В их построении много общего, поэтому рассмотрим только стабилизаторы напряжения. На рис. 16.1 приведена схема включения стабилизатора напряжения.

Основные статические параметры стабилизатора напряжения – коэффициент стабилизации и выходное сопротивление.

Коэффициент стабилизации характеризуется тем, насколько изменяется напряжение на выходе стабилизатора $\Delta U_{ст}$ при изменении питающего напряжения ΔU_d и постоянном токе нагрузки $I_H = \text{const}$

$$K_{ст} = \left(\frac{\Delta U_d}{\Delta U_{ст}} \right)_{I_H = \text{const}} \quad (16.1)$$

Выходное сопротивление стабилизатора, характеризует качество стабилизации при изменении тока нагрузки и постоянном напряжении питания

$$R_{вых} = \left(\frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_H} \right)_{U_d = \text{const}} \quad (16.2)$$

Стабилизаторы делятся на:

а) **параметрические**, в которых стабилизация осуществляется за счет какого-либо параметра;

б) **компенсационные** или стабилизаторы с обратными связями.

Параметрические стабилизаторы напряжения не обеспечивают высокое качество стабилизации и применимы при малых мощностях. Они были рассмотрены в [14] и, поэтому, далее не рассматриваются.

Компенсационные стабилизаторы напряжения обеспечивают более высокое качество стабилизации, чем параметрические. В них достижимы такие показатели качества стабилизации как $K_{ст} \cong 10000$, $R_{вых} \cong 10^{-6}$ Ом.

Компенсационные стабилизаторы напряжения классифицируются по месту включения регулирующего элемента относительно нагрузки:

а) **последовательного** типа;

б) **параллельного** типа.

Компенсационные стабилизаторы по способу регулирования напряжения делятся на:

а) **непрерывные** (регулирующий транзистор работает в линейном режиме);

б) **импульсные** (регулирующий транзистор работает в ключевом режиме).

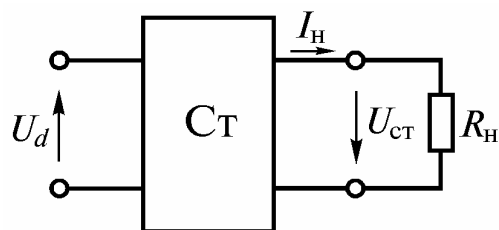


Рис. 16.1. Схема включения стабилизатора напряжения

Преимущества импульсного стабилизатора: меньшие потери, а, следовательно, более высокий КПД и меньшие габариты.

Преимущества непрерывного стабилизатора: выше качество стабилизации, меньше пульсации.

На рис. 16.2 а, б приведены функциональные схемы непрерывного и импульсного стабилизаторов напряжения. От источника питания ИП энергия передается на нагрузку Н через регулирующий элемент РЭ. В качестве РЭ в непрерывном стабилизаторе используется транзистор, а в импульсном стабилизаторе транзистор, дополненный диодом, шунтирующим нагрузку и индуктивный фильтр. На выходе РЭ в импульсном стабилизаторе обязательно ставится Г-образный сглаживающий силовой фильтр СФ. Напряжение $U_{ст}$ с выхода стабилизатора через слаботочный фильтр Ф подается на компаратор К, где сравнивается с сигналом задания U_3 . Разностный сигнал усиливается усилителем обратной связи УОС, а затем в непрерывном стабилизаторе подается на усилитель мощности УМ, воздействующий на РЭ. В импульсном стабилизаторе сигнал с выхода УОС сравнивается в компараторе К1 с пилообразным напряжением, генерируемым генератором опорного напряжения ГОН. Полученный ШИМ-сигнал поступает на УМ, воздействующий на РЭ.

Стабилизаторы напряжения являются важнейшими узлами источников питания систем автоматики и радиоэлектроники.

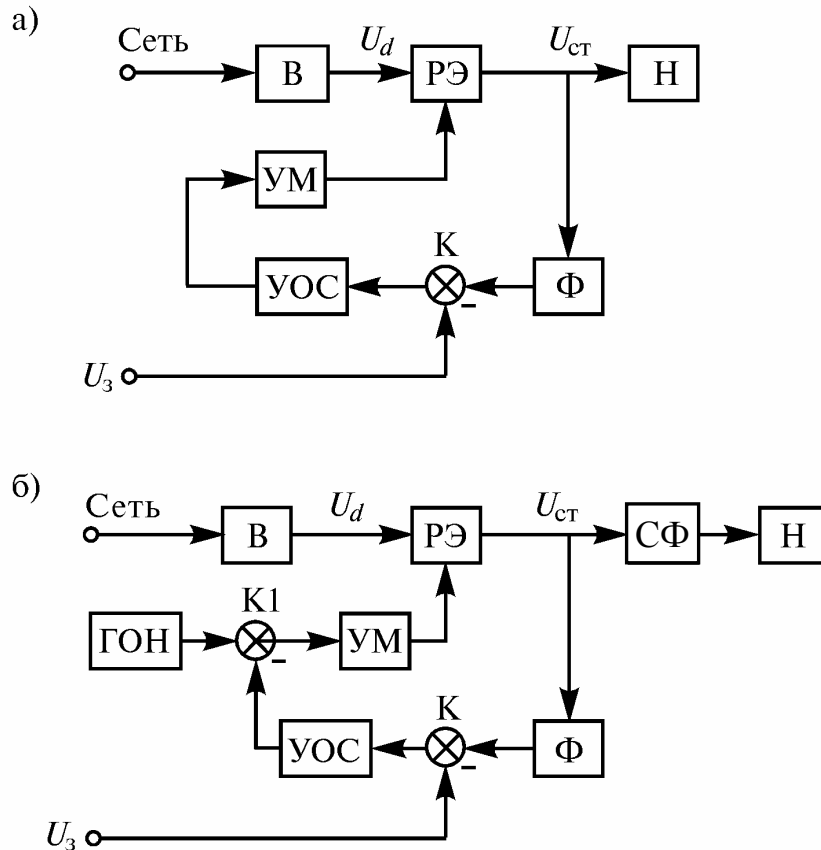


Рис. 16.2. Схемы непрерывного (а) и импульсного (б) стабилизаторов напряжения

Контрольные вопросы

1. Назовите виды стабилизаторов напряжения и укажите их области применения.

2. Какие параметры характеризуют стабилизаторы постоянного напряжения?

3. Поясните принцип действия непрерывного стабилизатора постоянного напряжения и укажите его преимущества и недостатки.

4. Поясните принцип действия импульсного стабилизатора постоянного напряжения и укажите его преимущества и недостатки.

Глава 17. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

17.1. Общая характеристика и классификация источников вторичного электропитания

Источники вторичного электропитания (ИВЭП) преобразуют переменное или постоянное напряжение, получаемое от первичных источников питания, в переменные или постоянные напряжения, требуемые для нагрузок [6, 9, 11, 47, 62].

Первичные источники питания – это сеть переменного тока, аккумулятор или генератор в подвижных объектах.

ИВЭП выполняются на мощности от нескольких Вт до десятков кВт.

Требования, предъявляемые к ИВЭП:

- высокий КПД;
- высокое качество выходного напряжения;
- высокие динамические параметры;
- хорошие массогабаритные показатели и минимальная стоимость;
- надёжность (наличие защит);
- совместимость с сетью и допустимый уровень радиопомех.

Источники вторичного электропитания классифицируются по следующим основным признакам:

1) по виду входного напряжения – на ИВЭП, работающие от сети переменного напряжения и ИВЭП, работающие от сети постоянного напряжения;

2) по виду выходного напряжения – на ИВЭП с выходом на переменном токе (однофазные и многофазные), ИВЭП с выходом на постоянном токе и комбинированные ИВЭП – с выходом на переменном и постоянном токе;

3) по выходной мощности – микромощные источники питания с выходной мощностью до 1 Вт, малой мощности (от 1 до 10 Вт); средней мощности (от 10 до 100 Вт), повышенной мощности (от 100 до 1000 Вт) и большой мощности (свыше 1000 Вт);

4) по номинальному значению выходного напряжения – низкое (до 100 В), среднее (от 100 до 1000 В), высокое (свыше 1000 В);

5) по степени постоянства выходного напряжения – нестабилизирующие и стабилизирующие ИВЭП;

6) по числу выходов питающих напряжений – одноканальные ИВЭП, имеющие один выход, и многоканальные, имеющие два и более выхода питающих напряжений.

В данной главе внимание будет уделено только наиболее широко применяемым ИВЭП с выходами на постоянном токе.

ИВЭП, работающие от сети **переменного** напряжения, делятся на:

1) **трансформаторные источники питания**, в которых на вход подается переменное напряжение, которое с помощью низкочастотного трансформатора (50 – 60 Гц) преобразуется в одно или несколько переменных на-

пряжений, а на выходе выдается одно или несколько постоянных напряжений;

2) **бестрансформаторные источники питания**, в которых на вход подается переменное напряжение, низкочастотный трансформатор на входе отсутствует, но применено промежуточное преобразование частоты, и на выходе выдается одно или несколько постоянных напряжений.

ИВЭП, работающие от сети **постоянного** напряжения, делятся на:

1) ИВЭП с **гальванической связью** входа и выхода;

2) ИВЭП **без гальванической связи** входа и выхода, в которых на вход подается постоянное напряжение, применено промежуточное преобразование частоты, а на выходе выдается одно или несколько постоянных напряжений.

Контрольные вопросы

1. Назначение и виды ИВЭП.
2. Какие требования предъявляются к ИВЭП?
3. Как классифицируются ИВЭП?

17.2. Принципы построения ИВЭП

На рис. 17.1 приведена функциональная схема трансформаторного ИВЭП. Он построен по классической схеме выпрямления. Многообмоточный трансформатор подключен к сети, а на вторичной стороне несколько обмоток позволяют получить несколько напряжений. Приведен пример с тремя каналами на выходе. При этом третий канал наиболее мощный, первый канал наиболее точный, а второй канал без особых требований к стабильности. Напряжение на выходе наиболее точного первого канала стабилизируется с помощью непрерывного стабилизатора напряжения НСН. Напряжение на выходе наиболее мощного третьего канала стабилизируется с помощью импульсного стабилизатора напряжения ИСН.

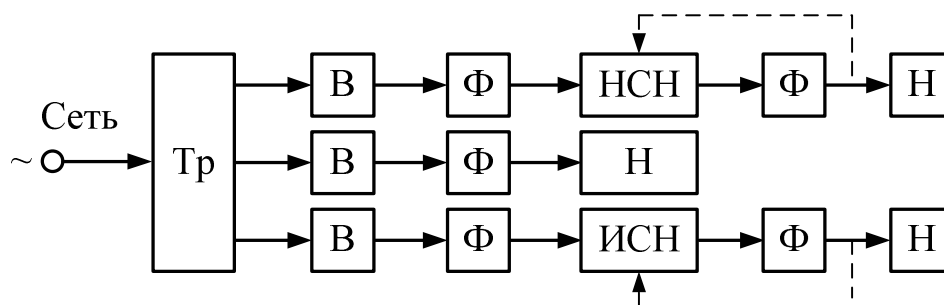


Рис. 17.1. Функциональная схема трансформаторного ИВЭП
(Тр – трансформатор, В – выпрямитель, Ф – фильтр, НСН – непрерывный стабилизатор напряжения, ИСН – импульсный стабилизатор напряжения, Н – нагрузка)

ИВЭП по приведенной функциональной схеме применяются все реже. Низкочастотный трансформатор, стоящий на входе ИВЭП имеет большую массу и габариты, а, следовательно, достаточно велики потери в нем. Поэтому в большинстве случаев применяют так называемые бестрансформаторные ИВЭП.

На рис. 17.2 приведены функциональные схемы бестрансформаторных ИВЭП. Приведены примеры с тремя каналами на выходе. При этом третий канал наиболее мощный, первый канал наиболее точный, а второй канал без особых требований к стабильности.

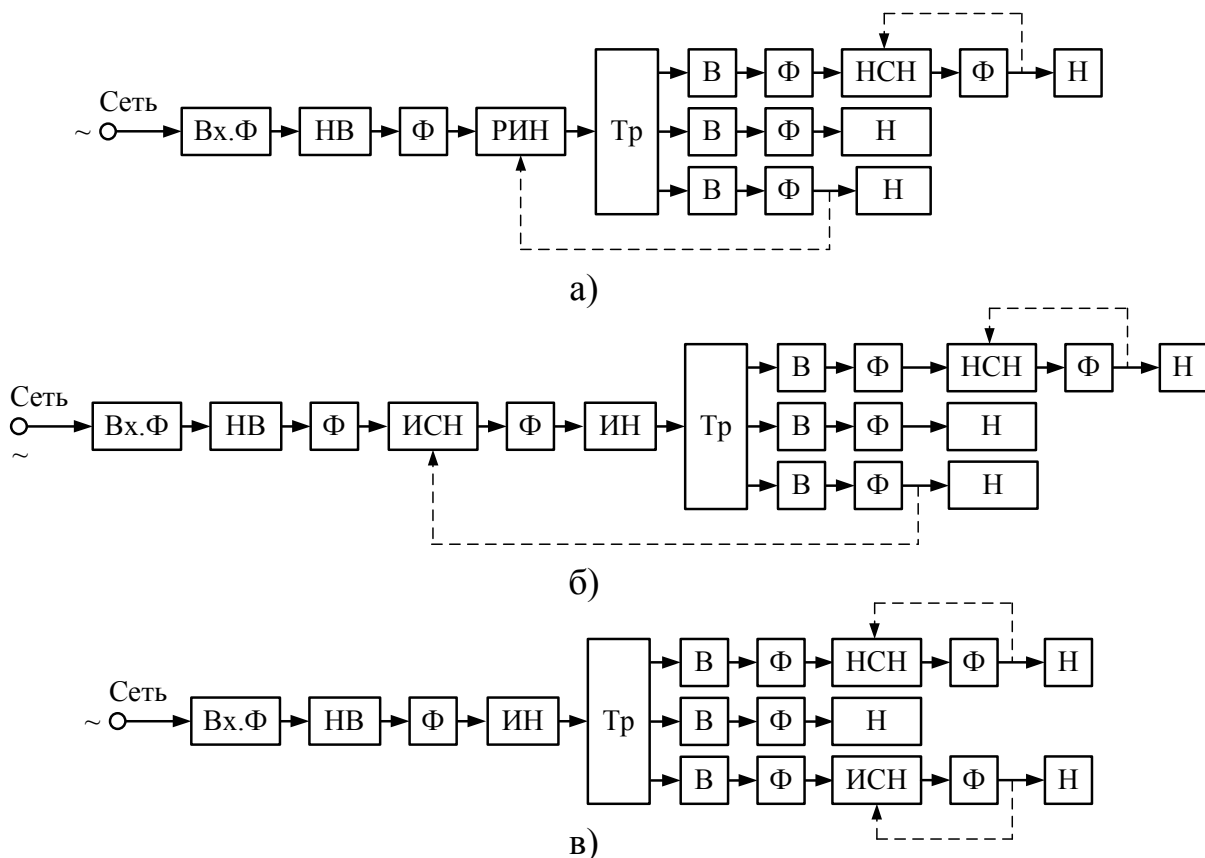


Рис. 17.2. Бестрансформаторные ИВЭП: с РИН на входе (а); с ИСН на входе (б); с ИН на входе и ИСН и НСН на выходе (в)

(Вх.Ф – входной фильтр, НВ – неуправляемый выпрямитель, Ф – фильтр, РИН – регулируемый инвертор напряжения, ИСН – импульсный стабилизатор напряжения, ИН – инвертор напряжения, Тр – трансформатор, НСН – непрерывный стабилизатор напряжения, В – выпрямитель, Н – нагрузка)

На рис. 17.2 а на входе ИВЭП после неуправляемого выпрямителя НВ и сглаживающего фильтра Ф включен регулируемый инвертор напряжения РИН. РИН выдает на выходе напряжение высокой частоты, что позволяет во много раз уменьшить габариты трансформатора Тр. Поэтому и возникло

название «бестрансформаторные» ИВЭП, т.е. в них отсутствуют громоздкие трансформаторы на частоту 50 Гц. На вторичной стороне трансформатора включены неуправляемые выпрямители В со сглаживающими фильтрами Ф на выходе. Обратная связь с третьего, наиболее мощного, канала подается на РИН, так обеспечивается стабилизация напряжения на этом канале. Напряжение на выходе второго канала не будет столь стабильным. Напряжение на выходе наиболее точного первого канала дополнительно стабилизируется с помощью непрерывного стабилизатора напряжения ИСН.

На рис. 17.2 на всех входах ИВЭП при любой структуре включены входные фильтры Вх.Ф, уменьшающие вредное влияние преобразователей с импульсной модуляцией на питающую сеть и на уровень радиопомех.

На рис. 17.2 б на входе ИВЭП после неуправляемого выпрямителя НВ и сглаживающего фильтра Ф включен импульсный стабилизатор напряжения ИСН. К его выходу после сглаживающего фильтра Ф подключен нерегулируемый инвертор напряжения ИН. ИН подает на трансформатор напряжение высокой частоты. Обратная связь с третьего, наиболее мощного, канала подается на ИСН. На вторичной стороне трансформатора схема совпадает со схемой рис. 17.2 а.

На рис. 17.2 в на входе ИВЭП после неуправляемого выпрямителя НВ и сглаживающего фильтра Ф включен нерегулируемый инвертор напряжения ИН, который подает на трансформатор Тр напряжение высокой частоты. Таким образом, на первичной стороне трансформатора нет регулирующих элементов. На вторичной стороне трансформатора предусмотрена стабилизация напряжения по двум каналам: с помощью импульсного стабилизатора напряжения ИСН по мощному каналу и с помощью непрерывного стабилизатора напряжения ИСН по точному каналу.

Все описанные структуры находят применение на практике в зависимости от конкретных условий.

Бестрансформаторные ИВЭП за счет резкого уменьшения габаритов и массы высокочастотного трансформатора позволяют на порядок улучшить массогабаритные показатели по сравнению с классическими схемами.

Эти ИВЭП получили широчайшее применение в источниках питания систем автоматики, компьютеров, бытовой электроники.

ИВЭП без гальванической связи входа и выхода, питаются от первичного источника постоянного напряжения. Обычно это имеет место в автономных (бортовых) системах. В этих ИВЭП применяются те же системы, что приведены на рис. 17.2, но без входного выпрямителя.

ИВЭП с гальванической связью входа и выхода выполняются на основе преобразователей постоянного напряжения, подробно изложенных в главе 10. Поэтому они далее не рассматриваются.

В приведенных на рис. 17.2 схемах содержатся двухзвенные преобразователи постоянного напряжения (ППН), содержащие регулируемый или нерегулируемый автономный инвертор напряжения, трансформатор и один или несколько выпрямителей на его вторичной стороне. Часто они составляют неразрывное целое и выполняются по специальным схемам.

Контрольные вопросы

1. Поясните принципы построения ИВЭП.
2. Из каких блоков строятся ИВЭП?
3. Как обеспечивается стабилизация напряжений в ИВЭП?
4. В чем смысл применения бестрансформаторных ИВЭП?

17.3. Регулируемые и нерегулируемые двухзвенные ППН

Регулируемые двухзвенные ППН малой мощности в зависимости от применяемого в них АИН делятся на **однотактные** и **двухтактные** [6, 11, 62].

Любой регулируемый двухзвенный ППН может работать, как нерегулируемый.

На рис. 17.3 а приведена схема регулируемого двухзвенного ППН на базе АИН с **прямым включением диода (прямоходовая)**.

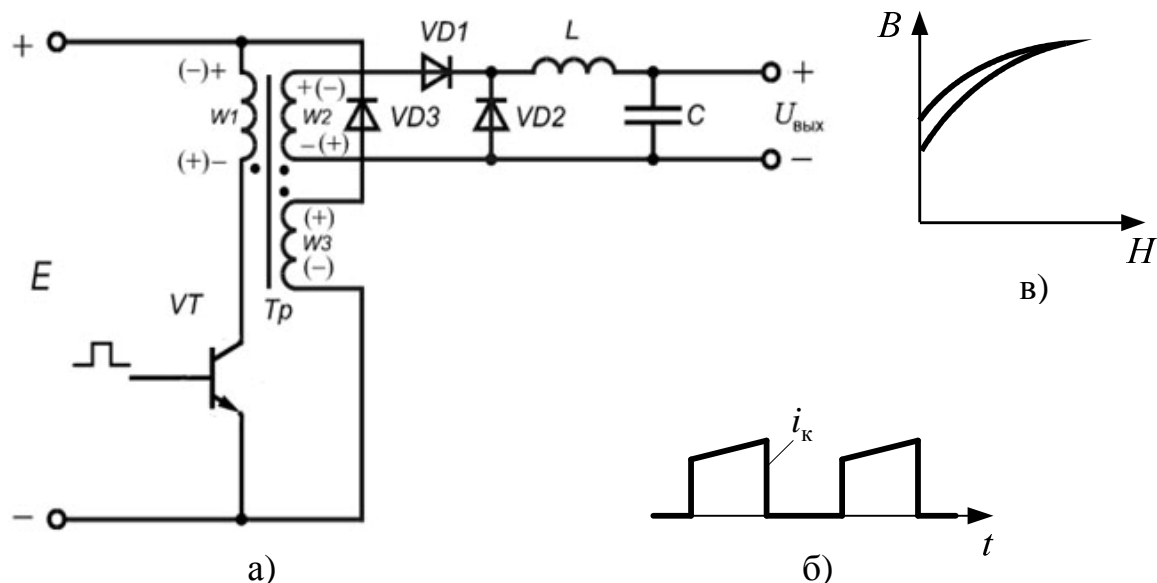


Рис. 17.3. ППН на базе однотактного инвертора напряжения с прямым включением диода (а), диаграмма тока коллектора (б) и характеристика перемagnичивания трансформатора (в)

При включении транзистора VT на обмотках трансформатора появляются напряжения (со знаками, указанными без скобок). Диод $VD1$ открывается

и через LC -фильтр на нагрузку проходит ток. Диоды $VD2$ и $VD3$ заперты. Под действием напряжения, приложенного к обмотке $W1$, нарастает ток намагничивания трансформатора, а, следовательно, и ток коллектора (см. рис. 17.3 б, в). При выключении VT за счёт энергии, запасённой в индуктивности намагничивания трансформатора, на всех обмотках трансформатора наводятся ЭДС (со знаками, указанными в скобках). Диод $VD1$ запирается. Под действием ЭДС на обмотке $W3$ трансформатора открывается диод $VD3$ и энергия, запасённая в индуктивности намагничивания трансформатора, возвращается в источник питания. Напряжение на транзисторе VT при этом равно сумме напряжения питания и ЭДС самоиндукции на обмотке $W1$ и может в несколько раз превышать напряжение питания. За время выключенного состояния транзистора энергия, запасённая в индуктивности намагничивания трансформатора, должна полностью возвратиться в источник питания. За счет энергии, запасённой в дросселе фильтра L , продолжает проходить ток через диод $VD2$. При следующем включении транзистора процессы повторяются. Напряжение на выходе зависит от длительности включенного состояния транзистора.

В этой схеме передача энергии в нагрузку происходит через диод, когда транзистор включен, отсюда название **схема с прямым включением диода**. Такие ППН применяются для мощностей до 70 – 100 Вт.

На рис. 17.4 приведена усовершенствованная схема регулируемого ППН на базе АИН по **однотактной мостовой схеме с прямым включением диода**.

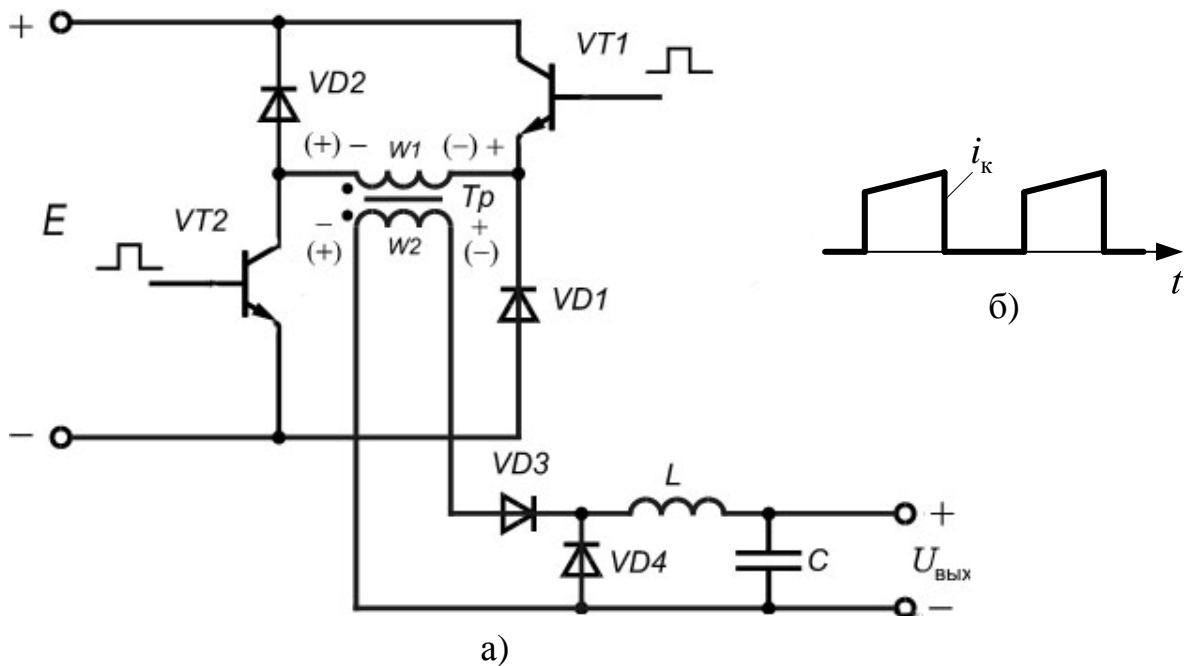


Рис. 17.4. ППН на базе АИН по однотактной мостовой схеме с прямым включением диода (а) и диаграмма тока коллектора (б)

При включении транзисторов $VT1$ и $VT2$ на обмотках трансформатора появляются напряжения с полярностями указанными на рисунке без скобок. Диод $VD3$ открывается и в нагрузку идёт ток, при запираии $VT1$ и $VT2$ за счёт энергии запасённой в индуктивности намагничивания трансформатора возникает ЭДС самоиндукции, полярность указана в скобках, диоды $VD1$ и $VD2$ открываются и эта энергия отдаётся в источник питания. ЭДС на обмотке $W2$ запирает диод $VD3$ и открывает диод $VD4$, питание нагрузки продолжается за счёт энергии, запасённой в дросселе L .

Преимуществом этой схемы является то, что напряжение на транзисторах не превышает напряжения источника питания. Чтобы энергия, запасённая в индуктивности намагничивания трансформатора, полностью возвращалась в источник питания, относительное время включения транзисторов должно быть меньше 0,5. Данная схема применяется в одноканальных источниках питания мощностью до 200 Вт.

На рис. 17.5 приведена схема регулируемого ППН на базе АИН с **обратным включением диода (обратноходовая)**.

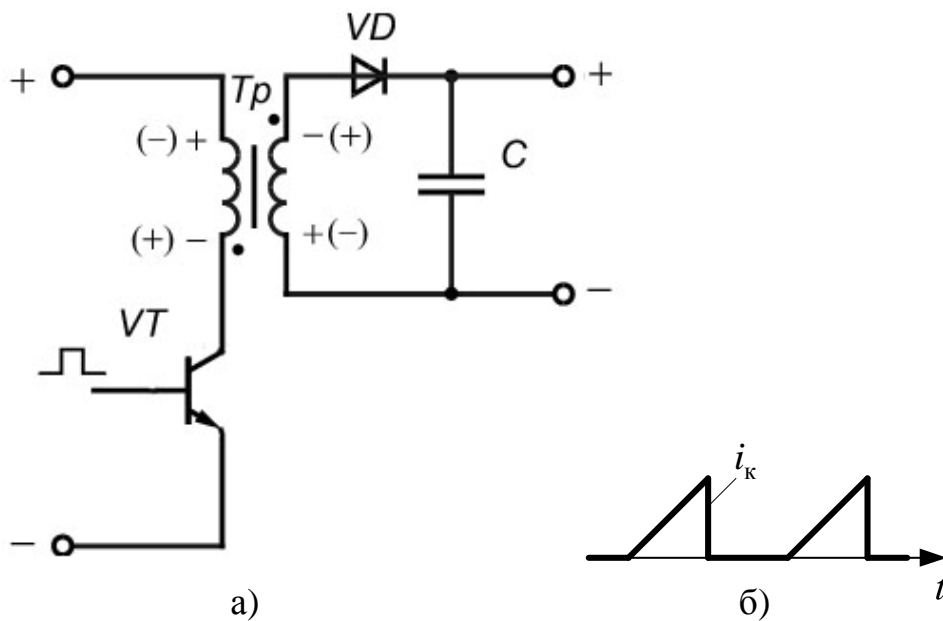


Рис. 17.5. ППН на базе одноканального инвертора напряжения с обратным включением диода (а) и диаграмма тока коллектора (б)

При включении VT на обмотках появляются напряжения со знаками, указанными без скобок, диод VD закрыт, энергия запасается в индуктивности намагничивания трансформатора. При выключении VT возникает ЭДС самоиндукции, с полярностью указанной в скобках, и энергия, запасённая в индуктивности намагничивания трансформатора, передаётся в нагрузку.

В этой схеме при включении транзистора ток через диод на нагрузку не идет, поэтому схема называется с обратным включением диода. Преимуще-

ством этой схемы является простота. Она получила наиболее широкое применение в многоканальных источниках питания при мощностях до 100 Вт.

На рис. 17.6 приведена схема регулируемого ППН на базе АИН по **комбинированной однотоктной мостовой схеме**.

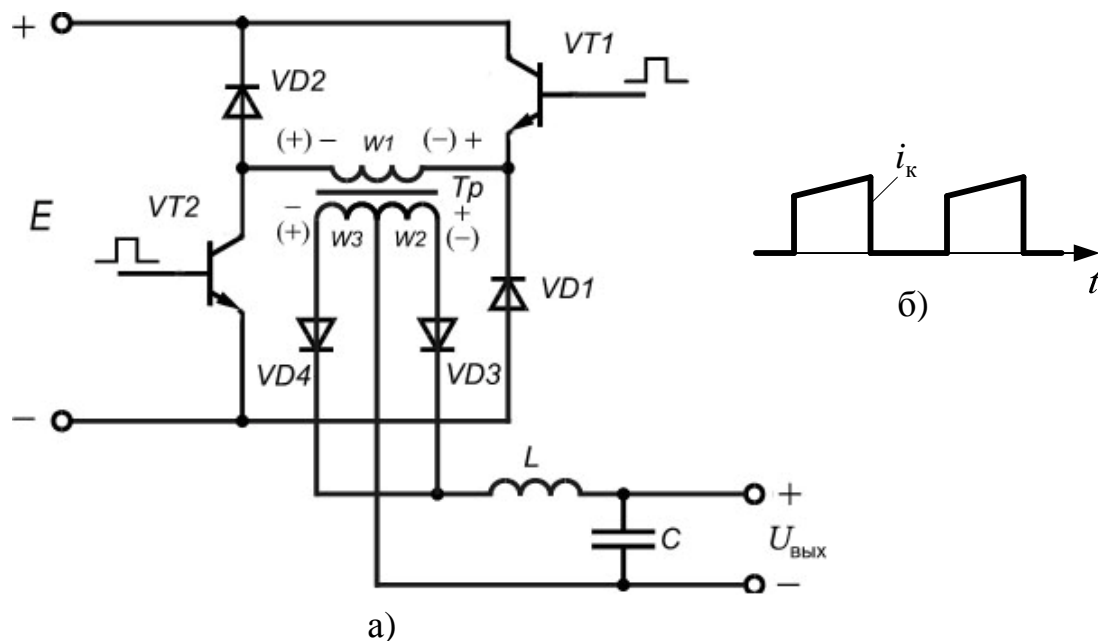


Рис. 17.6. Комбинированная однотоктная мостовая схема (а) и диаграмма тока (б)

При открытых $VT1$, $VT2$ на обмотках трансформатора появляются напряжения с полярностями, указанными без скобок, $VD3$ открывается и энергия передаётся в нагрузку. Одновременно запасается энергия в индуктивности намагничивания трансформатора. При закрывании транзисторов $VT1$, $VT2$ на обмотках трансформатора появляется ЭДС самоиндукции, с полярностью, указанной в скобках, диод $VD3$ закрывается, а диод $VD4$ открывается, энергия, запасённая в индуктивности намагничивания трансформатора, отдаётся в нагрузку, а если ток в нагрузке мал (режим холостого хода), она через $VD1$ и $VD2$ возвращается в источник питания.

Данная схема применяется в одноканальных источниках питания мощностью до 200 Вт.

Для уменьшения габаритов фильтров применяют сдвоенные однотоктные ячейки, работающие в противофазе. На рис. 17.7 приведена схема регулируемого ППН на базе АИН по **двухтактной полумостовой схеме**.

При поочерёдном включении транзисторов $VT1$ и $VT2$, поочерёдно проводят диоды $VD1$ и $VD2$, а конденсаторы $C1$, $C2$ создают искусственную среднюю точку источника питания. Преимуществом этой схемы является то, что невозможно несимметричное перемагничивание трансформатора. Схема применяется при мощностях до 500 Вт.

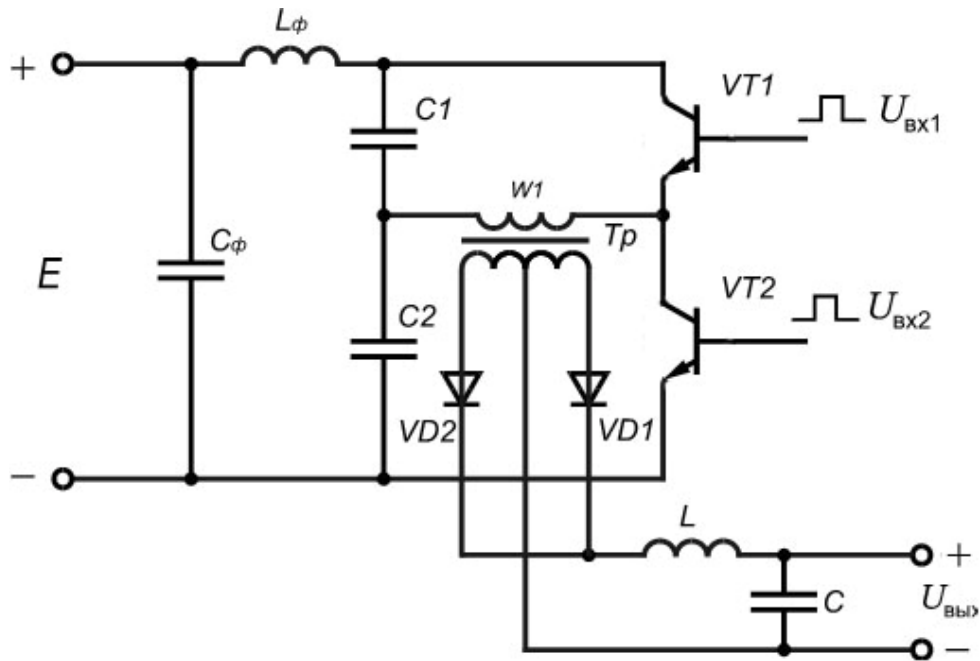


Рис. 17.7. Схема регулируемого ППН на базе АИН по двухтактной полумостовой схеме

При больших мощностях применяются АИН по **однофазной мостовой схеме** (см. гл. 11). Основной трудностью в двухтактных схемах является несимметричное перемагничивание трансформатора, при котором ток намагничивания нарастает и достигает величины тока короткого замыкания. В полумостовых схемах это явление предотвращается конденсаторами $C1$ и $C2$, не пропускающими постоянную составляющую тока.

В ИВЭП без гальванической связи входа и выхода, питающихся от источника постоянного напряжения, могут применяться те же схемы, что и в бестрансформаторных источниках питания, только без входных выпрямителей.

В ИВЭП с целью повышения надежности часто применяют **многофазные преобразователи постоянного напряжения**. На рис. 17.8 силовые преобразовательные ячейки (СПЯ) представляют собой маломощные двухзвенные ППН, описанные выше. Многофазный широтно-импульсный модулятор обеспечивает их работу со сдвигом во времени. Все ячейки получают питание через общий входной фильтр (Вх.Ф) и работают на общий выходной фильтр (Вых.Ф) и нагрузку H . Стабилизация напряжения обеспечивается за счет общей обратной связи (ОС).

Работа ячеек со сдвигом обеспечивает повышение результирующей частоты пульсаций, что уменьшает габариты фильтров.

Контрольные вопросы

1. Поясните принципы действия двухзвенных ППН малой мощности.

2. В чем отличие электромагнитных процессов в схемах с прямым и обратным включением диода?
3. Каковы области применения схем ППН малой мощности?
4. Как строятся ИВЭП для повышения надежности?
5. Для чего в многофазных ППН ячейки работают со сдвигом?

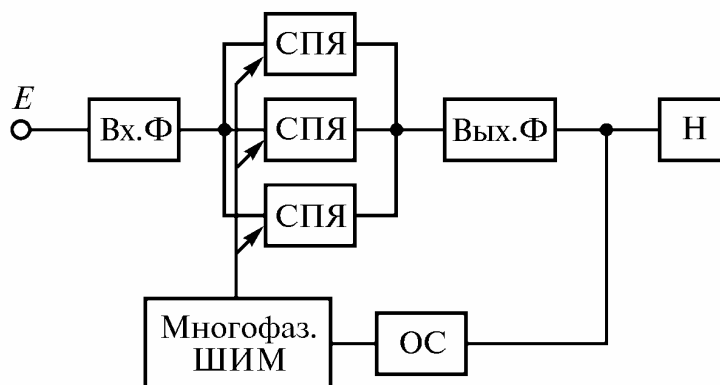


Рис. 17.8. Многофазный преобразователь постоянного напряжения

17.4. Неуправляемые выпрямители с корректором коэффициента мощности

В бестрансформаторных ИВЭП на входе стоит выпрямитель, работающий на фильтр (см. рис. 17.2). Обычно к этому фильтру не предъявляются высокие требования по сглаживанию пульсаций, так как это лучше выполнить в последующих звеньях при более высоких частотах. Поэтому используется емкостной фильтр.

У емкостного фильтра имеются серьезные недостатки (см. главу 15): начальный бросок тока при включении, тяжелые условия работы вентиля выпрямителя и вредное влияние на питающую сеть из-за малого угла проводимости вентиля.

На рис. 17.9 приведены однофазные мостовые схемы с активной нагрузкой без фильтра и с емкостным фильтром, а также временные диаграммы токов и напряжений для этих схем.

При активной нагрузке напряжение сети u и ток, потребляемый из сети i_1 синусоидальны, выпрямленное напряжение u_d и выпрямленный ток i_d имеют форму полуволн синусоид. Выпрямитель не оказывает вредного влияния на питающую сеть, потребляя энергию с $\cos\varphi = 1$ и не генерируя в сеть высшие гармоники.

При емкостном фильтре ток, потребляемый из сети i_1 , имеет форму импульсов, он протекает только в то время, когда напряжение сети превышает напряжение на конденсаторе u_c . Конденсатор в эти моменты заряжается выходным током выпрямителя i_d и напряжение на нем растет. После окончания импульса тока i_d начинается разряд конденсатора на сопротивление на-

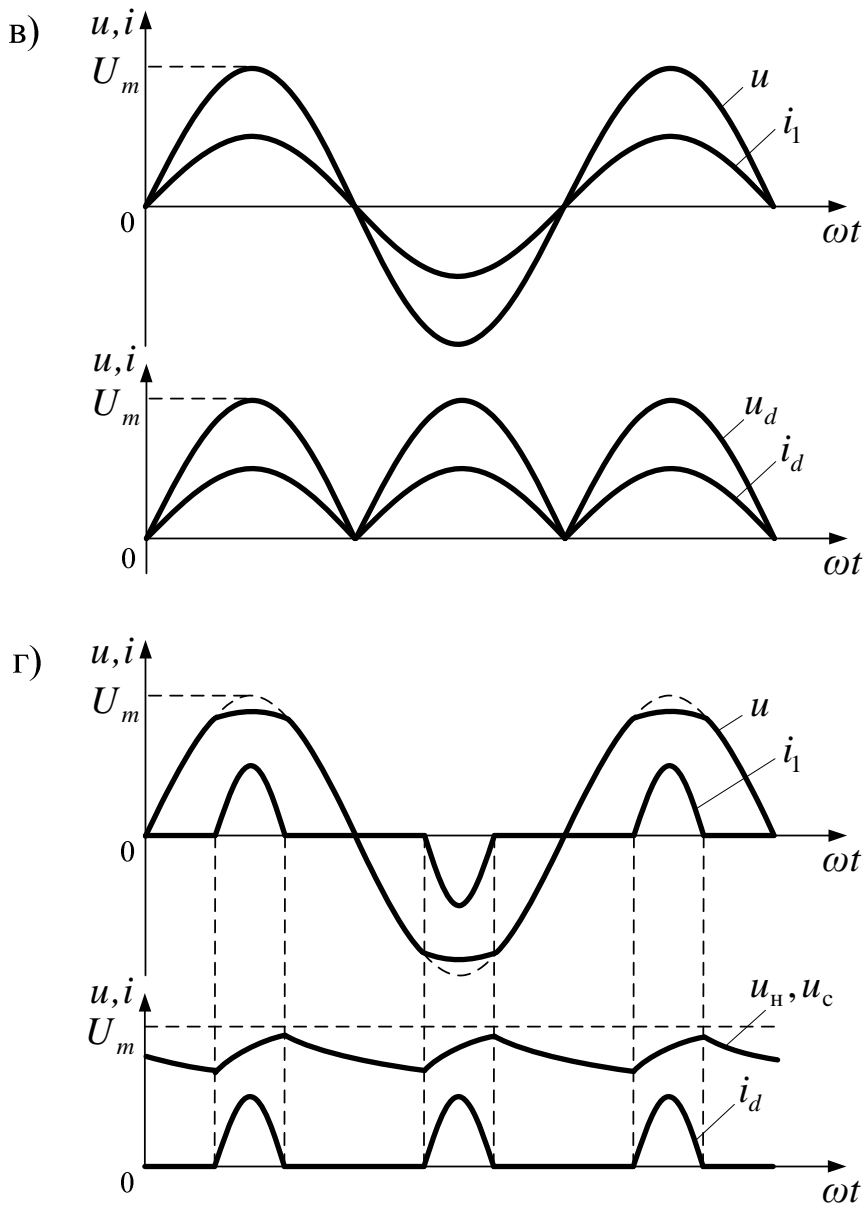
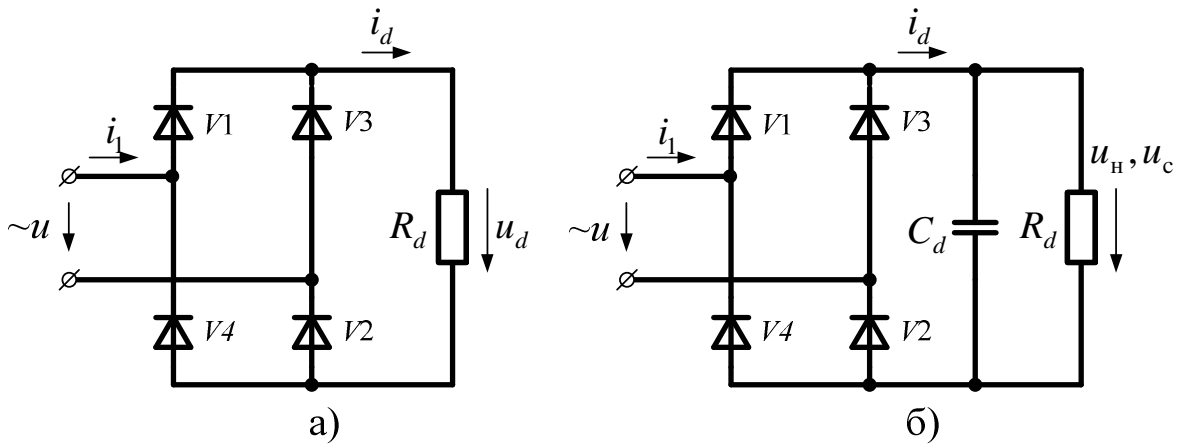


Рис. 17.9. Однофазные мостовые схемы с активной нагрузкой (а), с емкостным фильтром и активной нагрузкой (б), а также временные диаграммы токов и напряжений для этих схем (в, г)

грузки R_d . Напряжение на конденсаторе u_c и, следовательно, на нагрузке u_n спадают до прихода следующего импульса тока. Если считать вентили идеальными, то в цепи заряда конденсатора нет сопротивлений, ограничивающих амплитуду импульса тока. Амплитуда импульса ограничивается только внутренним сопротивлением сети. Поэтому в моменты прохождения импульсов тока i_1 из-за падения напряжения на внутреннем сопротивлении сети искажается форма напряжения сети (срезаются верхушки, показанные штриховой линией).

Выпрямитель оказывает вредное влияние на питающую сеть, генерируя в сеть высшие гармоники. Коэффициент мощности существенно уменьшается.

Начальный бросок тока при заряде конденсатора фильтра может быть уменьшен при применении предварительного заряда конденсатора через токоограничивающий резистор, включаемый последовательно во входной цепи, с последующим шунтированием его.

Возникла задача уменьшить вредное влияние выпрямителя с емкостным фильтром на питающую сеть и повысить коэффициент мощности.

Если нет требований к необходимости рекуперации энергии, то схемы управляемых выпрямителей напряжения (активных выпрямителей) упрощаются. Эти упрощенные схемы получили название **выпрямители с корректором коэффициента мощности** (ККМ) [6, 9, 11, 47, 62].

Для пояснения принципа действия выпрямителя с ККМ на рис. 17.10 приведена схема силовых цепей и временные диаграммы, иллюстрирующие ее работу. По существу схема работает, как повышающий преобразователь постоянного напряжения (см. главу 10).

ККМ (см. рис. 17.10 а) содержит индуктивный накопитель энергии L_d , транзистор VT , блокирующий диод VD и конденсатор C_d . С выхода выпрямителя на вход ККМ подается напряжение u_d . На выходе ККМ действует противо-ЭДС u_c (предварительно заряженный конденсатор). Пусть противо-ЭДС больше амплитуды напряжения на входе ($u_c > U_m$), тогда тока в цепи не будет. Зададим мгновенные значения заданного входного тока ККМ $i_{\text{зад}}$ изменяющимися по кривой, совпадающей по форме с напряжением u_d . Переключения транзистора VT будут происходить при увеличении тока i_d до $i_{\text{зад.макс}}$ и уменьшении до $i_{\text{зад.мин}}$. Если в момент t_1 (см. рис. 17.10 б) включить транзистор VT , то в цепи возникнет короткое замыкание и ток пойдет по контуру: «+», L_d , VT , «-». Ток в индуктивности будет нарастать. В момент t_2 при достижении заданного значения $i_{\text{зад.макс}}$ транзистор VT выключается, и на индуктивности L_d возникает ЭДС самоиндукции u_L . Под действием суммарного напряжения ($u_d + u_L$) происходит заряд конденсатора (участок $t_2 - t_3$). В момент t_3 при спаде тока i_d до заданного значения $i_{\text{зад.мин}}$ транзистор VT включается снова. На участке $t_3 - t_4$ происходит разряд конденсатора через сопротивление нагрузки. Далее процессы повторяются.

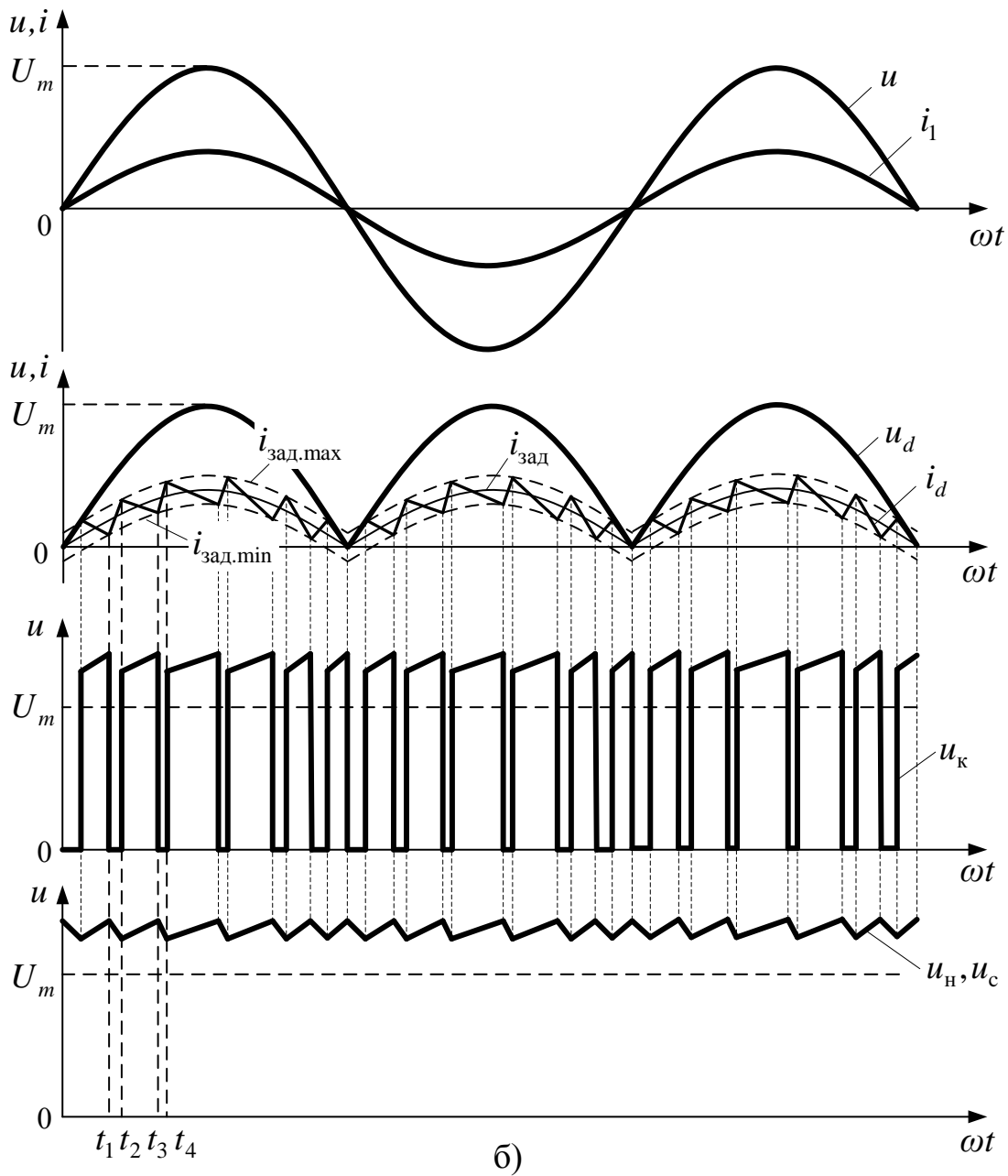
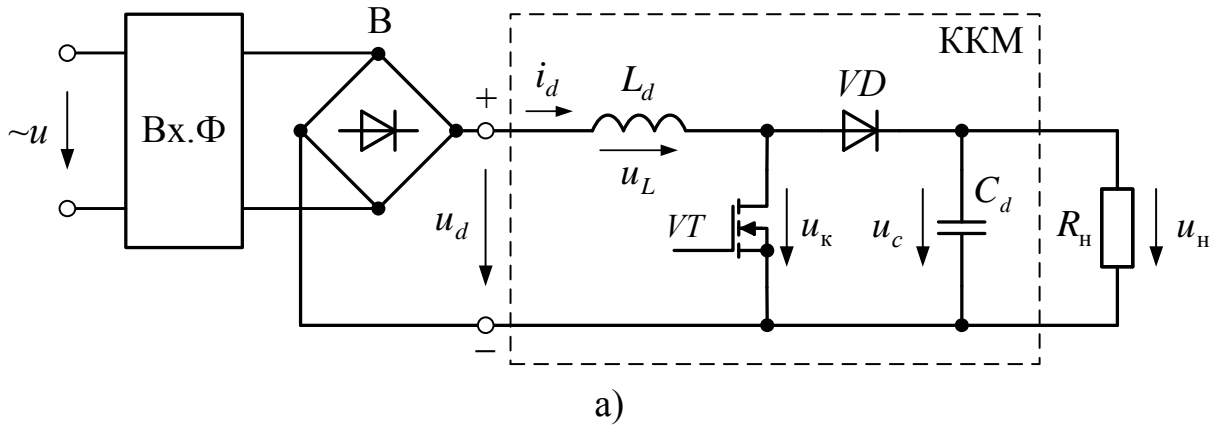


Рис. 17.10. Однофазная мостовая схема с ККМ (а) и временные диаграммы напряжений и токов в ней (б)

Если емкость достаточно велика, то пульсации напряжения будут очень малы, и ими можно пренебречь.

Чтобы обеспечивать стабильное напряжение на выходе, нужна обратная связь, которая будет изменять амплитуду тока $i_{\text{зад}}$ при отклонении напряжения на нагрузке от заданного значения. Входной фильтр Вх.Ф, защищает питающую сеть от высокочастотных помех, возникающих при ШИМ.

Сейчас существует широкая номенклатура микросхем (контроллеров), содержащих схемы управления ККМ. Они реализуют различные способы импульсной модуляции:

1) метод «граничного» управления, при котором входной ток находится на границе между непрерывными и прерывистыми токами;

2) метод управления по пиковому значению тока, при этом ток на входе непрерывен;

3) метод управления по среднему значению тока, при этом ток на входе непрерывен, и отрабатывается, в среднем, мгновенное значение синусоидального тока;

4) релейное управление, при этом ток на входе непрерывен, и отрабатывается заданный ток с отклонением мгновенных значений не более, чем на половину ширины токового коридора.

Функциональная схема реализации последнего метода представлена на рис. 17.11. Входное синусоидальное напряжение от питающей сети u подается на выпрямитель В через входной фильтр Вх.Ф, защищающий питающую сеть от высокочастотных помех корректора. Выпрямленное напряжение u_d диодного выпрямителя В через датчик напряжения ДН1 подается на умножитель, тем самым формируется требуемая форма заданного тока $i_{\text{зад}}$. Расчет амплитуды заданного тока $I_{m.\text{зад}}$ осуществляется усилителем обратной связи УОС как разность сигналов снимаемого с датчика напряжения ДН2 на нагрузке U_n и задания $U_{\text{зад}}$. Эта обратная связь обеспечивает стабилизацию выпрямленного напряжения на нагрузке. В блоке умножения формируются мгновенные значения заданного тока $i_{\text{зад}} = I_{m.\text{зад}} \sin \omega t$. В модуляторе М сравниваются мгновенные значения тока i_d с мгновенными значениями заданного тока $i_{\text{зад}}$. Модулятор представляет собой регенеративный компаратор, сравнивающий сигналы, поступающие на его вход, и переключающий выход, если отклонения превышают половину ширины токового коридора, соответствующего ширине петли гистерезиса компаратора. Сигнал с выхода модулятора усиливается в усилителе мощности УМ и подается на транзистор VT.

ККМ получили применение в однофазных источниках питания промышленной и бытовой аппаратуры. В многофазных промышленных установках, когда требуется обеспечивать рекуперацию энергии, следует применять обратимые преобразователи напряжения (активные выпрямители), рассмотренные в гл. 12.

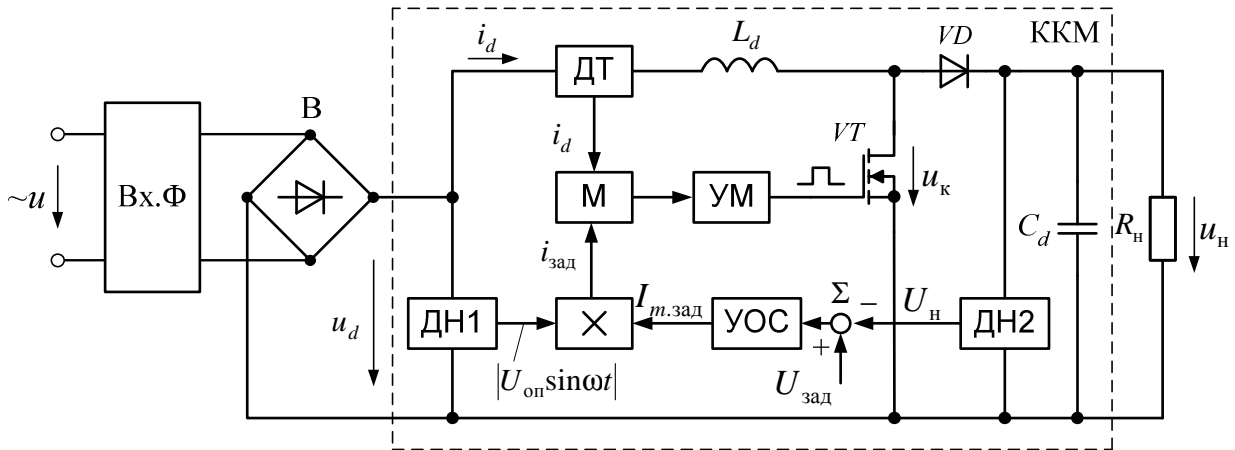


Рис. 17.11. Функциональная схема системы управления ККМ

Контрольные вопросы

1. В чем особенности работы неуправляемого выпрямителя при наличии на выходе емкостного фильтра?
2. Недостатки емкостных фильтров и пути их преодоления.
3. Как и почему изменяется коэффициент пульсаций выпрямителя q при увеличении тока нагрузки и уменьшении емкости фильтра?
4. Что такое коэффициент мощности и зачем его корректировать?
5. Назначение и принцип работы корректора коэффициента мощности.
6. Каким может быть напряжение на выходе неуправляемого выпрямителя с ККМ?
7. Зачем в схеме ККМ используется выпрямительный диод VD ?
8. Зачем на входе выпрямителя с ККМ устанавливается входной фильтр?

Глава 18. УСТРОЙСТВА, УЛУЧШАЮЩИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ И КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

18.1. Энергетические показатели и качество электрической энергии

Проблема снижения потерь и повышения качества электрической энергии в электрических сетях является одной из важнейших в энергосбережении. Передача максимальной активной мощности является показателем эффективности использования электрической сети. В идеале наилучшими потребителями были бы нагрузки, потребляющие чисто синусоидальный ток при $\cos \varphi$ близком к единице.

Высшие гармоники оказывают отрицательное влияние на работу промышленных электросетей, системы автоматики, телемеханики и связи, уменьшают надежность и срок службы электрооборудования. Поэтому внедрение вентильного электропривода и электротехнологии, сопровождающееся появлением значительных искажений напряжения в системах электроснабжения промышленных предприятий, обусловило возникновение новой научно-технической проблемы – **проблемы высших гармоник и электромагнитной совместимости нагрузок с питающей сетью** [31, 45, 48, 92, 96, 99, 100, 102].

Вопросы повышения энергетических показателей рассматривались в разных частях учебного пособия. Здесь они рассматриваются совместно и в связи с повышением качества электроэнергии, то есть качества напряжения в сети.

Качество электроэнергии оценивается рядом показателей. Показатели качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения в точках общего присоединения определяет ГОСТ 13109-97 [24].

Согласно ГОСТ 13109-97, среди прочих параметров, несинусоидальность напряжения характеризуется коэффициентом искажения синусоидальности кривой напряжения K_U

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{(n)}^2}}{U_{(1)}}, \quad (18.1)$$

где $U_{(1)}$ и $U_{(n)}$ – первая и n -ые гармоники напряжения сети с коэффициентом n -й гармонической составляющей напряжения $K_{U(n)}$

$$K_{U(n)} = \frac{U_{(n)}}{U_{(1)}}. \quad (18.2)$$

В ГОСТе нормируются колебания напряжения в сети. Очевидно, что при данной конфигурации сети они будут минимальными при более равномерном распределении нагрузок во времени и при отсутствии потребления реактивной мощности, т.е. при $\cos \varphi$ стремящемся к 1.

Существует много различных методов и устройств повышения энергетических показателей и качества напряжения в сети. В настоящее время многие потребители требуют для питания постоянное напряжение. Поэтому, в этих случаях, может оказаться рациональной комбинированная система электроснабжения переменного и постоянного напряжения.

Рассмотрим существующие способы повышения $\cos \varphi$ и уменьшения искажения синусоидальности кривой напряжения сети. В данной главе совместно рассматриваются способы, изложенные ранее в различных главах, а также другие, в том числе новые способы.

Контрольные вопросы

1. Каковы показатели качества электрической энергии?
2. Назовите энергетические показатели.

18.2. Классификация устройств повышающих энергетические показатели и качество электрической энергии

В общем случае **полная мощность** S состоит из **активной** P и **пассивной** (неактивной) N составляющих

$$S = \sqrt{P^2 + N^2}. \quad (18.3)$$

Пассивная мощность состоит из **реактивной** Q и **мощности искажений** T

$$N = \sqrt{Q^2 + T^2}. \quad (18.4)$$

Мощность искажений определяется гармониками тока с частотой выше и ниже частоты напряжения сети. Гармоники с частотой ниже частоты сети (субгармоники) возникают при колебаниях напряжения сети, вызванных работой ряда потребителей, например, регуляторов переменного напряжения с ИМ–НЧ. Для симметричной трехфазной системы мощность искажений [45]

$$T = 3U \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{(n)}^2 + \sum_{k=\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} I_{(k)}^2}. \quad (18.5)$$

Здесь U – действующее значение фазного напряжения; n – номер высшей гармоники по отношению к частоте сети; $I_{(n)}$ – действующее значение тока n -ой высшей гармоники; k – кратность частоты сети по отношению к частоте субгармоники; $I_{(k)}$ – действующее значение тока k -ой субгармоники.

При отсутствии субгармоник формула (18.5) упрощается:

$$T = 3U \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{(n)}^2}. \quad (18.6)$$

Можно предложить следующую классификацию устройств обеспечивающих повышение энергетических показателей и качества напряжения в сети (рис. 18.1).



Рис. 18.1. Классификация устройств, повышающих энергетические показатели и качество электроэнергии

При принятой классификации все устройства повышающие коэффициент мощности и качество напряжения в сети разбиты на три типа:

1) устройства, предназначенные только для компенсации реактивной мощности или мощности искажений (уменьшения несинусоидальности кривой напряжения сети). Назовем такие устройства компенсаторами (компенсаторами реактивной мощности или мощности искажений). Они могут **управляться** в функции дефицита реактивной мощности в сети;

2) устройства, обеспечивающие электроснабжение каких-либо потребителей, удовлетворяя требования технологии и одновременно повышающие собственные энергетические показатели. Назовем такие устройства компенсированными преобразователями с неуправляемой компенсацией. Они могут выдавать реактивную мощность в сеть, но **не управляются** в функции дефицита реактивной мощности в сети;

3) устройства, обеспечивающие электроснабжение каких-либо потребителей и одновременно повышающие энергетические показатели всей системы электроснабжения (СЭС) и качество напряжения в ней. Назовем такие устройства пассивными преобразователями-компенсаторами (ВПК) пассивной мощности. Они **управляются** так, чтобы суммарный ток, потребляемый из сети, приближался к оптимальному, т.е. чтобы ток был синусоидальным и имел заданный угол сдвига φ относительно напряжения (например, $\varphi = 0$). Для краткости назовем такое управление компенсацией дефицита пассивной мощности.

В зависимости от управления некоторые устройства могут переходить из одного типа в другой.

Таким образом, при этой классификации устройства делятся на собственно компенсирующие (только улучшающие показатели сети, но не выполняющие полезной технологической функции), устройства, повышающие свои энергетические показатели и частично улучшающие показатели сети, и устройства, которые не только улучшают свои энергетические показатели, но и компенсируют недостатки других. Все устройства компенсации могут быть с неуправляемой компенсацией и с компенсацией управляемой в функции общего энергопотребления из сети. Очевидно, что наиболее целесообразно применение устройств, которые выполняют требования технологии и одновременно обеспечивают повышение качества электрической энергии.

Контрольные вопросы

1. Какие способы повышения качества электрической энергии осуществимы с помощью устройств преобразовательной техники?
2. В чем принципиальное отличие этих способов?

18.3. Устройства, повышающие коэффициент мощности и показатели качества электрической энергии

18.3.1. Конденсаторные батареи

Принятым способом повышения $\cos \varphi$ в системах электроснабжения является применение батарей конденсаторов (БК) [41, 79]. На напряжениях до 1000 В в основном применяется параллельное включение БК, чаще всего сочетающееся со ступенчатым регулированием посредством включения или отключения части батареи. Разбиение БК на секции с подключением их к общим шинам снижает надежность установки в целом из-за трудностей коммутации. Параллельное подключение секции БК к уже работающей вызывает пусковые токи, значительно превосходящие токи включения обособленной батареи. Происходит разряд находящейся под напряжением секции БК на вновь подключаемую через небольшое сопротивление соединительных шин или через дополнительный резистор (двухступенчатое переключение). Автоматическое регулирование переключением секций БК не обеспечивает быстроедействие.

Эти недостатки в определенной степени устраняются при применении для управления БК симисторов или тиристоров, включенных встречно параллельно (рис. 18.2). В установившемся режиме ток в конденсаторе опережает напряжение на четверть периода. Если включать тиристоры в моменты переходов тока емкости через нуль, т.е. в максимумы положительной и отрицательной полуволн, то не будет никакого искажения синусоидальности тока емкости. Но для ликвидации броска тока при первом включении необходим предварительный заряд конденсаторов.

При питании от сети вентильных нагрузок, ухудшающих синусоидальность напряжения сети, и включении БК возникают опасные высокочастотные колебания, сводящие на нет целесообразность применения компенсирующих устройств.

18.3.2. Конденсаторно-реакторные компенсаторы

В конденсаторно-реакторных компенсаторах встречно-параллельно соединенные тиристоры (или симисторы) с последовательно включенной ин-

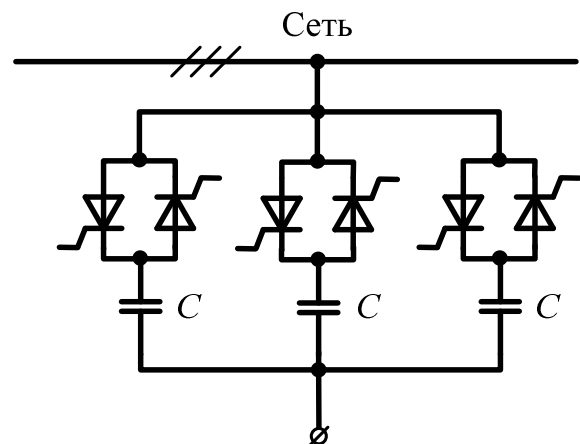


Рис. 18.2. Схема для управления БК тиристорами

дуктивностью включаются параллельно или последовательно с конденсаторами (рис. 18.3) [35, 79]. Они обеспечивают плавное регулирование выдачи реактивной мощности, но вносят свои искажения в ток и ухудшают синусоидальность напряжения сети. Обычно они подключаются к сети через отдельные трансформаторы для уменьшения вредного влияния на сеть.

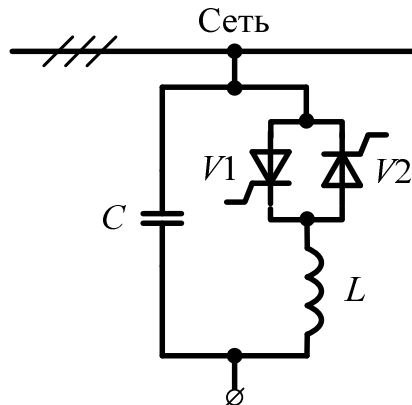


Рис. 18.3. Схема конденсаторно-реакторного компенсатора

18.3.3. Пассивные фильтры

Фильтры, выполненные только на реактивных элементах (индуктивностях и емкостях), называют **пассивными**. Часто в состав этих фильтров входят и резисторы, демпфирующие колебания, возникающие в высокооборотных контурах. Пассивные (сетевые) фильтры являются неотъемлемой частью любых компенсирующих и преобразовательных устройств. **Сетевые фильтры** служат для уменьшения вредного влияния преобразователей на питающую сеть. Кроме того, они защищают преобразователь от электромагнитных помех, передающихся из сети. Сетевые фильтры были рассмотрены в главе 15.

Для борьбы с искажениями синусоидальности напряжения сети на входе мощных ведомых преобразователей включают **резонансные фильтры**, настроенные на гармоники, ближайšie к частоте сети. Например, в трехфазной мостовой на 5-ю и 7-ю, в условно двенадцатифазной на 11-ю и 13-ю. Кроме резонансных фильтров включают конденсатор, пропускающий все остальные высшие гармоники. Последовательно с реактивными элементами включают резисторы, демпфирующие колебания.

На входе выпрямителей с ШИМ ставят ненастроенные **фильтры низких частот**. Их задача – не пропустить в сеть гармоники высоких частот, возникающие при ШИМ. Эти фильтры имеют достаточно сложные схемы. Таким образом, сетевые фильтры могут существенно улучшить качество напряжения в сети.

Пассивные фильтры дополнительно улучшают результирующий $\cos \varphi$ потребителей, питающихся от этой сети [78]. Одновременно сетевые фильтры уменьшают проникновение помех из сети к потребителю.

18.3.4. Вентильные компенсаторы реактивной мощности на однооперационных тиристорах

Свойства преобразовательных схем с одноступенчатой искусственной коммутацией дают принципиальную возможность осуществить такой ре-

жим работы, когда преобразователь практически не потребляет активной мощности и выдает только реактивную мощность. Активная нагрузка на стороне постоянного тока в этом режиме отсутствует, цепь постоянного тока замкнута на сглаживающий реактор. Идея создания управляемых статических компенсаторов реактивной мощности на базе преобразовательных схем с искусственной коммутацией впервые была высказана Г.И. Бабатом и Я.А. Кацманом. В дальнейшем эти идеи развивались в работах А.В. Баева и его сотрудников [8]. Статические преобразователи с одноступенчатой коммутацией в качестве компенсаторов не нашли применения в низковольтных сетях.

Позже эти идеи получили развитие применительно к преобразователям высокого напряжения.

18.3.5. Активные фильтры – компенсаторы мощности искажения

Компенсация гармоник тока сети называется **активной фильтрацией**. Она основана на введении в сеть параллельно всем нагрузкам источника гармоник находящиеся в противофазе с гармониками, создаваемыми потребителями (нагрузками). Схемы активных фильтров (АФ) обычно выполняются на базе ОПН, работающих на конденсатор (рис. 18.4 а) [35, 58].

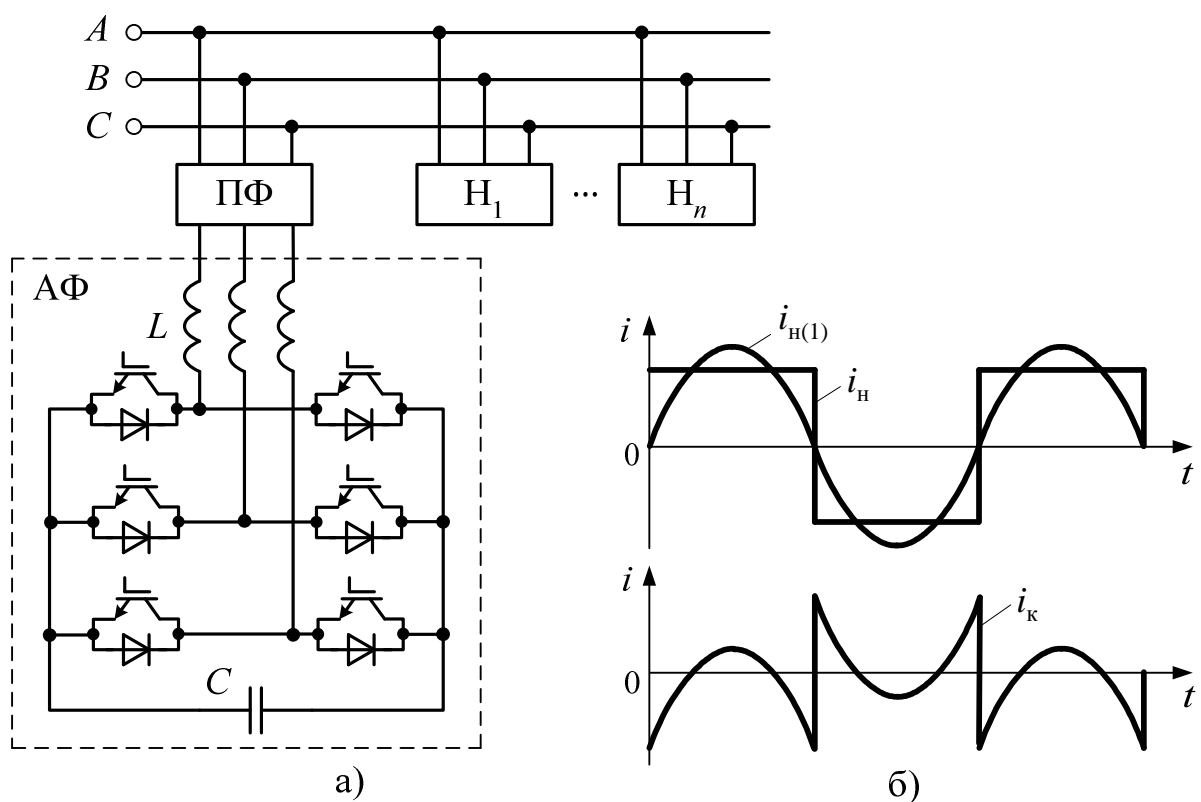


Рис. 18.4. Схема подключения активного фильтра АФ к сети параллельно нагрузкам $H_1 \dots H_n$, искажающим ток, потребляемый из сети (а), и пояснения к определению требуемого тока активного фильтра i_K (б)

Рис. 18.4 б иллюстрирует, каким должен быть ток активного фильтра i_k , чтобы при потреблении всеми нагрузками несинусоидального тока i_n из сети потреблялся синусоидальный ток $i_{n(1)}$, передающий ту же активную мощность.

Ток компенсатора

$$i_k = i_{n(1)} - i_n. \quad (18.7)$$

Эта операция должна выполняться достаточно сложной системой управления.

В моменты, когда ток, потребляемый из сети, больше, чем ток, потребляемый нагрузками, конденсатор фильтра запасает энергию. В моменты, когда ток, потребляемый из сети, меньше, чем ток, потребляемый нагрузками, конденсатор фильтра отдает энергию.

На выходе активного фильтра необходимо устанавливать дополнительный пассивный (сетевой) фильтр ПФ для предотвращения проникновения в сеть высокочастотных гармоник, соответствующих частоте ШИМ и более высоких (см. гл. 15).

Активные фильтры для компенсации мощности искажения не нашли применение в сетях до 1 кВ, так как требуют существенных дополнительных затрат.

18.3.6. Вентильные компенсаторы пассивной мощности

Вентильные компенсаторы (ВК), выполненных на *IGBT*-транзисторах или запираемых тиристорах могут применяться для компенсации только реактивной мощности [35]. Более перспективным, с учетом быстродействия ВК на *IGBT*-транзисторах, является управление, обеспечивающее компенсацию не только реактивной мощности, но и мощности искажения, т.е. компенсацию пассивной мощности. Иными словами управление должно осуществляться так, чтобы суммарный ток, потребляемый из сети, приближался к оптимальному, т.е. чтобы ток был синусоидальным и имел заданный угол сдвига φ относительно напряжения (например, $\varphi = 0$). При этом постоянное напряжение на выходе должно поддерживаться стабильным.

Рис. 18.5 иллюстрирует, каким должен быть ток ВК i_k , чтобы при потреблении всеми нагрузками несинусоидального тока i_n , сдвинутого относительно сетевого напряжения на угол $\varphi > 0$, из сети потреблялся синусоидальный ток i_c , передающий необходимую активную мощность и сдвинутый относительно напряжения сети u_c на угол $\varphi = 0$.

Силовая схема и подключение к сети должно осуществляться так же, как и на рис. 18.4 а.

Система управления должна обеспечить формирование требуемого тока i_k . При этом необходимо измерение суммарной активной мощности потребляемой всеми нагрузками, расчет требуемой амплитуды тока, коррекция его

амплитуды за счет обратной связи по напряжению на конденсаторе фильтра ВК и формирование синусоидального тока, находящегося в фазе с напряжением сети.

На осциллограммах рис. 18.6 показаны результаты моделирования переходных процессов, происходящие одновременно в СЭС и в асинхронном электроприводе, пускаемом с помощью тиристорного пускателя (ТП).

На рис. 18.6 а приводятся: фазный ток, потребляемый из сети (i_ϕ), линейное напряжение сети (u_Δ), выпрямленное напряжение на конденсаторе-накопителе (u_d), активная мощность, потребляемая из сети (P_c) и активная мощность, потребляемая нагрузками от шин переменного тока (P), а также энергетические показатели – $\cos \varphi$, результирующий коэффициент гармоник тока сети (K_{Ti}) и коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения (K_U).

На осциллограммах рис. 18.6 б приведены фазный ток, потребляемый АД ($i_{АД}$), линейное напряжение на двигателе ($u_{АД}$), напряжение на встречно-параллельно включенных тиристорах пускателя (u_a), скорость вращения двигателя (n), момент нагрузки и электромагнитный момент ($M, M_{эм}$).

До момента t_1 к сети на стороне переменного напряжения подключена неизменная активно-индуктивная нагрузка и вентильный компенсатор. В момент t_1 тиристорным пускателем пускается АД. Из осциллограмм видно, что на всем интервале времени моделирования $\cos \varphi$ равен 1. Видно что, несмотря на весьма несинусоидальную форму тока потребляемого АД, форма результирующего фазного тока, потребляемого из сети достаточно синусоидальна (K_{Ti} меньше 5%) кроме моментов под-

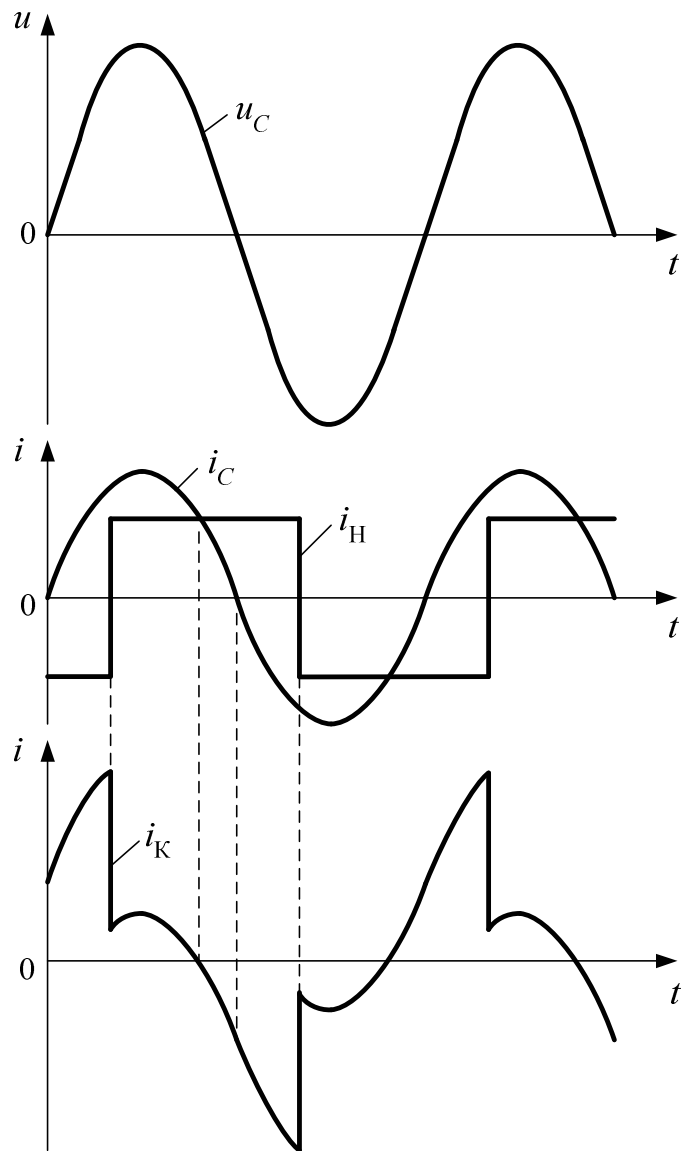
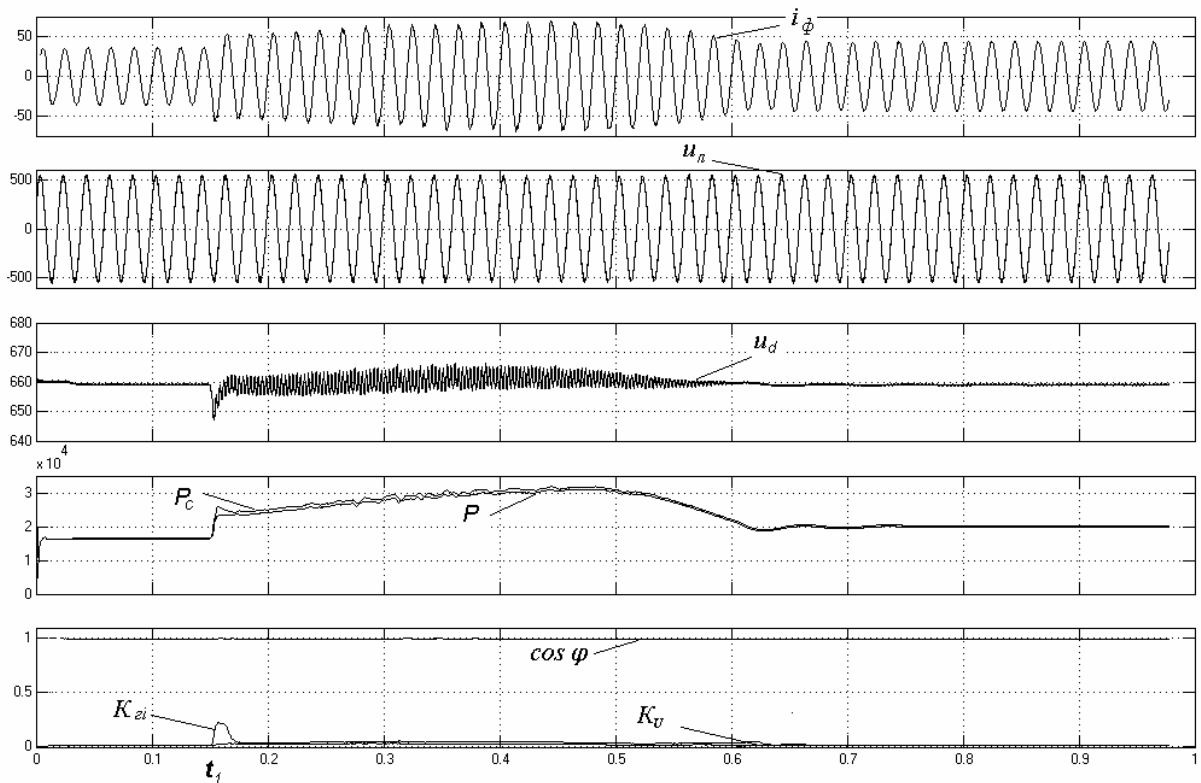
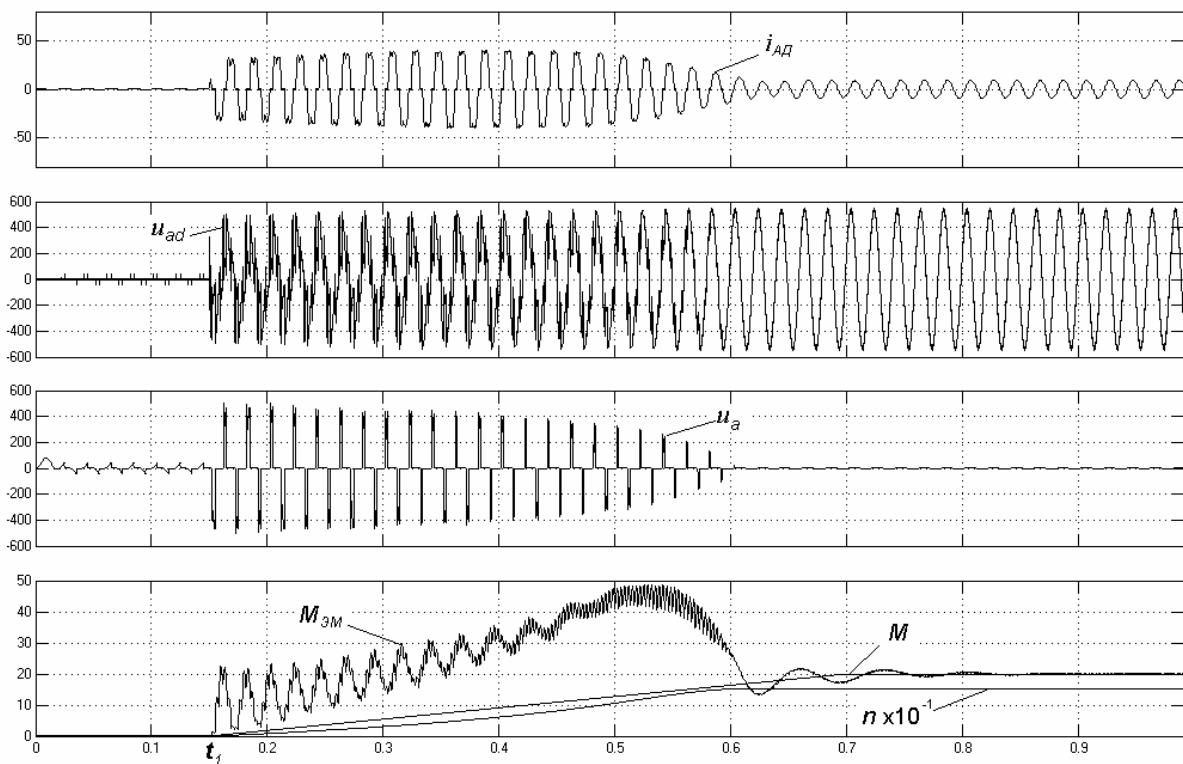


Рис. 18.5. Пояснения к определению требуемого тока ВК



а)



б)

Рис. 18.6. Переходные процессы в системе электроснабжения (а) и в асинхронном электроприводе (б)

ключения и отключения нагрузок, когда отличаются по амплитуде соседние полупериоды тока. Из сравнения кривых P_c и P видно, что активная мощность, потребляемая из сети и мощность, потребляемая нагрузками, отличаются на величину потерь в вентильном компенсаторе. В течение всего процесса колебания постоянного напряжения на выходе ВК не превысили 1%.

Применение ВК позволяет обеспечить $\cos \varphi$ в пределе равный единице и улучшить качество напряжения сети. Однако, учитывая высокую стоимость ВК, в настоящее время его применение в системах до 1 кВ вряд ли целесообразно.

Следует отметить, что термин «активный фильтр» некоторые авторы относят к преобразователям, обеспечивающим компенсацию пассивной мощности.

18.3.7. Компенсированные преобразователи с компенсацией реактивной мощности

В мощных, как правило, достаточно высоковольтных установках, выполняемых на диодах или на однооперационных тиристорах получили применение компенсированные выпрямители [8, 59, 76, 80]. В этих выпрямителях возможно повышение $\cos \varphi$ вплоть до получения опережающего угла сдвига с выработкой реактивной мощности, т.е. обеспечением компенсации потребления реактивной мощности другими потребителями. Это направление было пионером в области повышения энергетических показателей с помощью вентильных устройств. В компенсированных выпрямителях впервые обеспечивалась выдача постоянного напряжения для технологических нужд, и одновременно принимались меры для уменьшения потребления реактивной мощности (а иногда и для выдачи ее).

Большой вклад в развитие этого направления был внесен учеными ЮУрГУ. Наибольший эффект был получен в таких схемах, при больших мощностях и применении сложных многофазных трансформаторов [76]. Сложность трансформаторов является некоторым препятствием для применения этих схем в цеховых сетях на напряжение 380 В мощностью до 1000 кВА. Они нашли применение в устройствах электротехнологии для электролиза металлов.

18.3.8. Выпрямители с корректором коэффициента мощности

Если нет требований к необходимости рекуперации энергии, то схемы управляемых выпрямителей напряжения (активных выпрямителей) упрощаются. Эти упрощенные схемы получили название выпрямителей с корректором коэффициента мощности (ККМ). Сейчас существует широкая номенклатура микросхем, содержащих схемы управления ККМ. Они реали-

зуют различные методы коррекции. Выпрямители с ККМ были рассмотрены в главе 17.

ККМ применяются в источниках питания небольшой мощности, работающих на емкостной фильтр. Они получили широкое применение за рубежом в маломощных однофазных источниках питания.

Корректоры коэффициента ККМ не применяют в многофазных промышленных установках, так как они не обеспечивают рекуперацию энергии.

18.3.9. Компенсированные преобразователи с компенсацией пассивной мощности

Однофазные и трехфазные обратимые преобразователи напряжения, в литературе часто именуемые как активные выпрямители, с появлением *IGBT*-транзисторов получили мощный толчок к развитию. Эти преобразователи позволяют потреблять из сети синусоидальный ток с заданным $\cos \varphi$ и преобразовывать его в постоянный, а также обеспечивать рекуперацию энергии с теми же показателями. ОПН были рассмотрены в главе 12.

В настоящее время выпускаются ОПН, от которых питается группа автономных инверторов напряжения, обеспечивающих частотное регулирование асинхронных двигателей [101]. ОПН обеспечивают постоянное напряжение на выходе и одновременно могут генерировать заданную реактивную мощность в систему электроснабжения. При работе таких выпрямителей возникают гармоники высоких порядков, но качество напряжения в сети может быть сохранено при применении весьма маломощных пассивных фильтров. Реактивная мощность, выдаваемая этими выпрямителями, задается и не зависит от потребности в реактивной мощности в системе.

Такие преобразователи по существу являются идеальными. Но в настоящее время, при существующем состоянии сетей, необходимо улучшать качество напряжения и результирующий $\cos \varphi$. Активные выпрямители повышают результирующий коэффициент мощности в СЭС, но не «лечат» искажения, вызываемые другими потребителями.

18.3.10. Вентильные преобразователи-компенсаторы пассивной мощности

Вентильный преобразователь-компенсатор пассивной мощности отличается от вентильного компенсатора пассивной мощности тем, что на стороне постоянного тока к нему подключаются другие нагрузки, питающиеся от постоянного напряжения. Таким образом, он представляет собой ОПН, управляемый в функции состояния сети. В ОПН управление должно осуществляться так, чтобы суммарный ток, потребляемый из сети, приближался к оптимальному, т.е. чтобы ток был синусоидальным и имел заданный угол

сдвига φ относительно напряжения (например, $\varphi = 0$). При этом постоянное напряжение на выходе должно поддерживаться стабильным. Такие преобразователи названы вентильными преобразователями-компенсаторами пассивной мощности или кратко ВПК.

О целесообразности создания вентильных преобразователей-компенсаторов пассивной мощности впервые было указано в работах [1, 44]. В работе [34] впервые были предложены вентильные компенсаторы пассивной мощности, выполненные на базе автономных инверторов напряжения в обращенном режиме. Анализ процессов проведен в работе [42]. Однако в то время элементная база не позволяла создавать достаточно мощные и быстродействующие вентильные преобразователи, решающие поставленные задачи. Теперь это вполне осуществимо.

Современный уровень развития элементной базы позволяет с помощью обратимых преобразователей напряжения разрешить комплексную проблему улучшения общих энергетических показателей СЭС с учетом, как влияния других потребителей, так и обеспечения питания нагрузок на стороне постоянного напряжения

Рассмотрим СЭС с номинальным напряжением 380 В, от которой питается активно-индуктивные нагрузки (RL -нагрузки), асинхронный двигатель (АД), включаемый через тиристорный пускатель (ТП), и ВПК. От ВПК с шин постоянного напряжения 660 В питаются частотно-регулируемые электроприводы, включенные через индивидуальные автономные инверторы напряжения (АИН), а также другие нагрузки постоянного тока (НПТ) [13]. Функциональная схема описанной СЭС представлена на рис. 18.7.

Для определения необходимой амплитуды активной составляющей синусоидального тока, потребляемой из сети, в блоке расчета амплитуды тока (БРАТ) суммируются активные мощности, потребляемые нагрузками на стороне переменного (без ВПК) и постоянного напряжения, измеряемые датчиками мощности ДМ1 и ДМ2. Необходимая амплитуда уточняется в зависимости от отклонения выходного напряжения ВПК U_d от заданного значения. Вентильный преобразователь-компенсатор обеспечивает повышение результирующего $\cos \varphi$ вплоть до 1 и уменьшение пятой, седьмой и следующих за ними гармоник (примерно до тысячи герц). Для уменьшения более высоких гармоник, возникающих при импульсной модуляции в ВПК, на вводе сети включен маломощный пассивный фильтр ПФ1. На выходе ВПК необходимо устанавливать дополнительный пассивный (сетевой) фильтр ПФ2 для предотвращения проникновения в сеть высокочастотных гармоник, соответствующих частоте ШИМ и более высоких (см. гл. 15).

На осциллограммах рис. 18.8 показаны переходные процессы, происходящие одновременно в СЭС и в асинхронном электроприводе, пускаемом с помощью ТП. На рис. 18.8 а приводятся: фазный ток, потребляемый из сети (i_φ), линейное напряжение сети (u_Δ), выпрямленное напряжение (u_d), актив-

ные мощности: потребляемая на стороне переменного напряжения (P_{\sim}), потребляемая или рекуперированная на стороне постоянного напряжения (P_d), активная мощность, потребляемая из сети (P_c), а также энергетические показатели – $\cos \varphi$, результирующий коэффициент гармоник кривой тока сети (K_I) и коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения (K_U).

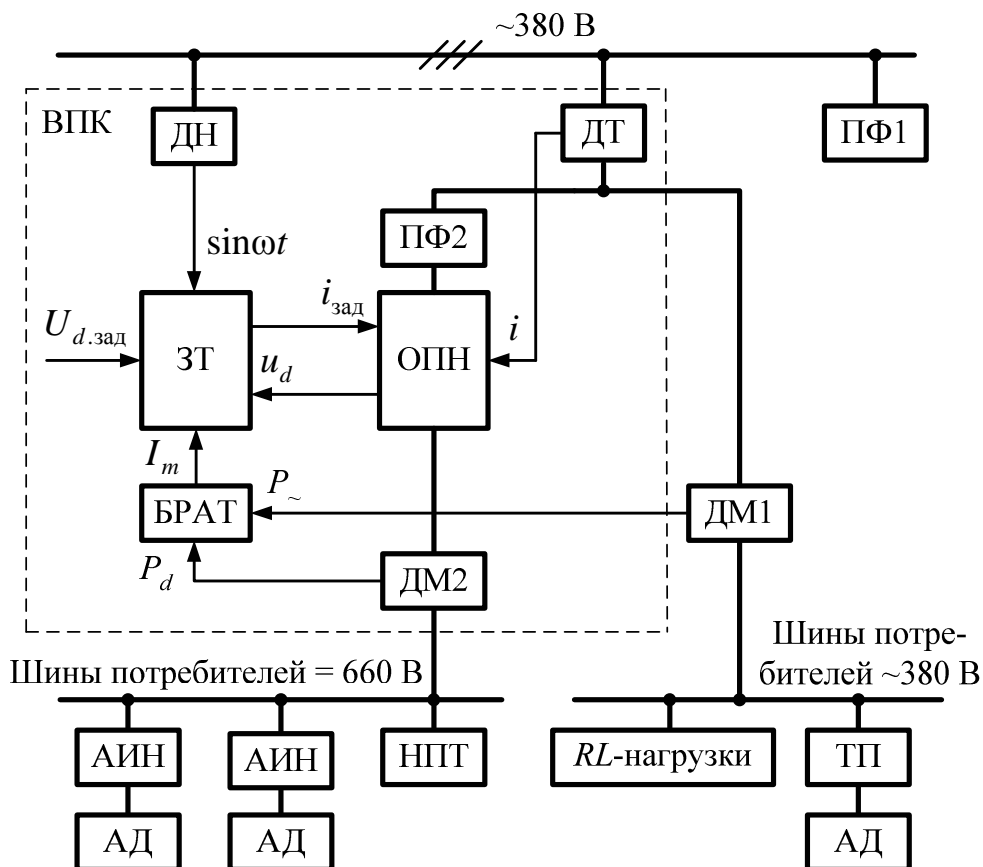
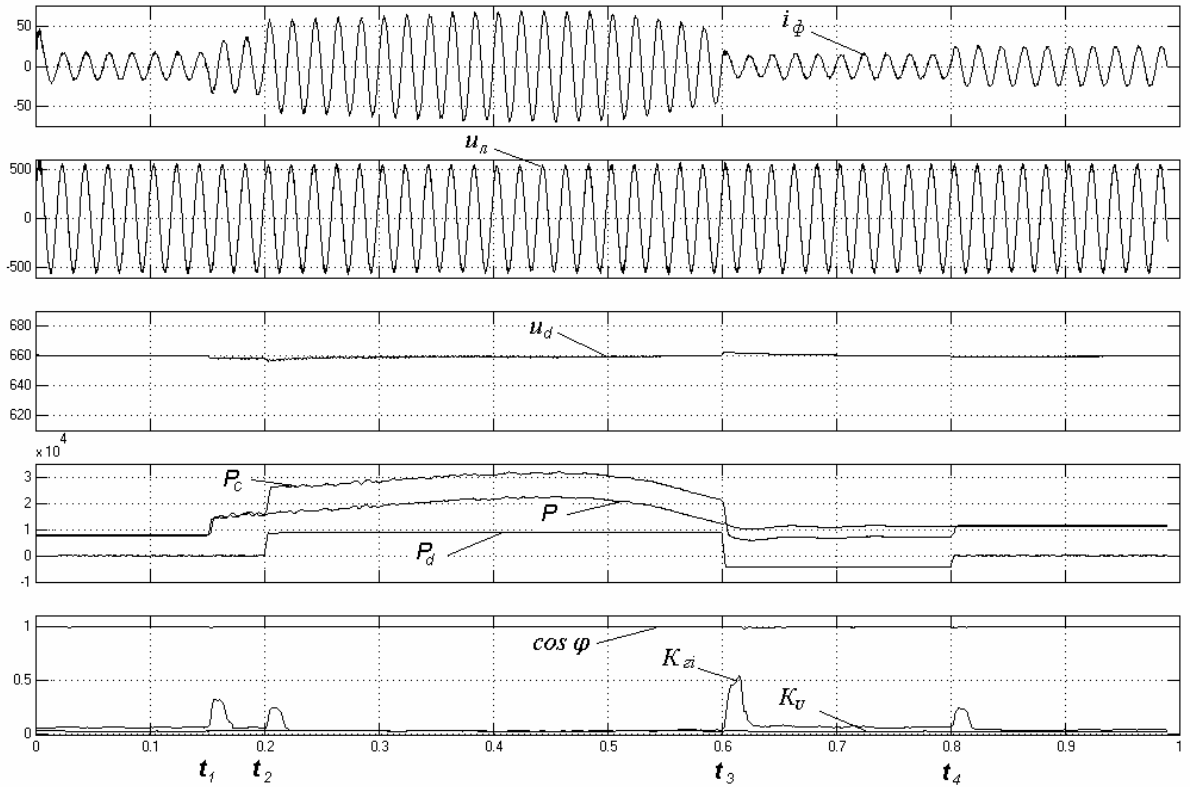


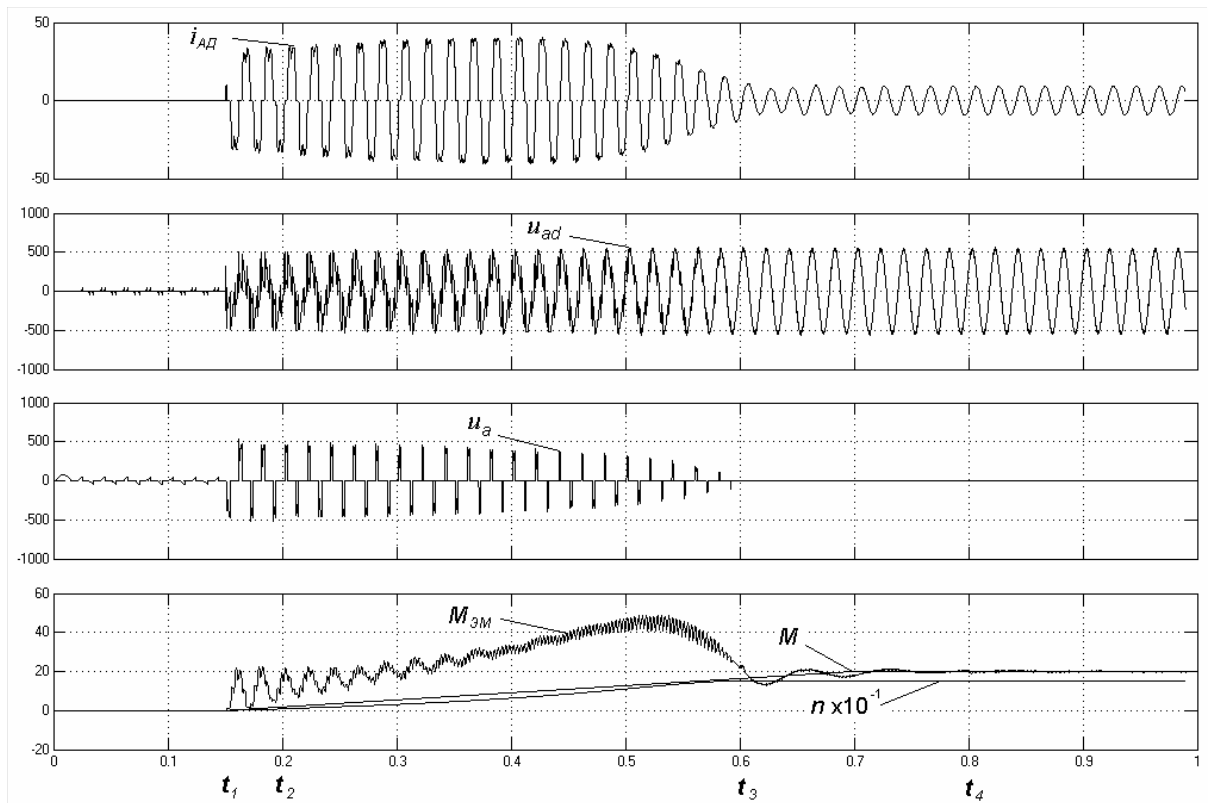
Рис. 18.7. Функциональная схема комбинированной СЭС

До момента t_1 к сети на стороне переменного напряжения подключена неизменная активно-индуктивная нагрузка. В момент t_1 тиристорным пускателем пускается АД, в момент t_2 дополнительно подключается нагрузка на стороне постоянного напряжения, в момент t_3 происходит рекуперативное торможение на стороне постоянного напряжения, а после момента t_4 остаются подключенными к сети активно-индуктивная нагрузка и нагруженный АД в установившемся режиме.

При этом ВПК продолжает работать только в режиме компенсации. Из осциллограмм видно, что на всем интервале времени моделирования $\cos \varphi$ равен 1, результирующий коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения не превышает 0,03, а результирующий коэффициент искажения синусоидальности кривой тока не превышает 0,07, кроме моментов подключения и отключения нагрузок, когда отличаются по амплитуде соседние полупериоды тока.



а)



б)

Рис. 18.8. Переходные процессы в СЭС (а) и в асинхронном электроприводе (б) при раздельном измерении мощности

В течение всего процесса колебания постоянного напряжения на выходе ВПК не превысили 1%. Колебания напряжения на шинах 380 В не превышают 2%.

На осциллограммах рис. 18.8 б приведены фазный ток, потребляемый АД ($i_{\text{АД}}$), линейное напряжение на двигателе ($u_{\text{АД}}$), напряжение на встречно-параллельно включенных тиристорах пускателя (u_a), скорость вращения двигателя (n), момент нагрузки и электромагнитный момент ($M, M_{\text{эм}}$). Двигатель пускается в момент t_1 и работает до конца моделирования. Из осциллограмм (см. рис. 18.8 а, б) видно, что, несмотря на весьма несинусоидальную форму тока, потребляемого АД, форма результирующего фазного тока, потребляемого из сети, достаточно синусоидальна (K_I меньше 7%).

В настоящее время электроснабжение потребителей электрической энергии осуществляется переменным трехфазным напряжением ~220, ~380 и ~660 В. Применение переменного тока имеет ряд недостатков: существенное падение напряжения на индуктивных сопротивлениях элементов системы электроснабжения (СЭС), пониженный коэффициент мощности, приводящий к возрастанию потерь электроэнергии и ухудшению эффективности использования СЭС, трудности в стабилизации качественных показателей электроэнергии и др. Вместе с тем, в настоящее время более 50% электрической энергии преобразуется с помощью полупроводниковых преобразователей в другие виды электрической энергии и прежде всего в энергию постоянного тока. Возрастает число потребителей постоянного тока, что исторически вновь делает актуальным применение СЭС постоянного тока.

СЭС постоянного тока позволяют:

- уменьшить расход проводящих материалов;
- кардинально решить вопрос повышения $\cos \varphi$ и коэффициента мощности;
- уменьшить падения напряжения в сети;
- эффективно стабилизировать напряжение питания потребителей;
- применить для потребителей, требующих преобразования частоты, вместо двухзвенных преобразователей частоты только автономные инверторы напряжения. В частности, удешевление преобразователей для частотно регулируемых АД облегчает конкуренцию с тиристорными пускателями и одновременно позволяет регулировать АД на минимум потребляемой энергии;
- упростить решение вопросов рекуперативного торможения в частотно регулируемом электроприводе переменного тока;
- применить вместо дорогих конденсаторов для компенсации реактивной мощности более дешевые электролитические конденсаторы;
- повысить выходную активную мощность оборудования при том же силовом трансформаторе за счет повышения коэффициента мощности и др.

Одним из перспективных представляется вариант питания постоянным напряжением с помощью обратимого преобразователя напряжения, выполненного по трехфазной мостовой схеме. При питании его от стандартного силового трансформатора можно получить ближайшее стандартное постоянное напряжение 660 В при коэффициенте мощности равном 1. Для получения других стандартных напряжений (220 В, 440 В) на выходе преобразователя требуется использование специальных силовых трансформаторов с другим коэффициентом трансформации. В варианте 660 В может быть обеспечено полное использование по напряжению частотно регулируемых АД и существенное снижение расхода проводящих материалов.

Учитывая наличие в современных СЭС потребителей постоянного и переменного тока, имеет смысл переход на комбинированные СЭС, в которых потребители переменного тока (осветительная нагрузка, двигатели с тиристорными пускателями, бытовые приборы и т.п.) питаются переменным напряжением ~220/380 В, а частотно регулируемые двигатели и другие нагрузки, требующие преобразования частоты питаются от подсистемы постоянного напряжения через обратимый преобразователь напряжения [12, 19]. От этой же сети через простые регуляторы могут питаться печи сопротивления и др. нагрузки. Обратимый преобразователь напряжения может улучшить коэффициент мощности всей СЭС.

Таким образом, на основе применения вентильных преобразователей-компенсаторов пассивной мощности могут создаваться комбинированные системы электроснабжения, обеспечивающие питание потребителей, как переменным, так и постоянным током.

18.3.11. Синхронизированные преобразователи переменного напряжения с ШИМ–НЧ

В главе 14 было показано, что при импульсной модуляции на низкой частоте вредное влияние на сеть может быть ослаблено при синхронизации группы тиристорных регуляторов переменного напряжения. При независимой работе регуляторов скачки тока могли бы достигать суммы токов всех регуляторов. Синхронизированное управление позволяет сгладить график нагрузки, а следовательно уменьшить колебания напряжения сети. Применение ШИМ–НЧ вместо фазового регулирования исключает высшие гармоники в токе, потребляемом из сети. Синхронизация применима только при питании инерционных объектов, так как во всех случаях в первую очередь должны выполняться требования технологии.

Контрольные вопросы

1. Какие трудности возникают при применении конденсаторных батарей и питании от сети вентильных преобразователей?

2. Каков принцип действия конденсаторно-реакторных компенсаторов?
3. Для чего и в каких устройствах применяют пассивные фильтры?
4. Что такое активный фильтр и каков принцип его действия?
5. Что такое вентильный компенсатор пассивной мощности и каков принцип его действия?
6. Что такое выпрямитель с корректором коэффициента мощности и каков принцип его действия?
7. Где применяются выпрямители с корректором коэффициента мощности?
8. В чем преимущество вентильных преобразователей-компенсаторов пассивной мощности?
9. Что такое комбинированная СЭС?
10. Как борются с колебаниями напряжения сети?

Глава 19. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

19.1. Контроллеры управления

19.1.1. Классификация контроллеров управления

В настоящее время для управления вентильными преобразователя, например, преобразователей постоянного напряжения (ППН), источников вторичного электропитания (ИВЭП), корректоров коэффициента мощности (ККМ) и т.д. выпускается огромное множество специализированных микросхем, называемых **контроллерами управления** [9, 11, 47, 62, 68]. В большинстве случаев, контроллеры управления нашли очень широкое применение в импульсных источниках электропитания. Поэтому главная цель такой схемы управления – это не только формирование управляющих импульсов для силовых ключей источника, но и поддержание постоянного выходного напряжения для большого диапазона токов нагрузки. Для этой цели в контроллерах обязательно используется контур отрицательной обратной связи по напряжению. Для того чтобы источник питания не превышал своих номиналов мощности в нем также осуществляется непосредственный контроль за током нагрузки или силового ключа.

Рассмотрим классификацию контроллеров управления (рис. 19.1). По **виду модуляции** в контроллерах управления выделяют: широтно-импульсную, частотно-широотно-импульсную, частотно-импульсную и фазо-импульсную [11, 47].



Рис. 19.1. Классификация контроллеров управления

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) характеризуется тем, что период T_0 следования импульсов на выходе контроллера является величиной постоянной, а от величины сигнала управления зависят только интервалы времени t_1 и t_2 (рис. 19.2). В этом случае спектр пульсаций выходного напряжения имеет известные частоты спектральных составляющих. Это значительно облегчает задачу подавления пульсаций и выбора частоты преобразования энергии из условия наименьшего влияния на другие устройства-рецепторы. ШИМ получила наибольшее применение в контроллерах управления.

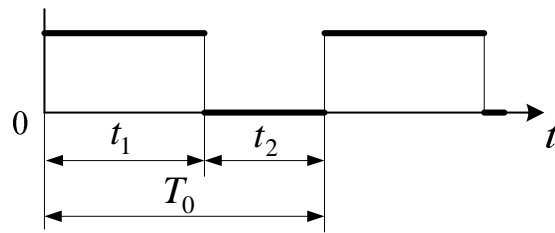


Рис. 19.2. Напряжение на выходе контроллера

Частотно-широтно-импульсная модуляция (ЧШИМ) характеризуется тем, что здесь от величины сигнала управления зависят сразу три временных координаты контроллера: t_1 , t_2 и T_0 (см. рис. 19.2). Данный вид модуляции используется в контроллерах с релейно-токовым управлением, когда происходит формирование требуемого тока в заданном коридоре (см. п. 11.5.5). Основным недостатком ЧШИМ-контроллеров является их зависимость частоты коммутации (периода T_0) от входного напряжения и тока нагрузки. Это обстоятельство обуславливает более сложные требования к фильтрам выходного напряжения. С другой стороны, как будет показано ниже, такие контроллеры оказываются проще и позволяют добиться более высоких частот коммутации и высоких динамических характеристик.

В **частотно-импульсной модуляции (ЧИМ)** изменяется период T_0 следования импульсов при постоянной их длительности t_1 или паузе t_2 (см. рис. 19.2). Данный вид модуляции наибольшее применение получил в системах управления резонансными инверторами и стабилизаторах напряжения на их основе. Особенностью резонансных преобразователей является использование колебательных процессов, возникающих в LC -контуре, встроенном в преобразователь. Резонансные преобразователи с ЧИМ обладают заметными преимуществами при их использовании на частотах, близких граничным частотам используемых ключей и трансформаторов. Эти преимущества заключаются в снижении массогабаритных показателей за счет использования высоких частот преобразования (300 кГц – 2 МГц) и снижения потерь на переключение, которое производится при нулевом токе или напряжении. По этой же причине резонансные преобразователи обладают меньшими электромагнитными помехами. Резонансные преобразователи применяются, как правило, для построения относительно мощных преобразователей общих для питания последующих стабилизаторов меньшей мощности.

Фазо-импульсная модуляция, также как и ШИМ, позволяет регулировать напряжение на выходе преобразователя, но не за счет изменения дли-

тельности импульса t_1 при сохранении периода T_0 , а за счет регулирования фазового сдвига одного управляющего импульса относительно другого. Такой способ широко применяется в одноктных и двухтактных преобразователях мостового типа.

Характерной особенностью двухтактного мостового преобразователя (рис. 19.3 а) является включение активно-индуктивной нагрузки в диагональ моста (например, импульсного трансформатора T), образованного транзисторными ключами $VT1$, $VT2$, $VT3$ и $VT4$. Передача электрической энергии в нагрузку осуществляется одновременным отпиранием транзисторных ключей $VT1$ и $VT2$, либо $VT3$ и $VT4$. При этом ток в нагрузке протекает либо слева направо (через ключи $VT1$ и $VT2$), либо справа налево (через ключи $VT3$ и $VT4$). Таким образом, напряжение в нагрузке u_d оказывается переменным, а длительность положительной полуволны равна длительности отрицательной полуволны (см. рис. 19.3 б).

Фазо-импульсный способ регулирования выходного напряжения заключается, в задержке t_ϕ фазы (сдвиге) управляющего сигнала, поступающего на один из транзисторов вышеназванных пар ($VT1$ относительно $VT2$, и $VT3$ относительно $VT4$, см. рис. 19.3 б). Интервал времени $t_{ин}$, когда одновременно открыты оба транзистора (например, $VT1$ и $VT2$), определяет количество энергии и величину выходного напряжения мостового преобразователя. В интервале t_ϕ напряжение на нагрузке u_d равно 0, а энергия накопленная в индуктивностях трансформатора, рассеивается на активных элементах нагрузки.

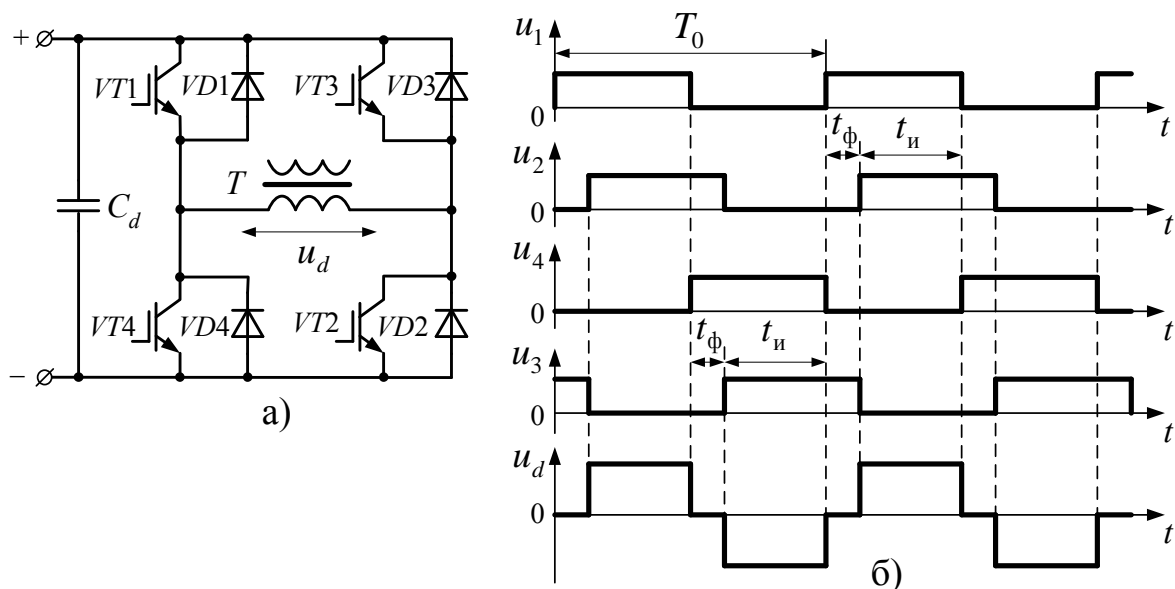


Рис. 19.3. Схема преобразователя мостового типа (а) и временные диаграммы импульсов управления транзисторами при фазо-импульсной модуляции (б) ($u_1 \dots u_4$ – сигналы управления транзисторами $VT1 \dots VT4$ соответственно)

Согласно классификационной таблице, приведенной на рис. 19.1, в контроллерах управления выделяют четыре основных режима работы [6].

Режим напряжения с ограничением средней нагрузки по току представлен на рис. 19.4 а. Как уже отмечалось, для стабилизации напряжения на нагрузке в контроллерах управления, работающих в любом из режимах, обязательно вводится контур отрицательной обратной связи, состоящей из усилителя ошибки У1 (регулятора напряжения РН) с элементами коррекции в цепи обратной связи усилителя У1, на прямой вход которого подается напряжение задания u_3 (опорное напряжение контроллера V_{REF}), а на инверсный – напряжение обратной связи по напряжению u_{oc} , например, с резистивного делителя напряжения $R1$ и $R2$.

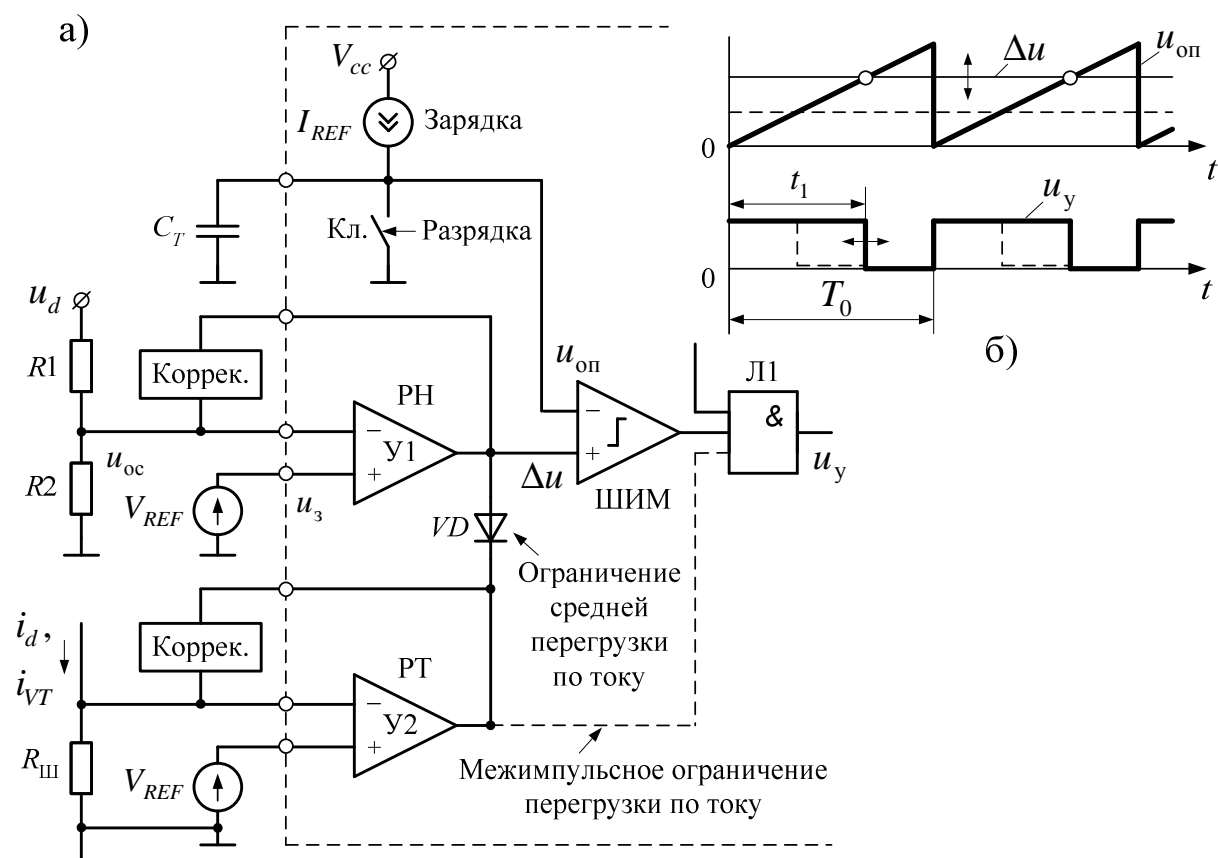


Рис. 19.4. Схема управления в режиме напряжения с ограничением среднего выходного тока и межимпульсным ограничением тока (а) и временные диаграммы сигналов, поясняющие принцип данного режима контроллера (б)

Важной чертой управления в режиме напряжения является то, что напряжение рассогласования Δu с выхода РН подается на ШИМ-компаратор и сравнивается с пилообразным опорным напряжением, создаваемым при помощи времязадающего конденсатора C_T , заряжаемый от источника тока I_{REF} , а также ключа разряда Кл. При возрастании или снижении напряжения

рассогласования Δu длительность импульса управляющего сигнала u_y соответственно увеличивается или уменьшается (см. рис. 19.4 б).

Существует два варианта защиты от перегрузки по току в микросхемах управления, работающих в режиме напряжения. Первый, более старый способ, называется **ограничением среднего тока**. В данном случае выходной ток считывается резистором $R_{ш}$, включенным последовательно с нагрузкой (см. рис. 19.4 а). Затем токовый сигнал подается на усилитель тока У2 с элементами коррекции (регулятор тока РТ). РТ распознает, когда сила выходного тока i_d приблизится к предустановленному пределу, затем блокирует РН за счет диода VD и ограничивает ток, если он пытается еще больше вырасти. Ограничение среднего тока имеет один характерный недостаток, если оно используется само по себе в качестве защиты от перегрузки по току: его реакция слишком медленна для предотвращения повреждения силового ключа, если на выходе возникнет внезапное короткое замыкание. Кроме того, когда магнитные элементы (дроссели, трансформаторы) входят в состояние насыщения, ограничение среднего тока не работает. Это в течение нескольких микросекунд может создавать экспоненциально возрастающие токи, способные вывести ключ из строя.

Режим напряжения с межимпульсным ограничением нагрузки по току отличается от предыдущего способа только организацией защиты по току, которая называется **межимпульсным ограничением**. Этот метод гарантирует протекание через силовой ключ максимально безопасного тока. Элемент восприятия тока – резистор $R_{ш}$ включается последовательно с ключом (см. рис. 19.4 а). Он отслеживает мгновенный ток i_{VT} , протекающий через ключ, и сразу же размыкает ключ в случае превышения этим током предустановленного предела за счет перехода РТ, работающего в режиме компаратора (корректирующая цепь отсутствует), в состояние логического «0» и снятия управляющих импульсов u_y с силового ключа в результате логической схемы Л1 «ЗИ» (см. рис. 19.4 а). Такая цепь является очень быстродействующей, и защищает силовой ключ от всех форм мгновенных перегрузок по току, включая насыщение сердечника.

Токовый режим с включением по тактовому сигналу представлен на рис. 19.5 а. В этом режиме регулируются пиковые (максимальные) значения размаха амплитуды тока i_{VT} , протекающего через силовой ключ.

Суть этого метода заключается в том, что генератор импульсов фиксированной частоты, состоящий из времязадающего конденсатора C_T , источника опорного тока I_{REF} и разрядного ключа Кл., устанавливает триггер T , а высокоскоростной токовый компаратор (регулятор тока РТ) сбрасывает этот триггер. Триггер находится в состоянии логической «1», когда силовой ключ проводит ток (см. рис. 19.5 б). Порог для токового компаратора РТ устанавливается напряжением Δu с выхода регулятора напряжения РН (см. рис. 19.5 а). Если РН сигнализирует о том, что напряжение на выходе ис-

точника питания слишком низкое, то порог тока Δu повышается, чтобы позволить большему количеству энергии достичь нагрузки.

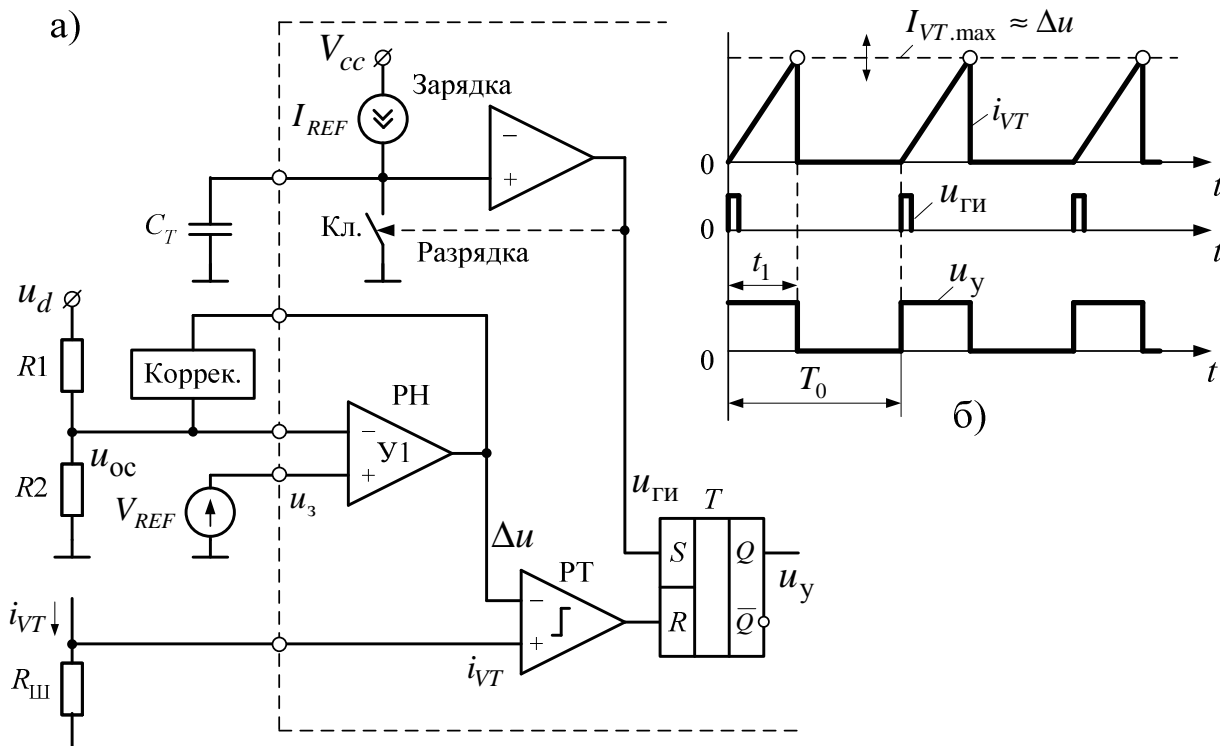


Рис. 19.5. Схема управления в токовом режиме с включением по тактовому сигналу (а) и временные диаграммы сигналов, поясняющие принцип данного режима контроллера (б)

Управлению в режиме тока присуща защита от перегрузки по току. Высокоскоростной токовый компаратор РТ обеспечивает межимпульсное ограничение тока. Такая форма защиты ограничивает ток и напряжение для поддержания постоянной мощности на нагрузке.

Рассмотренные выше режимы работы контроллеров управления по виду модуляции относятся к широтно-импульсной, т.к. частота (период T_0) импульсов управления u_y на выходе контроллера всегда остается постоянной, а изменяется лишь длительность включенного состояния ключа t_1 (см. рис. 19.4 б, 19.5 б).

Гистерезисный токовый режим представлен на рис. 19.6 а. При таком управлении контролируются как максимальные I_{dmax} , так и минимальные I_{dmin} значения тока нагрузки i_d за счет гистерезисного компаратора тока РТ. Сигнал задания Δu на РТ формирует регулятор напряжения РН в результате разности напряжения задания u_3 и напряжения обратной связи u_{oc} на нагрузке с последующим усилением в усилителе У1. Усиленная разность Δu , пропорциональная среднему значению тока нагрузки I_d , сравнивается с мгновенным током нагрузки i_d в компараторе РТ релейного типа. Момент выключения силового ключа соответствует достижению током i_d верхней

границы допустимой полосы I_{dmax} , а включение – нижней границе I_{dmin} (см. рис. 19.6 б). Очевидно, что середина полосы $(I_{dmax} - I_{dmin})/2$ соответствует среднему значению тока нагрузки I_d .

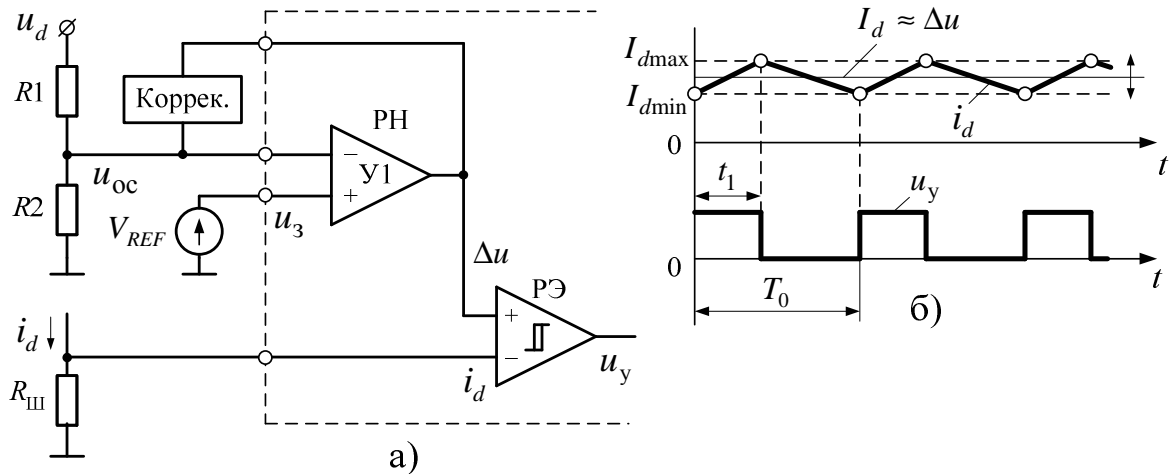


Рис. 19.6. Схема управления в гистерезисном токовом режиме (а) и временные диаграммы сигналов, поясняющие принцип данного режима контроллера (б)

Наиболее часто этот режим работы контроллера используется в системах переменного тока для обеспечения синусоидальной формы входного или выходного тока преобразователя. Например, в корректорах коэффициента мощности ККМ (см. п. 17.4) или ОПН (см. п. 12.2), когда осуществляется «слежение» за током нагрузки в заданной полосе.

Гистерезисный токовый режим относится к системам с ЧШИМ. Поэтому одним из **достоинств** этого способа управления является его высокое быстродействие при возмущениях со стороны нагрузки, что позволяет улучшить динамические характеристики преобразователя и обеспечить их эффективную защиту от перегрузки по току. Известным **недостатком** таких систем является изменение частоты коммутации в процессе работы. Основным ограничением является необходимость использования в таких системах более «тяжелых» входных и выходных фильтров, имеющих худшие удельные массогабаритные показатели.

Как правило, контроллеры, работающие в режиме напряжения используются для управления понижающими ППН (см. п. 10.2), прямоходовыми ИВЭП (см. п. 17.3), а управление в токовом режиме лучше подходит для повышающих ППН, обратных ИВЭП, корректоров коэффициента мощности и др.

19.1.2. ШИМ–контроллеры

ШИМ–контроллеры, в настоящее время, получили наибольшее применение в системах управления вентильными преобразователями, а также в

схемах источников вторичного электропитания [6, 9, 11, 47, 62]. Поэтому в качестве примера рассмотрим основные функциональные узлы микросхемы *TL494* (аналог 1114ЕУ4, *UC3524АJ*), которая является двухтактным контроллером с ШИМ (рис. 19.7). С помощью микросхемы *TL494* можно реализовать следующие **основные функции**: формирование опорного напряжения, усиление сигнала рассогласования, формирование пилообразного напряжения, широтно-импульсную модуляцию, формирование двухтактного и однотактного режима коммутации, защиту от сквозных токов в ключах, усиление сигнала датчика тока, обеспечение «мягкого» запуска.

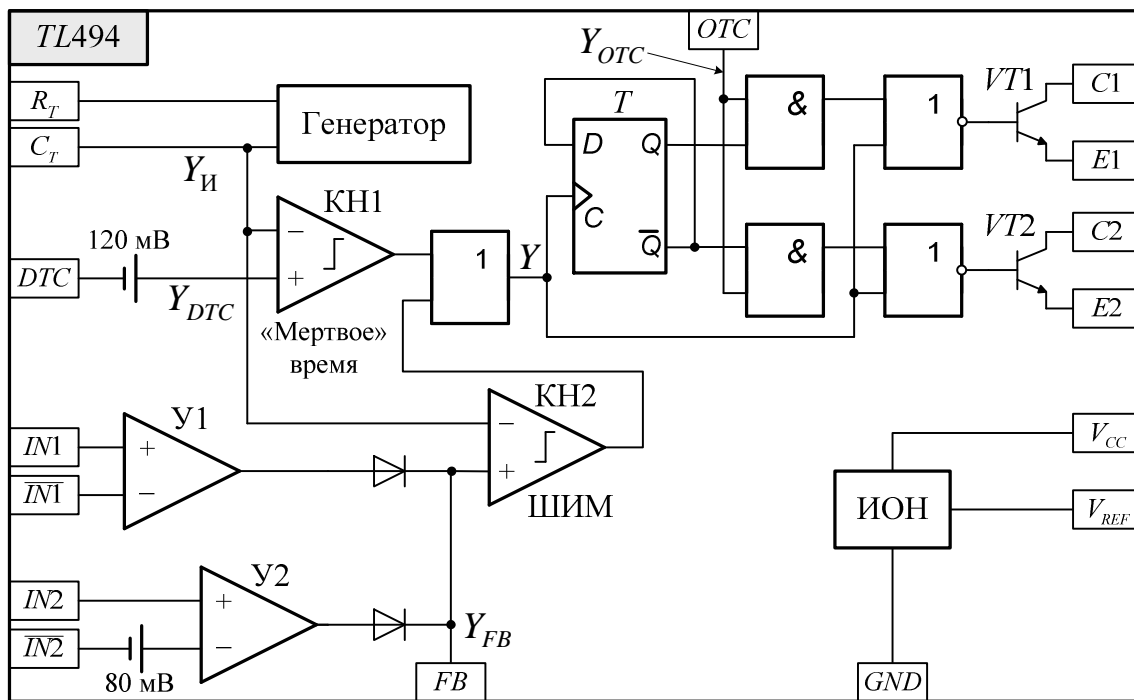


Рис. 19.7. Функциональная схема ШИМ–контроллера *TL494*:

$IN1$, $IN2$ – прямой вход усилителей ошибки $У1$, $У2$; $\overline{IN1}$, $\overline{IN2}$ – инверсный вход усилителей ошибки $У1$ и $У2$; FB – вход обратной связи усилителей ошибки $У1$ и $У2$; DTC – вход управления «мертвого» времени; R_T – подключение времязадающего резистора генератора; C_T – подключение времязадающего конденсатора генератора;

GND – общая точка микросхемы контроллера; C_1 , C_2 – коллектор выходных транзисторов $VT1$ и $VT2$; E_1 , E_2 – эмиттер выходных транзисторов $VT1$ и $VT2$; OTC – выбор режима работы; V_{CC} – напряжение питания микросхемы; V_{REF} – выход источника опорного напряжения

Микросхема *TL494* включает в себя следующие основные элементы (см. рис. 19.7): усилители ошибки $У1$ и $У2$ (регуляторы) для организации обратных связей, встроенный регулируемый генератор пилообразного напряжения, компаратор $КН1$ регулировки «мертвого» времени, ШИМ–компаратор $КН2$, триггер со схемой управления выходным каскадом транзисторов $VT1$ и $VT2$ для организации двухтактного или однотактного режи-

мов работы контроллера, а также прецизионный источник опорного напряжения (ИОН) на 5 В для питания внутренних и внешних цепей контроллера.

Встроенный генератор пилообразного напряжения (см. рис. 19.7) требует для установки частоты только двух внешних элементов: резистора R_T и конденсатора C_T , подключаемых к входам R_T и C_T контроллера относительно общей точки схемы (GND). Частота генератора определяется по формуле $f_0 = 1,1/(R_T C_T)$. Изготовитель рекомендует выбирать эту частоту в диапазоне 1...300 кГц.

Модуляция ширины выходных импульсов достигается сравнением пилообразного опорного напряжения $Y_{и}$, получаемого на конденсаторе C_T , с двумя управляющими сигналами: сигналом обратной связи Y_{FB} , формируемым одним из усилителей ошибки $У1$ или $У2$ и сигналом установки «мертвого» времени Y_{DTC} (рис. 19.8 б), подаваемым на вход DTC (*Dead Time Control* – управление «мертвым» временем). При равенстве напряжения $Y_{и}(t)$ и наибольшего из указанных сигналов формируется задний фронт сигнала Y на S -входе триггера (см. рис. 19.8 в). Триггер управления T понижает тактовую частоту сигнала Y в два раза и формирует вспомогательные сигналы Q и \bar{Q} для схемы управления (см. рис. 19.8 г, д).

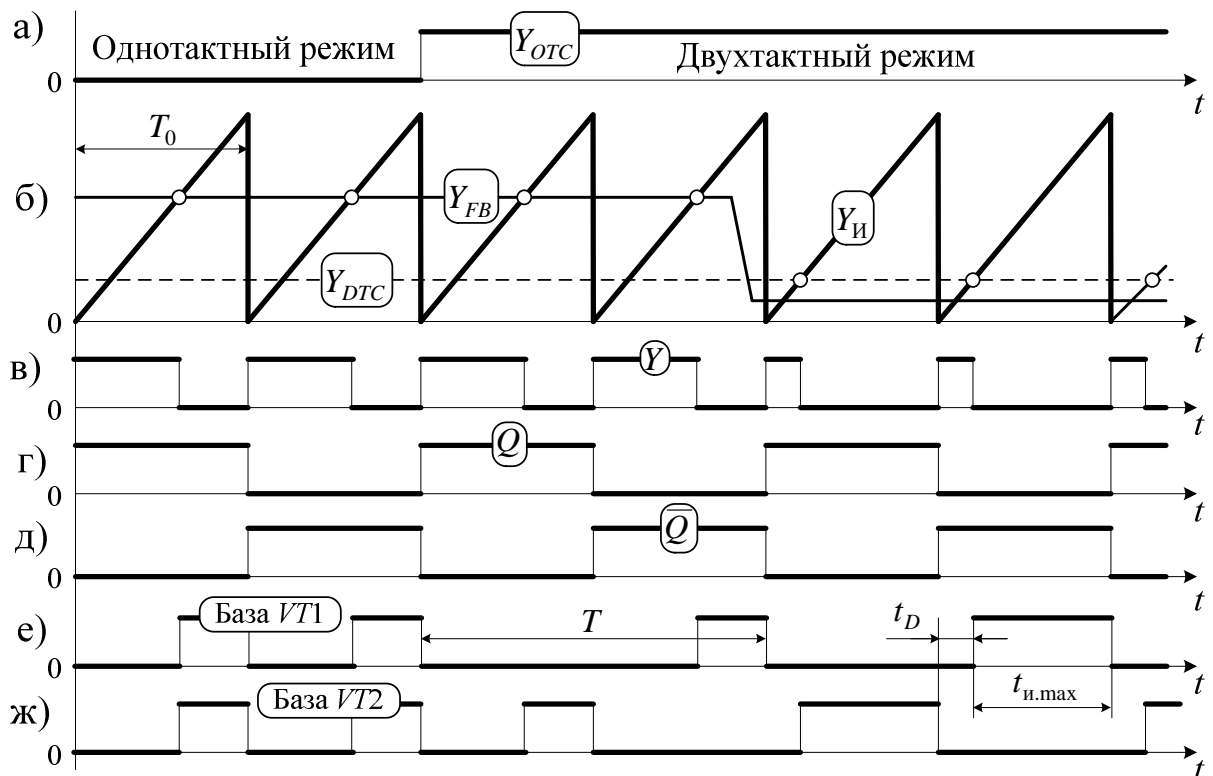


Рис. 19.8. Временные диаграммы сигналов ШИМ–контроллера $TL494$

Контроллер $TL494$ может работать в двухтактном режиме, когда осуществляется управление двумя силовыми транзисторами, например, стойкой моста, и в однотактном (управление одиночным транзистором). С этой це-

лью в контроллере предусмотрен специальный вход OTC (см. рис. 19.7). В двухтактном режиме на вход OTC нужно подать сигнал логической «1» с выхода V_{REF} источника опорного напряжения, а в одноктактном – логический «0» (общая точка микросхемы GND).

В двухтактном режиме работы логические элементы «2ИЛИ–НЕ» переводят в открытое состояние транзисторы $VT1$ или $VT2$ только тогда, когда выходные сигналы Q и \bar{Q} триггера T находятся в состоянии логического «0» (см. рис. 19.8 г – ж). При этом выходная частота управляющих импульсов $(T)^{-1}$ равна половине частоты генератора $(T_0)^{-1}$. В одноктактном режиме на базах транзисторов $VT1$ и $VT2$ формируются одинаковые управляющие сигналы (см. рис. 19.8 е, ж). Выходные транзисторы $VT1$ и $VT2$ на выходе контроллера могут быть включены по схеме с общим эмиттером или эмиттерного повторителя.

Из временных диаграмм сигналов (см. рис. 19.8) видно, что уменьшение сигнала обратной связи Y_{FB} приводит к увеличению ширины выходных импульсов. Увеличение напряжения на входе DTC вызывает увеличение «мертвого» времени t_D . Компаратор регулировки «мертвого» времени КН1 имеет постоянное смещение 0,12 В (см. рис. 19.7), что ограничивает минимальное «мертвое» время t_D на уровне 4% от периода T_0 генератора пилообразного напряжения. В результате максимальная длительность управляющего импульса $t_{и.маx} = 0,96 \cdot T_0$ для одноктактного режима и $0,48 \cdot T_0$ для двухтактного. «Мертвое» время t_D позволяет устранить режим сквозного тока, возникающий в результате переходного процесса включения и выключения транзисторов стойки моста, при условии, что сигнал обратной связи Y_{FB} становится меньше сигнала установки «мертвого» времени Y_{DTC} (см. рис. 19.8 б, е, ж).

Для большинства одноктактных контроллеров «мертвое» время позволяет ограничить минимальную длительность управляющего импульса $t_{и.мин}$, которая определяется не столько свойствами контроллера, сколько частотными свойствами мощных ключей. В области малых значений длительности импульса $t_{и.мин}$ нарушается точность воспроизведения импульса управления и, следовательно, характеристика преобразования модулятора и мощного ключа. Поэтому для многих контроллеров при значениях $t_{и} < t_{и.мин}$ на выходе модулятора не происходит формирование управляющего импульса.

Для обеспечения «мягкого», т.е. монотонного, без перерегулирования, запуска можно использовать дифференцирующую RC -цепь, состоящую из конденсатора $C1$, включенного между выводами DTC и V_{REF} , и резистора $R1$, включенного между выводом DTC и общей точкой схемы (рис. 19.9). Элементы R_T и C_T задают тактовую частоту генератора пилообразного напряжения. Выходные транзисторы $VT1$ и $VT2$ включены по схеме эмиттерного повторителя. С целью исключения влияния сигнала обратной связи Y_{FB} на длительность управляющих импульсов, необходимо прямые входы $IN1$ и

$IN2$ усилителей ошибки $U1$ и $U2$ подключить к общей точке схемы (GND), а инверсные входы $\overline{IN1}$ и $\overline{IN2}$ – через сопротивления $R2, R3$ к источнику опорного напряжения V_{REF} . Это обеспечит равенство сигнала ошибки $Y_{FB} \approx 0$ В. Режим работы контроллера – двухтактный.

При подаче питания на контроллер на выводе DTC первоначально устанавливается напряжение, равное опорному (+5 В), которому соответствует максимальное «мертвое» время, т.е. минимальная длительность импульсов $t_{и.мин}$ на выходе (рис. 19.10) и соответственно минимальное выходное напряжение преобразователя. По мере заряда конденсатора напряжение на выводе DTC убывает, «мертвое» время уменьшается, пока не достигает установившегося значения. При этом на выходах контроллера устанавливается максимальная длительность управляющих импульсов $t_{и.мах}$.

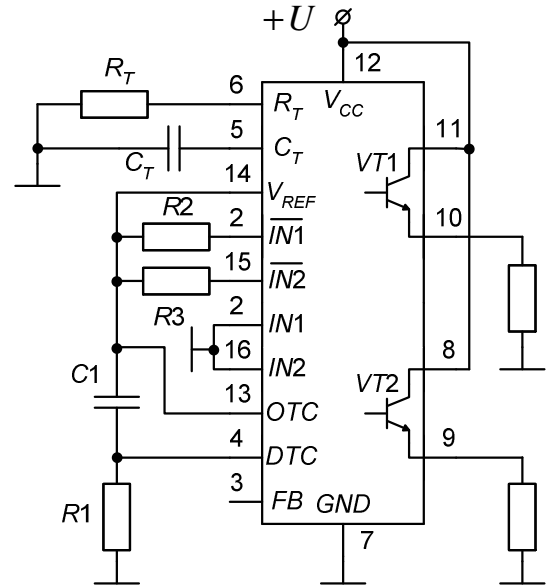


Рис. 19.9. Схема включения ШИМ-контроллера $TL494$ в режиме «мягкого» запуска

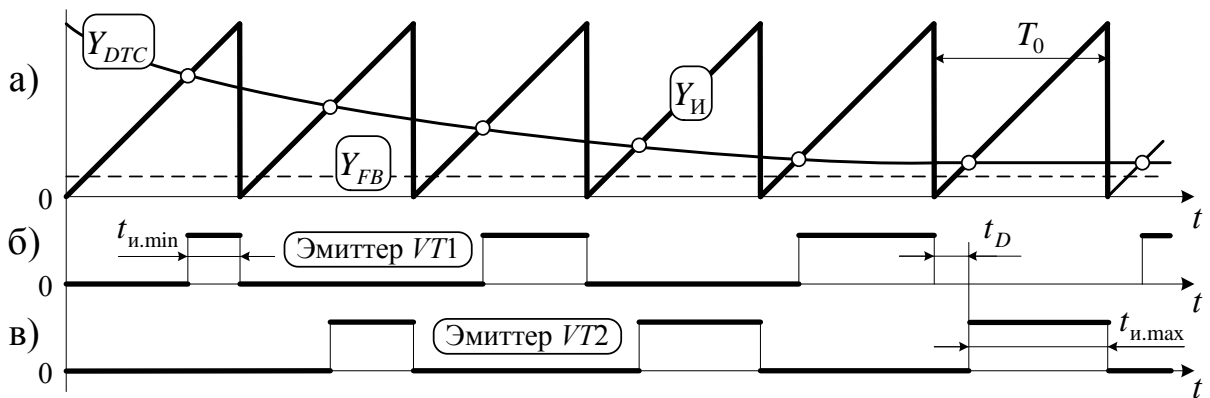


Рис. 19.10. Временные диаграммы сигналов ШИМ-контроллера $TL494$ в режиме «мягкого» запуска

Рассмотрим более подробно работу усилителей ошибки $U1$ и $U2$ контроллера $TL494$ на примере импульсного стабилизатора напряжения (см. гл. 16). С этой целью для стабилизации напряжения необходимо использовать отрицательную обратную связь по напряжению, а для ограничения тока нагрузки – отрицательную обратную связь по току. Схема на рис. 19.11 поясняют работу этих связей.

Усилитель ошибки $U1$ (регулятор напряжения) выполняет функцию стабилизации напряжения на нагрузке. Сигнал датчика обратной связи по на-

пряжению $V_{дн}$ со знаком минус через токоограничивающий резистор $R2$ поступает в точку суммирования $Y1$. Коэффициент усиления усилителя ошибки $Y1$ равен $k_{y1} = -R5/R2$. Резистором $R1$ задается требуемое напряжение на нагрузке стабилизатора, выбор которого осуществляется из условия равенства нулю входных токов, втекающих в усилитель $Y1$

$$\frac{V_{REF}}{R1} = \frac{V_{дн}}{R2} \Rightarrow R1 = R2 \cdot \frac{V_{REF}}{V_{дн}}. \quad (19.1)$$

Функцию ограничения тока нагрузки выполняет усилитель ошибки $Y2$ (регулятор тока). Сигнал обратной связи по току формируется при помощи шунта $R_{ш}$ и через резистор $R4$ поступает в суммирующую точку усилителя $Y2$. Усилитель ошибки по току $Y2$ включен по схеме инвертирующего интегратора с постоянной времени интегрирования $T_{и} = R4 \cdot C1$. Резистором $R3$ задается максимальное значение тока нагрузки стабилизатора $I_{d,max}$, выбор которого следует осуществлять из выражения

$$\frac{V_{REF}}{R3} = \frac{I_{d,max} \cdot R_{ш}}{R4} \Rightarrow R3 = R4 \cdot \frac{V_{REF}}{I_{d,max} \cdot R_{ш}}. \quad (19.2)$$

Если ток нагрузки I_d находится в допустимых пределах, то напряжение на инвертирующем входе усилителя $Y2$ положительно, а выходное напряжение этого усилителя V_2 , находящегося в насыщении, – низкое. В этом случае напряжение V_1 на выходе усилителя ошибки по напряжению $Y1$ больше, чем V_2 , и диод $VD1$ будет открыт, а $VD2$ – закрыт. При этом обратная связь по току будет разомкнута, а по напряжению – замкнута, и схема находится в режиме стабилизации выходного напряжения.

Если ток нагрузки I_d превзойдет некоторое предельное значение $I_{d,max}$, то напряжение на инвертирующем входе усилителя $Y2$ станет отрицательным, а выходное напряжение V_2 этого усилителя по мере заряда конденсатора $C1$ будет нарастать. Когда это напряжение превысит V_1 , диод $VD1$ закроется, а $VD2$ – откроется. Обратная связь по напряжению разомкнется, а по току – замкнется. Схема перейдет в режим стабилизации тока (рис. 19.12).

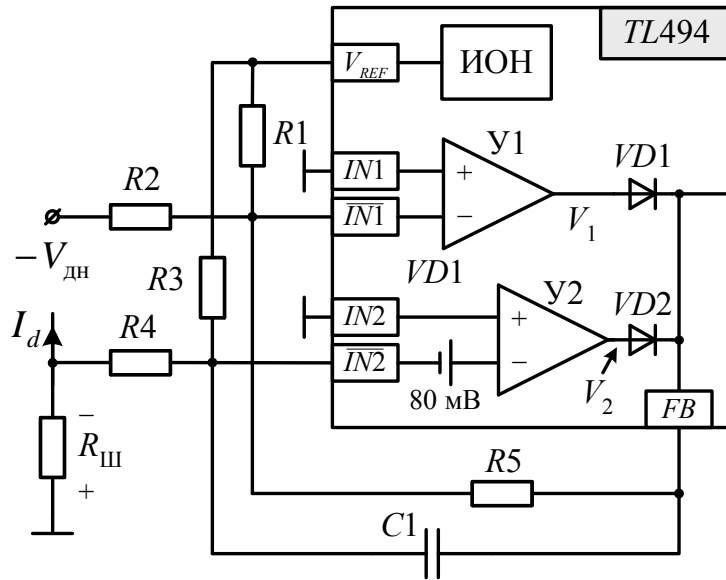


Рис. 19.11. Организация обратных связей в контроллере TL494

Микросхема *TL494* является универсальной, ее можно использовать, например, как **фазосдвигающее устройство** для регулирования угла управления α тиристорного преобразователя (см. гл. 9). Для синхронизации контроллера с сетевым напряжением необходимо параллельно времязадающему конденсатору C_T подключить шунтирующий транзистор $VT1$ (рис. 19.13), на базу которого поступают короткие импульсы «Сброс» с выхода устройства синхронизации в те моменты времени, когда напряжение сети переходит через ноль или соответствует точкам естественной коммутации для трехфазных схем выпрямления. Частоту генератора пилообразного напряжения $f_0 = 1/(R_T C_T)$ ШИМ-контроллера необходимо выбрать меньше удвоенного значения частоты сети $2f_c$, чтобы избежать сброса пилообразного напряжения от собственного порога срабатывания генератора ШИМ-контроллера. Резистивный делитель $R1, R2$, включенный на входе *DTC* (управление «мертвым» временем), используется для ограничения минимального угла управления α_{\min} в реверсивном ТП (см. п. 9.5).

Для установки начального угла управления α_0 используется усилитель ошибки $U1$, включенный по схеме инвертирующего усилителя с коэффициентом усиления $k_{y1} = -R6/R4$, на вход которого вместе с сигналом управления $U_{упр}$ через токоограничивающий резистор $R5$ подается отрицательное напряжение смещения $U_{см}$ от потенциометра $RP1$ (см. рис. 19.13). Для блокировки усилителя ошибки $U2$ прямой вход усилителя $IN2$ подключен к общей точке схемы, а инвертирующий вход $\overline{IN2}$ – к опорному напряжению V_{REF} контроллера через резистор $R3$.

При этом напряжение на выходе усилителя $U2$ стремится к низкому уровню и не оказывает влияния на регулирование угла управления α .



Рис. 19.12. Внешняя характеристика импульсного стабилизатора напряжения со средним ограничением тока

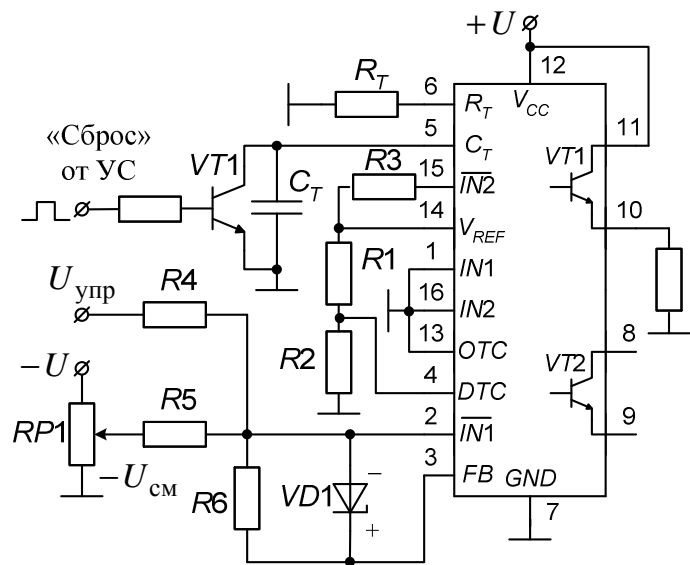


Рис. 19.13. Принципиальная схема включения ШИМ-контроллера *TL494* в качестве ФСУ с возможностью установки начального и ограничения минимального и максимального углов управления

С целью ограничения максимального угла управления α_{\max} в цепь обратной связи усилителя У1 включен стабилитрон VD1 с полярностью, указанной на рис. 19.13. Как только уровень сигнала Y_{FB} на выходе усилителя У1 достигнет значения порога срабатывания $U_{ст}$, стабилитрон VD1 открывается. Это приводит к увеличению тока отрицательной обратной связи усилителя и ограничению напряжения Y_{FB} на заданном уровне $U_{ст}$, и, следовательно, ограничению максимального угла управления α_{\max} . ШИМ-контроллер работает в одноканальном режиме работы, а выходной транзистор VT1 включен по схеме эмиттерного повторителя.

Временные диаграммы сигналов ФСУ с возможностью установки начального α_0 и ограничения минимального α_{\min} и максимального α_{\max} углов управления на основе ШИМ-контроллера TL494 представлены на рис. 19.14.

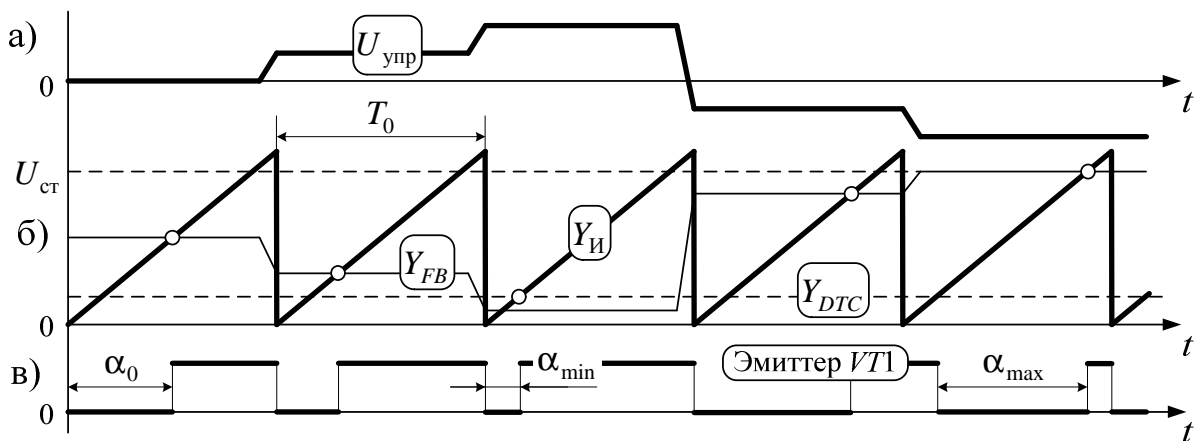


Рис. 19.14. Временные диаграммы сигналов ФСУ с возможностью установки начального α_0 и ограничения минимального α_{\min} и максимального α_{\max} углов управления на основе ШИМ-контроллера TL494

Контрольные вопросы

1. Какие виды модуляции используются в контроллерах управления и в чем их принципиальная разница?
2. Какие режимы работы контроллеров вы знаете?
3. Чем отличается режим напряжения от токового режимов, заложенных в контроллерах управления?
4. Какой вид модуляции используется в рассмотренных режимах работы контроллеров?
5. Какие преимущества и недостатки можно выделить у гистерезисного токового режима контроллера?
6. Какие основные функции можно реализовать на основе ШИМ-контроллера TL494?
7. Поясните работу обратных связей ШИМ-контроллера TL494. Как организуется ограничение тока в этом контроллере?

19.2. Усилители мощности импульсов управления

19.2.1. Классификация и требования к усилителям мощности импульсов управления

Поскольку мощности выходных сигналов цифровых схем управления недостаточно для надежной работы силовых ключей, то поэтому в системах управления вентильными преобразователями обязательно применяют усилители мощности (УМ) импульсов управления [10, 47, 58, 85].

Основные требования, предъявляемые к УМ, заключаются в следующем.

1. Формирование усиленных импульсов управления, согласованных с управляющей частью силового ключа.

2. Создание минимальных потерь мощности во включенном и выключенном состоянии силового ключа, а также в динамических режимах переключения.

3. Потенциальная развязка между силовой и информационной частями преобразователя, т.к. в большинстве случаев силовой блок ВП работает с высоким напряжением, проникновение которого в цепи управления СУ недопустимо с точки зрения работоспособности элементов информационной электроники и безопасности обслуживающего персонала.

4. Защита силового ключа путем контроля за его определенными параметрами (например, током или напряжением в открытом состоянии ключа).

В зависимости от применяемого силового ключа вентильного преобразователя УМ бывают: **тиристорные** и **транзисторные** (рис. 19.15).

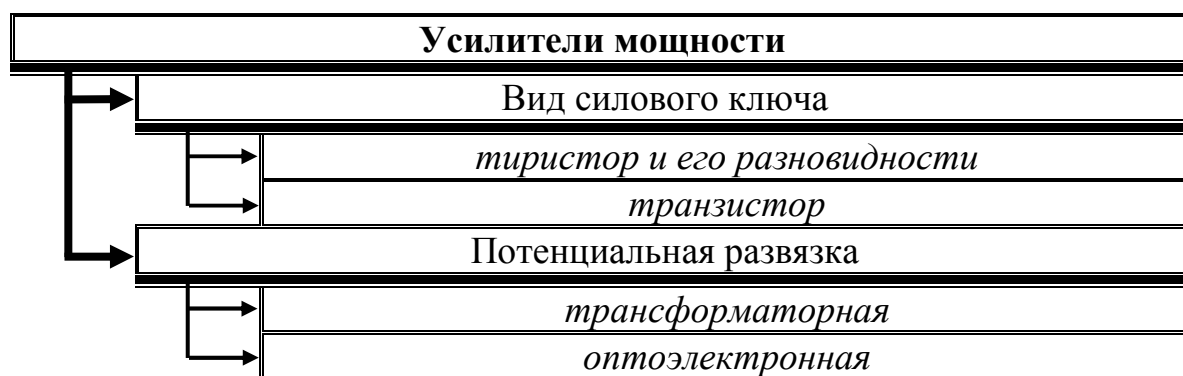


Рис. 19.15. Классификация усилителей мощности импульсов управления

По принципу построения потенциальной развязки УМ делятся на трансформаторные и оптоэлектронные. В УМ с **трансформаторной развязкой** передача информационного сигнала заданной формы и мощности осуществляется за счет трансформатора (рис. 19.16 а). В **оптоэлектронных УМ** в качестве элемента гальванической развязки используется оптрон (см. рис. 19.16 б).

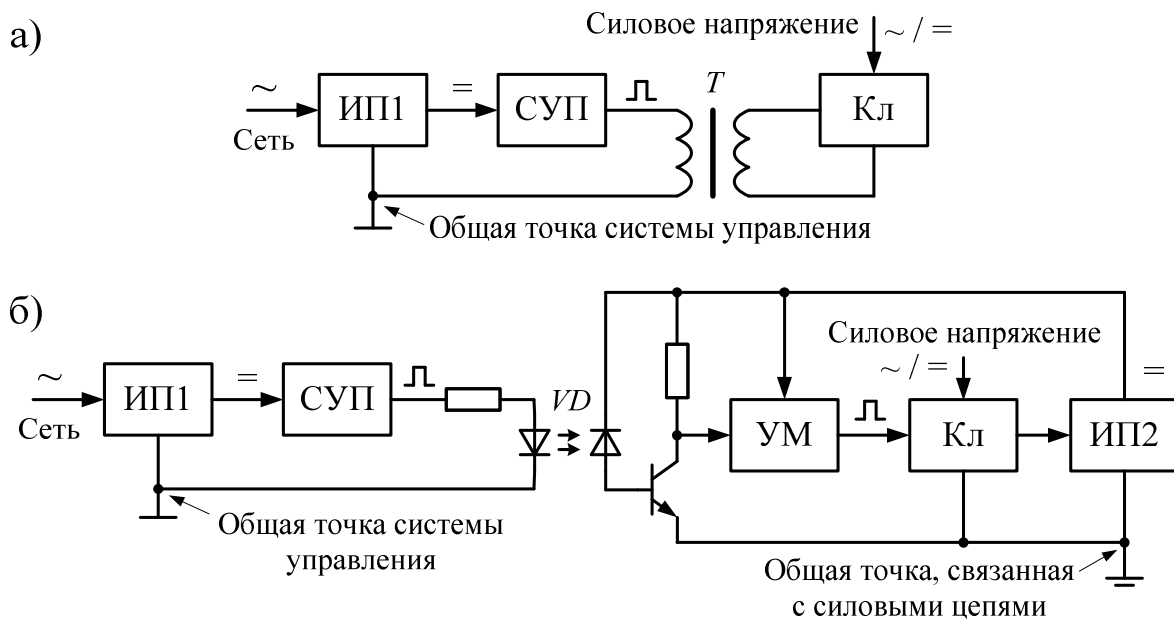


Рис. 19.16. Функциональные схемы усилителей мощности импульсов управления с различными видами потенциальной развязки: трансформаторная (а) и оптоэлектронная (б)

(ИП1, ИП2 – слаботочные источники питания; СУП – система управления преобразователем; Т – импульсный трансформатор; Кл – силовой ключ ВП; VD – оптрон; УМ – усилитель мощности)

К числу основных **недостатков** оптоэлектронных УМ можно отнести наличие дополнительного источника питания ИП2 для запитки оптрона и УМ со стороны силовой цепи преобразователя (см. рис. 19.16 б), а также их невысокая надежность по сравнению с трансформаторными усилителями, что обусловлено низкой электрической прочностью светочувствительных $p-n$ -структур. Наряду со своими недостатками, оптоэлектронные УМ обладают низкими массогабаритными показателями особенно в тех случаях, когда требуется получение непрерывного импульса большой длительности, и простотой технической реализации (оптроны выполняются в интегральном исполнении), что выгодно отличает их от УМ с трансформаторной развязкой.

19.2.2. Усилители мощности импульсов управления тиристорами

Усилители мощности с трансформаторной развязкой традиционно применяются в схемах управления однооперационными тиристорами [10, 52, 55, 64, 65]. **Основные требования**, которые предъявляются к подобным схемам, обусловлены внутренними особенностями переключения структуры тиристора, параметрами цепи управления и нагрузкой преобразователя. Перечислим главные требования.

1. Для гарантированного отпирания тиристора и поддержания регенеративного процесса необходимо обеспечить минимальную длительность импульса управления $t_{и.мин}$ (10...20 мкс), которая выбирается из условия $t_{и.мин} = (3...5) \cdot t_{вкл}$, где $t_{вкл}$ – время включения тиристора.

2. В схемах с большой индуктивной нагрузкой, а также в выпрямительных устройствах, работающих на ПЭДС необходимо поддерживать на управляющем переходе тиристора длительные сигналы управления (до 1 мс, что соответствует 10 – 15 эл.град) для обеспечения гарантированного включения.

3. Крутизну переднего фронта импульса на уровне 10^5 А/с (длительность переднего фронта импульса не более 10 мкс) для уменьшения локального перегрева тиристора при его включении.

4. Рабочая точка нагрузки управляющего электрода тиристора должна находиться в зоне оптимального управления и выбирается согласно диаграммы управления (см. п. 2.3.2). Типовыми параметрами управляющего сигнала являются ток $I_G = 0,5 \dots 5$ А и напряжение $U_G = 5 \dots 20$ В.

5. Потенциал гальванической развязки цепи «вход–выход» не менее 1 кВ для ВП с питанием от сети 0,4 кВ (рекомендуется больше 2,5 кВ).

6. Помехоустойчивость тиристорных схем.

В настоящее время для управления тиристорами широкое применение получили УМ с трансформаторной развязкой и однополярным питанием (рис. 19.17 а). УМ состоит из следующих элементов: импульсного трансформатора T , биполярного транзистора $VT1$ для усиления мощности, токоограничивающего резистора $R1$, обратного диода $VD1$ для защиты транзистора $VT1$ от перенапряжений при его выключении, выпрямителя $VD2$, препятствующий возникновению отрицательного потенциала на управляющем переходе тиристора $VS1$ и RC -цепи, служащей для подавления высокочастотных помех на управляющем переходе тиристора $VS1$. Параметры RC -цепи рекомендуется выбирать в диапазоне $R = 10 \dots 30$ Ом, $C = 0,1 \dots 0,5$ мкФ.

Питание УМ осуществляется от однополярного источника питания положительной полярностью $+U_{пит}$ (см. рис. 19.17 б). При подачи импульса управления u_y с выхода СУ преобразователем в момент времени t_1 транзистор $VT1$ открывается и через первичную обмотку w_1 трансформатора T начинает протекать ток i_1 , который нарастает не мгновенно по причине наличия индуктивности рассеяния трансформатора. В результате в момент времени t_1 напряжение на первичной обмотке трансформатора u_{w1} достигает значения напряжения источника питания $+U_{пит}$. По мере нарастания тока i_1 через первичную обмотку w_1 трансформатора возникает падение напряжения на резисторе $R1$, в результате напряжение на первичной обмотке u_{w1} уменьшается (см. рис. 19.17 б). Ток i_1 ограничивается резистором $R1$ на уровне $I_1 = U_{пит} / (R1 + R_{w1})$, где R_{w1} – активное сопротивление первичной

обмотки импульсного трансформатора. На вторичной обмотке w_2 трансформатора формируется положительное напряжение u_{w2} с амплитудой $U_{w2} = U_{w1}/n$, где $n = U_{w1}/U_{w2} = w_1/w_2$ – коэффициент трансформации импульсного трансформатора. Выпрямительный диод $VD2$ открывается, и происходит включение тиристора $VS1$. Максимальная величина тока управления зависит от $R1$ и коэффициента трансформации n : $I_{G,max} = (U_{пит} \cdot n)/(R1 + R_{w1})$.

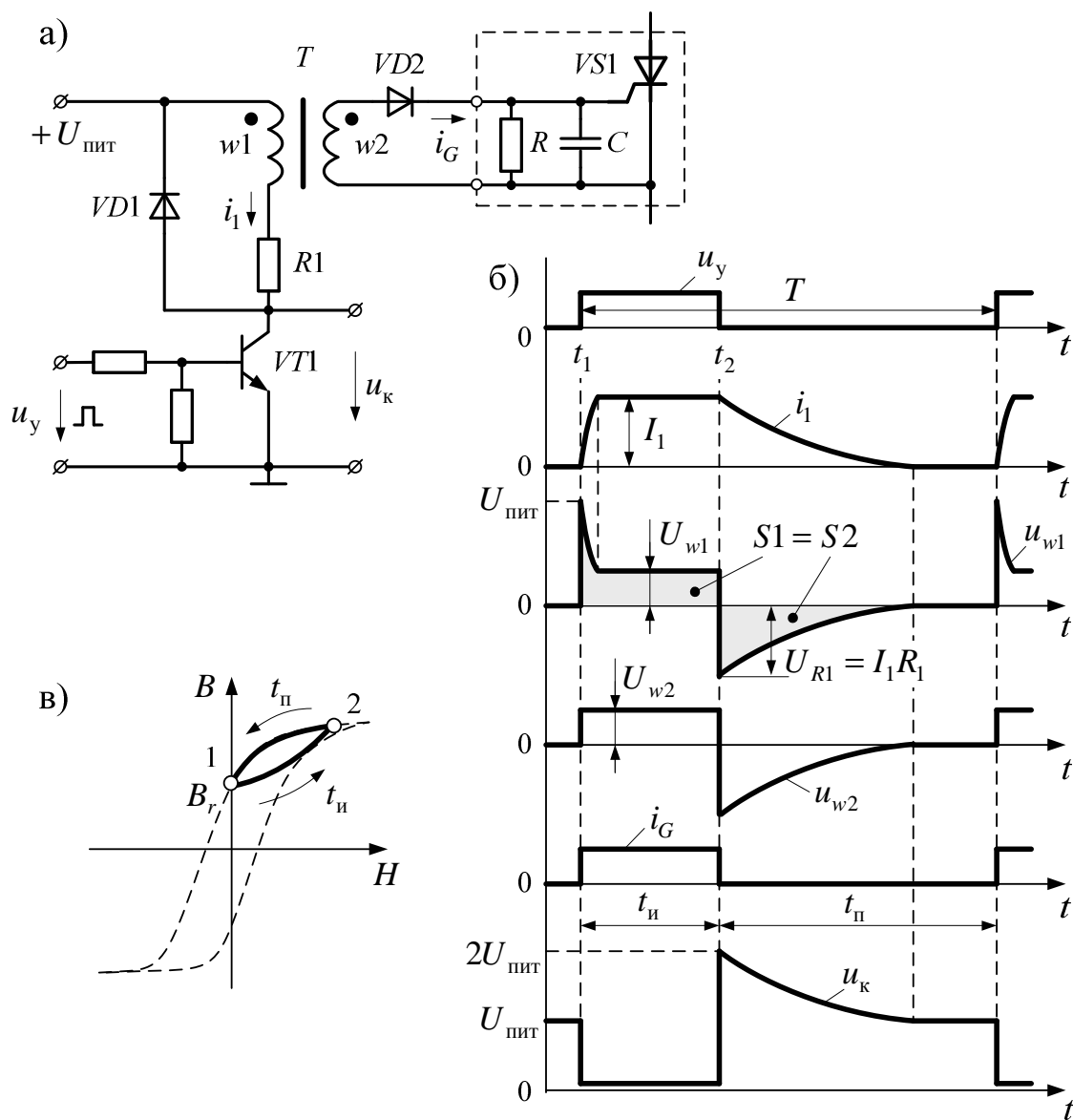


Рис. 19.17. Усилитель мощности с трансформаторной развязкой и однополярным питанием: принципиальная схема (а); осциллограммы токов и напряжений (б) и кривая перемагничивания трансформатора (в)

В момент времени t_2 , когда управляющий сигнал u_y достигает уровня логического «0», $VT1$ закрывается, однако ток i_1 через обмотку w_1 продолжает протекать в том же направлении за счет энергии, запасенной в индук-

тивности намагничивания трансформатора, через обратный диод $VD1$. В результате энергия, запасенная в трансформаторе, за время импульса $t_{и}$ рассеивается на резисторе $R1$, а знак напряжения на обмотках $w1$ и $w2$ трансформатора изменяется на противоположное. Диод $VD2$ закрывается и препятствует прохождению тока управления i_G в обратном направлении через управляющий переход тиристора $VS1$. В закрытом состоянии напряжение на коллекторе транзистора не превышает уровня $2U_{пит}$.

Перемагничивание (траектория движения) импульсного трансформатора происходит по частному циклу кривой намагничивания, показанной на рис. 19.17 в. В интервале времени $t_{и}$ рабочая точка перемещается из точки 1 – 2, а за время паузы $t_{п}$ – из 2 – 1. На рис. 19.17 в B_r – остаточная индукция в магнитопроводе трансформатора. Среднее напряжение на обмотке $w1$ за период T , так же как и среднее напряжение на обмотке $w2$ должно равняться нулю или площади $S1$ и $S2$, отмеченные на рис. 19.17 б, должны быть равны. Если этого не происходит, т.е. на обмотке $w1$ существует среднее постоянное напряжение за период не равное нулю, рабочая точка на кривой намагничивания (см. рис. 19.17 в) не будет успевать возвращаться в исходное положение 2 и с каждым циклом работы транзистора $VT1$ все дальше будет уходить вправо от точки 2. Очевидно, что ток намагничивания трансформатора будет при этом неограниченно возрастать, что приведет к выходу из строя УМ.

Недостатком УМ, приведенного на рис. 19.17, является то, что вся энергия, запасенная в трансформаторе, за время импульса $t_{и}$ рассеивается на резисторе $R1$. Указанного недостатка лишена схема УМ с дополнительной рекуперирующей обмоткой $w3$, позволяющей вернуть накопленную энергию в источник питания, и тем самым повысить КПД усилителя мощности (рис. 19.18 а).

Во временном интервале $t_{и}$ процессы в УМ аналогичны схеме, приведенной на рис. 19.17 а. При выключении транзистора $VT1$ за счёт энергии, запасённой в индуктивности намагничивания трансформатора, на всех обмотках трансформатора наводятся ЭДС (со знаками, указанными в скобках). Диод $VD2$ запирается. Под действием ЭДС на обмотке $w3$ трансформатора открывается диод $VD1$ и энергия, запасённая в индуктивности намагничивания трансформатора, возвращается в источник питания. Напряжение на транзисторе $VT1$ при этом равно сумме напряжения питания $U_{пит}$ и ЭДС самоиндукции на обмотке $w1$, зависящей от соотношения витков первичной $w1$ и рекуперирующей $w3$ обмоток (см. рис. 19.18 б).

Конструктивно монтировать RC -цепь для подавления помех необходимо не на печатной плате СУ, а в силовом блоке ТП непосредственно на управляющем переходе тиристора. Подключение к входной цепи тиристора рекомендуется осуществлять с применением витых пар и экранированных проводов.

На рис. 19.19 приведена схема УМ запираемого тиристора [58]. Конденсаторы $C1$ и $C3$ являются источниками формирования импульсов управления на включение и выключение при включении транзисторов $VT1$ и $VT2$ соответственно. Подзарядка конденсаторов $C1$ и $C3$ осуществляется от дополнительных источников питания системы управления $E_{П1}$ и $E_{П2}$. Элементы $R1$, $R2$ и $C2$ обеспечивают формирование тока включения. Резистор $R3$ способствует сохранению запирающей способности тиристора при неисправности системы управления.

При подаче импульса управления на верхний полевой транзистор $VT1$ за счет разрядного тока конденсатора $C1$ и источника питания $E_{П1}$ происходит включение запираемого тиристора VS , а его выключение осуществляется под действием импульса выключения, подаваемого на нижний полевой транзистор $VT2$, вследствие разрядного тока конденсатора $C3$. Гальваническая развязка между цепями управления и силовым ключом в данной схеме чаще всего выполняется с применением оптронов (см. рис. 19.16).

В запираемых тиристорах с целью снижения их времени выключения УМ должен иметь минимальное значение индуктивности в цепи формирования импульсов управления (см. п. 2.3.5). Для этой цели созданы интегрированные запираемые тиристор $IGCT$, в которых УМ конструктивно объединен с силовым тиристором.

Оптоэлектронные УМ используются в основном в оптотиристорах VS , включение которых осуществляется после подачи на входной светодиод сигнала логической «1» (рис. 19.20). Отличаясь низкими массогабаритными показателями и простотой технической реализации, оптоэлектронные системы включения тиристора, как показывает практика, уступают трансформаторным УМ по надежности своей работы. Данное обстоятельство в основном обусловлено низкой, по сравнению с раз-

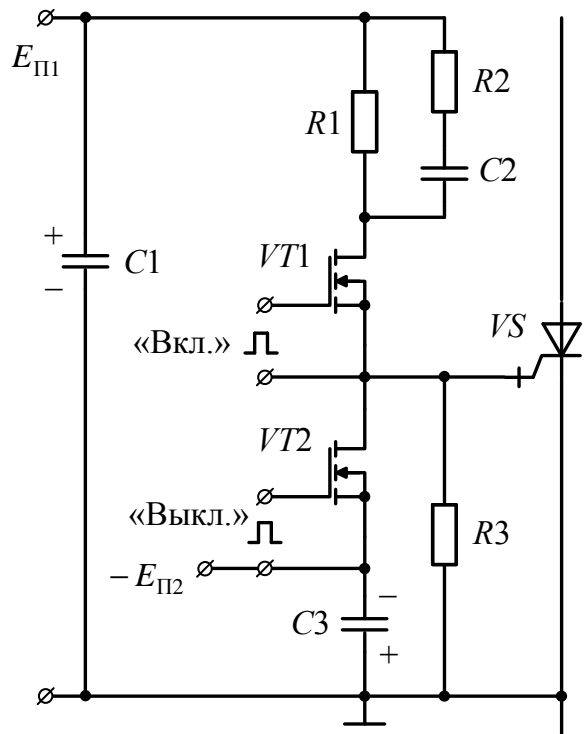


Рис. 19.19. Усилитель мощности импульсов управления запираемого тиристора

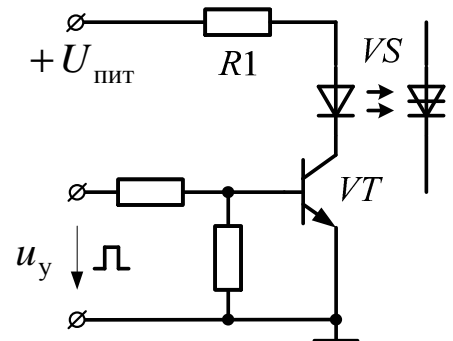


Рис. 19.20. Схема включения управляющей цепи оптотиристора

делительными импульсными трансформаторами, электрической прочностью светочувствительных $p-n$ -структур.

Использование оптопар типа «светодиод – фотодиод» для целей гальванического разделения выхода УМ и управляющего электрода обычного тиристора вряд ли следует считать целесообразным, так как при этом требуются дополнительные (по числу силовых тиристоров) потенциально не связанные с системой управления источники постоянного сигнала, что, в конечном итоге, приводит к техническому усложнению схемы без видимых ее преимуществ по массогабаритным характеристикам.

19.2.3. Усилители мощности импульсов управления транзисторами

Схемотехника УМ импульсов управления транзисторами [9, 10, 47, 58] в первую очередь зависит от типа транзистора (биполярный, полевой, *IGBT*) и его статических и динамических свойств.

Управление биполярными транзисторами. Основными требованиями, предъявляемыми к ключу на биполярном транзисторе, являются насыщение транзистора током базы, обеспечивающее беспрепятственное протекание тока коллектора на интервале, когда транзистор должен быть включен, и минимизация тока утечки на интервале, когда транзистор должен быть выключен. Идеальная форма тока базы i_b и напряжения база-эмиттер $u_{бэ}$ для биполярного транзистора представлены на рис. 19.21 а. При реализации такого импульса необходимо учитывать следующее:

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

На практике необязательно осуществлять такое сложное управление, требующее дополнительных устройств в цепях УМ. Требования к сигналу управления определяются требованиями к быстродействию ключа (рабочей частоте коммутаций) и к величине потерь в нем. Простейшая схема УМ биполярного транзистора без гальванической развязки представлена на рис. 19.21 б. Для уменьшения потребляемой мощности УМ применяют парные (комплементарные) транзисторы VT_2 , VT_3 , работающие попеременно. Ко-

гда импульс управления отсутствует ($u_y = 0$), транзистор $VT4$ включен и через его коллектор протекает отпирающий ток базы $VT2$. Силовой транзистор $VT1$ включается током эмиттера транзистора $VT2$. Транзистор $VT3$ при этом выключен, так как его эмиттер имеет отрицательный потенциал относительно базы. Конденсатор $C1$ заряжается током базы силового транзистора $VT1$ (полярность без скобок указана на рис. 19.21 б), обеспечивая бросок тока при включении транзистора. В момент поступления импульса от системы управления $u_y > 0$ транзисторы $VT4$ и $VT2$ выключаются, а транзистор $VT3$ включается напряжением конденсатора $C1$ (полярность в скобках указана на рис. 19.21 б), который, разряжаясь, обеспечивает базовый ток силового транзистора при выключении.

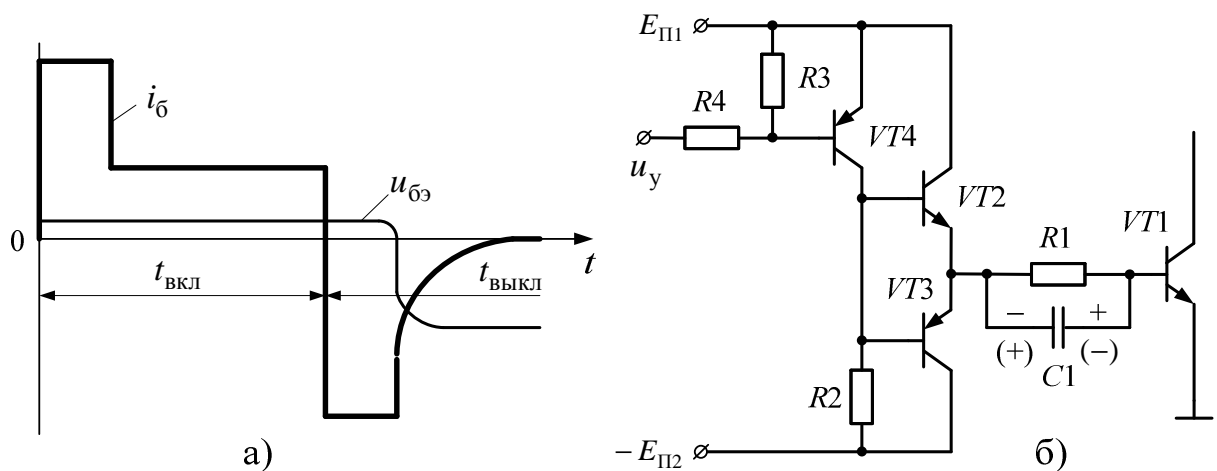


Рис. 19.21. Идеальный импульс управления биполярным транзистором (а) и схема транзисторного усилителя мощности (б)

Управление ПТИЗ и БТИЗ. В настоящее время широкое применение в качестве полностью управляемых ключей получили полевые транзисторы с изолированным затвором ПТИЗ и биполярные транзисторы с изолированным затвором БТИЗ или *IGBT*-транзисторы (см. п. 2.4). Их применение обусловлено высокими динамическими характеристиками по сравнению с биполярными транзисторами, а также малой мощностью, потребляемой со стороны цепи управления (затвора) вследствие их высокого входного сопротивления.

Основные требования, предъявляемые к управлению ПТИЗ и БТИЗ, заключаются в следующем:

- ПТИЗ и БТИЗ – это приборы, управляемые полем (напряжением). Поэтому, чтобы перевести эти транзисторы в открытое состояние на их затвор необходимо подать напряжение $U_3 = 10 \dots 15 \text{ В}$;

- для гарантированного запирания ПТИЗ и БТИЗ на их затвор достаточно подать напряжение $U_3 = 0$, т.к. их пороговое напряжение U_{30} согласно передаточным характеристикам (см. рис. 2.19 – 2.20) составляет $2 \dots 5 \text{ В}$;

– входное сопротивление между затвором и истоком для ПТИЗ (затвором и эмиттером для БТИЗ) очень велико (единицы и даже десятки мегаом), однако оно шунтировано паразитной входной емкостью $C_{\text{вх}}$, находящейся в диапазоне от 20 пФ до 6 нФ в зависимости от мощности транзистора. При высокой скорости переключения данных типов приборов входная емкость сильно загружает их схему управления. Проведем расчет требуемого тока от схемы управления при переключении ПТИЗ. Пусть $C_{\text{вх}} = 4$ нФ, $U_3 = 12$ В, а время заряда входной емкости $t_{\text{вкл}}$ должно составлять 40 нс. Из соотношения для емкости $i_c = C \cdot (du_c / dt)$, следует, что $I_3 = C_{\text{вх}} \cdot (U_3 / t_{\text{вкл}}) = 1,2$ А. Таким образом, видно, что ПТИЗ, также как и БТИЗ, требуют значительного тока управления при их отпирании за время включения;

– для ограничения скорости нарастания тока стока для ПТИЗ (тока коллектора для БТИЗ) в режиме малых нагрузок и уменьшения динамических помех необходимо использовать последовательные сопротивления в цепях затвора.

Простоту управления ПТИЗ или БТИЗ можно оценить, рассматривая их управление от КМОП–логики, например, от логического инвертора (рис. 19.22 а). Инвертор состоит из полевых транзисторов $VT1$ с индуцированным p –каналом и $VT2$ с каналом n –типа. Схема работает следующим образом. Если на вход инвертора подан сигнал логического «0», то $VT2$ закрыт, а $VT1$ открыт, т.к. между затвором и истоком $VT1$ действует отрицательное напряжение. Поэтому напряжение питания $+U_{\text{пит}}$ через открытый транзистор $VT1$ прикладывается к затвору силового ПТИЗ $VT3$, заряжая его входную емкость $C_{\text{вх}}$ с полярностью, показанной на рис. 19.22 а. Выключение силового транзистора происходит сигналом логической «1», когда закрывается верхний транзистор $VT1$, т.к. разность потенциалов между его затвором и истоком становится меньше порогового напряжения U_{30} , и открывается нижний транзистор $VT2$ логического инвертора, осуществляющий быстрый разряд входной емкости $C_{\text{вх}}$, и запирает силовой ПТИЗ $VT3$.

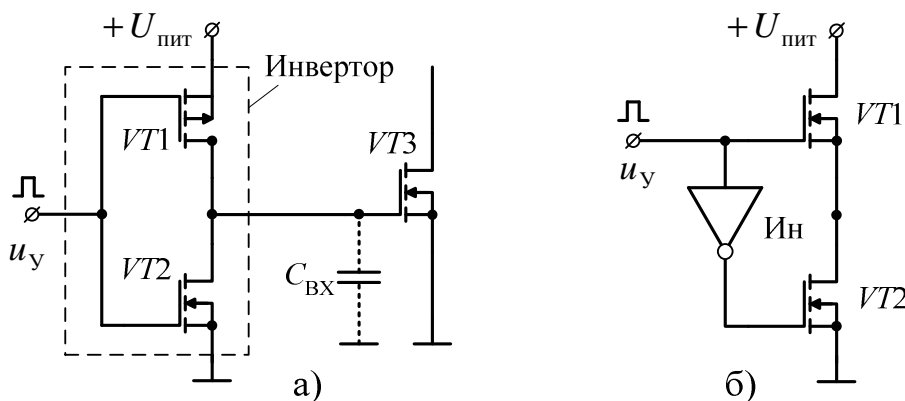


Рис. 19.22. Управление ПТИЗ с помощью логического КМОП–инвертора (а) и комплементарная пара на основе МОП–транзисторов с одинаковой проводимостью (б)

Два последовательно включенных транзистора с различными типами проводимости (каналами) и управляемых от однополярного напряжения называют **комплементарной парой** или **буферным усилителем**. Комплементарная пара может строиться и на транзисторах с одинаковой проводимостью при введении в их цепь управления дополнительного инвертора Ин. (см. рис. 19.22 б). Комплементарные пары, приведенные на рис. 19.22, широко используются в качестве выходных каскадов драйверов силовых транзисторов.

19.2.4. Драйверы силовых транзисторов

Драйвер представляет собой усилитель мощности и предназначен для непосредственного управления силовым ключом преобразователя. Схема драйвера определяется типом ключевого транзистора (биполярный или полевой), а также расположением транзистора в схеме коммутатора («верхний», когда оба силовых вывода ключа в открытом состоянии имеют высокий потенциал, или «нижний», когда оба силовых вывода ключа в открытом состоянии имеют нулевой потенциал). Драйвер должен усилить управляющий сигнал по мощности и напряжению и в случае необходимости обеспечить его потенциальный сдвиг.

На рис. 19.23 приведены возможные варианты подключения драйверов к входным цепям силовых ПТИЗ (схемы также подходят и для БТИЗ). Для регулирования скорости переключения силового ключа подключение драйвера к затвору транзистора обязательно осуществляется через затворный резистор R_G (см. рис. 19.23 а). Обычно минимально необходимое сопротивление данного резистора указывается в справочной информации изготовителя на каждый тип силового транзистора. Примерный диапазон сопротивления резистора R_G составляет 10 ... 100 Ом. Иногда требуется раздельное управление скоростью включения и выключения. Например, при использовании силового ключа в устройствах с двигателями с целью ограничения бросков тока при его пуске увеличивают длительность процесса включения (см. рис. 19.23 б). Для ограничения всплесков напряжения при индуктивном выключении ограничивают скорость запирающего транзистора (см. рис. 19.23 в). Схема, приведенная на рис. 19.23 г, позволяет регулировать как процесс включения, так и выключения силового ключа (при этом чаще всего $R_{G2} < R_{G1}$). С целью предотвращения самопроизвольного включения силового транзистора, например при отсутствии сигналов управления на выходе драйвера, рекомендуется между затвором и истоком включать дополнительный резистор $R1$ (см. рис. 19.23 а) сопротивлением в десятки кОм.

Драйверы для управления сложными преобразовательными схемами – однофазными и трехфазными, содержат большое количество элементов, поэтому их выпускают в виде интегральных микросхем. Эти микросхемы, помимо усилителей мощности (см. рис. 19.23), содержат также цепи преобра-

зования уровня, вспомогательную логику, цепи задержки для формирования «мертвого» времени, а также ряд защит, например, от перегрузки по току и короткого замыкания, снижения напряжения питания и ряд других. Рассмотрим схемотехнику развитого семейства драйверов фирмы *International Rectifier IR21xx*, позволяющие управлять как ПТИЗ, так и БТИЗ [9, 47, 62].

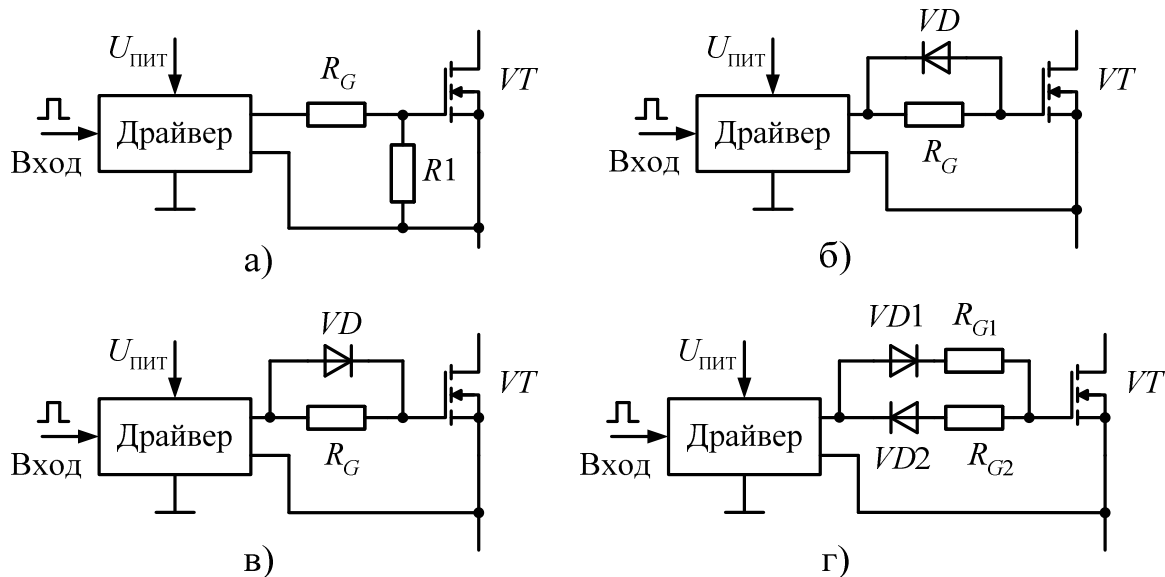


Рис. 19.23. Варианты ограничения скорости переключения транзистора: при включении и выключении (а); при включении (б); при выключении (в); при разделении каналов управления (г)

Драйвер нижнего ключа мостовой схемы IR2121 представлен на рис. 19.24. В его состав входит:

- буферный КМОП–усилитель Б (комплементарная пара) для усиления мощности импульсов управления силового транзистора;
- схема защиты от пониженного напряжения питания *UVLO*;
- входной компаратор напряжения КН1 с порогом переключения 1,8 В для согласования входа драйвера с логическими уровнями ТТЛ и КМОП–логики;
- схема защиты от перегрузки силового транзистора, состоящая из двух компараторов напряжения КН2 и КН3, усилителя обратной связи по току У, блока задания времени отключения при ошибке *ERROR* и аналогового коммутатора S;
- три источника опорного напряжения и логический элемент Л типа «И».

Типовая схема включения драйвера *IR2121* приведена на рис. 19.25 а. Если напряжение питания микросхемы $U_{пит}$ не менее 12 В и перегрузка по току истока силового транзистора отсутствует, то силовой транзистор *VT* переключается синфазно с сигналом на входе *IN* (см. рис. 19.25 б). Конден-

сатор C_C предназначен для подавления высокочастотных помех по цепи питания драйвера, R_G – затворный резистор для ограничения скорости переключения транзистора VT .

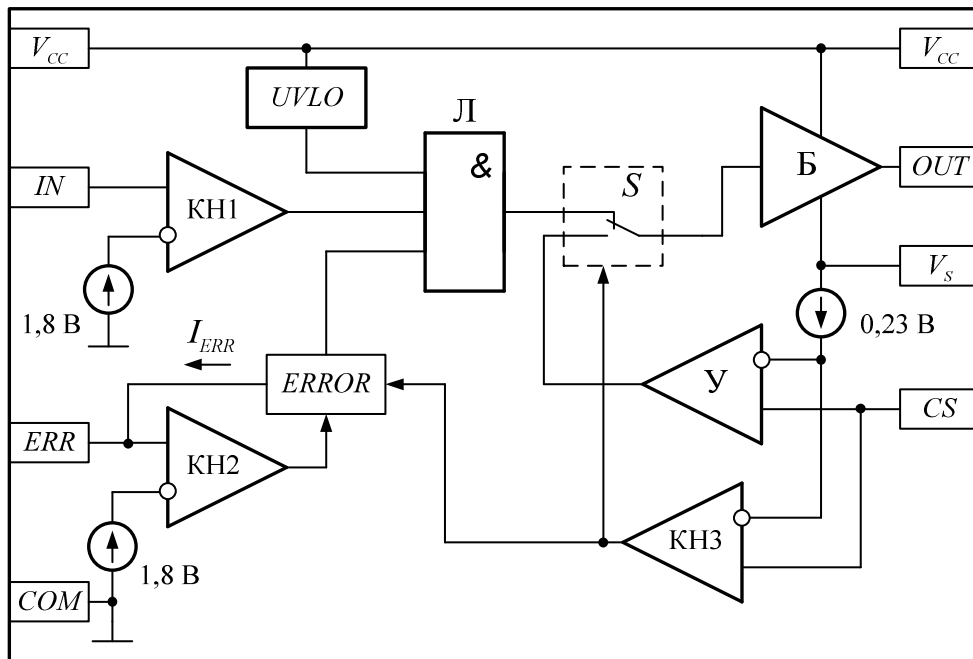


Рис. 19.24. Структурная схема драйвера нижнего ключа мостовой схемы $IR2121$:

V_{CC} – напряжение питания драйвера; COM – отрицательный полюс источника V_{CC} (общая точка схемы); IN – логический вход драйвера; OUT – выход драйвера; V_S – точка подключения к истоку для ПТИЗ (эмиттеру для БТИЗ); CS – сигнал от токового датчика силового транзистора; ERR – вход задания времени при ошибке

При понижении питающего напряжения $U_{пит} < 12$ В схема $UVLO$ переключается в состояние логического «0», логический элемент Л типа «И» закрывается и блокирует прохождение управляющих импульсов с входа драйвера IN (см. рис. 19.24).

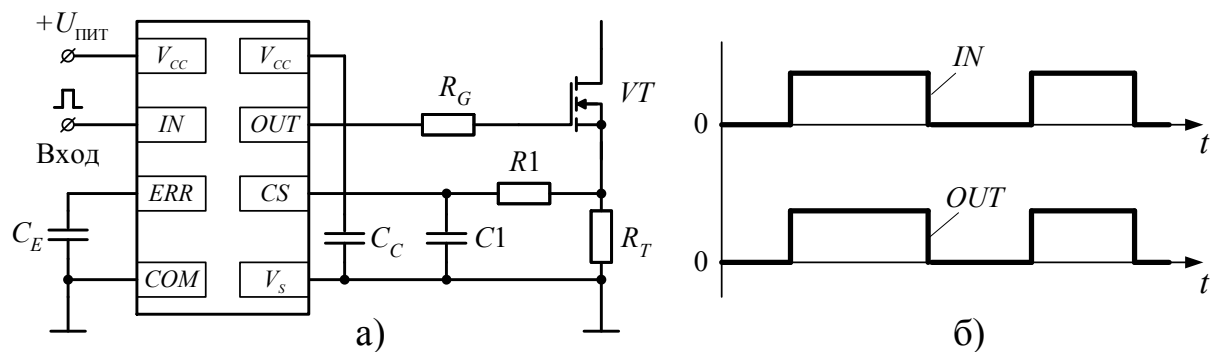


Рис. 19.25. Типовая схема включения драйвера $IR2121$ (а) и временные диаграммы его сигналов на входе и выходе (б)

Микросхема оснащена довольно сложной схемой защиты силового транзистора от перегрузки по току. Точковый сигнал транзистора VT измеряется шунтом R_T и через RC -цепь, предназначенную для подавления высокочастотных помех, поступает на вход CS (см. рис. 19.25 а). Если напряжение на входе $CS \geq 0,23$, компаратор напряжения КНЗ переключается, подключая вход буфера Б к усилителю тока У, тем самым замыкается обратная связь по току. При этом драйвер переходит в режим стабилизации тока на уровне

$$I_{\max} = 0,23/R_T \quad (19.3)$$

за счет регулирования напряжения на затворе транзистора VT вследствие перехода буферного усилителя Б из ключевого в линейный режим работы.

Одновременно с этим запускается схема формирования задержки времени выключения в блоке $ERROR$. Длительность этой задержки определяется временем заряда конденсатора C_E от 0 до 1,8 В под действием постоянного тока $I_{ERR} = 0,1$ мА. Время задержки рассчитывается по формуле

$$t_{DEL} = \frac{C_E \cdot 1,8}{I_{ERR}}. \quad (19.4)$$

По истечении времени задержки силовой транзистор VT на этом цикле коммутации запирается. В следующем цикле все повторяется, так что в результате формируются короткие импульсы тока, амплитуда которых определяется формулой (19.3), а длительность – (19.4).

Микросхема $IR2121$ может быть использована для управления как «нижним» транзистором мостовой схемы, так и силовым транзистором повышающего ППН, ККМ, прямоходового или обратногоходового ИВЭП.

Драйвер верхнего ключа мостовой схемы $IR2118$ представлен на рис. 19.26.

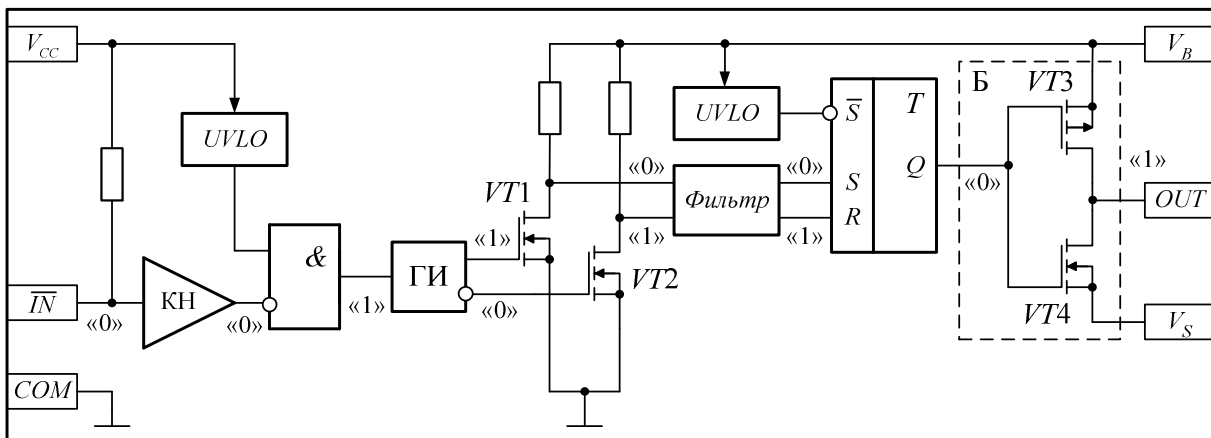


Рис. 19.26. Структурная схема драйвера верхнего ключа мостовой схемы $IR2118$: V_{CC} – напряжение питания драйвера; COM – отрицательный полюс источника

V_{CC} (общая точка схемы); \overline{IN} – логический вход драйвера, управляемый низким уровнем; OUT – выход драйвера; V_B – напряжение питания высоковольтного «плавающего» источника; V_S – общая точка отрицательного полюса высоковольтного «плавающего» источника

Существенным отличием этой схемы от предыдущей состоит в наличии схемы высоковольтного сдвига уровня напряжения на транзисторах $VT1$ и $VT2$. Драйвер управляется низким уровнем на входе. Прохождение сигнала $\overline{IN} = 0$ по драйверу показано на рис. 19.26. При $V_{CC} > 10$ В переход входного сигнала из состояния логической «1» в «0» и наоборот вызывает импульс на соответствующем выходе генератора импульсов ГИ. Эти импульсы после сдвига по уровню вверх и фильтрации (селекции) по длительности поступают на соответствующие входы RS -триггера, который, в свою очередь, управляет выходным буфером Б, представляющий собой комплементарную пару, составленную из полевых транзисторов $VT3$, $VT4$ с индуцированными каналами p и n -типов соответственно. Фильтр предназначен для повышения помехоустойчивости и подавления коротких импульсов длительностью менее 50 нс. Драйвер содержит две схемы защиты: от пониженного напряжения питания самого драйвера и высоковольтного «плавающего» источника.

Типовая схема включения драйвера $IR2118$ с оптоэлектронной потенциальной развязкой на входе приведена на рис. 19.27. Поскольку драйвер построен на полевых элементах (см. рис. 19.26) и суммарная мощность, расходуемая на управление, не значительна, то в качестве источника питания выходного каскада может использоваться конденсатор $C1$, подзаряжаемый от источника питания $U_{пит}$ через высокочастотный диод $VD1$ (см. рис. 19.27). Конденсатор $C1$ и диод $VD1$ в совокупности образуют высоковольтный «плавающий» источник питания, предназначенный для управления верхним транзистором $VT1$ стойки моста. Когда нижний транзистор $VT2$ проводит ток, то исток верхнего транзистора $VT1$ подключается к общему проводу питания, диод $VD1$ открывается и конденсатор $C1$ заряжается до напряжения $U_{C1} = U_{пит} - U_{VD1}$. Наоборот, когда нижний транзистор переходит в закрытое состояние и начинает открываться верхний транзистор $VT2$, диод $VD1$ оказывается подпертым обратным напряжением силового источника питания. В результате этого выходной каскад драйвера начинает питаться исключительно разрядным током конденсатора $C1$. Таким образом, конденсатор $C1$ постоянно «гуляет» между общим проводом схемы и проводом силового источника питания.

При использовании драйвера $IR2118$ особое внимание следует обратить на выбор элементов высоковольтного «плавающего» источника. Диод $VD1$ должен выдерживать большое обратное напряжение (в зависимости от силового источника питания схемы), допустимый прямой ток примерно 1 А, время восстановления $t_{rr} = 10 \dots 100$ нс, т.е. быть быстродействующим. Емкость конденсатора $C1$ должна выбираться из компромиссных соображений. Слишком маленькая емкость может разрядиться раньше времени и закрыть верхний транзистор $VT1$, а слишком большая может не успевать заряжаться. Поэтому рекомендуется емкость конденсатора $C1$ выбирать в диапазоне 0,1 ... 1,0 мкФ.

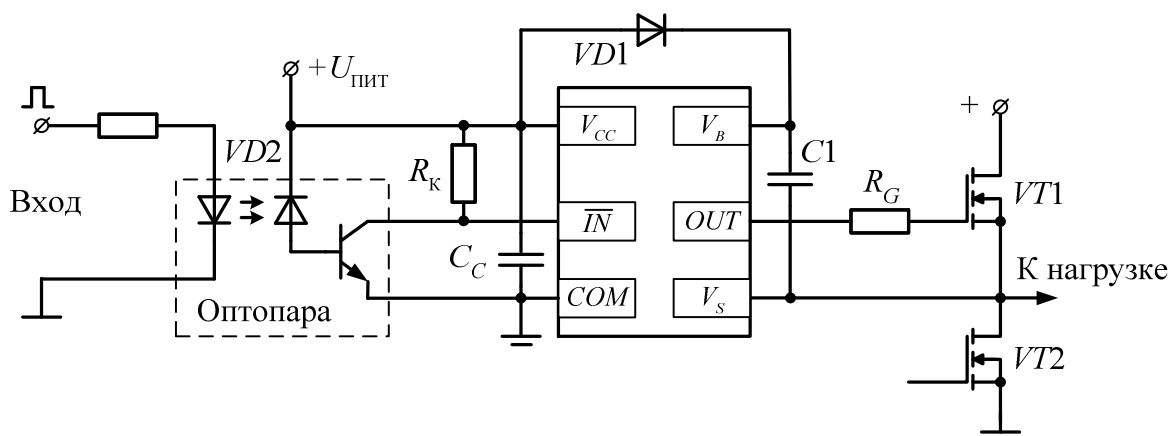


Рис. 19.27. Типовая схема включения драйвера *IR2118* с оптоэлектронной потенциальной развязкой на входе

Гальваническая развязка в драйверах чаще всего выполняется с применением быстродействующих оптопар диодного типа с усилительными элементами на выходе, например, транзистором (см. рис. 19.27). При этом обязательно требуется второй источник питания, гальванически развязанный от системы управления преобразователем (см. рис. 19.16 б), для запитки драйвера и выходных элементов оптопары. Резистор R_K предназначен для ограничения тока через транзистор оптопары *VD2*. Сигнал для управления светодиодом оптопары *VD2* подается с выхода системы управления преобразователем, функцию которой может выполнять микроконтроллер [3, 54, 87]. В настоящее время выпускаются драйверы, в которых узел гальванического разделения непосредственно встроен в драйвер [10].

Драйвер *IR2118* может быть использован для управления не только «верхним» транзистором мостовой схемы, но и транзистором понижающего ППН. Для последней цели еще лучше подходит драйвер *IR2125*, содержащий цепи защиты от перегрузки силового транзистора по току, аналогичные цепям того же назначения в драйвере *IR2121*.

Драйвер верхнего и нижнего ключей *IR2110* содержит на одном кристалле как схему драйвера верхнего ключа, подобную *IR2118*, так и схему драйвера нижнего ключа, подобную *IR2121* за исключением цепей токовой защиты, которых здесь нет. Управление обоими ключами независимое. Отличие данного драйвера от предыдущих заключается в том, что в *IR2110* введена дополнительная схема преобразования уровня как в нижнем, так и верхнем каналах, позволяющая разделить по уровню питание логики микросхемы от напряжения питания драйвера. Содержится также защита от пониженного напряжения питания драйвера и высоковольтного «плавающего» источника.

Схема подключения драйвера *IR2110* к стойке моста приведена на рис. 19.28 а. Конденсаторы C_D , C_C предназначены для подавления высокочастотных помех по цепям питания логики и драйвера соответственно. Высоко-

вольтный плавающий источник образован конденсатором $C1$ и диодом $VD1$. Подключение выходов драйвера к силовым транзисторам осуществляется при помощи затворных резисторов R_{G1} и R_{G2} .

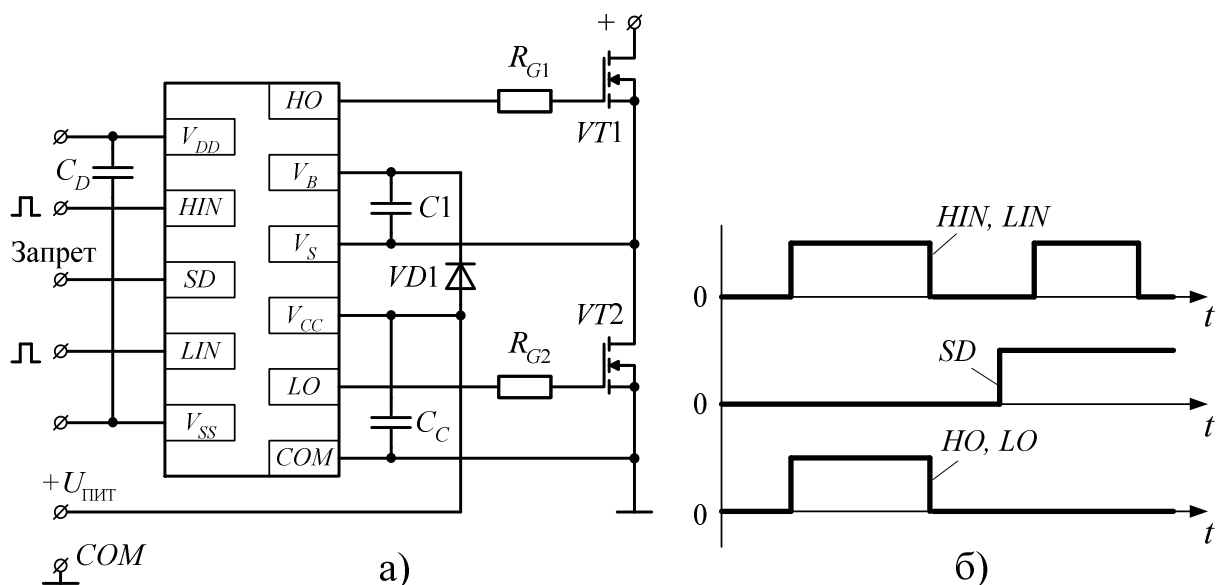


Рис. 19.28. Типовая схема включения драйвера $IR2110$ (а) и временные диаграммы его сигналов на входах и выходах (б):

V_{DD} – питание логики микросхемы; V_{SS} – общая точка логической части драйвера; HIN , LIN – логические входные сигналы, управляющие верхним и нижним транзисторами соответственно; SD – логический вход отключения драйвера; V_{CC} – напряжение питания драйвера; COM – отрицательный полюс источника питания V_{CC} ; HO , LO – выходные сигналы драйвера, управляющие верхним и нижним транзисторами соответственно; V_B – напряжение питания высоковольтного «плавающего» источника; V_S – общая точка отрицательного полюса высоковольтного «плавающего» источника

Схема драйвера выполнена таким образом, что высокому логическому уровню сигнала на любом входе HIN и LIN соответствует такой же уровень на его выходе HO и LO (см. рис. 19.28 б). Появление высокого уровня логического сигнала на входе SD приводит к запирающему транзисторов стойки моста.

Данную микросхему целесообразно использовать для управления ключами инвертора с ШИМ-регулированием выходного напряжения. При этом необходимо помнить, что в СУ необходимо обязательно предусмотреть временные задержки («мертвое» время) с целью предотвращения сквозных токов при коммутации транзисторов стойки моста.

Для этой же цели лучше всего использовать **полумостовые драйверы** (например, микросхему $IR2184$), которые имеют только один управляющий вход (рис. 19.29 а), схему формирования «мертвого» времени в верхнем и нижнем каналах драйвера длительностью 0,5 мкс. Для управления верхним транзистором, также как и в драйверах $IR2118$, $IR2110$ используется высо-

ковольтный «плавающий» источник $VD1 - C1$. Имеется также защита от пониженного напряжения питания драйвера и высоковольтного «плавающего» источника.

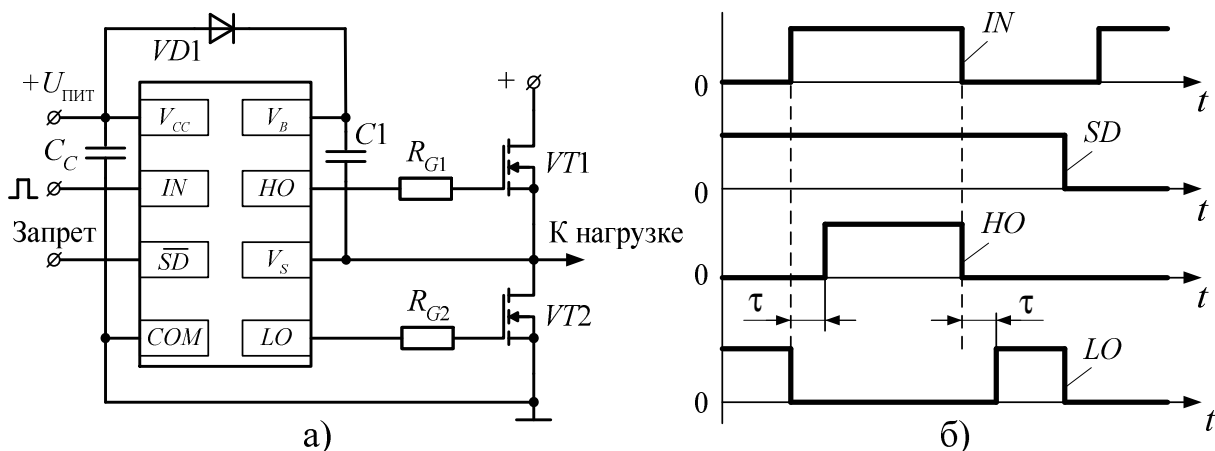


Рис. 19.29. Типовая схема включения драйвера $IR2184$ (а) и временные диаграммы его сигналов на входах и выходах (б):

V_{CC} – напряжение питания драйвера; COM – отрицательный полюс источника V_{CC} (общая точка схемы); IN – логический вход управления; \overline{SD} – логический вход отключения, управляемый низким уровнем; HO, LO – выходные сигналы драйвера, управляющие верхним и нижним транзисторами соответственно; V_B – напряжение питания высоковольтного «плавающего» источника; V_S – общая точка отрицательного полюса высоковольтного «плавающего» источника

Выходные сигналы драйверы HO и LO всегда находятся в противофазе, а высокому уровню на входе IN соответствует такой же уровень на выходе HO (см. рис. 19.29 б). Дополнительный логический вход \overline{SD} при низком уровне обеспечивает снятие импульсов на выходе драйвера, например, в случае срабатывания хотя бы одной защиты вентиляционного преобразователя. Для предотвращения сквозных токов, которые могут возникнуть при коммутации транзисторов $VT1$ и $VT2$, между запирающим одним транзистора и отпиранием другого при помощи цепей задержки вводится «мертвое» время τ длительностью 0,5 мкс (см. рис. 19.29 б). В момент переключения логического сигнала IN из «0» в «1» запускается цепь задержки верхнего канала драйвера, в результате импульс управления HO верхним транзистором $VT1$ формируется с задержкой времени τ по отношению к заднему фронту сигнала LO . Таким образом, за время τ успевает выключиться нижний транзистор $VT2$ и тем самым устраняется режим сквозного тока в стойке моста. Алогичным образом работает временная задержка τ нижнего ключа $VT2$ (см. рис. 19.29 б).

Если требуется регулировать «мертвое» время в диапазоне 0,4 ... 5 мкс, то для этой цели целесообразно использовать драйвер $IR21844$.

19.2.5. Усилители мощности импульсов управления транзисторами с трансформаторной развязкой

Помимо специализированных микросхем – драйверов для управления силовыми транзисторами могут использоваться импульсные трансформаторы. В качестве примера рассмотрим УМ с трансформаторной потенциальной развязкой (рис. 19.30 а) [10], который может быть использован, например, для управления автономным инвертором напряжения с ШИМ.

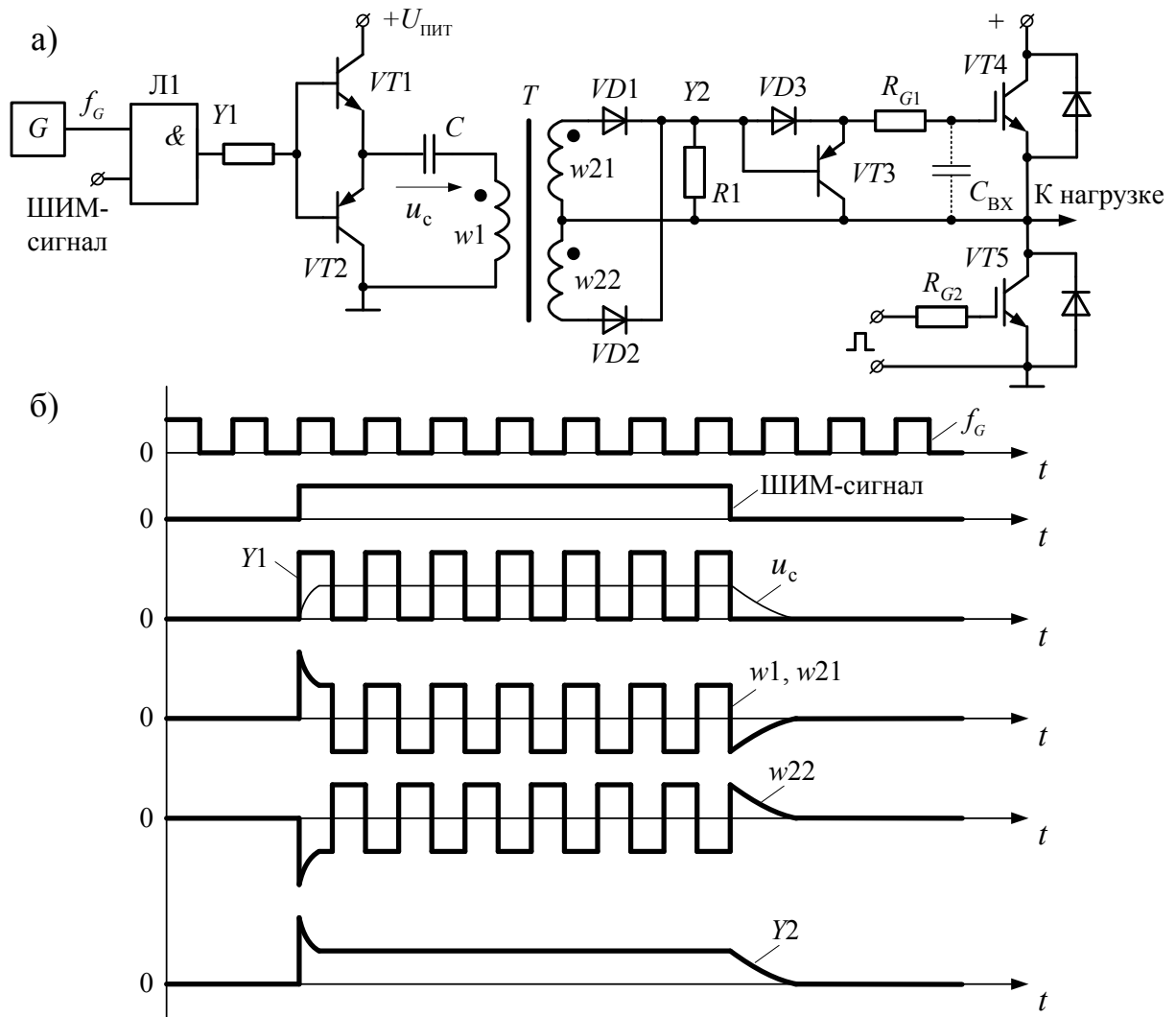


Рис. 19.30. Схема усилителя мощности импульсов управления транзисторами с трансформаторной потенциальной развязкой (а) и его временные диаграммы сигналов (б)

Схема УМ (см. рис. 19.30 а) состоит из: высокочастотного генератора импульсов G , формирующего импульсы с частотой, например, 3 МГц («пакетное» управление); логического элемента $\&$ типа «2И», осуществляющий логическое перемножение высокочастотного сигнала f_G и ШИМ-

сигнала (10 ... 20 кГц) с выхода системы управления; эмиттерного повторителя $VT1$, $VT2$, выполняющего функцию усилителя; разделительного конденсатора C , пропускающего на вход обмотки $w1$ только переменную составляющую; импульсного трансформатора T с нулевым выводом; диодов $VD1$ и $VD2$, выполняющих совместно с импульсным трансформатором функцию выпрямителя (демодулятора); резистора $R1$ – нагрузка для выпрямителя (диодов $VD1$, $VD2$); устройства выключения силового транзистора, состоящего из диода $VD3$ и транзистора $VT3$; затворных резисторов R_{G1} и R_{G2} .

Поясним работу схемы при помощи временных диаграмм сигналов (см. рис. 19.30 б). Сигнал $Y1$ на выходе логического элемента Л1 представляет собой управляющий пакет импульсов, который выпрямляется при помощи импульсного трансформатора T и диодов $VD1$ и $VD2$. В результате сигнал $Y2$ повторяет форму ШИМ–сигнала, который управляет затвором силового $IGBT$ –транзистора $VT4$. При этом транзистор $VT3$ закрыт, т.к. потенциал базы больше потенциала эмиттера на величину прямого падения напряжения на диоде $VD3$. Когда $Y2 = 0$, транзистор $VT3$ открывается, обеспечивая быстрый разряд входной емкости $C_{вх}$ $IGBT$ –транзистора $VT4$ (см. рис. 19.30 а).

Высокая частота передаваемого пакета, а также низкая мощность, потребляемая во входной цепи ключей с изолированным затвором, позволяют использовать импульсный трансформатор T очень малых размеров. В приведенной схеме управления (см. рис. 19.30 а), разработанной компанией *Infineon Technologies*, используется тороидальный сердечник с площадью поверхности 3 см^2 и весом 1 гр.

УМ транзисторами с трансформаторной потенциальной развязкой рекомендуется применять в системах управления с широким диапазоном изменения рабочих температур, где оптоэлектронный канал гальванической развязки является нестабильным из-за временного и температурного дрейфа оптопары.

Контрольные вопросы

1. Какие основные требования предъявляются к усилителям мощности импульсов управления?
2. Какими преимуществами и недостатками обладают оптоэлектронные УМ по сравнению с трансформаторными?
3. Сформулируйте основные требования, предъявляемые к УМ импульсов управления тиристорами.
4. Какие дополнительные элементы используются в УМ тиристоров для защиты транзистора $VT1$? Что произойдет с транзистором в случае их отсутствия?
5. Как осуществляется управление запираемым тиристором?

6. В каких случаях для управления тиристорами целесообразно использовать оптоэлектронный канал потенциальной развязки?
7. Объясните, почему при управлении биполярным транзистором в моменты его включения и выключения применяют форсировку по току?
8. Сформулируйте основные требования, предъявляемые к управлению затвором ПТИЗ и БТИЗ.
9. Что такое комплементарная пара или буферный усилитель? Ее назначение.
10. Для чего между выходом драйвера и ПТИЗ (БТИЗ) требуется обязательная установка затворного резистора?
11. Как осуществляется управление верхним транзистором стойки моста в драйверах?
12. В каких преобразователях целесообразно применять драйвер нижнего и верхнего ключа?
13. Зачем в схеме полумостового драйвера обязательно вводится «мертвое» время?
14. Какими достоинствами и недостатками обладают УМ транзисторами с оптоэлектронной и трансформаторной потенциальной развязками?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. А.с. 556550 СССР. Способ управления вентильным преобразователем / М.В. Гельман, С.П. Лохов, А.Н. Рыжков. – № 556550; заявл. 27.3.1972; опубл. 30.04.1977, Бюл. № 16.
2. Акодис, М.М. Применение управляемых кремниевых вентилях в схемах ультразвуковых преобразователей частоты / М.М. Акодис, М.В. Гельман // Электричество. – 1965, № 3. – С. 26–30.
3. Баранов, В.Н. Применение микроконтроллеров AVR: схемы, алгоритмы, программы, 3-е изд., перер. / В.Н. Баранов. – М.: Издательский дом «Додэка–XXI», 2006. – 288 с.
4. Башарин, А.В. Управление электроприводами: учебное пособие для вузов / А.В. Башарин, А.В. Новиков, Г.Г. Соколовский. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1982. – 392 с.
5. Библиотека электронных компонентов. Выпуск 12: варисторы и разрядники фирмы SIEMENS & MATSUSHITA. – М.: ДОДЭКА, 2000. – 48 с.
6. Браун, М. Источники питания. Расчет и конструирование / М. Браун: пер. с англ. – К.: «МК-Пресс», 2005. – 288 с.
7. Быков, Ю.Г. Регулировочные характеристики однофазного обратимого преобразователя напряжения / Ю.Г. Быков, Ю.М. Иньков, М.Д. Симонов // Электричество. – 1996. – № 9. – С. 63–66.
8. Вентильные преобразователи с конденсаторами в силовых цепях / А.В. Баев, Ю.К. Волков, В.П. Долинин, В.Я. Корнеев. – М.: Энергия, 1969. – 256 с.
9. Волович, Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г.И. Волович. – М.: Издательский дом «Додэка–XXI», 2005. – 528 с.
10. Воронин, П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П.А. Воронин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Издательский дом «Додэка–XXI», 2005. – 384 с.
11. Гейтенко, Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет: учебное пособие / Е.Н. Гейтенко. – М.: СОЛОН–ПРЕСС, 2008. – 448 с.
12. Гельман, М.В. Комбинированные системы электроснабжения переменного и постоянного напряжения / М.В. Гельман, К.А. Преображенский, Ю.И. Хохлов [Электронный ресурс] // Материалы VIII Симпозиума «Электротехника. 2010 год. Перспективные виды электротехнического оборудования для передачи и распределения электроэнергии». Тезисы докладов. – М.: Ассоциация ТРАВЭК, 2005. – С. 167–168.
13. Гельман, М.В. Повышение энергетических показателей системы электроснабжения управляемых электроприводов переменного тока и прочих нагрузок постоянного и переменного тока / М.В. Гельман, Ю.И. Хох-

лов, К.А.Преображенский // Труды международной тринадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока ЭППТ – 05». – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2005. – С. 223–226.

14. Гельман, М.В. Преобразовательная техника. Полупроводниковые приборы и элементы микроэлектроники: учебное пособие / М.В. Гельман. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2000. – Ч. 1. – 106 с.

15. Гельман, М.В. Преобразовательная техника: учебное пособие / М.В. Гельман. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2002. – Ч. 2. – 104 с.

16. Гельман, М.В. Преобразовательная техника: учебное пособие / М.В. Гельман. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – Ч. 3. – 155 с.

17. Гельман, М.В. Проектирование тиристорных преобразователей для электроприводов постоянного тока: учебное пособие / М.В. Гельман. – Челябинск: Изд-во ЧГТУ, 1996. – 91 с.

18. Гельман, М.В. Тиристорные регуляторы переменного напряжения / М.В. Гельман, С.П. Лохов. – М.: Энергия, 1975. – 104 с.

19. Герман-Галкин, С.Г. Matlab & Simulink / Проектирование механотронных систем на ПК / С.Г. Герман-Галкин. – СПб.: КОРОНА Век, 2008. – 368 с.

20. Герман-Галкин, С.Г. Силовая электроника: лабораторные работы на ПК / С.Г. Герман-Галкин. – СПб.: Учитель и ученик, КОРОНА-принт, 2002. – 304 с.

21. Глазенко, Т.А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока / Т.А. Глазенко. – Л.: Энергия, 1973. – 304 с.

22. Глух, Е.М. Защита полупроводниковых преобразователей / Е.М. Глух, В.Е. Зеленев. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 153 с.

23. Горбачев, Г.Н. Промышленная электроника / Г.Н. Горбачев, Е.Е. Чаплыгин. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.

24. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Электромагнитная совместимость. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Госстандарт, 1998.

25. Гусев, В.Г. Электроника и микропроцессорная техника: учеб. для вузов / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – М.: Высшая школа, 2006. – 799 с.

26. Данишевская, Е.Ю. Тиристорные реверсивные электроприводы постоянного тока / Е.Ю. Данишевская. – М.: Энергия, 1970. – 156 с.

27. Дудкин, М.М. Интегрирующие фазосдвигающие устройства для управления силовыми вентильными преобразователями: дис. ... канд. техн. наук. / М.М. Дудкин. – Челябинск: ЮУрГУ, 2007. – 235 с.

28. Дудкин, М.М. Интегрирующие фазосдвигающие устройства как один из способов повышения помехоустойчивости вентильных преобразователей / М.М. Дудкин // Электроприводы переменного тока: Труды международной четырнадцатой научно-технической конференции. – Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2007. – С. 31–34.

29. Дудкин, М.М. Помехоустойчивость электропривода постоянного тока с силовым широтно-импульсным преобразователем / М.М. Дудкин // Электротехнические системы и комплексы: межвузовский сб. науч. тр. / Под ред. А.С. Сарварова. – Магнитогорск: МГТУ, 2007. – Вып. 14. – С. 74–81.
30. Дьяконов, В.П. MatLab 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Основы применения / В.П. Дьяконов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 768 с.
31. Жежеленко, И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятия / И.В. Жежеленко. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 272 с.
32. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
33. Забродин, Ю.С. Промышленная электроника / Ю.С. Забродин. – М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.
34. Зиновьев, Г.С. Вентильные компенсаторы реактивной мощности, мощности искажений и мощности несимметрии на базе инвертора напряжений / Г.С. Зиновьев // Современные задачи преобразовательной техники. – Киев: ИЭД АН УССР, 1975. – Ч. 2. – С. 247–252.
35. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники / Г.С. Зиновьев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
36. Интегральные микросхемы: Перспективные изделия. Выпуск 4. – М.: ДОДЭКА, 1998. – 80 с.
37. Информационные цепи преобразователей тиристорных электроприводов / С.С. Крылов, Е.В. Мельников, Л.И. Коньшев и др. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 160 с.
38. Каганов, И.Л. Промышленная электроника: общий курс / И.Л. Каганов. – М.: Высш. шк., 1968.
39. Козаченко, В.Ф. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам / В.Ф. Козаченко // СНИР NEWS. 1999. – № 1 (34). – С. 2–9.
40. Козин, В.М. Управляющие устройства тиристорных преобразователей для электроприводов постоянного тока / В.М. Козин, Я.Е. Марченко. – М.: Энергия, 1971. – 234 с.
41. Кудрин, Б.И. Электроснабжение промышленных предприятий / Б.И. Кудрин. – М.: Интернет Инжиниринг, 2005. – 672 с.
42. Лабунцов, В.А. Однофазные полупроводниковые компенсаторы пассивной составляющей мгновенной мощности / В.А. Лабунцов, Чжан Дайжун // Электричество. – 1993. – № 12. – С. 20–26.
43. Лихошерст, В.И. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии с импульсным регулированием: учеб. пособие / В.И. Лихошерст. – Екатеринбург: Изд-во УГТУ, 2000. – 116 с.
44. Лохов, С.П. Повышение качества в автономных системах управляемой компенсации отклонений тока от энергетически оптимальной формы /

С.П. Лохов, М.В. Гельман // Труды семинара «Кибернетика электроэнергетических систем». – Челябинск: Изд-во ЧПИ, 1974. – Вып. 1. – С. 274–277.

45. Маевский, О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей / О.А. Маевский. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.

46. Мануковский, Ю.М. Широотно-регулируемые автономные транзисторные преобразователи частоты / Ю.М. Мануковский, А.В. Пузаков. – Кишинев: Штинца, 1990. – 150 с.

47. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.

48. Осипов, О.И. Промышленные помехи и способы их подавления в вентильных электроприводах постоянного тока / О.И. Осипов, Ю.С. Усынин. – М.: Энергия, 1979. – 80 с.

49. Осипов, О.И. Экспериментальное исследование промышленных помех и разработка способов их подавления в вентильных электроприводах прокатных станков с элементами УБСР: дисс. ... канд. техн. наук / О.И. Осипов. – Челябинск: ЧПИ, 1974. – 218 с.

50. Перельмутер, В.М. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока / В.М. Перельмутер, В.А. Сидоренко. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 302 с.

51. Перельмутер, В.М. Цифровые системы управления тиристорным электроприводом / В.М. Перельмутер, А.К. Соловьев. – Киев: Техника, 1983. – 104 с.

52. Писарев, А.Л. Управление тиристорными преобразователями / А.Л. Писарев, Л.П. Деткин. – М.: Энергия, 1975. – 178 с.

53. Попков, О.З. Основы преобразовательной техники: учеб. пособие для вузов / О.З. Попков. – М.: Изд. дом МЭИ, 2007, 200 с.

54. Предко, М. Руководство по микроконтроллерам: в 2 т. / М. Предко; Пер. с англ. под ред. И.И. Шагурина, С.Б. Лужанского. – М.: Постмаркет, 2001. – Т. 1. – 415 с., Т. 2. – 487 с.

55. Преображенский, В.И. Полупроводниковые выпрямители / В.И. Преображенский. – М.: Энергия, 1976. – 120 с.

56. Преобразовательная техника: учебное пособие к лабораторным работам / М.В. Гельман, М.М. Дудкин, Н.М. Сапрунова, О.Г. Терещина. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2008. – 161 с.

57. Розанов, Ю.К. Основы силовой электроники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.

58. Розанов, Ю.К. Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.

59. Руденко, В.С. Основы преобразовательной техники / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. – М.: Высшая школа, 1980. – 423 с.

60. Сарваров А.С. Энергосберегающий электропривод вентиляторных механизмов по системе НПЧ-АД с программным формированием напряжения: Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы: дис. ... д-ра техн. наук / А.С. Сарваров; Магнитогор. гос. техн. ун-т им. Г.И. Носова. – Магнитогорск: Б. И., 2002. – 333 с.

61. Сарваров, А.С. Вопросы разработки трансформаторно-тиристорных пусковых устройств для высоковольтного электропривода переменного тока / А.С. Сарваров, В.Б. Славгородский, В.Н. Маколов, М.В. Вечеркин // Труды международной тринадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока». – Екатеринбург: УПИ, 2005. – С. 300–302.

62. Семенов, Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному / Б.Ю. Семенов. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. – 416 с.

63. Системы управления тиристорными и ионными электроприводами. – М.: ВНИИЭМ, 1971. – 120 с.

64. Системы управления электроприводов: учебник для вузов / В.М. Терехов, О.И. Осипов; под. ред. В.М. Терехова. – 2-е изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 304 с.

65. Слежановский, О.В. Реверсивный электропривод постоянного тока / О.В. Слежановский. – М.: Металлургия, 1967. – 421 с.

66. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для вузов / Г.Г. Соколовский. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 272 с.

67. Сорокин, В.С. Материалы и элементы электронной техники: В 2 т. Т. 2. Активные диэлектрики, магнитные материалы, элементы электронной техники: учебник для студ. вузов / В.С. Сорокин, Б.Л. Антипов, Н.П. Лазарева. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 384 с.

68. Тагаворян, Э.Т. Микросхемы для современных импульсных источников питания. Энциклопедия ремонта. Выпуск 11 / Э.Т. Тагаворян, М.М. Степанов. – М.: «Додека», 1999. – 298 с.

69. Терехов, В.М. Элементы автоматизированного электропривода / В.М. Терехов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 224 с.

70. Тимофеев, В.С. Устройства импульсно-фазового управления преобразователями / В.С. Тимофеев, В.Т. Филичев. – М.: Энергия, 1978. – 83 с.

71. Тиристорные преобразователи с повышенным коэффициентом мощности и опыт их эксплуатации на главном приводе листопрокатного стана / М.В. Гельман, С.П. Лохов, А.И. Табашников и др. – Промышленная энергетика, 1984. – № 5.

72. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / А.Я. Бернштейн, Ю.М. Гусяцкий, А.В. Кудрявцев, Р.С. Сарбатов / под. ред. Р.С. Сарбатова. – М.: Энергия, 1980. – 328 с.

73. Тугов, Н.М. Полупроводниковые приборы: учебник для вузов / Н.М. Тугов, Б.А. Глебов, Н.А. Чарыков / под ред. В.А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.

74. Управление вентильными электроприводами постоянного тока / Е.Д. Лебедев, В.Е. Неймарк, М.Я. Пистрак, О.В. Слежановский. – М.: Энергия, 1970. – 199 с.

75. Усынин, Ю.С. Системы управления электроприводов: учебное пособие для вузов / Ю.С. Усынин. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 328 с.

76. Хохлов, Ю.И. Компенсированные выпрямители с фильтрацией в коммутирующие конденсаторы нечетно кратных гармоник токов преобразовательных блоков / Ю.И. Хохлов. – Челябинск: ЧГТУ, 1995. – 355 с.

77. Хохлов, Ю.И. Комплекс виртуальных лабораторных работ по электроснабжению и энергетической электронике / Ю.И. Хохлов, М.В. Гельман, К.А. Преображенский [Электронный ресурс] // Труды Второй всероссийской научной конференции «Проектирование инженерных и научных приложений в среде MATLAB». – М.: ИПУ РАН, 2004. – С. 1940–1944.

78. Хохлов, Ю.И. Проблемы повышения коэффициента мощности в сетях напряжением 0,4 кВ с асинхронными двигателями и тиристорными регуляторами / Ю.И. Хохлов, К.А. Преображенский // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2004. – Вып. 4. – 1(30). – С. 41–47.

79. Хохлов, Ю.И. Энергосберегающая энергетическая электроника в системах электроснабжения. Часть 1: Устройства с нулевой кратностью преобразования частоты: учебное пособие / Ю.И. Хохлов. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2006. – 250 с.

80. Хохлов, Ю.И. Энергосбережение в системах с полупроводниковыми регуляторами напряжения на основе применения компенсирующих устройств / Ю.И. Хохлов, К.А. Преображенский // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2003. – Вып. 3. – № 11(27). – С. 3–8.

81. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С.Г. Герман-Галкин, В.Д. Лебедев, Б.А. Марков, Н.И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ие, 1986. – 248 с.

82. Цытович, Л.И. Развертывающие преобразователи для систем управления вентильными электроприводами и технологической автоматики: дис. ... докт. техн. наук. / Л.И. Цытович. – Челябинск: ЧГТУ, 1996. – 464 с.

83. Цытович, Л.И. Тиристорная станция управления интегрирующего типа для плавного пуска асинхронных электродвигателей / Л.И. Цытович, Р.Х. Гафиятуллин, Р.М. Рахматуллин, М.М. Дудкин, С.И. Шкаликов, Ю.Г. Попов, В.А. Тюгаев, А.А. Габорик, С.И. Скляр // Наука и технологии. Избранные труды Российской школы «К 70-летию Г.П. Вяткина». – М.: РАН, 2005. – С. 520–526.

84. Цытович, Л.И. Тиристорный преобразователь с интегрирующим устройством для мягкого пуска асинхронных электродвигателей / Л.И. Цы-

тович, С.И. Шкаликов, М.М. Дудкин // Проблемы энергетики: известия высших учебных заведений. – Казань: Изд-во КГЭУ, 2005. – № 7–8. – С. 57–65.

85. Цытович, Л.И. Элементы информационной электроники систем управления тиристорными преобразователями: учебник для вузов / Л.И. Цытович, В.Г. Маурер. – Челябинск: ЮУрГУ, 2000. – 278 с.

86. Черных, И.В. SIMULINK: среда создания инженерных приложений / И.В. Черных. – М.: ДИАЛОГ–МИФИ, 2003. – 496 с.

87. Шагурин, И.И. Современные микроконтроллеры и микропроцессоры Motorola: справ. / И.И. Шагурин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 952 с.

88. Шрейнер, Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

89. Шубенко, В.А. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением / В.А. Шубенко, И.Я. Браславский. – М.: Энергия, 1972. – 200 с.

90. Электротехника: учеб. пособие для вузов: В 3 кн. Кн. II. Электрические машины. Промышленная электроника. Теория автоматического управления / под ред. П.А. Бутырина, Р.Х. Гафиятуллина, А.Л. Шестакова. – М.; Челяб.: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 711 с.

91. Энергосберегающий асинхронный электропривод: учебное пособие для вузов / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков; под ред. И.Я. Браславского. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 256 с.

92. Akagi, H. Instantaneous reactive power compensators comprising devices without energy storage components / H. Akagi, Y. Kasazawa, A. Nabae // IEEE Trans. – 1984. – Vol. IA-20. – № 3. – P. 625–630.

93. Control power electronics / Ed. M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg. – USA: Academic Press, 2002.

94. Fryze, S. Scheinleistung in elektrischen Stromkreisen mit nichtsinusförmigen Verlauf von Strom und Spannung / S. Fryze, Wirk-, Blind- und // Elektrotechnische Zeitschrift. – 1932. – H25. – S. 569–599.

95. Kassakian, J.C. Principles of Power Electronics / J.C. Kassakian, M.F. Schleht, G.C. Verghese. – Addison: Wesley Publishing Company, 1991.

96. Kusters, N.L. On definition of reactive power under nonsinusoidal conditions / N.L. Kusters, W.J.M. Moore // IEEE Trans. – 1980. – Vol. PAS-99. – № 5. – P. 1845–1850.

97. Leonard, W. Control of Electrical Drives / W. Leonard. – Berlin: Springer, 1996. – 420 s.

98. Mohan, N. Power electronics: converters, application and design / N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robins. – USA: NYJohn Willey&Sons Inc., 1995.

99. Povh, D. Improvement of Power Quality by Power Electronic Equipment / D. Povh, M. Weinhold. – CIRGE. – Paper 13/14/36-06. – Paris, 2000.
100. Practical definitions for powers in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: a discussion // IEEE Trans. – 1996. – Vol. – PD-11. – № 1. – P. 79–101.
101. Siemens simovert masterdrives AFE catalogue. 2005. – 117 p.
102. Tihanyi, L. EMC in Power Electronics / L. Tihanyi. – N.Y.: IEEE Press, 1995. – 402 p.
103. Trzynadlowski, R.L. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate / R.L. Trzynadlowski, R.L. Kirlin, S.F. Legowski // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997. – vol. 44, no. 2, – pp. 173–181.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	3
Глава 1. ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ – ОСНОВНОЙ СПОСОБ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ	
1.1. Предмет преобразовательной техники.....	5
1.2. Назначение и классификация устройств преобразовательной техники	6
1.3. Состав устройств преобразовательной техники	8
1.4. История и перспективы развития устройств преобразовательной техники	8
Глава 2. ЭЛЕМЕНТЫ СИЛОВЫХ СХЕМ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	
2.1. Состав силовых схем вентильных преобразователей	12
2.2. Силовые диоды	
2.2.1. Назначение и классификация силовых диодов	12
2.2.2. Статические характеристики и схема замещения силового диода при низкой частоте	14
2.2.3. Динамические характеристики силовых диодов	15
2.2.4. Параметры силовых диодов	16
2.2.5. Разновидности силовых диодов	17
2.3. Тиристоры	
2.3.1. Назначение и классификация тиристоров	19
2.3.2. Статические характеристики тиристоров	20
2.3.3. Динамические характеристики тиристоров	22
2.3.4. Параметры тиристоров	26
2.3.5. Разновидности тиристоров	29
2.4. Транзисторные ключи	
2.4.1. Классификация транзисторов	34
2.4.2. Основные статические характеристики транзисторов	36
2.4.3. Основные статические параметры транзисторов	40
2.4.4. Переходные процессы и динамические параметры транзисторных ключей	41

2.4.5. Защищенный транзисторный ключ	48
2.4.6. Сравнение транзисторов	48
2.5. Гибридные силовые схемы	50
2.6. Трансформаторы	
2.6.1. Назначение и классификация трансформаторов	53
2.6.2. Основные параметры трансформаторов	54
2.6.3. Схемы замещения и характеристики трансформаторов	54
2.6.4. Области применения трансформаторов	56
2.7. Реакторы	
2.7.1. Назначение и классификация реакторов	57
2.7.2. Основные параметры, схема замещения и характеристики реакторов	58
2.8. Конденсаторы	
2.8.1. Назначение и классификация конденсаторов	60
2.8.2. Основные параметры конденсаторов постоянной емкости ..	62
2.8.3. Схема замещения и частотная характеристика конденсатора.....	64
2.8.4. Разновидности и области применения конденсаторов	65
2.9. Резисторы	
2.9.1. Назначение и классификация резисторов	69
2.9.2. Основные параметры и схемы замещения постоянных резисторов	71
2.10. Элементы защиты вентильных преобразователей	
2.10.1. Требования, предъявляемые к системам защиты полупроводниковых преобразователей	73
2.10.2. Элементы защиты по току	74
2.10.3. Элементы для ограничения перенапряжений	80
Глава 3. МЕТОДЫ РАСЧЕТА И МОДЕЛИРОВАНИЯ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	
3.1. Методы расчета	87
3.2. Методы моделирования	92
Глава 4. ВЫПРЯМИТЕЛИ ТОКА	
4.1. Классификация и структурные схемы выпрямителей	97
4.2. Однофазные выпрямители	

4.2.1. Однофазная однополупериодная схема выпрямления	99
4.2.2. Учет неидеальности вентиляей и трансформатора.....	101
4.2.3. Однофазная нулевая схема выпрямления	102
4.2.4. Однофазная мостовая схема выпрямления	106
4.2.5. Сравнение однофазных схем выпрямления	106
4.3. Многофазные выпрямители	
4.3.1. Трехфазная нулевая схема и ее разновидности	109
4.3.2. Шестифазная нулевая схема	113
4.3.3. Схема две обратные звезды с уравнительным реактором ...	114
4.3.4. Трехфазная мостовая схема	118
4.3.5. Сравнение многофазных схем выпрямления	120

Глава 5. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ТОКА

5.1. Режимы работы выпрямителей	122
5.2. Регулировочные характеристики идеального управляемого выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке	122
5.3. Непрерывный режим	
5.3.1. Влияние анодных индуктивностей на коммутацию тока	126
5.3.2. Внешние характеристики в непрерывном режиме	128
5.4. Прерывистый и граничный режимы	
5.4.1. Условия возникновения режимов	131
5.4.2. Работа выпрямителя на ПЭДС	132
5.4.3. Регулировочные и внешние характеристики выпрямителей в прерывистом режиме	133

Глава 6. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ТОКА, КАЧЕСТВО ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ПУТИ ИХ УЛУЧШЕНИЯ

6.1. КПД выпрямителя	136
6.2. Гармонические составляющие в выпрямленном напряжении и первичном токе	137
6.3. Коэффициент мощности выпрямителя	138
6.4. Пути улучшения энергетических показателей выпрямителей и уменьшения их вредного влияния на питающую сеть	
6.4.1. Условно двенадцатифазная схема	141
6.4.2. Схемы с нулевыми вентилями	141

6.4.3. Фазоступенчатое регулирование	142
6.4.4. Применение искусственной коммутации для улучшения $\cos\phi$	142
6.4.5. Применение запираемых вентилей для улучшения $\cos\phi$	145
Глава 7. ВЕДОМЫЕ ИНВЕРТОРЫ	
7.1. Классификация инверторов	148
7.2. Понятие о направлении потока мощности	148
7.3. Переход от выпрямительного к инверторному режиму	149
7.4. Регулировочные и внешние характеристики ведомого инвертора.	151
7.5. Условия устойчивой работы инвертора	153
Глава 8. РЕКУПЕРИРУЮЩИЕ И РЕВЕРСИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	
8.1. Классификация рекуперирующих преобразователей	155
8.2. Схемы реверсивных преобразователей	155
8.3. Внешние и регулировочные характеристики	157
8.4. Способы управления	158
8.5. Уравнительные токи при совместном управлении и способы их ограничения	158
8.6. Сравнение раздельного и совместного управления	160
Глава 9. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕДОМЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	
9.1. Классификация систем импульсно-фазового управления вентильными преобразователями	162
9.2. Требования, предъявляемые к системам импульсно-фазового управления, и формы управляющих импульсов	171
9.3. Формирователи-распределители импульсов управления трехфазной мостовой схемы выпрямления	173
9.4. Регулировочные характеристики при различных формах опорных напряжений	176
9.5. Системы управления и регулировочные характеристики реверсивных преобразователей при раздельном управлении	180
9.6. Переходные процессы в реверсивных преобразователях	186
9.7. Функциональная схема системы управления электроприводом постоянного тока	191

9.8. Цифровые и микропроцессорные системы управления	192
Глава 10. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ	
10.1. Классификация преобразователей постоянного напряжения (ППН)	196
10.2. Непосредственные ППН	
10.2.1. Понижающий ППН	196
10.2.2. Повышающий ППН	199
10.2.3. Инвертирующий ППН	201
10.3. Нереверсивные понижающие ППН	
10.3.1. Регулировочные, внешние и энергетические характеристики нереверсивных понижающих ППН	203
10.3.2. Рекуперирующие нереверсивные ППН	209
10.4. Реверсивные ППН	
10.4.1. Схема и способы управления реверсивными ППН	211
10.4.2. Работа реверсивного ППН на активно-индуктивную нагрузку при симметричном управлении	213
10.4.3. Работа реверсивного ППН на активно-индуктивную нагрузку при несимметричном управлении	214
10.4.4. Работа реверсивного ППН на ПЭДС при симметричном управлении	216
10.4.5. Работа реверсивного ППН на ПЭДС при несимметричном управлении	218
10.4.6. Работа реверсивного ППН на ПЭДС при поочередном управлении	220
10.4.7. Внешние характеристики реверсивных ППН	222
10.4.8. Реверсивный двухключевой ППН	224
Глава 11. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ	
11.1. Классификация и принципы построения автономных инверторов	226
11.2. Автономные инверторы на тиристорах с одноступенчатой коммутацией	
11.2.1. Параллельные автономные инверторы тока	228
11.2.2. Автономные инверторы напряжения на тиристорах	233
11.2.3. Резонансные автономные инверторы	235

11.3. Автономные инверторы на тиристорах с двухступенчатой коммутацией	237
11.4. Автономные инверторы напряжения (АИН) на транзисторах и запираемых тиристорах	
11.4.1. Однофазные транзисторные АИН	237
11.4.2. Трехфазный мостовой АИН	241
11.4.3. Расчет идеального трехфазного мостового АИН	242
11.5. Регулирование величины и формы напряжения в АИН	
11.5.1. Импульсная модуляция в АИН	247
11.5.2. Регулирование напряжения в трехфазных АИН	249
11.5.3. Формирование напряжений на выводах по отношению к средней точке источника питания	250
11.5.4. Формирование фазных напряжений с помощью пространственного вектора	253
11.5.5. Формирование фазных токов	265
11.6. Многоуровневые АИН	267
11.7. Характеристики АИН с ШИМ	
11.7.1. Регулировочные характеристики АИН с ШИМ	268
11.7.2. Внешние характеристики трехфазного мостового АИН ...	272
11.7.3. Энергетические характеристики трехфазного мостового АИН с ШИМ	276
11.8. Сравнение автономных инверторов	278
Глава 12. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ. ОБРАТИМЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ	
12.1. Управляемые выпрямители напряжения (УВН)	280
12.2. Обратимые преобразователи напряжения АИН–УВН	287
12.3. Анализ процессов в обратимых преобразователях напряжения (ОПН) при формировании сетевых токов	290
12.4. Анализ процессов в обратимых преобразователях напряжения при ШИМ	294
12.5. Внешние и энергетические характеристики ОПН при наличии обратной связи по постоянному напряжению	297
12.6. Схемы управления ОПН	299
Глава 13. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ	

13.1. Классификация и принципы построения преобразователей частоты	304
13.2. Двухзвенные преобразователи частоты (ДПЧ)	
13.2.1. Функциональные схемы ДПЧ	304
13.2.2. ДПЧ на основе управляемого выпрямителя и АИН	306
13.2.3. ДПЧ на основе неуправляемого выпрямителя и АИН с ШИМ	307
13.2.4. Рекуперирующий ДПЧ на основе ОПН	308
13.2.5. Рекуперирующие ДПЧ на основе инверторов тока	310
13.3. Непосредственные преобразователи частоты (НПЧ)	
13.3.1. Принцип действия НПЧ	313
13.3.2. Расчет идеализированного НПЧ	314
13.3.3. Матричные преобразователи	318
Глава 14. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ	320
Глава 15. ФИЛЬТРЫ	
15.1. Назначение и классификация	325
15.2. Входные фильтры	325
15.3. Сглаживающие фильтры	330
15.4. Выходные фильтры переменного тока	333
15.5. Защита от перенапряжений при ШИМ–сигналах	334
Глава 16. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА	338
Глава 17. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ	
17.1. Общая характеристика и классификация источников вторичного электропитания (ИВЭП)	341
17.2. Принципы построения ИВЭП	342
17.3. Регулируемые и нерегулируемые двухзвенные ППН	345
17.4. Неуправляемые выпрямители с корректором коэффициента мощности	350
Глава 18. УСТРОЙСТВА, УЛУЧШАЮЩИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ И КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ	
18.1. Энергетические показатели и качество электрической энергии ..	356
18.2. Классификация устройств повышающих энергетические показатели и качество электрической энергии	357

18.3. Устройства, повышающие коэффициент мощности и показатели качества электрической энергии	
18.3.1. Конденсаторные батареи	360
18.3.2. Конденсаторно-реакторные компенсаторы	360
18.3.3. Пассивные фильтры	361
18.3.4. Вентильные компенсаторы реактивной мощности на однооперационных тиристорах	361
18.3.5. Активные фильтры – компенсаторы мощности искажения.....	362
18.3.6. Вентильные компенсаторы пассивной мощности	363
18.3.7. Компенсированные преобразователи с компенсацией реактивной мощности	366
18.3.8. Выпрямители с корректором коэффициента мощности ...	366
18.3.9. Компенсированные преобразователи с компенсацией пассивной мощности	367
18.3.10. Вентильные преобразователи-компенсаторы пассивной мощности	367
18.3.11. Синхронизированные преобразователи переменного напряжения с ШИМ–НЧ	372
 Глава 19. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ	
19.1. Контроллеры управления	
19.1.1. Классификация контроллеров управления	374
19.1.2. ШИМ–контроллеры	380
19.2. Усилители мощности импульсов управления	
19.2.1. Классификация и требования к усилителям мощности импульсов управления	388
19.2.2. Усилители мощности импульсов управления тиристорами	389
19.2.3. Усилители мощности импульсов управления транзисторами.....	395
19.2.4. Драйверы силовых транзисторов	398
19.2.5. Усилители мощности импульсов управления транзисторами с трансформаторной развязкой	406
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	409

М.В. Гельман, М.М. Дудкин, К.А. Преображенский

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Учебное пособие

Техн. редактор

Издательский центр Южно-Уральского государственного университета

Подписано в печать хх.хх.2009. Формат 60×84 1/25. Печать офсетная.
Усл. печ. л. х,хх. Уч.-изд. л. х,хх. Тираж 200 экз. Заказ хх/ххх. Цена хх р.

Отпечатано в типографии Издательский центр ЮУрГУ. 454080, г.
Челябинск,
пр. им. В.И. Ленина, 76