

УДК
621.34
О-769

МОИ



В.В. Остриров

**Проектирование
электронных преобразователей
для регулируемых электроприводов**

Учебное пособие

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

В.Н. ОСТРИРОВ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
ДЛЯ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Учебное пособие
по курсу

«Проектирование электротехнических устройств»
для студентов, обучающихся по направлению
«Электротехника, электромеханика и электротехнологии»

УДК 621.34
О-769

Утверждено учебным управлением МЭИ
в качестве учебного пособия для студентов

Подготовлено на кафедре автоматизированного электропривода

Рецензенты: канд. техн. наук Т.С. Юргенсон,
докт. техн. наук Ю.К. Розанов,
канд. техн. наук Ю.М. Сафонов

Остриров В.Н.

О-769 Проектирование электронных преобразователей для регулируемых электроприводов: учебное пособие / В.Н. Остриров. — М.: Издательский дом МЭИ, 2008. — 72 с.

ISBN 978-5-383-00143-1

В данном учебном пособии излагаются вопросы проектирования силовых модулей электронных преобразователей для регулируемых электроприводов, методики их расчета, даны методические указания для расчетов параметров и выбора элементов преобразователей, содержится обобщенный опыт и эмпирические данные, полученные при проектировании, экспериментальных исследованиях модулей и промышленных испытаниях преобразователей, содержащих данные модули.

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

Учебное издание

Остриров Вадим Николаевич

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
ДЛЯ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Учебное пособие
по курсу

«Проектирование электротехнических устройств»
для студентов, обучающихся по направлению

«Электротехника, электромеханика и электротехнологии»

Редактор издательства Н.А. Хрущева

Темплан издания МЭИ 2007, учебн.	Подписано в печать 21.01.08		
Печать офсетная	Формат 60×84/16	Физ. печ. л. 4,5	
Тираж 200 экз.	Изд. № 76	Заказ 76 т	Цена 13,5 руб.

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 111250, Москва, Красноказарменная ул., д.14
 Отпечатано в типографии ФГУП «НИИ «Геодезия»,
 141292, Московская обл., г. Красноармейск, просп. Испытателей, д. 14

ISBN 978-5-383-00143-1

© Московский энергетический институт
(технический университет), 2008

ВВЕДЕНИЕ

Данное учебное пособие излагает вопросы проектирования электроустановок и, применительно к современному автоматизированному электроприводу, предлагает синтез структуры электронного преобразователя в зависимости от функций и параметров электропривода, расчет входящих в состав преобразователя силовых модулей и их элементов.

В настоящем учебном пособии в дополнение к ранее выпущенному учебному пособию [1] делается упор на расчет силового канала электронных преобразователей на современной элементной базе для асинхронного, вентильного и вентильно-индукторного электропривода при различных системах электропитания.

В учебном пособии рассмотрены электронные преобразователи для современных электроприводов следующих типов:

- частотно-регулируемых асинхронных с питанием как от стандартной промышленной сети переменного тока, так и от нестандартных источников питания переменного и постоянного тока с существенно нестабильным напряжением;
- вентильно-индукторных с независимым возбуждением при тех же условиях электропитания;
- вентильных с возбуждением от постоянных магнитов при тех же условиях электропитания;
- вентильно-индукторных с самовозбуждением при тех же различных условиях электропитания.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

ЭП	—	электропривод.
ВИП	—	вентильно-индукторный электропривод.
ВИП с НВ	—	вентильно-индукторный электропривод с независимой обмоткой возбуждения.
ВИД	—	вентильно-индукторный двигатель.
ШИМ	—	широтно-импульсная модуляция.
IGBT	—	биполярный транзистор с изолированным затвором.
FWD	—	обратный диод.
PM	—	силовой полупроводниковый модуль.

1. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

1.1. Общие принципы построения электронных преобразователей

Электронные преобразователи — база современного электропривода, продукт высоких технологий. Создание конкурентоспособных преобразователей для электропривода является важной задачей для экономического развития страны.

При создании продукции высоких технологий важнейшей задачей является технологичность ее изготовления. При широкой номенклатуре изделий настоятельно требуется разбиение преобразователей на минимальное количество законченных унифицированных модулей, производство каждого из которых должно быть обеспечено необходимым комплектом рабочей конструкторской и технологической документации, технологической оснасткой, инструментом, приборами контроля. И главным образом на этапе сборки изделия или при прошивке программного обеспечения в микроконтроллер преобразователя должна проявляться его специфика.

Такой подход позволяет:

- уменьшить объем конструкторской и технологической документации, технологической подготовки производства, оснастки, технического контроля входящих изделий;
- увеличить серийность производства за счет выпуска однотипных модулей для различных типов преобразователей;
- уменьшить затраты на комплектование изделий за счет покупки однотипных комплектующих и материалов в большем объеме (по более низким ценам);
- улучшить ремонтпригодность готовых преобразователей, условия обеспечения их запасными частями (входящими модулями и комплектующими).

Концепцией модульного построения электронных преобразователей для электропривода является обеспечение любого заданного набора функций, выполняемых преобразователем, минимальным количеством стандартных модулей определенного типоразмера и минимизация за этот счет затрат на разработку, производство и эксплуатацию преобразователя в составе электропривода.

1.2. Структура и функции преобразователей

Функции преобразователей определены на основе анализа свойств и особенностей следующих современных электроприводов и их источников питания:

- частотно-регулируемый электропривод на основе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором;
- вентильно-индукторный электропривод (ВИП с НВ) на основе двигателя с независимым электромагнитным возбуждением;
- вентильный электропривод на основе синхронного двигателя с возбуждением на постоянных магнитах;
- вентильно-индукторный электропривод (ВИП) на основе двигателя с самовозбуждением.

Питание электроприводов может осуществляться от сети переменного или постоянного тока.

Если для каждого типа электропривода системно рассмотреть конфигурацию, показанную на рис. 1.1, то выявятся следующие функции, которые должен обеспечивать преобразователь.

Функция 1. Выпрямление напряжения переменного тока.

Функция 2. Выпрямление трехфазного напряжения с одновременным повышением напряжения в цепи постоянного тока при коэффициенте мощности, близком к единице.

Функция 3. Инвертирование энергии из цепи постоянного тока в трехфазную сеть переменного тока с коэффициентом мощности, близким к единице.

Функция 4. Повышение (понижение) и стабилизация напряжения постоянного тока с однонаправленной или двунаправленной передачей энергии.

Функция 5. Регулирование напряжения постоянного тока вверх и вниз с однонаправленной или двунаправленной передачей энергии, защита от перенапряжений, возникающих в сети постоянного тока.

Функция 6. Инвертирование из цепи постоянного тока энергии в трехфазную нагрузку переменного тока (обмотка статора двигателя переменного тока).

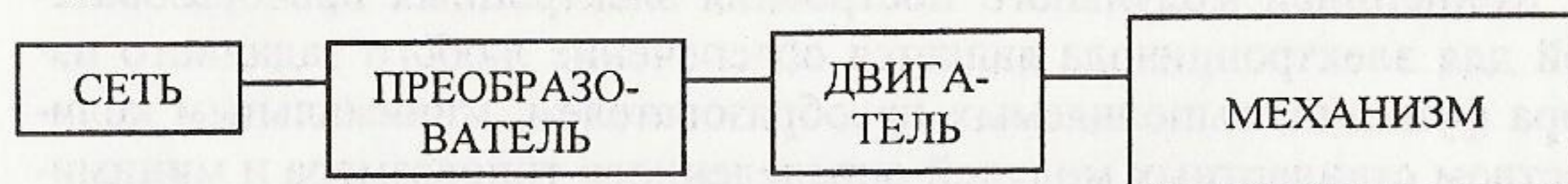


Рис. 1.1. Общая структура электропривода

Функция 7. Формирование на обмотках статора двигателей с однополярным питанием напряжения (тока) требуемой формы (прямоугольной, трапецеидальной и т.д.).

Функция 8. Прием на звене постоянного тока энергии со статора двигателя, работающего в генераторном режиме, и передача энергии в тормозной резистор.

Функция 9. Питание и регулирование напряжения обмотки возбуждения вентильных двигателей с электромагнитным возбуждением.

Функция 10. Организация внутренних связей при векторном управлении.

Функция 11. Организация внешних связей с технологическим оборудованием.

Структурно электронный преобразователь разделяется на две крупных части — силовая часть, в которой происходит процесс преобразования электроэнергии, и информационно-управляющая часть, которая управляет этим процессом и частью технологического процесса, возложенной на электропривод. В данном учебном пособии рассматривается только силовая часть преобразователя.

1.3. Состав модулей преобразователей

Анализируя примеры электрических схем силовой части регулируемых электроприводов на рис. 1.2 (соответствующие всем рассматриваемым типам электроприводов с учетом специфики электропитания), можно выделить однотипные фрагменты схем электронных преобразователей и рассматривать их как структурные модули.

На схемах выделены возможные структурные модули силовой части преобразователей. Имеются только три основных модуля в силовой части, из которых компонуется силовая схема любого преобразователя.

Модуль I — это традиционный трехфазный инвертор с шестью полностью управляемыми ключами и обратным диодным мостом или (при необходимости с седьмым, «тормозным» ключом) со встречновключенным диодом. При необходимости к данному модулю на стороне переменного тока подключается низкочастотный LC-фильтр.

Этот унифицированный модуль может служить как трехфазным инвертором переменного тока, так и активным фильтром. Модуль используется:

для формирования синусоидального по основной гармонике напряжения регулируемой частоты и амплитуды;

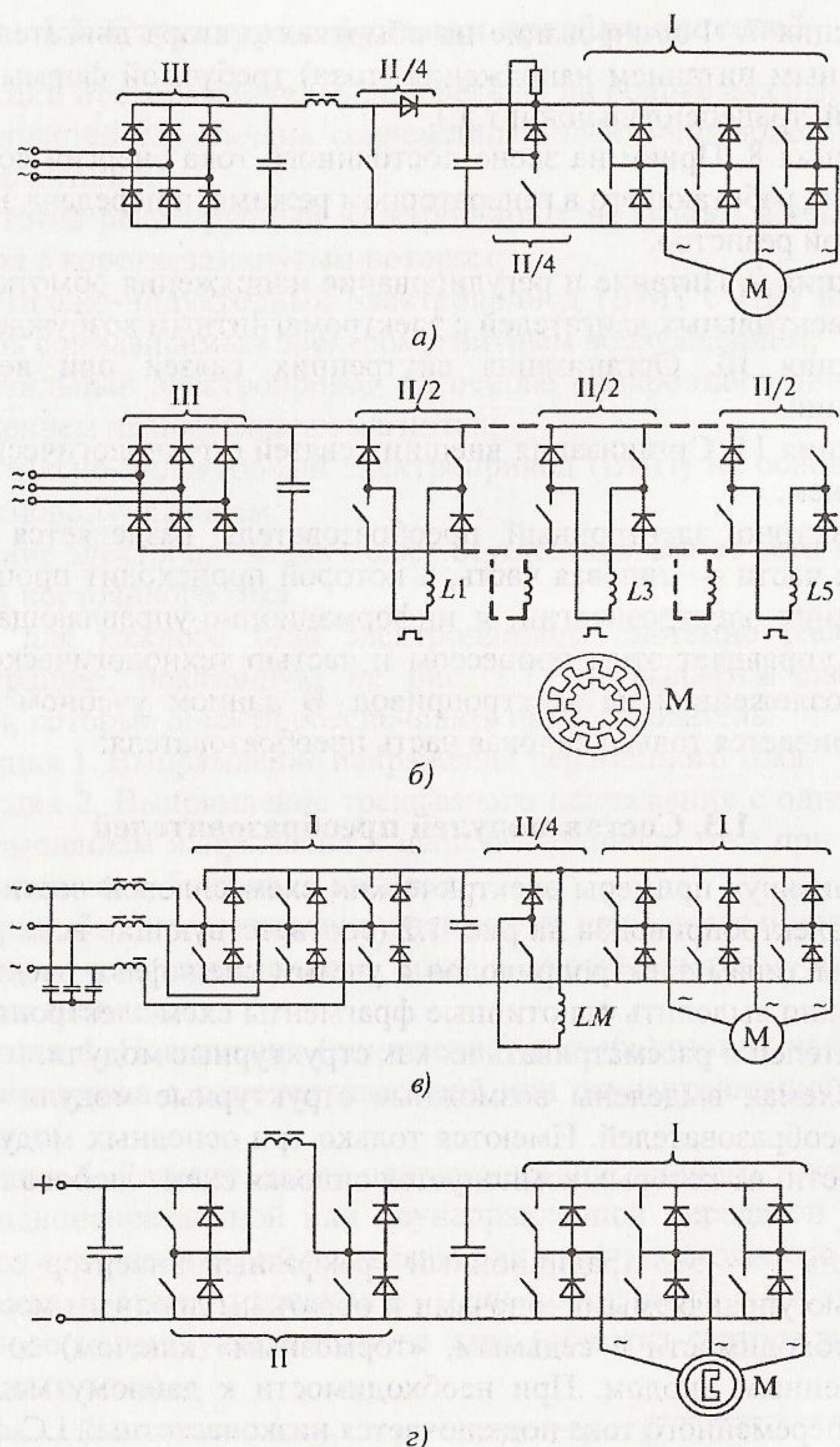


Рис. 1.2. Примеры электрических схем

для питания трехфазного двигателя переменного тока, к которым относятся асинхронный, вентильный и ВИД с НВ;

для связи с трехфазной сетью в четырехквadrантных, динамичных электроприводах с любыми электродвигателями при их питании от сети и обязательно необходим, когда предъявляются высокие требования к качеству обмена энергией с сетью.

Модуль II представляет собой схемы на основе однофазного моста на полностью управляемых ключах с обратным диодным мостом. Эта схема многофункциональная может служить:

1) импульсным преобразователем напряжения для всех задач, которые могут потребоваться в регулируемом ЭП для согласования, стабилизации или регулирования напряжения постоянного тока II;

2) при вдвое меньшем числе полупроводниковых приборов — однофазным коммутатором для питания однополярным импульсным напряжением (током) требуемой формы обмоток статора вентильно-индукторного двигателя (схема несимметричного моста II/2 на рис. 1.2, б);

3) усилителем, стабилизатором напряжения (схема несимметричного полумоста II/4 на рис. 1.2, в).

Модуль III представляет собой мостовой неуправляемый выпрямитель. Тиристоры используются только для включения или отключения нагрузки. Этот модуль используется во всех простых схемах преобразователей с питанием от сети переменного тока, когда не предъявляется высоких требований к взаимодействию электропривода с сетью.

Применение указанных трех силовых модулей для компоновки силовой части преобразователей в разных электроприводах иллюстрируется возможными вариантами схем их подключения по силовым входам-выходам, которые сведены в табл. 1.1.

1.4. Общие принципы проектирования силовых модулей

1. Структурно-однородные силовые модули — трехфазный инвертор и активный фильтр; однофазный коммутатор и импульсный преобразователь при одинаковой преобразуемой мощности, параметрах силового входа-выхода и несущей частоте широтно-импульсной модуляции ключей проектируются однотипно.

2. Мощностной ряд унифицированных модулей формируется на основе стандартного ряда мощностей электрических машин (стандарт

Таблица 1.1

Структуры силового канала

Питание	Выпрямитель, активный фильтр	Импульсный преобразователь	Инвертор, коммутатор	Электродвигатель
Переменный ток ~ ТОК				
Постоянный ток = ТОК				

DIN) из условия наилучшего использования возможностей силовой элементной базы при объединении, если это необходимо, машин в группы.

3. Мощность преобразователя, построенного из унифицированных модулей, определяется параметрами электродвигателя и питающей сети. Мощность входящих в преобразователь модулей при этом может превышать мощность электродвигателя.

4. Рабочие напряжения компонентов модулей выбираются с учетом реально существующих отклонений напряжения питающей сети от стандарта и возможных генераторных режимов электродвигателей.

5. Проектирование преобразователей для общепромышленного применения ведется на следующие основные эксплуатационные характеристики: срок службы 15 лет при непрерывной эксплуатации; температура окружающей среды в зависимости от области применения от 0 до +50 °С или от -20 до +50 °С; степень защищенности корпуса IP43, IP50 или IP54.

6. При отсутствии специальных требований, массогабаритные показатели модулей допустимо считать несущественными.

На практике, мощности модулей, для их согласования с параметрами двигателей, имеют запас по номинальной мощности на потери в силовом канале электропривода, включая электродвигатель, а также запас (сервис-фактор) на ограниченную перегрузку по току (мощности) не менее 35 %.

2. МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ МОДУЛЯ ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА — АКТИВНОГО ФИЛЬТРА

2.1. Алгоритм проектирования модуля

Опыт проектирования и стендовых испытаний, результаты эксплуатации преобразователей с рассматриваемыми модулями позволяют сформулировать следующие важные условия, допущения и ограничения, которые определяют параметры модуля:

- частота несущей и «мертвое время» широтно-импульсной модуляции (ШИМ) при частоте основной гармоники напряжения до 50 Гц составляют соответственно 4,5...5,5 кГц и 2,5...5,0 мкс;

- коэффициент допустимой перегрузки по току для динамических режимов электропривода, если не предъявляется специальных требований к электроприводу, составляет — 1,5;

- коэффициент, учитывающий пульсацию тока, для обычных применений — 1,2;

- нагрузка модуля активно-индуктивная с номинальным $\cos\varphi_n$;

- переходные процессы коммутации IGBT по току и напряжению, восстановления запирающих свойств обратного диода FWD аппроксимируются прямыми линиями;

- прямое падение напряжения коллектор-эмиттер IGBT следует выбирать по типовому значению в насыщенном состоянии ключа при максимальном рабочем токе и температуре кристалла;

- прямое падение напряжения на диоде FWD следует выбирать по типовому значению при максимальном рабочем токе;

- амплитуда максимального рабочего тока через IGBT и FWD может быть принята равной амплитуде номинального тока двигателя с коэффициентом запаса 1,2;

- класс приборов определяется с учетом коммутационных перенапряжений на ключах IGBT, колебаний напряжения сети и возможности генераторных режимов двигателя: амплитуда коммутационных перенапряжений не превышает 50 В (в моменты защиты от коротких замыканий не более 100 В), коэффициент допустимого повышения напряжения сети не менее 1,1, коэффициент запаса по напряжению не менее 1,15;

- температура корпуса (теплопроводящей плиты) трехфазного инвертора, выполненного традиционно в виде силового модуля РМ не должна превышать +110 °С;

- переходное термическое сопротивление профиля охладителя с продольными ребрами является нелинейной зависимостью от длины профиля (см. формулу (4.7));

- при расчетах параметров снаббера цепи защиты IGBT от коммутационных перенапряжений нужно учитывать максимально допустимые индуктивности «монтажа»: 200 нГн для силовых электрических цепей между конденсаторами сглаживающего фильтра и модулем инвертора — активного фильтра; 20 нГн в цепи снаббера, включая собственную индуктивность элементов снаббера, принимающих ток коллектора при размыкании силового ключа;

- типовое значение емкости снаббера лежит в пределах от 0,5 до 1 мкФ на 100 А коммутируемого тока;

- конденсаторы снаббера должны отличаться минимальной собственной индуктивностью (не более 10 нГн), минимальным тангенсом угла потерь на частоте коммутации ключа (не более 3×10^{-4}), допусти-

мым ударным током, существенно превышающим допустимый ток короткого замыкания IGBT ключа, высокой рабочей производной напряжения (не менее 750 В/мкс);

- диод снаббера должен быть высокочастотным и допускать повторяющийся импульсный ток, не менее коммутируемого тока ключа (предпочтителен специальный диод с отношением максимального тока к среднему $(20 \div 50)/1$).

Как показал опыт, методически рационально вести проектирование в следующем порядке.

По номинальным параметрам двигателя с применением приведенных выше запасов рассчитываются параметры инвертора, выбираются его элементы и определяется тип модуля или модулей РМ (силовой полупроводниковый модуль). Учет же специфики режима активного фильтра, связанной с другими значениями мощности, $\cos\varphi_n$ или частоты несущей, проводится на этапе согласования характеристик типового модуля мощностного ряда с требуемыми параметрами нагрузки.

По каталожным данным на ключи IGBT, обратные диоды FWD и модуль РМ рассчитываются следующие параметры:

- потери в элементах при номинальной нагрузке с коэффициентом запаса на номинальный ток 1,1—1,2;

- основной параметр охладителя — максимально допустимое термическое переходное сопротивление охладитель — окружающая среда;

- температура кристаллов IGBT и FWD, которая не должна превышать +125 °С для РМ.

Далее выбирается тип алюминиевого профиля радиатора, предназначенного для установки на него РМ, определяется его площадь, участвующая в излучении и конвекции, находятся коэффициенты зависимости термического переходного сопротивления профиля от его длины при естественной вентиляции.

Следует использовать профили с достаточно большим размером спинки от 6 до 20 мм в зависимости от мощности потерь, отдаваемой модулем через свою теплопроводящую пластину. Рациональное расстояние между ребрами радиатора при естественной вентиляции составляет около 15 мм.

Излучение тепла увеличивается приблизительно на 10 % при чернении алюминиевого радиатора.

Итерационным путем находится необходимая минимальная длина профиля, которая, может быть уменьшена вдвое при сохранении па-

раметров теплопередачи, если ввести принудительную вентиляцию со скоростью охлаждающего воздуха 3 м/с.

Профили с увеличенной поверхностью охлаждения за счет уменьшения расстояния между ребрами, усложнения формы ребер и применение принудительного воздушного охлаждения со скоростью воздуха не менее 6 м/с позволяют более существенно (не менее чем в 3 раза) улучшить массогабаритные показатели силового преобразователя. Еще больших улучшений можно достичь применением жидкостного охлаждения, специфика которого в данном учебном пособии не рассматривается.

Неотъемлемой частью модуля является емкость в звене постоянного тока, которая служит для обмена реактивной энергией со статором двигателя (инвертор), с дросселями LC-фильтра в цепи переменного тока (активный фильтр). При питании модуля от выпрямителя (модуль III) эта емкость входит в состав сглаживающего LC-фильтра, где в качестве L служит индуктивность питающей сети или наряду с ней дополнительные индуктивности, устанавливаемые в цепь постоянного тока между модулями I и III или в цепи питания от сети.

Параметры сглаживающего LC-фильтра рассчитываются на основании заданного коэффициента сглаживания по первой гармонике, значение которого лежит в диапазоне от 3 до 12. Меньшее значение достаточно для трехфазного выпрямителя, а большее — необходимо для однофазного выпрямителя.

Основным параметром после выбора параметра LC является ток, проходящий через емкость фильтра, и температура окружающей среды, которые являются определяющими для выбора типа конденсаторов, коррекции их емкости по сроку службы [8].

В рассматриваемом включении модулей существенны токи на двух частотах — на частоте пульсации выпрямленного напряжения и на частоте, соответствующей в среднем утроенной частоте несущей ШИМ. Первая из составляющих поддается аналитическому расчету. Вторая составляющая зависит от многих параметров: применяемого способа и частоты ШИМ, установленного «мертвого» времени. Исследованиями установлено, что высокочастотная составляющая тока имеет вдвое меньшую величину по сравнению с низкочастотной.

Межремонтный срок работы преобразователей определяется в основном сроками службы двух его компонентов: электролитическими конденсаторами фильтра и подшипниками вентиляторов охлаждения. Рациональная конструкция модуля должна обеспечивать простоту

замены вентиляторов. Процесс замены электролитических конденсаторов затруднительно провести силами потребителя. В связи с этим вопрос правильного выбора конденсаторов отнесен к существенным.

Другой важной частью модуля I являются цепи снабберов. В п. 6 приведены в упорядоченном виде рекомендации по выбору схемы снаббера и расчета ее параметров в зависимости от мощности и типа применяемых модулей РМ.

2.2. Принципы синусоидальной широтно-импульсной модуляции напряжения

Принципы синусоидальной широтно-импульсной модуляции хорошо известны и рассмотрены в литературе [2 — 4].

В учебном пособии рассмотрены оба способа синусоидальной ШИМ — двухполярная и векторная ШИМ, применяемых в классических мостовых трехфазных инверторах (рис. 2.1).

Принцип управления фазными напряжениями в двухполярной ШИМ заключается в сравнении с опорным пилообразным сигналом v_{tri} синусоидального управляющего сигнала v_{con} .

$$v_{con} = \hat{V}_{con} \sin \omega_1 t. \quad (2.1)$$

Основными характеристиками этих сигналов являются:

\hat{V}_{con} и f_1 — амплитуда и частота сигнала управления ($\omega_1 = 2\pi f_1$ — угловая частота); \hat{V}_{tri} и f_s — амплитуда и частота опорного сигнала (f_s называют также несущей частотой); $m_a = \hat{V}_{con} / \hat{V}_{tri}$ — относительная амплитуда модуляции; $m_f = f_s / f_1$ — относительная частота модуляции.

При $v_{con} > v_{tri}$ для каждой стойки полумоста замкнут ключ $T+$ ($T-$ разомкнут), а при $v_{con} < v_{tri}$ замкнут ключ $T-$ (разомкнут $T+$). Графики соответствующих процессов для одной полумостовой стойки инвертора с идеальными ключами даны на рис. 2.2, где на рис. 2.2, а показаны сигналы управления и напряжение на выходе относительно точки «0» схемы (см. рис. 2.1).

Мгновенное значение выходного напряжения фазы инвертора по основной гармонике равно

$$v_1 = kv_{con} = ((U_d / 2) / \hat{V}_{tri}) \hat{V}_{con} \sin \omega_1 t = \hat{V}_1 \sin \omega_1 t, \quad (2.2)$$

где $\hat{V}_1 = m_a (U_d / 2)$ при $m_a \leq 1,0$.

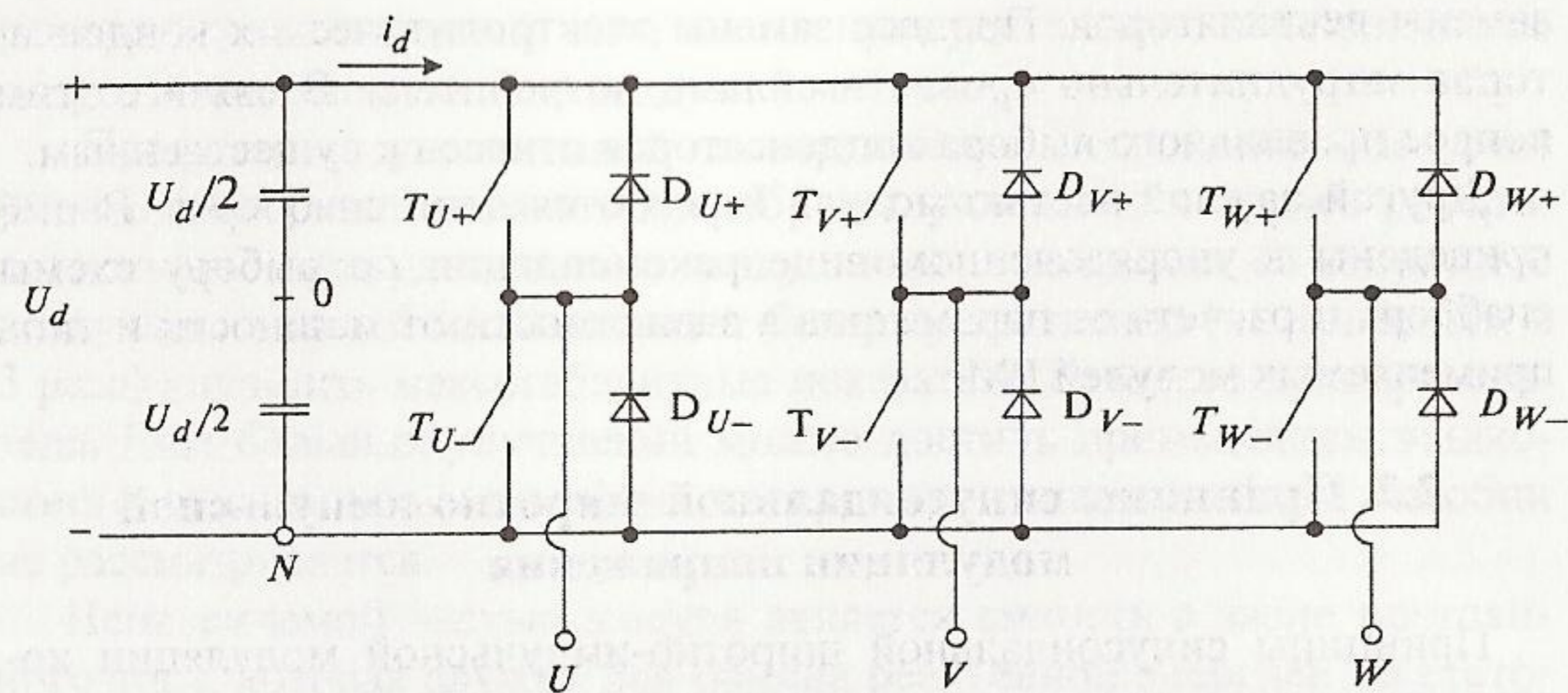


Рис. 2.1. Трехфазный инвертор

Амплитуда напряжения на выходе инвертора по основной гармонике зависит от m_a , график этой зависимости дан на рис. 2.2, б. На графике выделены три зоны, обозначенные 1, 2 и 3. В зоне «1» амплитуда напряжения на выходе инвертора пропорциональна амплитуде сигнала управления.

При $m_a = 1,0$ амплитуда достигает значения $\hat{V}_1 = U_d / 2$.

Гармонический состав напряжения на выходе инвертора в зоне «1» при $m_f \geq 9$ приведен в табл. 2.1 [4].

При $m_a = 1,0$ напряжение может оказаться меньше требуемого для нагрузки, тогда возможно использование зоны «2» — режим так называемой «сверхмодуляции», когда $m_a > 1,0$. Предельным случаем этого режима является зона «3» — режим прямоугольной коммутации. Амплитуда основной гармоники напряжения на выходе при этом определяется выражением:

$$\hat{V}_{01} = (4/\pi)U_d/2 = 1,273 U_d/2. \quad (2.3)$$

Амплитуды гармоник h -порядка равны

$$\hat{V}_h = \hat{V}_{01} / h. \quad (2.4)$$

Таким образом, гармонический состав напряжения по мере роста $m_a > 1,0$ ухудшается от приведенного в табл. 2.1 до определяемого по формуле (2.4).

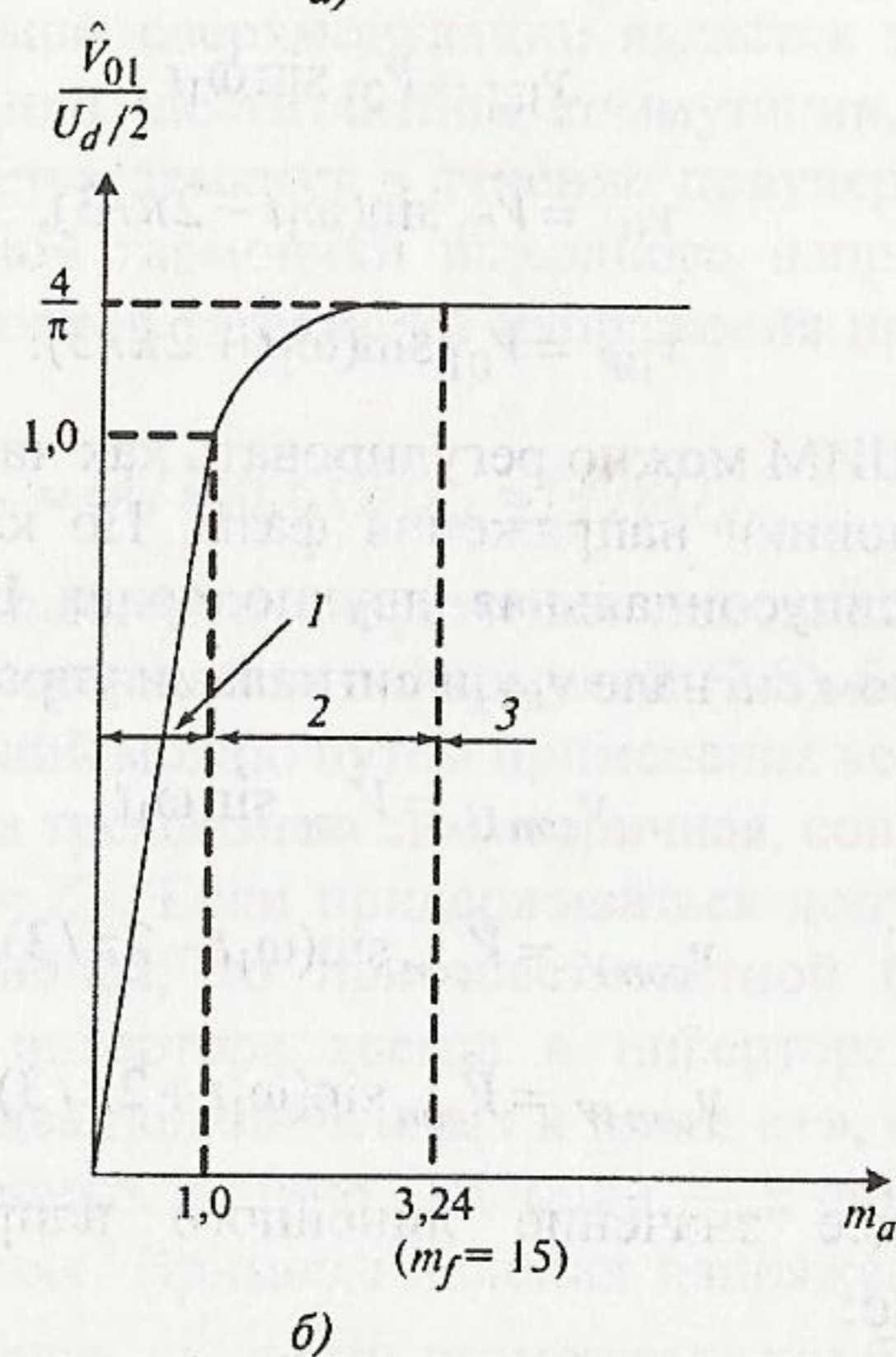
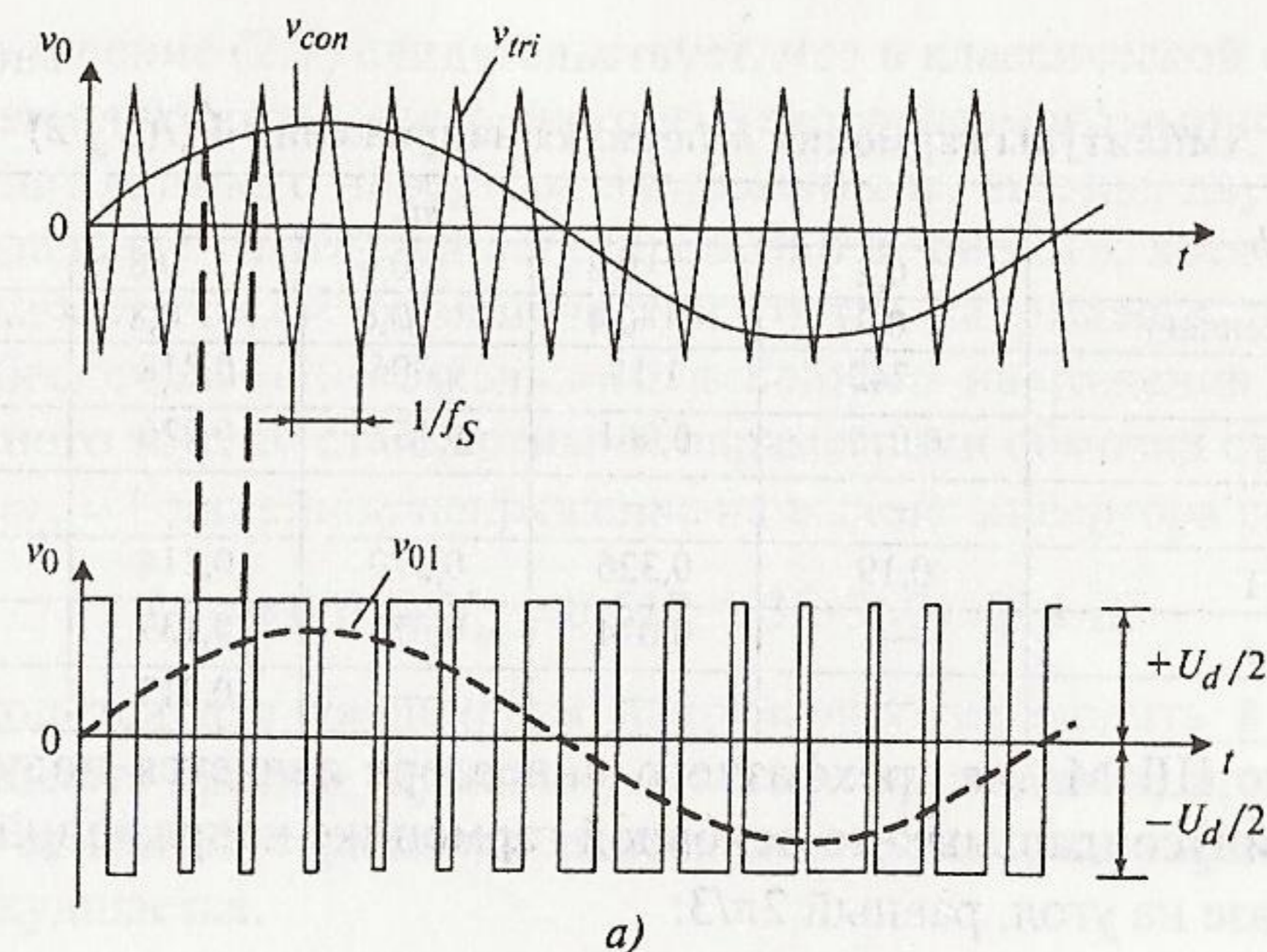


Рис. 2.2. Графики процессов двупольярной ШИМ напряжения инвертора при синусоидальном сигнале управления (а); зависимость основной гармоники напряжения от относительной амплитуды модуляции m_a (б)

Таблица 2.1

Амплитуды гармоник h -порядка напряжения $\hat{V}_h/(U_d/2)$

h	m_a				
	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
1 (основная)	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
m_f	1,242	1,15	1,006	0,818	0,601
$m_f \pm 2$	0,016	0,061	0,131	0,220	0,318
$m_f \pm 4$	—	—	—	—	0,018
$2m_f \pm 1$	0,19	0,326	0,370	0,314	0,181
$2m_f \pm 3$	—	0,024	0,071	0,139	0,212
$2m_f \pm 5$	—	—	—	0,013	0,033

Целью ШИМ для трехфазного инвертора является получение на выходе синусоидальных по основной гармонике напряжений, сдвинутых по фазе на угол, равный $2\pi/3$:

$$\begin{aligned} v_{1U} &= \hat{V}_{01} \sin \omega_1 t, \\ v_{1V} &= \hat{V}_{01} \sin(\omega_1 t - 2\pi/3), \\ v_{1W} &= \hat{V}_{01} \sin(\omega_1 t + 2\pi/3). \end{aligned} \quad (2.5)$$

Методом ШИМ можно регулировать как частоту, так и амплитуду основной гармоники напряжения фазы. По каждой фазе инвертора используется синусоидальная двухполярная ШИМ при общем для трех фаз опорном сигнале v_{tri} и сигналами управления по фазам

$$\begin{aligned} v_{con U} &= \hat{V}_{con} \sin \omega_1 t, \\ v_{con V} &= \hat{V}_{con} \sin(\omega_1 t - 2\pi/3), \\ v_{con W} &= \hat{V}_{con} \sin(\omega_1 t + 2\pi/3). \end{aligned} \quad (2.6)$$

Действующее значение линейного напряжения в зоне «1» ($m_a \leq 1,0$) равно:

$$U_{L1} = \hat{V}_{01} \sqrt{3}/\sqrt{2} = m_a (U_d/2) \sqrt{3}/\sqrt{2} \approx 0,612 m_a U_d. \quad (2.7)$$

Следовательно, $m_a = 1$ при $U_{L1} \approx 0,612 U_d$.

Гармонический состав фазного напряжения аналогичен приведенному в табл. 2.1 с учетом отсутствия гармоники с частотой, соответствующей m_f [4].

Соотношение (2.7) свидетельствует, что в классической схеме преобразователя частоты, состоящего из неуправляемого выпрямителя на входе и автономного инвертора напряжения на выходе, двухполярная синусоидальная ШИМ при регулировании в зоне «1», хотя и обеспечивает качественный гармонический состав напряжения на выходе, но не обеспечивает номинального линейного напряжения двигателя переменного тока со стандартными параметрами обмотки статора.

При $m_a = 1$ линейное напряжение на выходе инвертора равно

$$U_{L1} \approx 0,612 U_d = 0,612 \cdot 1,35 \cdot 380 = 314 \text{ В}. \quad (2.8)$$

Приходится для увеличения напряжения переходить в зону «2» или добавлять третью гармонику в сигнал управления, при этом амплитуда основной гармоники напряжения растет, но гармонический состав ухудшается.

Предельным режимом сверхмодуляции является зона «3» — режим прямоугольной или шеститактной коммутации, когда каждый ключ инвертора остается замкнут в течение полупериода [4], половины периода основной гармоники выходного напряжения. Действующее значение основной гармоники напряжения при этом определяется выражением:

$$U_{L1} \approx (4/\pi) 0,612 U_d \approx 0,78 U_d. \quad (2.9)$$

Достигнуть более высокого напряжения основной гармоники на выходе инвертора по сравнению с формулой (2.8) без внесения дополнительных искажений можно путем применения векторной ШИМ.

Нагрузка инвертора трехфазная, симметричная, сопротивления фаз одинаковые $Z_U = Z_V = Z_W$. Если придерживаться допущения об идеальности силовых ключей, то при шеститактной (180-градусной) коммутации ключей инвертора всегда в инверторе одновременно замкнуты три ключа: два подключенных к шине «+», один — к шине «-» или два подключенных к шине «-», один — к шине «+» в шести возможных комбинациях. Примеры деления напряжения U_d между фазами нагрузки для двух из шести возможных комбинаций состояния ключей инвертора показаны на рис. 2.3, а.

Максимальное фазное напряжение при этом $\hat{V}_{01} = 2U_d/3$. Суммарный вектор напряжений будет иметь шесть позиций со сдвигом электрического угла между ними 60° , как это показано на рис. 2.3, б. Там же для шести базовых векторов приведены состояния ключей

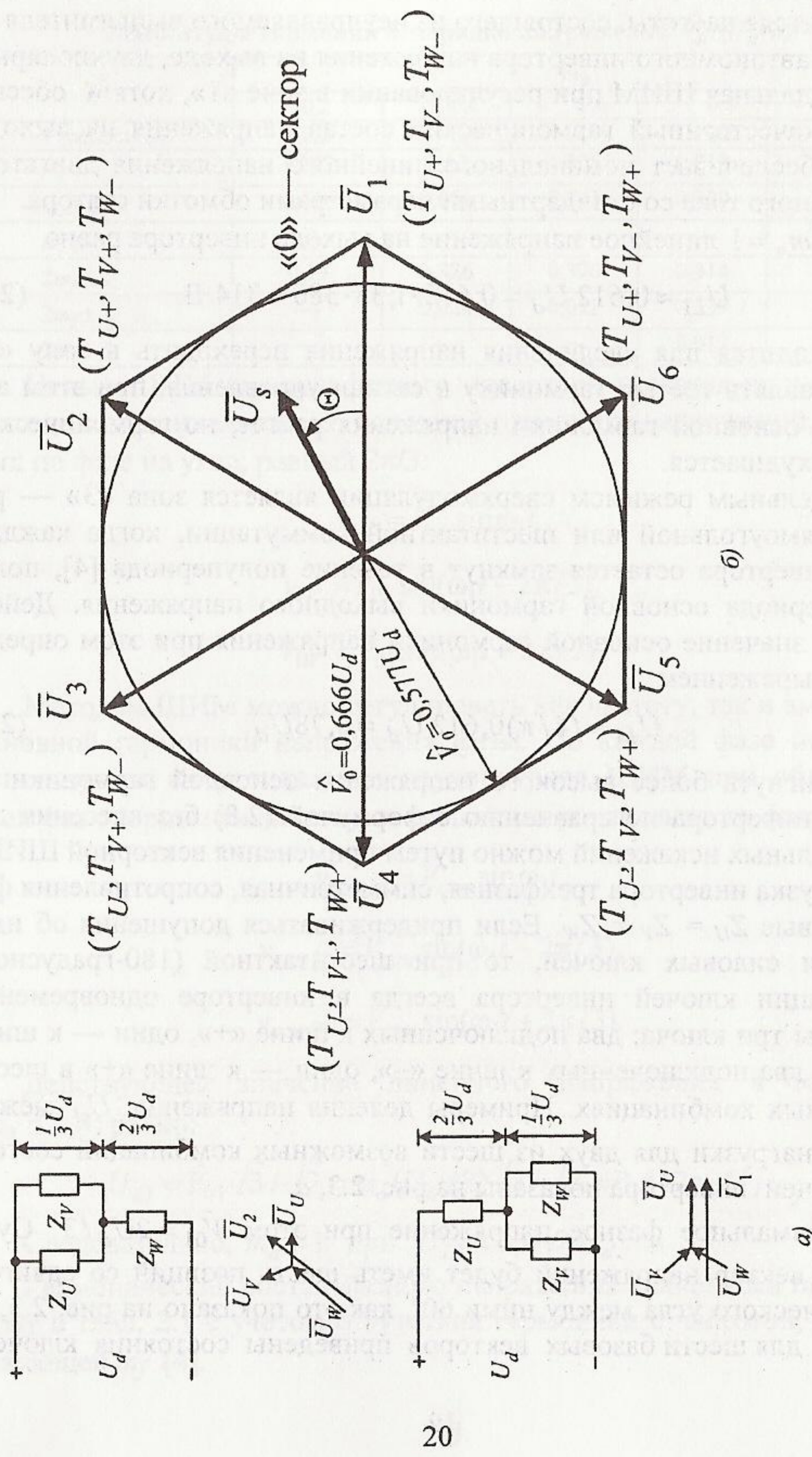


Рис. 2.3. Принцип векторной ШИМ

в виде обозначений тех ключей, которые в данной позиции вектора замкнуты. Эти шесть базовых векторов образуют равносторонний шестиугольник, как это следует из рис. 2.3, б.

Для регулирования амплитуды напряжения на выходе инвертора вводятся еще два базовых вектора называемых «нулевыми», при которых амплитуда напряжения на выходе равна нулю. Нулевые вектора создаются, когда замкнуты либо все три ключа, подключенные к шине «+», либо все три ключа, подключенные к шине «-».

Любой вектор напряжения инвертора может быть образован путем широтно-импульсной модуляции базовых векторов. Скважности базовых векторов, представляющие собой относительное время поддержания данного вектора в периоде ШИМ T_s , определяются по следующим формулам:

$$\gamma = \frac{2}{\sqrt{3}} U_s^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Theta\right), \quad (2.10)$$

$$\gamma_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} U_s^* \sin \Theta,$$

где γ — скважность базового вектора \bar{U}_k ($k = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 1 \dots$); γ_1 — скважность базового вектора \bar{U}_{k+1} ; $U_s^* = U_s / (2U_d/3)$ — относительная длина вектора напряжения статора; Θ — угол поворота вектора напряжения относительно начала сектора, в котором этот вектор находится.

При этом любой вектор напряжения на выходе инвертора можно описать следующим образом:

$$\bar{U}_s = \gamma \bar{U}_k + \gamma_1 \bar{U}_{k+1}. \quad (2.11)$$

В образовании каждого вектора выходного напряжения участвуют два ненулевых базовых вектора, являющихся сторонами сектора, в котором данный вектор располагается, и один из двух нулевых базовых векторов, скважность поддержания которого составляет $\gamma_0 = 1 - (\gamma + \gamma_1)$.

При этом любой из выходных векторов может быть получен как минимум двумя способами, посредством перебора базовых векторов (обходом сектора):

$$\bar{U}_{k+1} \rightarrow \bar{U}_k \rightarrow \bar{O}_{(T_{U-}, T_{V-}, T_{W-})} \rightarrow \bar{U}_k \rightarrow \bar{U}_{k+1} \quad (2.12)$$

или

$$\bar{U}_k \rightarrow \bar{U}_{k+1} \rightarrow \bar{O}_{(T_{U+}, T_{V+}, T_{W+})} \rightarrow \bar{U}_{k+1} \rightarrow \bar{U}_k. \quad (2.13)$$

Если стремиться обеспечить постоянство амплитуды вектора напряжения и минимальные искажения основной гармоники, то максимум амплитуды фазного напряжения ограничен высотой равнобедренного треугольника со сторонами $2U_d/3$

$$\hat{V}_{01} = 0,577U_d. \quad (2.14)$$

Действующее линейное напряжение при этом равно:

$$U_{L1} \approx 0,708U_d = 0,708 \cdot 1,35 \cdot 380 = 363 \text{ В.}$$

По сравнению с рассмотренной выше двухполярной синусоидальной ШИМ, для которой $\hat{V}_{01} = 0,5U_d$ при $m_a = 1$, амплитуда основной гармоники фазного напряжения при векторной ШИМ в 1,15 раза больше.

2.3. Расчет инвертора

Исходными данными для расчета инвертора являются основные параметры трехфазного двигателя переменного тока, требуемой для него перегрузки по току, а также питающей сети и окружающей среды, которые приведены в табл. 2.2.

Расчет модуля трехфазного инвертора и трехфазного активного фильтра выполняется по единой, приведенной ниже методике.

Максимальный ток через ключи определяется из выражения, А:

$$I_{c \max} = \frac{P_H k_1 \sqrt{2} k_2}{\eta_H \cos \varphi \sqrt{3} U_L}, \quad (2.15)$$

где P_H — номинальная мощность двигателя, Вт; $k_1 = 1,2-1,5$ — коэффициент допустимой кратковременной перегрузки по току, необходимой для обеспечения динамики электропривода; $k_2 = 1,1-1,2$ — коэффициент допустимой мгновенной пульсации тока; η_H — номинальный КПД двигателя; U_L — номинальное напряжение двигателя, В.

Ключи IGBT выбираются с постоянным (номинальным) током коллектора: $I_c \geq I_{c \max}$.

Таблица 2.2

Основные исходные данные для расчета

№ п/п	Наименование параметра, размерность	Обозначение
<i>Параметры двигателя</i>		
1	Номинальная мощность, кВт	P_H
2	Номинальный КПД	η_H
3	Номинальный $\cos \varphi$	$\cos \varphi_H$
<i>Параметры питающей сети</i>		
5	Род тока	«-» ; «~»
6	Число фаз	1ф; 3ф
7	Действующее напряжение (постоянное; фазное; линейное), В	$U_d; U_\Phi; U_L$
<i>Основной параметр окружающей среды</i>		
8	Максимальная температура воздуха, °С	T_a

Каталожные параметры IPM, необходимые и достаточные для проектирования данного модуля сведены в табл. 2.3.

Расчет потерь в инверторе при ШИМ формировании синусоидального тока на выходе заключается в определении составляющих потерь IGBT в проводящем состоянии и при коммутации, а также потерь обратного диода.

Потери в IGBT в проводящем состоянии, Вт:

$$P_{SS} = I_{cp} U_{ce(sat)} \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos \Theta \right), \quad (2.16)$$

где $I_{cp} = I_{c \max} / k_1$ — максимальная величина амплитуды тока на выходе инвертора, А; $D = (t_p / T) \approx 0,95$ — максимальная скважность; $\cos \theta = \cos \varphi_H$ — коэффициент мощности (табл. 2.2).

Потери IGBT при коммутации, Вт:

$$P_{SW} = \frac{1}{\pi \sqrt{2}} \frac{(I_{cp} U_{cc})(t_{c(on)} + t_{c(off)}) f_{sw}}{2}, \quad (2.17)$$

где U_{cc} , В — напряжение на коллекторе IGBT, равное напряжению звена постоянного тока U_d ; f_{sw} , Гц, — частота коммутаций ключей, частота ШИМ — f_s .

Суммарные потери IGBT, Вт:

$$P_Q = P_{SS} + P_{SW}. \quad (2.18)$$

Каталожные данные выбранных IGBT и FWD IPM

Таблица 2.3

№ п/п	Наименование	Обозначение	Размерность
1	Максимальное напряжение коллектор-эмиттер IGBT	U_{ce}	В
2	Максимальный ток коллектора	I_c	А
3	Прямое падение напряжения на IGBT в насыщении при нагревом кристалле	$U_{ce(sat)}$	В
4	Продолжительность переходных процессов по цепи коллектора IGBT на замыкание $t_{c(on)}$ и размыкание $t_{c(off)}$ транзистора	$t_{c(on)}$ $t_{c(off)}$	с
5	Прямое падение напряжения на диоде (в проводящем состоянии) при максимальном мгновенном токе	U_{ec}	В
6	Время восстановления запирающих свойств диода	t_{rr}	с
7	Термическое переходное сопротивление корпус (теплопроводящая плита модуля) — охладитель в расчете на одну пару IGBT/FWD	$R_{th(c-f)}$	°С/Вт
8	Термическое переходное сопротивление кристалл (полупроводниковая структура) — корпус для IGBT части модуля	$R_{th(j-c)q}$	°С/Вт
9	Термическое переходное сопротивление кристалл — корпус для FWD части модуля	$R_{th(j-c)d}$	°С/Вт

Потери диода в проводящем состоянии, Вт:

$$P_{DS} = I_{ep} U_{ec} \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos \Theta \right), \quad (2.19)$$

где $I_{ep} \approx I_{cp}$ — максимум амплитуды тока через обратный диод, А; U_{ec} — прямое падение напряжения, В, на диоде (в проводящем состоянии) при I_{ep} .

Потери восстановления запирающих свойств диода, Вт:

$$P_{DR} = \frac{1}{8} (I_{rr} U_{cc} t_{rr} f_{sw}), \quad (2.20)$$

где I_{rr} — амплитуда обратного тока через диод ($\approx I_{cp}$), А; t_{rr} — продолжительность импульса обратного тока, с (типичное значение 0,2 мкс).

Суммарные потери диода, Вт:

$$P_D = P_{DS} + P_{DR}. \quad (2.21)$$

Результирующие потери в IGBT с обратным диодом определяются по формуле, Вт:

$$P_T = P_Q + P_D = P_{SS} + P_{SW} + P_{DS} + P_{DR}. \quad (2.22)$$

Найденные результирующие потери являются основой для теплового расчета инвертора, в ходе которого определяются тип и геометрические размеры необходимого охладителя, а также проверяется тепловой режим работы кристаллов IGBT и обратного диода.

Максимально допустимое переходное сопротивление охладитель-окружающая среда $R_{th(f-a)}$ в расчете на пару IGBT/FWD (транзистор/обратный диод), °С/Вт:

$$R_{th(f-a)} \leq \frac{T_c - T_a}{P_T} - R_{th(c-f)}, \quad (2.23)$$

где $T_a = 45-50$ — температура охлаждающего воздуха, °С; $T_c = 90-110$ — температура корпуса (теплопроводящей плиты модуля), °С; P_T — суммарная рассеиваемая мощность одной парой IGBT/FWD, Вт; $R_{th(c-f)}$ — термическое переходное сопротивление корпус-поверхность теплопроводящей пластины модуля в расчете на одну пару IGBT/FWD, °С/Вт.

Температура кристалла IGBT определяется по формуле, °С

$$T_{jq} = T_c + P_Q R_{th(j-c)q}, \quad (2.24)$$

где $R_{th(j-c)q}$ — термическое переходное сопротивление кристалл-корпус для IGBT части модуля, °С/Вт. При этом должно выполняться неравенство $T_{jq} < 125$ °С.

Температура кристалла обратного диода FWD, °С:

$$T_{jd} = T_c + P_D R_{th(j-c)d}, \quad (2.25)$$

где $R_{th(j-c)d}$ — термическое переходное сопротивление кристалл-корпус для FWD части модуля, °С/Вт. Должно выполняться неравенство $T_{jd} < 125$ °С.

Если $T_j \geq 125$ °С или опасно приближается к этой максимально допустимой температуре кристалла, то нужно улучшить теплоотдачу за счет использования охладителя с меньшей величиной $R_{th(f-a)}$, т.е. задавшись меньшей температурой корпуса T_c .

3. МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

3.1. Алгоритм проектирования модуля

По заданным параметрам сети, выбранной схеме выпрямления, максимальной нагрузке и потерям в инверторе формулы (3.1), (3.2) рассчитываются максимальный рабочий ток по формуле (3.3) и максимальное обратное напряжение диодов или тиристорных (приборов) по формуле (3.4) выпрямителя, определяется тип приборов в модульном исполнении.

При этом учитываются следующие рекомендации: класс приборов выпрямителя определяется с учетом параметров сети и специфики работы ключей IGBT; прямое падение напряжения на приборах выпрямителя соответствует типовому значению при максимальном рабочем токе и максимальной рабочей температуре кристалла; потери коммутации в приборах выпрямителя пренебрежимо малы.

По данным каталогов для выбранных приборов рассчитываются: потери в выпрямителе при номинальной нагрузке с коэффициентом запаса на номинальный ток 1,1—1,2 по формуле (3.5); основной параметр охладителя — максимальное допустимое термическое переходное сопротивление охладитель — окружающая среда для выпрямителя по формуле (3.6); температура кристалла прибора по формуле (3.7), которая не должна превысить +125 °С.

Выбирается тип алюминиевого профиля (см. рис. 4.1), определяется его площадь, участвующая в излучении и конвекции по формулам (4.2), (4.3), находятся коэффициенты по формулам (4.5), (4.6) зависимости (4.8) термического переходного сопротивления профиля от его длины при естественной вентиляции. Итерационным путем находится минимальная длина профиля для естественной вентиляции, которая может быть уменьшена при принудительной вентиляции.

3.2. Расчет выпрямителя

Диодный или нерегулируемый тиристорный выпрямитель рассчитываются по единой методике. Данные каталогов приборов, необходимые в расчете, должны соответствовать табл. 3.1.

Таблица 3.1
Основные каталожные данные приборов выпрямителя

№ п/п	Наименование	Обозначение	Размерность
1	Средний прямой ток прибора	I_{FAV}	А
2	Импульсное повторяющееся обратное напряжение	U_{RRM}	В
3	Прямое падение напряжения на приборе	U_F	В
4	Термическое переходное сопротивление корпус-охладитель на один прибор	$R_{th(c-f)}$	°С/Вт
5	Термическое переходное сопротивление кристалл-корпус для прибора	$R_{th(j-c)}$	°С/Вт

Среднее выпрямленное напряжение, В

$$U_d = k_{cн} U_{л}, \quad (3.1)$$

где $k_{cн} = 1,35$ — для мостовой трехфазной схемы; $k_{cн} = 0,9$ — для мостовой однофазной схемы.

Максимальное значение среднего выпрямленного тока, А:

$$I_{dm} = \frac{\left[\sqrt{3} \left(\frac{I_{c \text{ макс}}}{\sqrt{2}} \right) U_{л} \cos \varphi_{н} + n P_T \right]}{U_d}, \quad (3.2)$$

где n — количество пар IGBT/FWD в инверторе.

Максимальный рабочий ток прибора, А:

$$I_{vm} = k_{cm} I_{dm}, \quad (3.3)$$

где при оптимальных параметрах Г-образного LC-фильтра, установленного на выходе выпрямителя, $k_{cm} = 1,045$ для мостовой трехфазной схемы; $k_{cm} = 1,57$ для мостовой однофазной схемы.

Максимальное обратное напряжение прибора (для мостовых схем), В:

$$U_{vm} = k_3 \sqrt{2} U_{л} k_{н} k_c + \Delta U_n, \quad (3.4)$$

где $k_{н} \geq 1,1$ — коэффициент допустимого повышения напряжения сети; $k_3 \geq 1,15$ — коэффициент запаса по напряжению; $k_c \geq 1,1$ — коэффициент на повышение напряжения при работе «слива»; $\Delta U_n = 100$ В — запас на коммутационные выбросы напряжения в звене постоянного тока.

Приборы выбираются по постоянному рабочему току ($I_{FAV} \geq I_v m$) и по классу напряжения $\left(U_{RRM} \geq \frac{U_v m}{100} \right)$.

Расчет потерь в выпрямителе для установившегося режима работы электропривода ($I_d = I_{dm} / k_1$), В:

$$P_{DV} = m_v k_{cv} U_F \frac{I_{dm}}{k_1}, \quad (3.5)$$

где $k_{cv} = 0,577$ для мостовой трехфазной схемы; $k_{cv} = 0,785$ для мостовой однофазной схемы; m_v — число приборов в схеме.

Тепловой расчет параметров охладителя выпрямителя следует проводить аналогично приведенному выше расчету для инвертора.

Максимально допустимое переходное сопротивление охладитель-окружающая среда $\{R_{th(f-a)}\}$ в расчете на выпрямитель, °С/Вт:

$$R_{th(f-a)} \leq \frac{T_c - T_a}{P_{DV}} - R_{th(c-f)}, \quad (3.6)$$

где $R_{th(c-f)}$ — термическое переходное сопротивление корпус-поверхность охладителя, °С/Вт.

Если не все приборы моста размещены в одном модуле, то необходимо P_{DV} привести к числу приборов, расположенных в одном корпусе.

Температура кристалла, °С:

$$T_{jDV} = T_c + \frac{P_{DV}}{n_D} R_{th(j-c)DV}, \quad (3.7)$$

где $R_{th(j-c)DV}$ — термическое переходное сопротивление кристалл-корпус для одного прибора модуля, °С/Вт; n_D — количество приборов в модуле.

Необходимо, чтобы выполнялось неравенство $T_{jDV} < 140$ °С.

4. РАСЧЕТ ОХЛАДИТЕЛЯ

В основу методики расчета параметров охладителя положены рекомендации, изложенные в [5], которые дополнены в [1].

Предварительно определяется требуемое суммарное переходное тепловое сопротивление охладитель — окружающая среда в расчете

на суммарную мощность, выделяемую всеми устанавливаемыми на данный охладитель силовыми полупроводниковыми приборами (модулями). При установке модулей (выпрямитель, инвертор) на общий охладитель требуемое сопротивление определяется аналогично суммарному сопротивлению при параллельном включении резисторов:

$$R_{th(f-a)} = \frac{R_{th(f-a)1} \cdot R_{th(f-a)2}}{R_{th(f-a)1} + R_{th(f-a)2}}. \quad (4.1)$$

Как правило, на один охладитель удается установить все приборы при мощностях двигателя до 90 кВт. Критерием перехода на применение двух и более охладителей служит длина требуемого профиля охладителя, которая для эффективного использования поверхности профиля не должна превышать одного метра.

Площадь наиболее широко применяемого для рассматриваемых преобразователей частоты охладителя, который изображен на рис. 4.1, участвующая в излучении тепла определяется по формуле:

$$A_{rad} = 2d(b + h), \quad (4.2)$$

где d , b и h — габаритные размеры профиля (рис. 4.1).

Площадь данного охладителя, участвующая в конвекции

$$A_{conv} = 2d[b + m(h - c)], \quad (4.3)$$

где m — число ребер.

Переходное сопротивление излучению тепла равно

$$R_{Q rad} = \frac{\Delta T}{5,1EA_{rad} \left[\left(\frac{T_c}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_a}{100} \right)^4 \right]}, \quad (4.4)$$

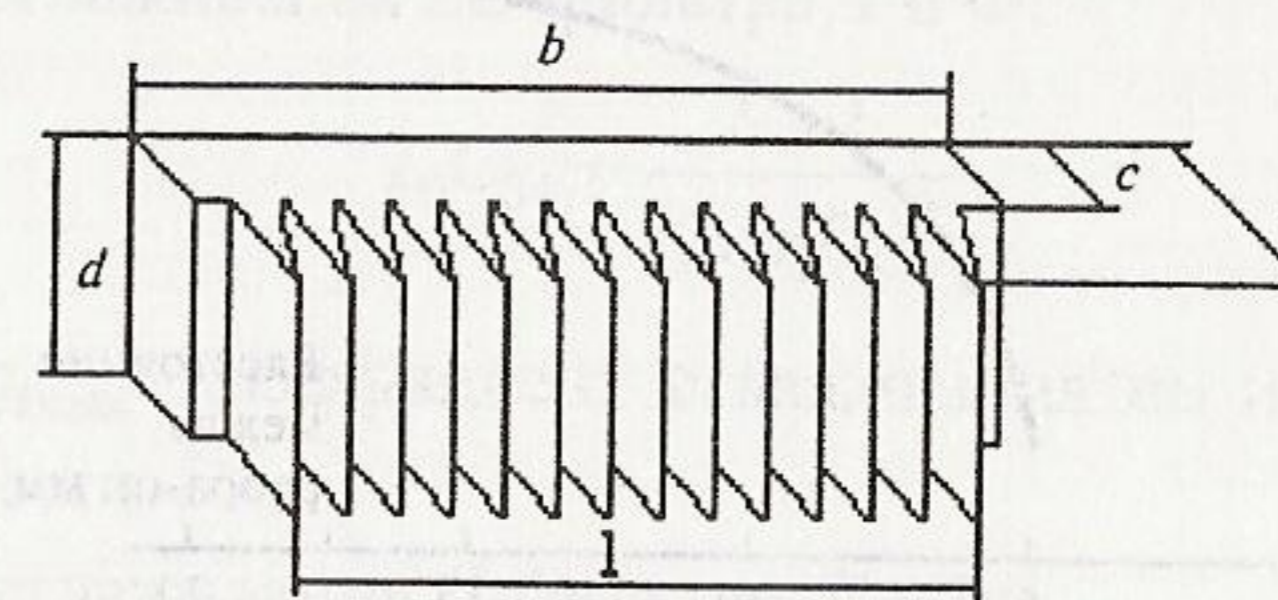


Рис. 4.1. Охладитель (гребенка)

где T_c — температура поверхности охладителя, в К; T_a — температура окружающего воздуха в К; $\Delta T = T_c - T_a$; E — коэффициент излучения поверхности (0,8 — для алюминия).

Переходное температурное сопротивление теплопередачи конвекцией (при $d < 1$ м):

$$R_{Q\ conv.} = \frac{1}{1,34 A_{conv} F_{red}} \left(\frac{d}{\Delta T} \right)^{0,25}, \quad (4.5)$$

где F_{red} — коэффициент ухудшения теплоотдачи (конвекции) [6] при расстоянии между ребрами охладителя менее 20 мм, график зависимости F_{red} от расстояния между ребрами дан на рис. 4.2.

Переходное температурное сопротивление охладитель — окружающая среда при естественном охлаждении:

$$R_{th(f-a)} = \frac{R_{Q\ rad} R_{Q\ conv}}{R_{Q\ rad} + R_{Q\ conv}}. \quad (4.6)$$

Подстановка выражений (4.4) и (4.5) в (4.6) позволяет для данного типа охладителя получить следующую зависимость:

$$R_{th(f-a)} = \frac{B \cdot C \cdot d^{0,25}}{A \cdot d \cdot (C + B \cdot d^{0,25})} = f(d), \quad (4.7)$$

где A, B, C — коэффициенты:

$$A = F_{red} (b+h) [(T_c / 100)^4 - (T_a / 100)^4] \cdot [b+m(h-c)];$$

$$B = (b+h) [(T_c / 100)^4 - (T_a / 100)^4] / \Delta T^{0,25};$$

$$C = 2,68 F_{red} [b + m(h-c)] \Delta T.$$

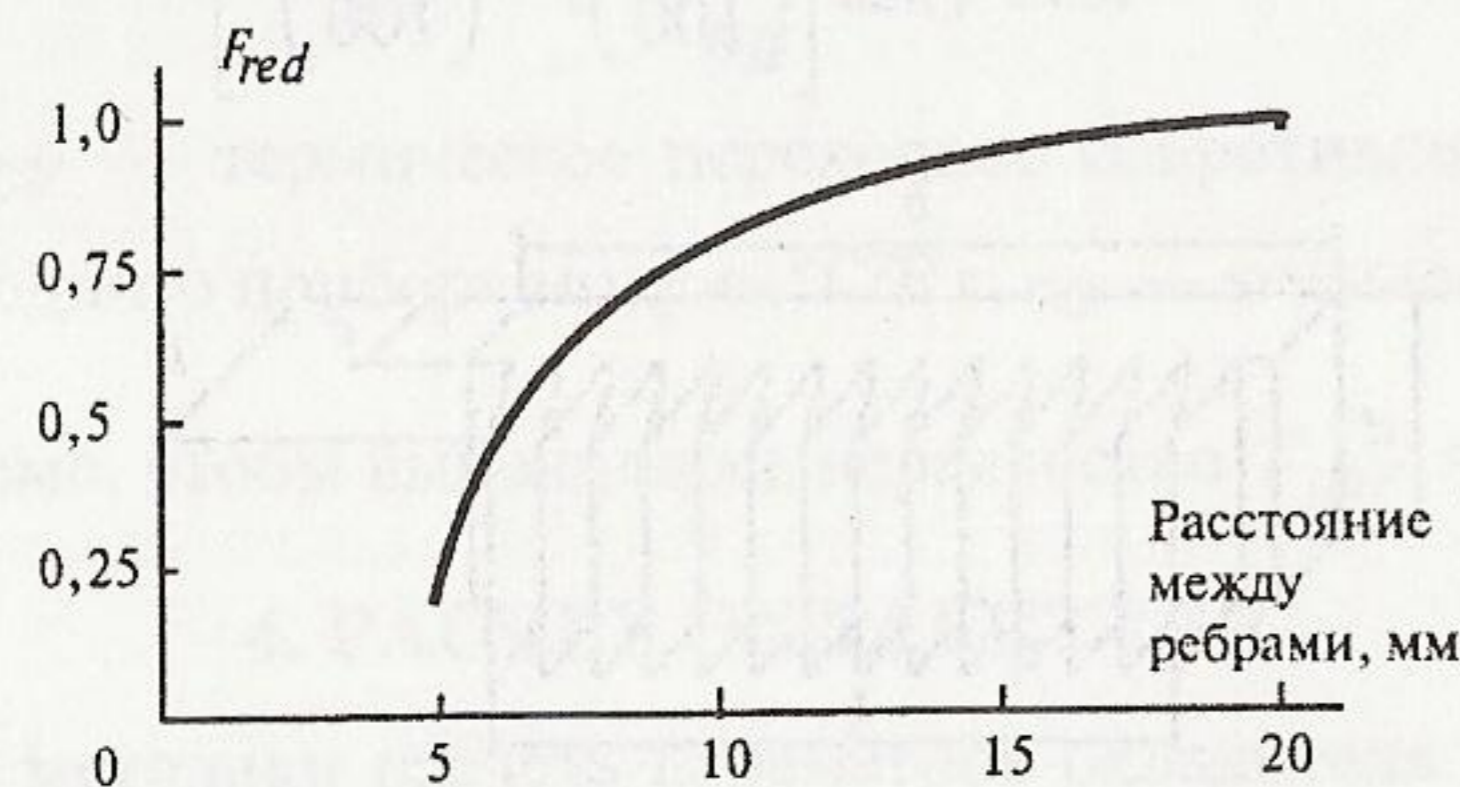


Рис. 4.2. Зависимость коэффициента F_{red} ухудшения конвекции от расстояния между ребрами охладителя

Таким образом, температурное сопротивление при прочих неизменных условиях является нелинейной функцией длины охладителя d при расположении ребер вертикально.

Для конкретного типа охладителя требуется рассчитать зависимость $R_{th(f-a)} = f(d)$ и выбрать d такой величины, чтобы температурное сопротивление было не более расчетного значения формулы (4.1) для всех приборов, установленных на охладителе. Например, для преобразователя частоты на мощность двигателя 55 кВт $R_{th(f-a)} \approx 0,03$ °С/Вт, а на мощность двигателя 2,2 кВт — $R_{th(f-a)} \approx 0,8$ °С/Вт.

Ряд фирм, производителей профилей для охладителей, дают на свою продукцию зависимости $R_{th(f-a)} = f(d)$ или величины $R_{th(f-a)}$ на единицу длины профилей, а также зависимости $R_{th(f-a)}$ от скорости охлаждающего воздуха. При скорости охлаждающего воздуха 3 м/с тепловое переходное сопротивление уменьшается в среднем в 1,7—2 раза.

5. РАСЧЕТ СГЛАЖИВАЮЩЕГО ФИЛЬТРА

Коэффициент пульсаций на входе фильтра (отношение амплитуды переменной составляющей 1-й гармоники напряжения к среднему значению):

$$q_{1вх} = \frac{2}{m^2 - 1}, \quad (5.1)$$

где m — пульсность схемы выпрямления ($m = 6$ для трехфазной мостовой схемы, $m = 2$ для однофазной мостовой схемы).

Параметр сглаживания LC-фильтра, Гн·Ф:

$$L_0 C_{01} = \frac{S + 1}{(2\pi m f_S)^2}, \quad (5.2)$$

где $S = q_{1вх} / q_{1вых}$ коэффициент сглаживания по первой гармонике; f_S — частота сети, Гц.

Параметр сглаживания C-фильтра, Гн·Ф:

$$L_S C_{02} = \frac{S + 1}{(2\pi m f_S)^2}, \quad (5.3)$$

где L_S — индуктивность сети, приведенная к звену постоянного тока, Гн. Значения коэффициента сглаживания S лежат в диапазоне от 3 до 12.

Индуктивность дросселя LC -фильтра для обеспечения коэффициента мощности на входе выпрямителя $k_M = 0,95$ в [4] определяется из следующих условий, Гн:

$$L_0 \geq 3L_{0\min}; \quad (5.4)$$

$$L_{0\min} \approx \frac{0,013U_{\text{л}}}{2\pi f_S I_d}. \quad (5.5)$$

В [2] был сделан вывод о том, что в трехфазных инверторах с ШИМ по синусоидальному закону реактивная энергия практически полностью скомпенсирована по выходной частоте. Это означает, что k_M зависит, без учета запаздывания открывания диодов (тиристоров), только от индуктивности фильтра L_0 и индуктивности питающей сети L_S , зависимость $k_M = f(L_0/L_{0\min})$ для трехфазного мостового выпрямителя приведена на рис. 5.1.

Из рис. 5.1 видно, что для обеспечения $k_M = 0,95$ необходимо иметь индуктивность дросселя фильтра $L_0 \approx 3L_{0\min}$.

Емкость конденсаторов необходимая для протекания реактивного тока нагрузки инвертора находится из выражения [2], Ф:

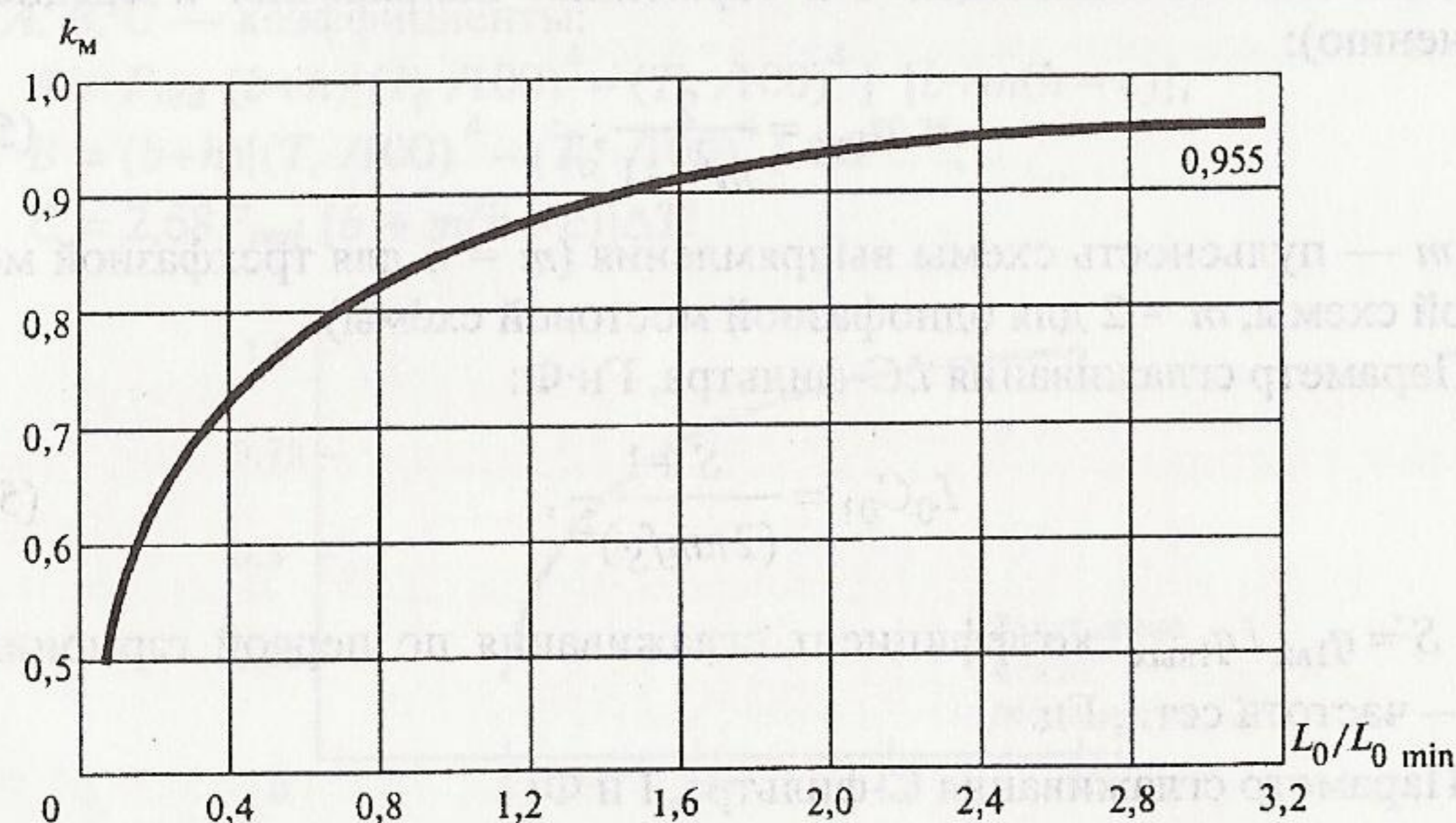


Рис. 5.1. Зависимость $k_M = f(L_0/L_{0\min})$ для трехфазного мостового выпрямителя

$$C_{03} = \frac{\sqrt{3}I_{1m} \sin^2\left(\frac{\varphi_1}{2} - \frac{\pi}{12}\right)}{2U_d f_{sw} q_1}, \quad (5.6)$$

где I_{1m} — амплитудное значение тока в фазе двигателя, А; φ_1 — угол сдвига между первой гармоникой фазного напряжения и фазного тока; q_1 — коэффициент пульсаций напряжения, обусловленный работой инвертора.

После выбора фильтра типа (LC или C) рассчитывается емкость конденсаторов C_{01} или C_{02} и сравнивается с емкостью C_{03} , рассчитанной по формуле (5.6). Для практической реализации фильтра используют конденсаторы с наибольшим значением емкости C_{0i} ($i = 1, 2$ или 3).

Амплитуда тока через конденсаторы фильтра на частоте пульсаций выпрямленного тока (по первой гармонике) равна, А:

$$I_{Cm} = q_{1\text{вых}} U_d 2\pi m f_S C_{0i}. \quad (5.7)$$

Далее в зависимости от величины C_{0i} и амплитуды тока формируется батарея конденсаторов с емкостью не менее C_{0i} и допустимым по амплитуде током более I_{0im} , напряжением не менее 800 В для трехфазной мостовой схемы или 400 В для однофазной мостовой схемы выпрямителя. Запас по току берется в зависимости от требуемого ресурса работы инвертора.

6. ВЫБОР СХЕМЫ И РАСЧЕТ СНАББЕРА

Так как IGBT коммутируется с высокой скоростью, то напряжение коллектор-эмиттер имеет импульсный выброс при запираии транзистора и может достичь критического значения, способного вызвать пробой либо коллектора, либо затвора транзистора (последнее возможно, если индуктивность цепей управления IGBT велика). Чтобы минимизировать превышение напряжения (перенапряжение) и предотвратить аварию IGBT требуется установка снаббера (демпфирующей цепи). Схемы снабберов и их особенности рассмотрены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Схемы снабберов

№ п/п	Схема	Особенности
1		1. Малое число элементов 2. Короткий провод снаббера 3. Большие пульсации тока через электролитический конденсатор
2		1. Малое число элементов 2. Низкие потери мощности 3. Подходит для средней и малой емкости конденсатора
3		1. Большое число элементов 2. Средние потери мощности 3. Подходит для большой емкости конденсатора

Конденсатор для указанных схем необходимо выбирать с хорошими высокочастотными характеристиками, малой собственной индуктивностью, высокими допустимыми импульсными токами и малым тангенсом угла потерь.

Величина емкости конденсатора снаббера определяется амплитудой второго броска напряжения $\Delta U'$ (рис. 6.1), который не должен превышать 20—25 В. Учитывая, что индуктивность проводов между электролитическим конденсатором и IGBT модулем L_1 , а отключаемый ток I_C , выражение для расчета емкости представляется в виде:

$$C \approx L_1 \left(\frac{I_C}{\Delta U'} \right)^2. \quad (6.1)$$

Хотя емкость конденсатора снаббера определяется величиной L_1 и может быть рассчитана по формуле (6.1), окончательно уточнить C можно, практически установив модуль и определив перенапряжение. Типичные значения емкости снаббера составляют 0,5—1 мкФ на 100 А коммутируемого транзистором IGBT тока.

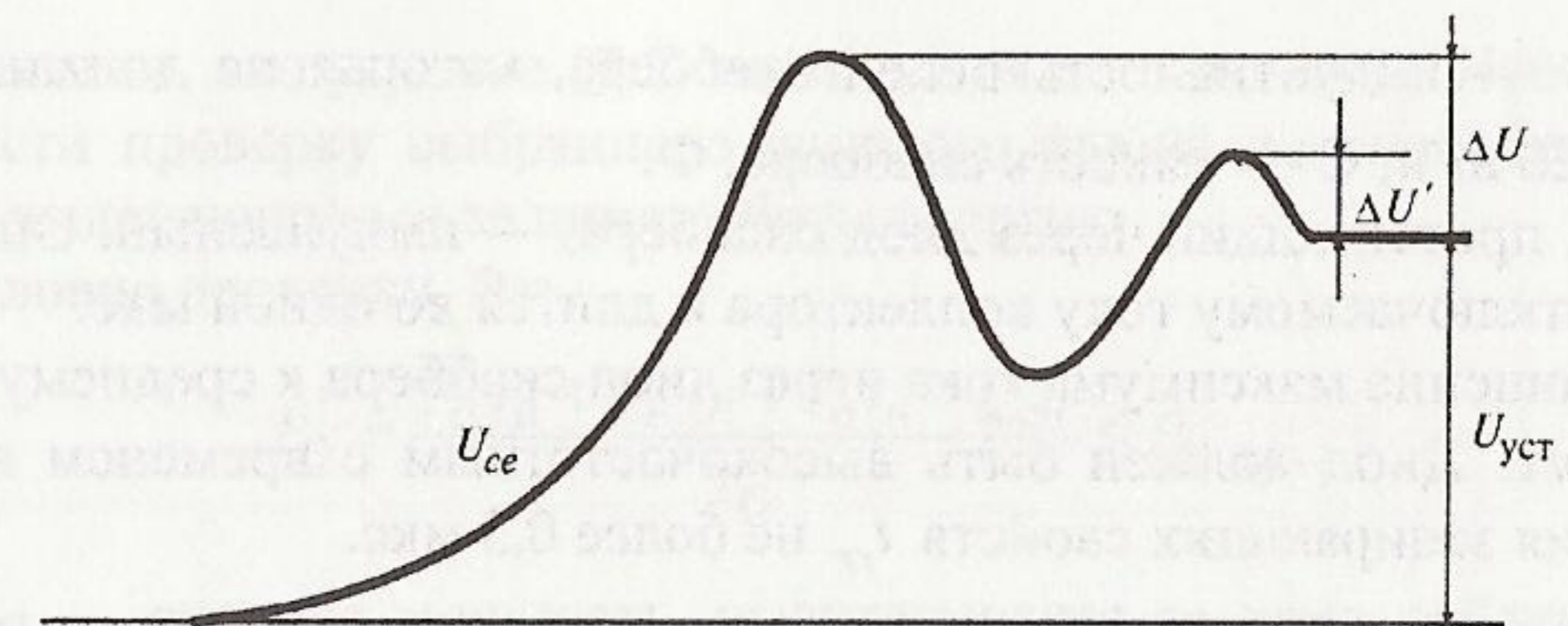


Рис. 6.1. Зависимость напряжения на коллекторе IGBT при его заперении

Величина ΔU зависит от многих факторов, она не должна превышать 50—60 В. Так для схем из табл. 6.1 можно отметить следующее: бросок напряжения ΔU (рис. 6.1) при размыкании IGBT определяется как параметрами схемы, так и характеристиками IGBT, поэтому ΔU не может быть выражен математически; ΔU зависит от индуктивности L_1 проводов между электролитическим конденсатором и снаббером (L_1 не должна быть более 200 нГн); ΔU существенно зависит от индуктивности L_2 цепей снаббера (L_2 не должна быть более 20 нГн); ΔU незначительно зависит от резистора на входе затвора и от температуры; ΔU не определяется практически величиной емкости снаббера.

Следовательно, для ограничения ΔU важно ограничить индуктивности L_1 и L_2 за счет ограничения длины проводов, шинного или печатного широкого проводника, бифилярного монтажа.

Сопротивление резистора зависит от емкости конденсатора C и частоты коммутации IGBT f_{sw} . Расчетные формулы для выбора мощности резисторов цепей снабберов, приведенных в табл. 6.1 схем, имеют следующий вид:

Схемы 2 и 3:

$$P = 0,5C\Delta U^2 f_{sw}, \text{ Вт}, \quad (6.2)$$

где ΔU — перенапряжение (рис. 6.1), В.

Выбор величины сопротивления производится из условия минимума колебаний тока коллектора при замыкании IGBT, Ом:

$$R \geq 2\sqrt{\frac{L_2}{C}}, \quad (6.3)$$

где L_2 — индуктивность цепей снаббера, которая не должна быть более 20 нГн; C — емкость снаббера, Ф.

Ток, протекающий через диод снаббера, — импульсный. Он почти равен отключаемому току коллектора и длится до одной мкс.

Отношение максимума тока через диод снаббера к среднему около $(20 \div 50)/1$. Диод должен быть высокочастотным с временем восстановления запирающих свойств t_{rr} не более 0,3 мкс.

7. МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ МОДУЛЯ КОММУТАТОРА — ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

7.1. Выбор силовых полупроводниковых приборов в схемах коммутаторов и импульсных преобразователей

Силовые ключи

В качестве силовых ключей используются биполярные транзисторы с изолированным затвором — IGBT. Методика расчета их параметров изложена в [6, 7].

Выбор силовых ключей проводится по двум условиям:

$$U_{ce \max} + \Delta U_Q \leq U_{ce \text{ ном}}, \quad (7.1)$$

$$I_{c \max} \leq I_{c \text{ ном}}, \quad (7.2)$$

где $U_{ce \max}$ — максимальное значение напряжения между коллектором и эмиттером силового ключа без учета коммутационного перенапряжения; ΔU_Q — максимально допустимое коммутационное перенапряжение на ключе (для расчета принимается равным 100 В); $U_{ce \text{ ном}}$ — номинальное значение напряжения между коллектором и эмиттером силового ключа (каталожные данные); $I_{c \max}$ — максимальное значение тока через силовой ключ; $I_{c \text{ ном}}$ — номинальный (постоянный) ток коллектора силового ключа при температуре теплопроводящей пластины корпуса IGBT (отдельного или в модуле) $T_{c \text{ кат}}$, °С, (каталожные данные).

Отметим, что условие (7.2) не является достаточным. Необходимо провести проверку выбранного силового ключа по способности отвести выделяющуюся за цикл работы энергию.

Условие проверки, Вт:

$$P_Q = \frac{P_B t_B + P_P t_P + P_O t_O + Q_{сн}}{T_Q} \leq P_{Q \max}, \quad (7.3)$$

где P_Q — средняя мощность, выделяющаяся за цикл работы IGBT; $P_B t_B$, $P_P t_P$ и $P_O t_O$ — энергия, выделяющаяся в период включения, замкнутого состояния (работы) и отключения силового ключа, Дж; $Q_{сн}$ — энергия, выделяющаяся в период включения силового ключа при наличии снабберной цепи, Дж; t_B , t_P и t_O — интервалы включения, открытого состояния и отключения, с; T_Q — период работы IGBT, с; $P_{Q \max}$ — максимальное значение мощности, которое способен отвести корпус IGBT при температуре теплопроводящей пластины корпуса $T_{c \text{ кат}}$.

В случае, если выбранная при расчете температура теплопроводящей пластины корпуса IGBT T_c не совпадает с температурой $T_{c \text{ кат}}$, при которой указано значение $P_{Q \max}$, проверку следует проводить из условия не превышения температуры кристалла максимально допустимого значения.

Условие проверки:

$$T_{jq} = T_c + P_Q \cdot R_{th(j-c)q} \leq T_{jq \max}, \quad (7.4)$$

где T_{jq} — расчетная температура кристалла, град; $T_{jq \max}$ — максимально допустимая температура кристалла (каталожные данные); $R_{th(j-c)q}$ — термическое переходное сопротивление «кристалл-теплопроводящая пластина корпуса IGBT» (или IGBT части силового модуля) (каталожные данные), °С/Вт.

На рис. 7.1 приведен приблизительный вид процессов, проходящих за один цикл работы силового ключа.

В соответствии с графиками:

$$P_B t_B \approx \frac{1}{2} U_{ce \max} I_{c \max} t_B, \quad (7.5)$$

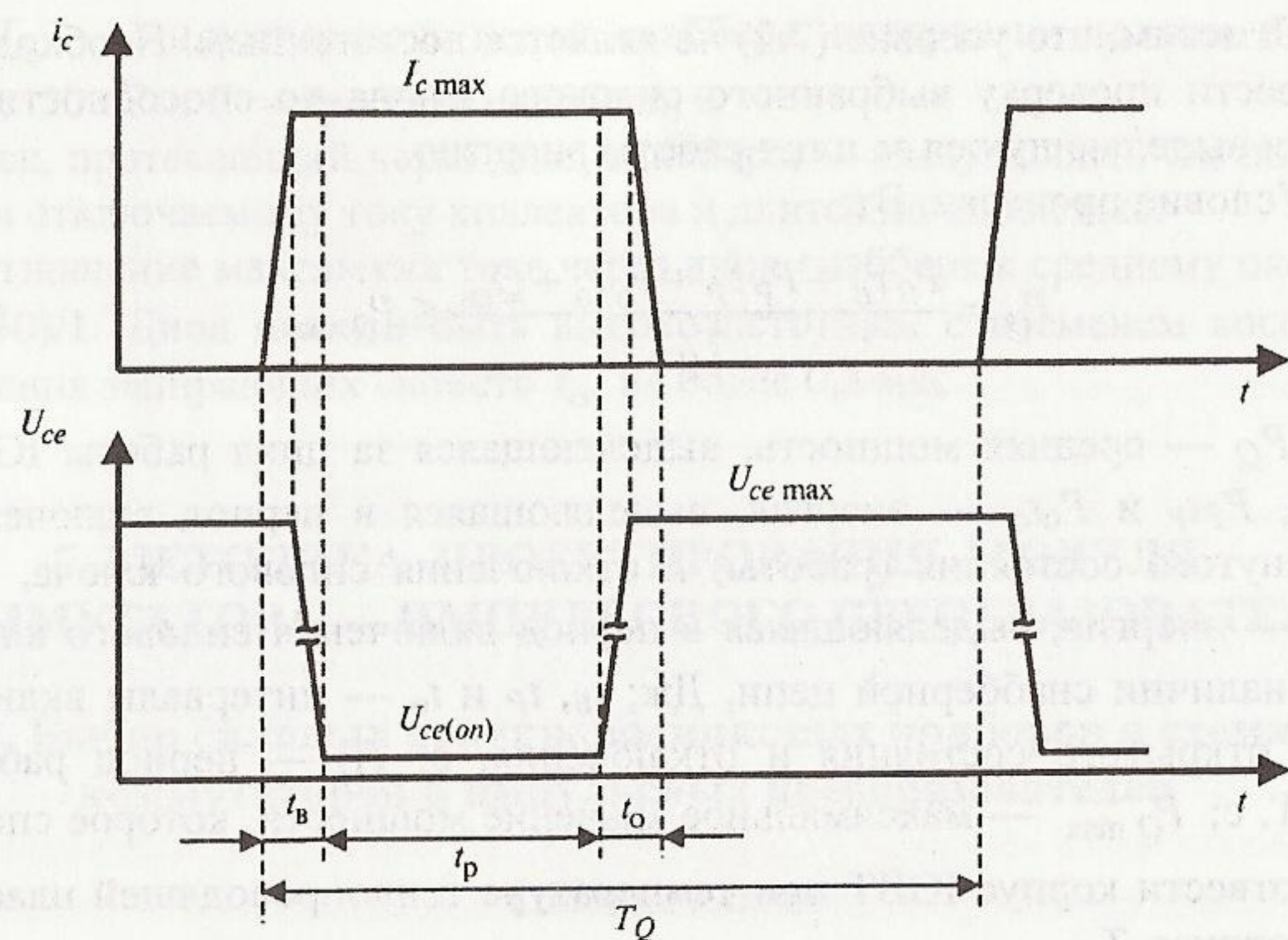


Рис. 7.1. Процессы, происходящие за один цикл работы силового ключа

$$P_{O}t_{O} \approx \frac{1}{2} U_{ce \max} I_{c \max} t_{O}, \quad (7.6)$$

$$P_{P}t_{P} = U_{ce(on)} I_{c \max} t_{P}, \quad (7.7)$$

где $U_{ce(on)}$ — прямое падение напряжения на IGBT в открытом состоянии при $I_{c \max}$ и $T_{j \max}$ (каталожные данные).

Для мостовой схемы преобразователя $U_{ce \max} = U_d$.

Довольно часто в каталогах не указываются величины t_B и t_O .

Основными временными характеристиками переключения IGBT, которые обычно доступны, являются приведенные на рис. 7.2: $t_{d(on)}$ — интервал времени включения — от уровня напряжения на затворе силового ключа U_G (10 %) до уровня тока коллектора 10 %; t_r — время нарастания тока коллектора от 10 % до 90 %;

$t_{d(off)}$ — интервал времени отключения — от уровня напряжения на затворе силового ключа 90 % до уровня тока коллектора 90 % (для силовых модулей — до 10 % напряжения коллектор-эмиттер); t_f — время спада тока коллектора от 90 до 10 %.

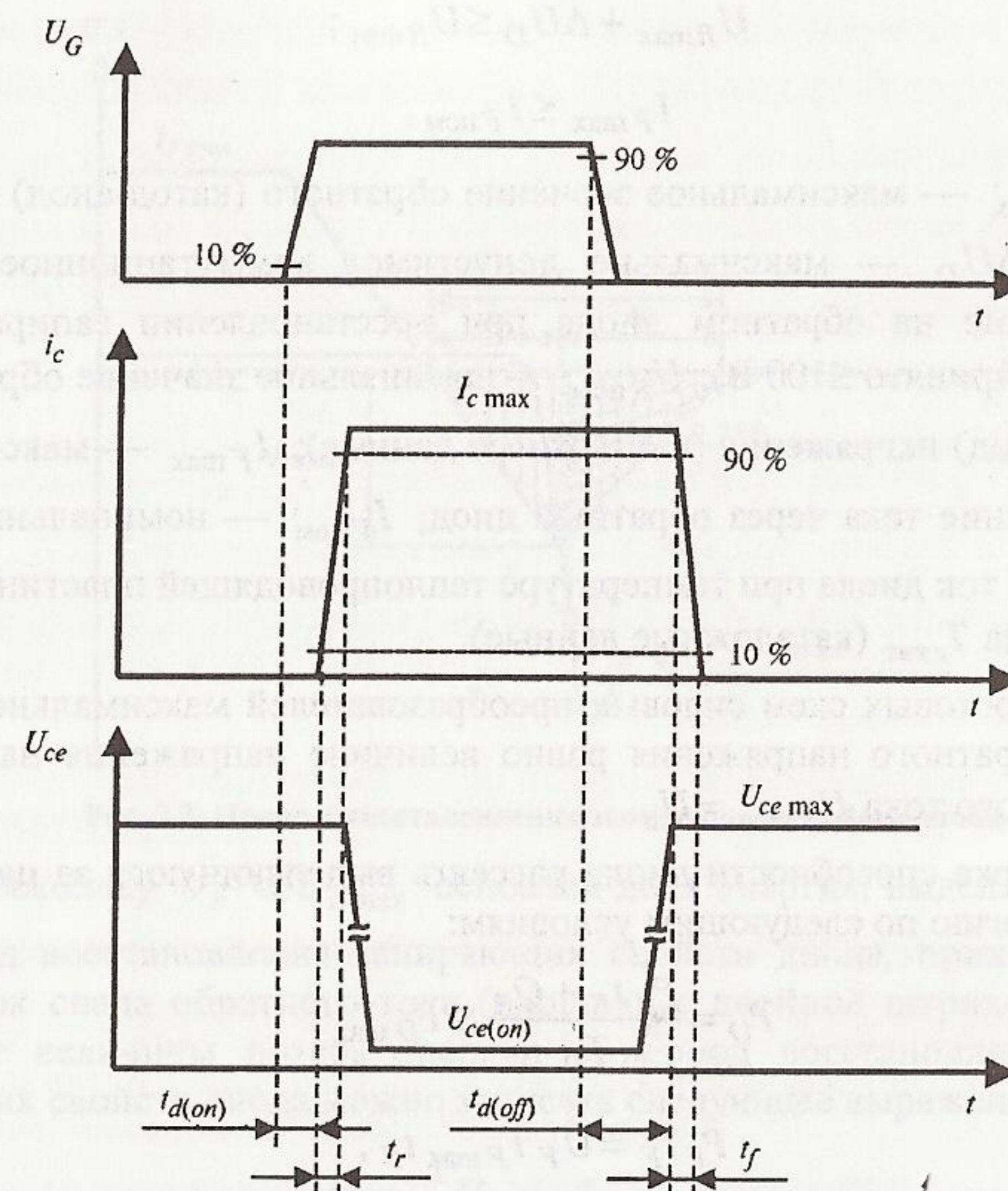


Рис. 7.2. Основные характеристики переключения IGBT

В этом случае для расчета будем приближенно считать

$$t_B \approx 2 t_r; \quad (7.8)$$

$$t_O \approx 2 t_f. \quad (7.9)$$

Проверку силового ключа по формуле (7.3) или (7.4) следует проводить для самого тяжелого режима работы силовых ключей.

Обратные диоды

В качестве обратных диодов (FWD) используются быстровосстанавливающиеся диоды. Методика расчета их параметров изложена в [6, 7].

Выбор обратных диодов проводится по двум условиям:

$$U_{R\max} + \Delta U_D \leq U_{R\text{ном}}; \quad (7.10)$$

$$I_{F\max} \leq I_{F\text{ном}}, \quad (7.11)$$

где $U_{R\max}$ — максимальное значение обратного (катод-анод) напряжения; ΔU_D — максимально допустимое коммутационное пере-напряжение на обратном диоде при восстановлении запирающих свойств (принято ≤ 100 В); $U_{R\text{ном}}$ — номинальное значение обратного (катод-анод) напряжения (каталожные данные); $I_{F\max}$ — максимальное значение тока через обратный диод; $I_{F\text{ном}}$ — номинальный постоянный ток диода при температуре теплопроводящей пластины корпуса диода $T_{\text{скаг}}$ (каталожные данные).

Для мостовых схем силовых преобразователей максимальное значение обратного напряжения равно величине напряжения на звене постоянного тока $U_{R\max} = U_d$.

Проверка способности диода рассеять выделяющуюся за цикл работы энергию по следующим условиям:

$$P_D = \frac{P_F t_F + Q_R}{T_D} \leq P_{D\max}, \quad (7.12)$$

$$P_F t_F = U_F I_{F\max} t_F, \quad (7.13)$$

где P_D — средняя мощность, выделяющаяся за цикл работы обратного диода; $P_F t_F$ — энергия, выделяющаяся на интервале проводящего состояния; Q_R — энергия, выделяющаяся в период восстановления запирающих свойств диода, Дж; t_F — интервал проводящего состояния; T_D — период работы обратного диода; $P_{D\max}$ — максимальное значение мощности, которую способен отвести корпус обратного диода при температуре корпуса $T_{\text{скаг}}$ (каталожные данные); U_F — прямое падение напряжения на обратном диоде в проводящем состоянии при $I_{F\max}$ и $T_{j\max}$ (каталожные данные).

На рис. 7.3 приведен вид процессов, проходящих на этапе восстановления запирающих свойств диода. Штриховкой показана величина Q_R .

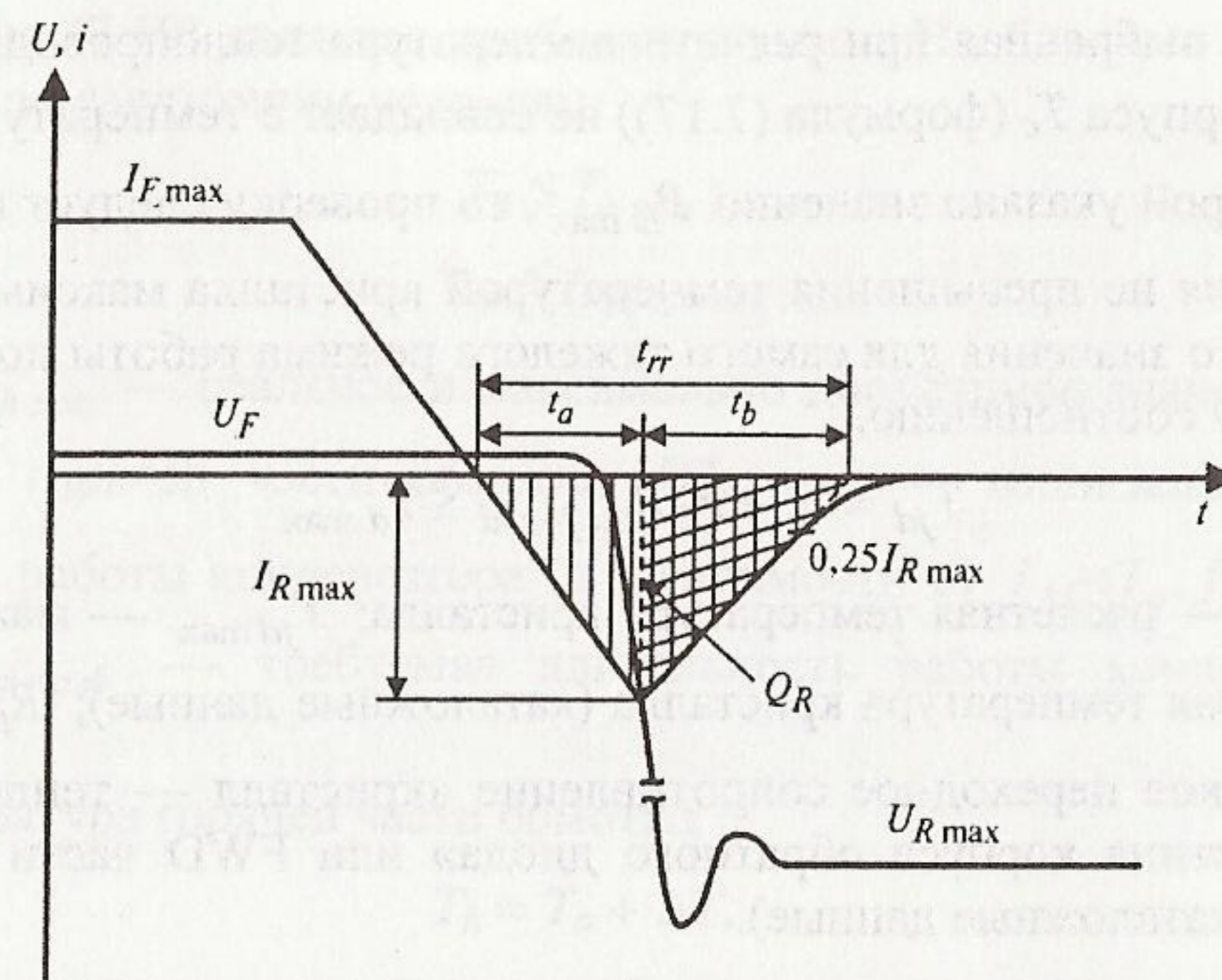


Рис. 7.3. Процесс восстановления запирающих свойств диода

Поскольку $U_F \ll U_{R\max}$ основная доля энергии, выделяющаяся в период восстановления запирающих свойств диода, приходится на участок спада обратного тока (площадь с двойной штриховкой), то расчет величины потерь энергии в период восстановления запирающих свойств диода можно записать следующее выражение

$$Q_R \approx \frac{1}{2} U_{R\max} I_{R\max} t_b, \quad (7.14)$$

где $I_{R\max}$ — амплитуда обратного тока через диод на интервале восстановления запирающих свойств диода (каталожные данные); t_b — длительность участка спада обратного тока (каталожные данные).

В случае, если параметр t_b недоступен, будем считать

$$t_b \approx \frac{1}{2} t_{rr}, \quad (7.15)$$

$$Q_R \approx \frac{1}{4} U_{R\max} I_{R\max} t_{rr}, \quad (7.16)$$

где t_{rr} — длительность периода восстановления запирающих свойств диода (каталожные данные).

Если выбранная при расчете температура теплопроводящей пластины корпуса T_c (формула (7.17)) не совпадает с температурой $T_{c\text{кат}}$, при которой указано значение $P_{D\text{max}}$, то проверку следует проводить из условия не превышения температурой кристалла максимально допустимого значения для самого тяжелого режима работы по нижеследующему соотношению.

$$T_{jd} = T_c + P_D R_{th(j-c)d} \leq T_{d\text{max}}, \quad (7.17)$$

где T_{jd} — расчетная температура кристалла; $T_{jd\text{max}}$ — максимально допустимая температура кристалла (каталожные данные); $R_{th(j-c)d}$ — термическое переходное сопротивление «кристалл — теплопроводящая пластина корпуса обратного диода» или FWD части силового модуля (каталожные данные).

7.2. Выбор конденсаторов фильтра в схемах коммутаторов и импульсных преобразователей

Выбор конденсатора фильтра проводится по двум условиям [4, 8]:

$$U_{\text{max}} + \Delta U_k \leq U_{\text{ном}}; \quad (7.18)$$

$$I_{AC}(T_a, f_p) \leq I_{AC\text{ном}}(T_a, f_p), \quad (7.19)$$

где U_{max} — максимальное значение рабочего напряжения на конденсаторе с учетом повышения напряжения в генераторных режимах двигателя; ΔU_k — запас на коммутационные выбросы, который должен быть не менее 100 В; $U_{\text{ном}}$ — номинальное значение рабочего напряжения конденсатора (каталожные данные); T_a — температура окружающей среды, °С; f_p — рабочая частота, Гц; $I_{AC}(T_a, f_p)$ — амплитудное значение тока через конденсатор при температуре окружающей среды T_a и рабочей частоте f_p ; $I_{AC\text{ном}}(T_a, f_p)$ — номинальное амплитудное значение тока через конденсатор при температуре окружающей среды T_a и рабочей частоте f_p (каталожные данные).

Обычно в каталоге указываются значения $I_{AC\text{ном}}$ при некоторых типовых параметрах $T_{a\text{тип}}$ и $f_{p\text{тип}}$, которые не являются номинальными или максимальными.

Условие (7.19) является приблизительным. Необходимо провести проверку по следующим условиям:

$$T_h \leq T_{h\text{доп}}; \quad (7.20)$$

$$\tau_{op} \leq \tau_{op\text{треб}}, \quad (7.21)$$

где T_h , $T_{h\text{доп}}$ — реальное и максимально допустимое значение температуры горячей части обмотки, °С; τ_{op} — минимальная длительность работы конденсатора (в зависимости от $I_{AC}(T_a, f_p)$ и T_a), тыс.ч; $\tau_{op\text{треб}}$ — требуемая длительность работы конденсатора, тыс.ч.

Температура горячей части обмотки

$$T_h = T_a + \Delta T, \quad (7.22)$$

где ΔT — перегрев горячей части обмотки по отношению к температуре окружающей среды, °С.

Перегрев горячей части обмотки

$$\Delta T = P_{loss} \cdot R_{th}, \quad (7.23)$$

где P_{loss} — мощность потерь, Вт; R_{th} — термическое переходное сопротивление «горячая часть обмотки — окружающая среда», °С/Вт.

Термическое переходное сопротивление

$$R_{th} = R_{th\text{hc}} + R_{th\text{ca}}, \quad (7.24)$$

где $R_{th\text{hc}}$ — термическое переходное сопротивление «горячая часть обмотки — корпус», °С/Вт; $R_{th\text{ca}}$ — термическое переходное сопротивление «корпус — окружающая среда», °С/Вт.

Температура корпуса конденсатора T_c , °С, находится следующим образом:

$$T_c = T_h - P_{loss} \cdot R_{th\text{hc}}. \quad (7.25)$$

Мощность потерь определяется исходя из действующего значения тока через конденсатор

$$P_{loss} = R_{ESR}(f_p, T_h) I_{rms}^2(f_p), \quad (7.26)$$

где $R_{ESR}(f_p, T_h)$ — эквивалентное сопротивление конденсатора при температуре горячей части обмотки T_h и рабочей частоте f_p , Ом;

$I_{rms}(f_p)$ — действующего значения тока через конденсатор при рабочей частоте f_p , А.

Обычно в каталоге указываются значения $R_{ESR}(f_{p\text{тип}}, T_{h\text{тип}})$ при некоторых типовых параметрах $T_{h\text{тип}}$ и $f_{p\text{тип}}$.

Эквивалентное сопротивление конденсатора при температуре горячей части обмотки T_h и рабочей частоте f_p определяется как

$$R_{ESR}(f_p, T_h) = R_{ESR}(f_{p\text{тип}}, T_{h\text{тип}}) k(f_p, T_{h\text{тип}}) k(f_{p\text{тип}}, T_h), \quad (7.27)$$

где $k(f_p, T_{h\text{тип}})$ и $k(f_{p\text{тип}}, T_h)$ — поправочные коэффициенты (каталожные данные).

Если присутствуют несколько рабочих частот f_{pi} , то расчет мощности потерь ведется по каждой рабочей частоте и формула (7.26) преобразуется к виду

$$P_{loss} = \sum_i R_{ESR}(f_{pi}, T_h) \cdot I_{rms}^2(f_{pi}). \quad (7.28)$$

В большинстве случаев производителями конденсаторов минимальная длительность работы конденсатора L_{op} приводится как функция

$$L_{op} = k_d \tau_{op}(k_{AC}, T_a), \quad (7.29)$$

$$k_{AC} = \frac{I_{AC}(T_a, 100)}{I_{AC\text{ном}}(T_{a\text{мах}}, 100)}, \quad (7.30)$$

где $I_{AC}(T_a, 100)$ — амплитудное значение тока через конденсатор при температуре окружающей среды T_a и рабочей частоте $f_p = 100$ Гц, который требуется определить; $I_{AC\text{ном}}(T_{a\text{мах}}, 100)$ — номинальное амплитудное значение тока через конденсатор при температуре окружающей среды $T_{a\text{мах}}$ и частоте $f_{p\text{тип}} = 100$ Гц (каталожные данные); k_d — поправочный коэффициент, зависящий от диаметра корпуса конденсатора (каталожные данные).

Для приведения амплитудного значения тока через конденсатор при рабочей частоте $I_{AC}(T_a, f_p)$ к амплитудному значению при частоте $f_{p\text{тип}} = 100$ Гц используется поправочный коэффициент k_f (каталожные данные)

$$I_{AC}(T_a, 100) = \frac{I_{AC}(T_a, f_p)}{k_f}.$$

При наличии несколько рабочих частот f_{pi} формула (7.31) принимает вид

$$I_{AC}(T_a, 100) = \sqrt{\sum_i \left(\frac{I_{AC}(T_a, f_{pi})}{k_{fi}} \right)^2}. \quad (7.31)$$

Значение $\tau_{op}(k_{AC}, T_a)$ берется по каталожным данным на основании коэффициента k_{AC} и температуры окружающей среды T_a .

В некоторых случаях вместо функции (7.29) указывается $\tau_{op} = \tau_{op}(T_h)$ [10].

8. ВЫБОР СИЛОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ВИП

Вентильно-индукторный двигатель (ВИД) с самоподмагничиванием имеет пассивный зубчатый ротор и зубчатый статор с сосредоточенными катушками. Самоподмагничивание данной ВИМ осуществляется за счет средней составляющей однополярных импульсов тока, поступающих на сосредоточенные обмотки статора от силового коммутатора.

Принцип работы таких приводов заключается в следующем. При подаче с помощью силового коммутатора на одну из фаз напряжения звена постоянного тока протекающий через нее ток возбуждает в области зазора поле. Под действием электромагнитных сил несимметричный ротор поворачивается, стремясь к согласованному положению между зубцами статора и ротора. В момент подхода к согласованному положению предыдущей фазы коммутируется следующая фаза, ротор поворачивается вновь. Возникает непрерывное вращение.

Само название вентильно-индукторного привода подразумевает работу в вентильном режиме — режиме автокоммутации по сигналам о положении ротора. В этом режиме скорость вращения ВИД будет зависеть от уровня напряжения на звене постоянного тока, который будет определять частоту коммутации силовых ключей.

Форма тока фаз имеет трапецеидальную форму. Ограничение тока фазы производится коммутатором, работающим в режиме широтно-импульсного регулирования.

Исходные данные для расчета параметров коммутатора ВИП

Необходимые и достаточные исходные данные для расчета параметров коммутатора ВИП сведены в табл. 8.1.

Таблица 8.1

Основные исходные данные для расчета коммутатора ВИП

№ п/п	Наименование параметра, размерность	Обозначение
<i>Параметры двигателя</i>		
1	Номинальная мощность, кВт	P_n
2	Номинальная частота вращения ротора, 1/сек.	ω_R
3	Число пар полюсов	p
4	Число зубцов статора	N_S
5	Число зубцов ротора	N_R
6	Номинальное напряжение питания, В	U_d
7	Допустимый действующий ток фазы, А	$I_{ф.д}$
8	Фазный ток насыщения зубцового слоя, А	$I_{нас}$
9	Индуктивность фазы в согласованном положении зубцов ротора и статора, Гн	$L_{ф\ max}$
10	Коэффициент отношения магнитных проводимостей в согласованном и рассогласованном положении зубцов	k_λ
11	Активное сопротивление фазы статора, Ом	R_ϕ
<i>Параметры питающей сети</i>		
12	Род тока	«-»; «~»
13	Число фаз	1ф; 3ф
14	Действующее напряжение (постоянное; фазное; линейное), В	$U_d; U_\phi; U_\Delta$
<i>Основной параметр окружающей среды</i>		
15	Максимальная температура воздуха, °С	T_a

Основной спецификой коммутаторов ВИП, по сравнению с прочими однофазными мостовыми коммутаторами является то, что фаза ВИД имеет изменяющуюся в широких пределах индуктивность на периоде коммутации фазы и условия работы коммутатора циклически изменяются при вращении ротора двигателя. Ниже приведены рекомендации для учета данной специфики при определении режимов работы силовых элементов коммутатора.

Режимы работы ключей

Практика разработки и применения различных схем коммутаторов для ВИП с самоподмагничиванием показала, что наиболее рациональной является схема на базе несимметричного моста (рис. 8.1).

Основы расчета параметров IGBT ключей в упорядоченном для их использования виде приведены в (п. 7.1). Необходимо правильно установить исходные данные для расчета этих параметров.

В табл. 8.2 приведен алгоритм работы силовых ключей при управлении одной, например первой ($\Phi 1$) фазой ВИД, в случае использования несимметричного моста. Этот алгоритм одинаков для любой фазы машины.

Наиболее тяжелым режимом работы для силовых ключей коммутатора является режим отсечки фазных токов, при этом период работы IGBT ключа T_Q равен периоду широтно-импульсного регулирования (ШИР) $T_{ШИР}$. Уставка токоограничения выбирается равной максимальному току двигателя.

Поскольку период коммутации фаз ВИД $T_k = 2\pi / (p\omega_R N_R)$ выбирается больше $T_{ШИР}$ в 20—100 раз, а амплитуда тока при этом меньше максимальной, то нагрузка на ключи от коммутации фаз без работы токоограничения не является существенной и не рассматривается при выборе параметров ключей.

Максимальный ток коллектора IGBT $I_{c\ max}$ принимается равным $I_{ф\ max}$. Другими важными параметрами, определяющими нагрузку IGBT ключа, являются частота ($f_{ШИР} = 1/T_{ШИР}$) и скважность работы.

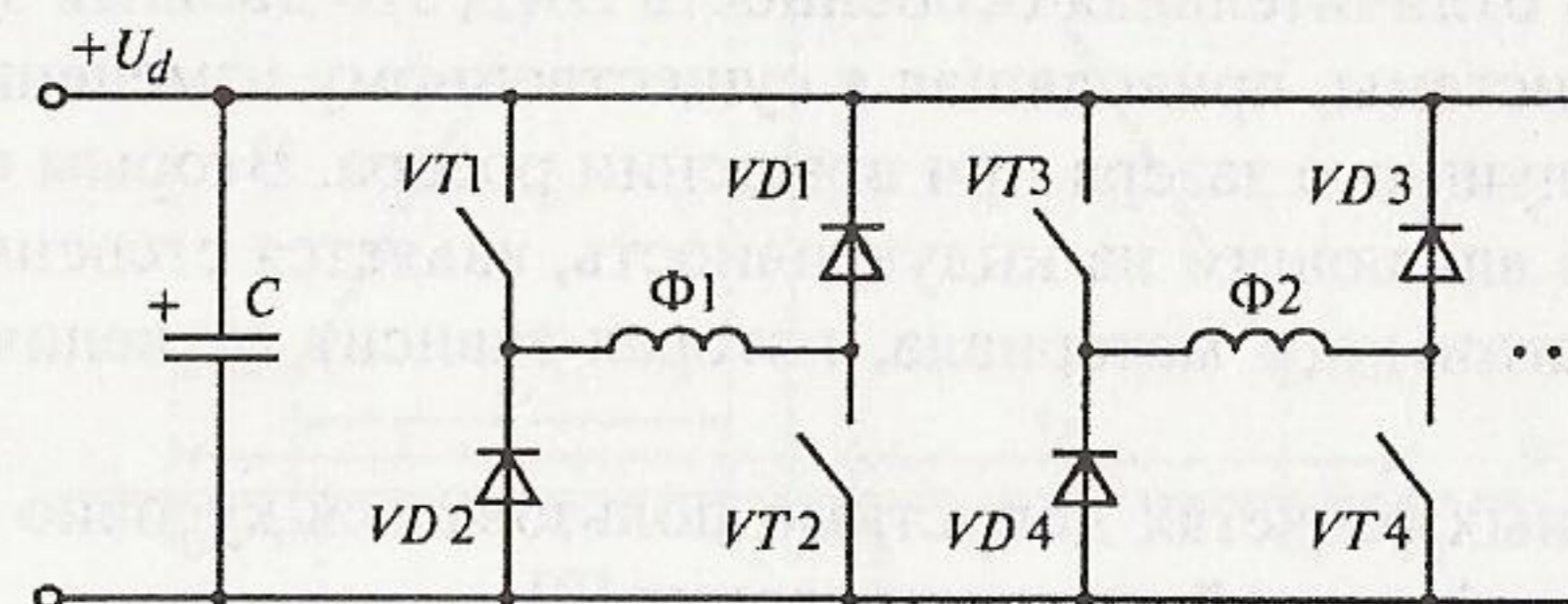


Рис. 8.1. Несимметричный мост

Таблица 8.2

Алгоритм работы силовых ключей

Изменение тока в фазе	Схема несимметричного моста		
	Ф1	VT1	VT2
↑	P2	+	+
1	P2, P1	+	ШИР
↓	P0	-	-
0	P0	-	-
↑	P2	+	+

Обозначения, принятые в таблице: ↑ — ток растет; ↓ — ток падает; 0 — нуль тока; 1 — поддержание тока на заданном уровне (токовый коридор и т.п.); «+» — ключ замкнут; «-» — ключ разомкнут; ШИР — режим широтно-импульсного регулирования тока (чередование режимов P2 и P1 или P2 и P0): P2 — замкнуты оба транзистора VT1 и VT2, P1 — замкнут VT1 или VT2, P0 — разомкнуты VT1 и VT2.

В режиме отсечки фазных токов применяются два основных способа поддержания фазного тока на заданном уровне: двойной токовый коридор; отключение при превышении уставки токоограничения и включение с постоянной частотой.

Ширина токового коридора ($I_{\phi \max} - I_{\phi \min}$) определяется требованиями к точности поддержания фазных токов. В первом способе границы токового коридора устанавливаются непосредственно. Во втором — $I_{\phi \max}$ устанавливается непосредственно, а $I_{\phi \min}$ — косвенно, с помощью выбора частоты работы канала отсечки.

Для мостовой схемы напряжение, прикладываемое к фазе двигателя, в режиме «P2», «P1» и «P0» соответственно равно $U = U_d$; $U = 0$; $U = -U_d$.

Основная отличительная особенность ВИД это двойная зубчатость магнитной системы, приводящая к существенному изменению проводимости воздушного зазора при вращении ротора. Вторым фактором, существенно влияющим на индуктивность, является степень насыщения ферромагнитного материала, которая зависит от величины тока фазы.

В проектных расчетах допустимо пользоваться кусочно-линейной аппроксимацией кривой намагничивания [9].

На рис. 8.2 приведена зависимость индуктивности фазы от угла поворота ротора $L_{\phi}(\theta)$, представленная в виде кусочно-линейной аппроксимации. Обоснованием такого допущения может служить то,

что при небольшом числе зубцов статора и ротора отношение ширины зубца к воздушному зазору оказывается значительным, и следовательно основная доля магнитного потока проходит через зону перекрытия зубцов, площадь которой прямо пропорциональна углу поворота ротора.

На рис. 8.2 учтены геометрические параметры машины: τ_R — полюсное деление ротора, β_S — угловой размер зубца статора. За начало отсчета принято согласованное положение зубцов статора и ротора.

Для участка линейного нарастания индуктивности ($\Theta_1 < \Theta < \Theta_2$), соответствующего двигательному моменту, можно записать следующие выражения

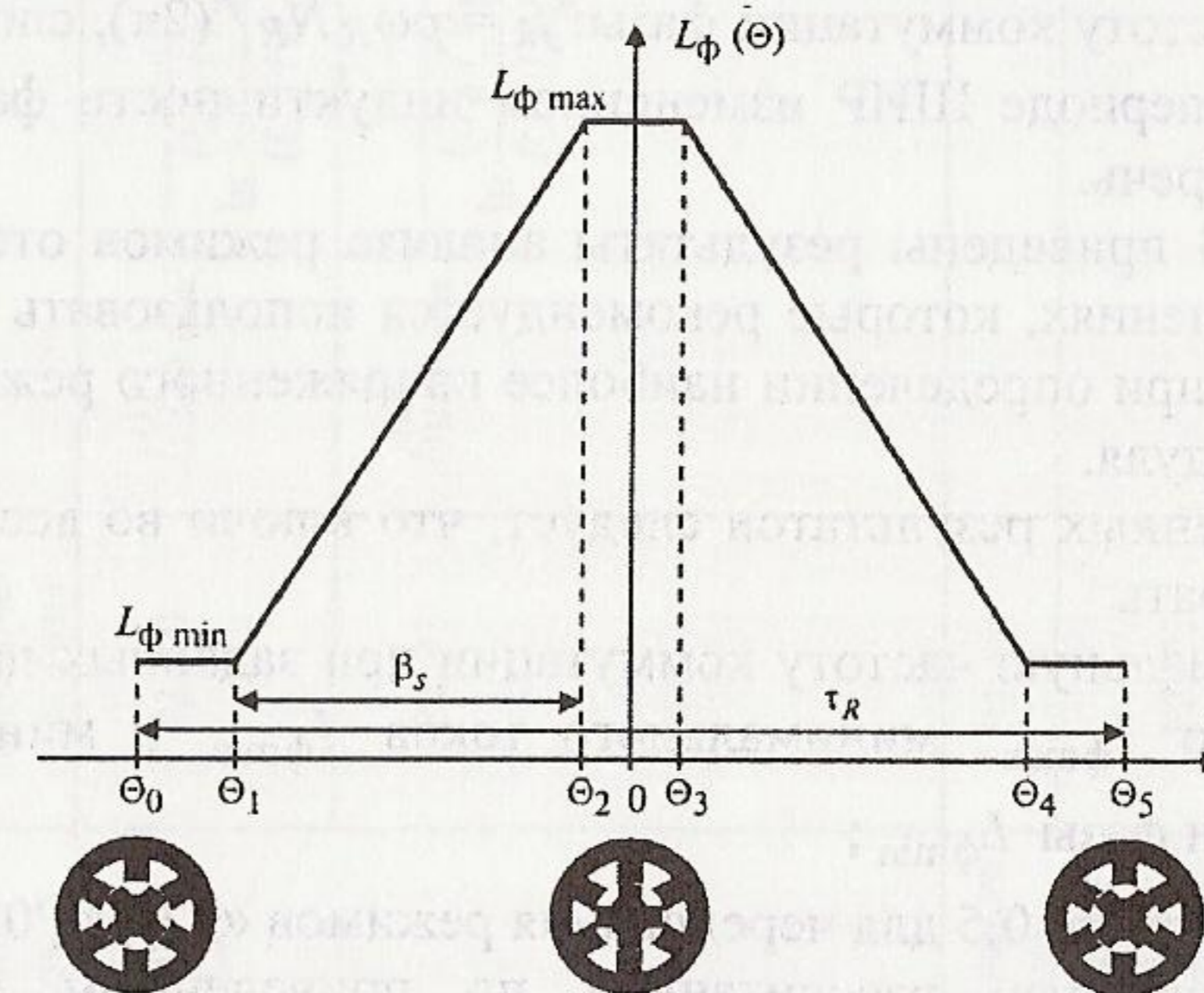
$$L_{\phi}(\Theta) = L_{\phi, \min} + k_L \cdot (\Theta - \Theta_1), \quad (8.1)$$

$$k_L = \frac{\partial L_{\phi}(\Theta)}{\partial \Theta} = \frac{L_{\phi \max} - L_{\phi \min}}{\Theta_2 - \Theta_1} = \text{const}, \quad (8.2)$$

где k_L — коэффициент наклона линейного участка кривой $L_{\phi}(\Theta)$.

Длительность линейного участка в данном представлении равна β_S .

Индуктивность фазы ВИД и соответственно электромагнитная постоянная времени зависят от угла поворота ротора и величины тока фазы.

Рис. 8.2. Кусочно-линейная аппроксимация зависимости $L_{\phi}(\Theta)$

При $L_{\phi \max} < L_{\text{нас}}$ электромагнитная постоянная времени фазы равна

$$T_{\phi} = \frac{L_{\phi}(\Theta)}{R_{\phi}}, \quad (8.3)$$

где $L_{\phi}(\Theta)$ — зависимость индуктивности фазы от угла поворота ротора.

В согласованном положении зубцов статора и ротора достигается

$$T_{\phi \max} = L_{\phi \max} / R_{\phi}. \quad (8.4)$$

В рассогласованном положении

$$T_{\phi \min} = L_{\phi \min} / R_{\phi} = L_{\phi \max} / (k_{\lambda} R_{\phi}), \quad (8.5)$$

где $k_{\lambda} = 7 \dots 10$.

В случае $I_{\phi \max} > I_{\text{нас}}$ и $I_{\phi \min} > I_{\text{нас}}$ электромагнитная постоянная времени фазы минимальна на всем периоде работы фазы $T_{\phi} = T_{\phi \min}$.

Граничный случай с $I_{\phi \max} > I_{\text{нас}}$ и $I_{\phi \min} < I_{\text{нас}}$ не рассматривается, поскольку он не имеет практического значения.

Для аналитического определения частоты и скважности работы отсечки введены следующие допущения: при работе отсечки по току частота вращения ротора мала $\omega_R \approx 0$, при этом влиянием ЭДС вращения можно пренебречь $e_{\text{вр}} \approx 0$; частота ШИР $f_{\text{ШИР}}$ в десятки раз превышает частоту коммутации фазы: $f_k = p \omega_R N_R / (2\pi)$, следовательно, на одном периоде ШИР изменением индуктивности фазы $L_{\phi}(\Theta)$ можно пренебречь.

В табл. 8.3 приведены результаты анализа режимов отсечки при данных допущениях, которые рекомендуется использовать в проектных расчетах при определении наиболее напряженного режима работы ключей модуля.

Из приведенных результатов следует, что ключи во всех случаях следует выбирать:

- на максимальную частоту коммутации при заданных параметрах максимального $I_{\phi \max}$, минимального токов $I_{\phi \min}$ и минимальной индуктивности фазы $L_{\phi \min}$;

- при скважности 0,5 для чередования режимов «P2», «P0»;

- при скважности, рассчитанной по приведенным формулам (табл. 8.3), для чередования режимов «P2», «P1».

Таблица 8.3

Характеристики ШИР в режиме токоограничения

Способ поддержания тока фазы	Чередование режимов подключения фазы	Частота ШИР	Скважность ШИР
Двойной токовый коридор	P2, P0	$f_{\text{ШИР max}}^{(1)} = \frac{1/T_{\phi \min}}{\ln \frac{(U_d/R_{\phi}) - I_{\phi \min}}{(U_d/R_{\phi}) + I_{\phi \max}} + \ln \frac{(U_d/R_{\phi}) + I_{\phi \max}}{(U_d/R_{\phi}) - I_{\phi \min}}}$	0,5
	P2, P1	$f_{\text{ШИР max}}^{(2)} = \frac{1/T_{\phi \min}}{\ln \frac{(U_d/R_{\phi}) - I_{\phi \min}}{(U_d/R_{\phi}) - I_{\phi \max}} + \ln \frac{I_{\phi \max}}{I_{\phi \min}}}$	$\frac{U_d - I_{\phi \min} R_{\phi}}{\ln \frac{U_d - I_{\phi \min} R_{\phi}}{U_d - I_{\phi \max} R_{\phi}}} \cdot \left(\frac{U_d - I_{\phi \min} R_{\phi}}{U_d - I_{\phi \max} R_{\phi}} \cdot \frac{I_{\phi \max}}{I_{\phi \min}} \right)$
Отключение по току, включение с постоянной частотой	P2, P0	$f_{\text{ШИР max}}^{(1)}$	0,5
	P2, P1	$f_{\text{ШИР max}}^{(2)}$	$\frac{T_{\phi}}{T_{\text{ШИР}}} \ln \frac{1}{1 - e^{-T_{\text{ШИР}}/T_{\phi}}}$

Соблюдение данных условий обеспечит запас в расчете номинальной мощности коммутатора, компенсирующий, как погрешности расчета скважности, обусловленные пренебрежением влияния $e_{вр}$, так и практически возможные режимы работы ВИД при насыщенном зубцовом слое магнитной системы.

Режимы работы обратных диодов

Максимальное значение обратного напряжения диодов в мостовых схемах коммутаторов равно величине напряжения на звене постоянного тока $U_{R\max} > U_d$.

Как и для ключа коммутатора проверку обратного диода следует проводить для режима отсечки фазных токов при периоде $T_{шир}$. Интервал проводящего состояния обратного диода находится по скважности работы силового ключа

$$t_F \approx (1 - \gamma)T_{шир}. \quad (8.6)$$

Отметим, что при выборе обратного диода, вне зависимости от алгоритма управления, должно выполняться условие для номинального тока диода $I_{F\max} > I_{\phi\max}$, поскольку ток, протекающий через обратный диод при отключении фазы, может достаточно долго сохранять уровень максимального тока фазы.

Таким образом, независимо от способа отсечки фазного тока обратные диоды следует проверять как в режиме коммутации, так и в режиме длительного протекания максимального тока фазы.

Режимы работы конденсаторов фильтра

Для правильного проектирования емкостных фильтров модулей II нужно задаться допустимым уровнем пульсаций постоянного напряжения на звене постоянного тока, т.е. на конденсаторе, и сроком его службы, затем определить действующее значение и частоту основных гармоник тока через конденсатор.

Если модуль II питается от выпрямителя, то в спектре частот тока, протекающего через конденсаторы, присутствует частота пульсаций выпрямленного напряжения. Величина этого тока определяется в зависимости от мощности нагрузки по формуле (5.7).

Действующее значение тока, обусловленного процессами коммутации ключа импульсного преобразователя с частотой f_S , при допу-

щении, что заряд и разряд конденсатора происходит по линейному закону, а скважность в среднем близка к 0,5, приближенно равно

$$f_{rms} f_S = \pi C \Delta U_C / T_S, \quad (8.7)$$

где ΔU_C — размах переменной составляющей напряжения, определяемый по (9.10).

Дополнительные составляющие тока через конденсаторы фильтра создаются коммутатором, частота пульсаций напряжения и тока при этом равна частоте коммутации фаз $f_k = p\omega_R N_R / (2\pi)$ и может меняться в широких пределах.

В варианте схемы преобразователя, собранной из двух модулей II, когда коммутатор ВИП подключен к выходу импульсного преобразователя постоянного напряжения, емкость фильтра рассчитывается следующим образом.

Минимальное значение емкости

$$C_{\min} = 2P_{эл} T_k / (U_{c\max}^2 - U_{c\min}^2), \quad (8.8)$$

где $P_{эл} = U_d I_d$ электрическая мощность, потребляемая ВИП от звена постоянного тока (см. ниже); $T_k = 1/f_k$ — период коммутации фаз двигателя; $U_{c\max}$ и $U_{c\min}$ — максимальное и минимальное допустимое отклонение напряжения на звене постоянного тока, которое по опыту не должно превышать 5% среднего значения — U_d .

Действующая величина тока конденсаторов на данной частоте равна

$$I_{rms} f_S = \pi C_{\min} (U_{c\max} - U_{c\min}) / T_k. \quad (8.9)$$

Действующая величина тока на частоте коммутации ключа импульсного преобразователя определяется по формуле (8.7).

Таким образом, при расчете параметров и выборе типа конденсаторов фильтра модуля II следует учитывать следующие существенные составляющие тока: с частотой пульсаций выпрямленного напряжения; с максимальной частотой коммутации фаз f_k ; с частотой ШИМ f_S импульсного преобразователя.

Специфика выпрямителя для коммутатора ВИП

При расчете параметров модуля выпрямителя, предназначенного для работы с модулем коммутатора, надо предварительно определить

электрическую мощность ВИП, потребляемую из сети, и на этой базе установить средний ток на выходе выпрямителя.

На практике для этого удобно пользоваться коэффициентом электромеханического преобразования ВИД [9]

$$k_{ЭМП} = \frac{P_{МЭХ} / \eta_{ЭП}}{P_{эл \max}} = \frac{P_{эл}}{P_{эл \max}} \approx \frac{U_d I_d}{U_d I_{\phi \max}}, \quad (8.10)$$

где $P_{МЭХ} = M \cdot \omega$ — полезная мощность на валу машины, Вт; $P_{эл}$ — потребляемая от источника питания электрическая мощность (на выходе выпрямителя), Вт; $P_{эл \max}$ — максимальная электрическая мощность, забираемая со звена постоянного тока, Вт; $\eta_{ЭП}$ — КПД системы электропривода; I_d — среднее значение выпрямленного тока, А.

При расчете $P_{эл \max}$ используется максимальное значение тока фазы в режиме отсечки $I_{\phi \max}$. Разность $P_{эл \max} - P_{эл}$ дает электрическую мощность, возвращаемую на емкость звена постоянного тока после отключения фазы.

Из (8.10) максимальное среднее значение выпрямленного тока составит

$$I_d \approx k_{ЭМП} I_{\phi \max}. \quad (8.11)$$

Коэффициент электромеханического преобразования можно оценить, используя модель локально-насыщенной машины [9]

$$k_{ЭМП} = \frac{k_{нас} - 0,5}{k_{нас}} \cdot \frac{k_{\lambda}^* - 1}{k_{\lambda}^* - 1 + 0,5 k_{нас}}, \quad (8.12)$$

где $k_{нас} = \frac{I_{\phi \max}}{I_{нас}}$; $k_{\lambda}^* = \frac{L_{\phi \max}^*}{L_{\phi \min}^*}$.

9. ВЫБОР СИЛОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

9.1. Принцип работы и основные расчетные соотношения

Принцип работы преобразователей заключается в импульсном регулировании напряжения методом ШИМ.

На рис. 9.1 даны графики формирования сигнала управления силовым полностью управляемым ключом. В системе управления производится сравнение опорного пилообразного сигнала v_{tri} , изменяющегося с высокой частотой f_S , с сигналом управления v_{con} . При $v_{con} > v_{tri}$ вырабатывается сигнал на замыкание ключа «on», а при $v_{con} < v_{tri}$ — сигнал на размыкание ключа «off».

На рис. 9.1 показано разделение периода ШИМ $T_S = 1/f_S$ на время замкнутого состояния ключа t_{on} и время разомкнутого состояния ключа t_{off} , которые определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} t_{on} &= \gamma T_S; \\ t_{off} &= (1 - \gamma) T_S; \\ \gamma &= v_{con} / \hat{V}_{tri}, \end{aligned} \quad (9.1)$$

где γ — относительное время замкнутого состояния ключа (скважность), а \hat{V}_{tri} — амплитуда опорного сигнала.

При идеальной системе управления диапазон изменения сигнала управления лежит в пределах $0 \leq v_{con} \leq \hat{V}_{tri}$, а скважность изменяется в пределах $0 \leq \gamma \leq 1$.

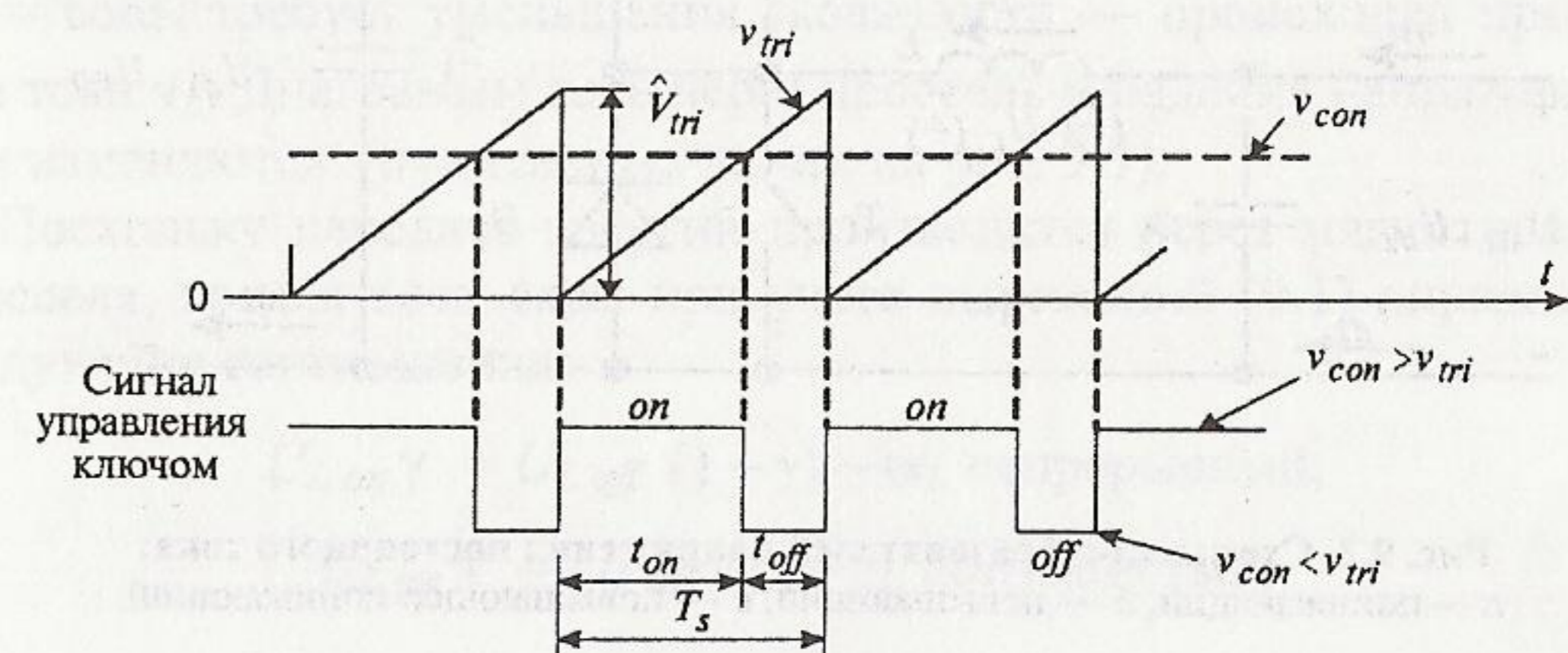


Рис. 9.1. Формирование сигнала управления ключом

На рис. 9.2 представлены схемы импульсных преобразователей постоянного напряжения, которые находят применение в электроприводе. К ним можно добавить только мостовую схему однофазного инвертора, которая может использоваться в качестве понижающего реверсивного, двунаправленного преобразователя напряжения.

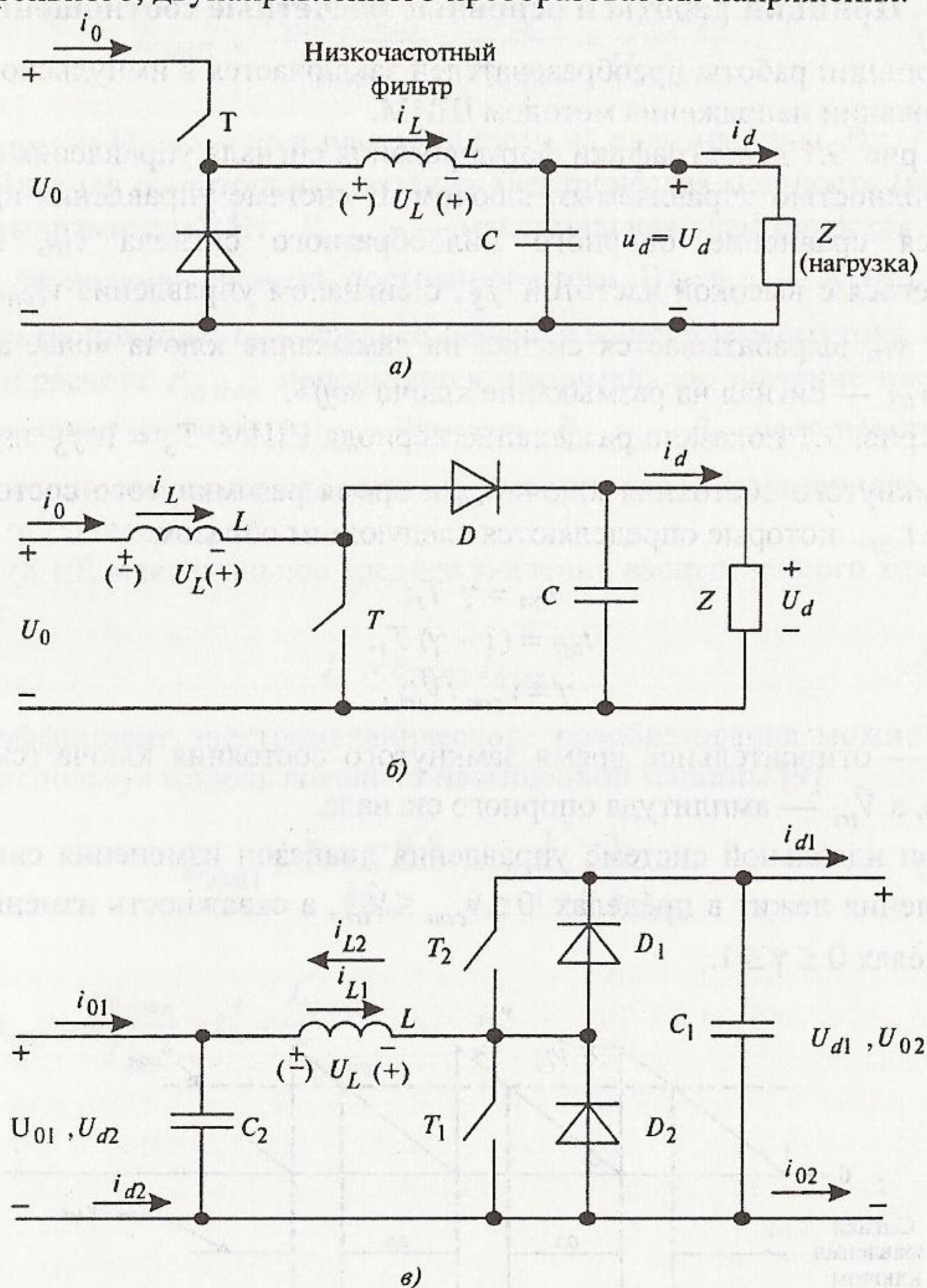


Рис. 9.2. Схемы преобразователей напряжения постоянного тока: а — понижающий; б — повышающий; в — повышающе-понижающий

Схемы на рис. 9.2, а, б обеспечивают передачу электрической энергии от входа (напряжение U_0) к выходу (напряжение U_d), т.е. слева направо с понижением напряжения (рис. 9.2, а), повышением напряжения (рис. 9.2, б). Схема (рис. 9.2, в) является двунаправленной, т.е. энергия может передаваться, как слева направо, так и справа налево. Слева направо — это повышающий преобразователь, а справа налево — понижающий преобразователь. Данная схема, как и другие схемы импульсных преобразователей, являются комбинацией схем (рис. 9.2, а, б), которые назовем базовыми.

Базовые схемы содержат в качестве основного исполнительного элемента — полностью управляемый ключ T , а также — имеют диод D , LC -фильтр и нагрузку Z . При замыкании ключа T происходит увеличение тока i_L через дроссель L и, следовательно, накопление энергии в магнитном поле дросселя, а при размыкании T — уменьшение тока i_L и передача накопленной в магнитном поле энергии в нагрузку. Параметры LC -схемы и период ШИМ T_S таковы, что пульсации напряжения на входе и выходе преобразователей незначительны, изменение тока в L происходит практически линейно, напряжение на дросселе переменное, практически прямоугольной формы.

Имеются два существенно отличающихся режима в работе преобразователя — режим непрерывного тока i_L через дроссель и режим прерывистого тока i_L . При прерывистом токе, когда $i_L = 0$, в нагрузку отдается энергия, накопленная в емкости C . На рис. 9.3 даны графики токов и напряжений дросселя для данных режимов работы. При постоянстве U_d и уменьшении тока нагрузки средний ток дросселя I_L уменьшается без изменения скважности вплоть до гранично непрерывного. Дальнейшее уменьшение тока нагрузки для обеспечения $U_d = \text{const}$ требует уменьшения скважности — происходит прерывание тока i_L . Диаграммы тока через дроссель и падения напряжения на нем изменяются (пунктирные линии на рис. 9.3).

Поскольку передача энергии производится через магнитное поле дросселя, то для всех схем при учете выражений (9.1) справедливы следующие соотношения:

$$U_{L \text{ on } \gamma} = U_{L \text{ off}} (1 - \gamma) \text{ — } i_L \text{ непрерывный;} \quad (9.2)$$

$$U_{L \text{ on } \gamma} = U_{L \text{ off}} \Delta_1 \text{ — } i_L \text{ прерывистый,} \quad (9.3)$$

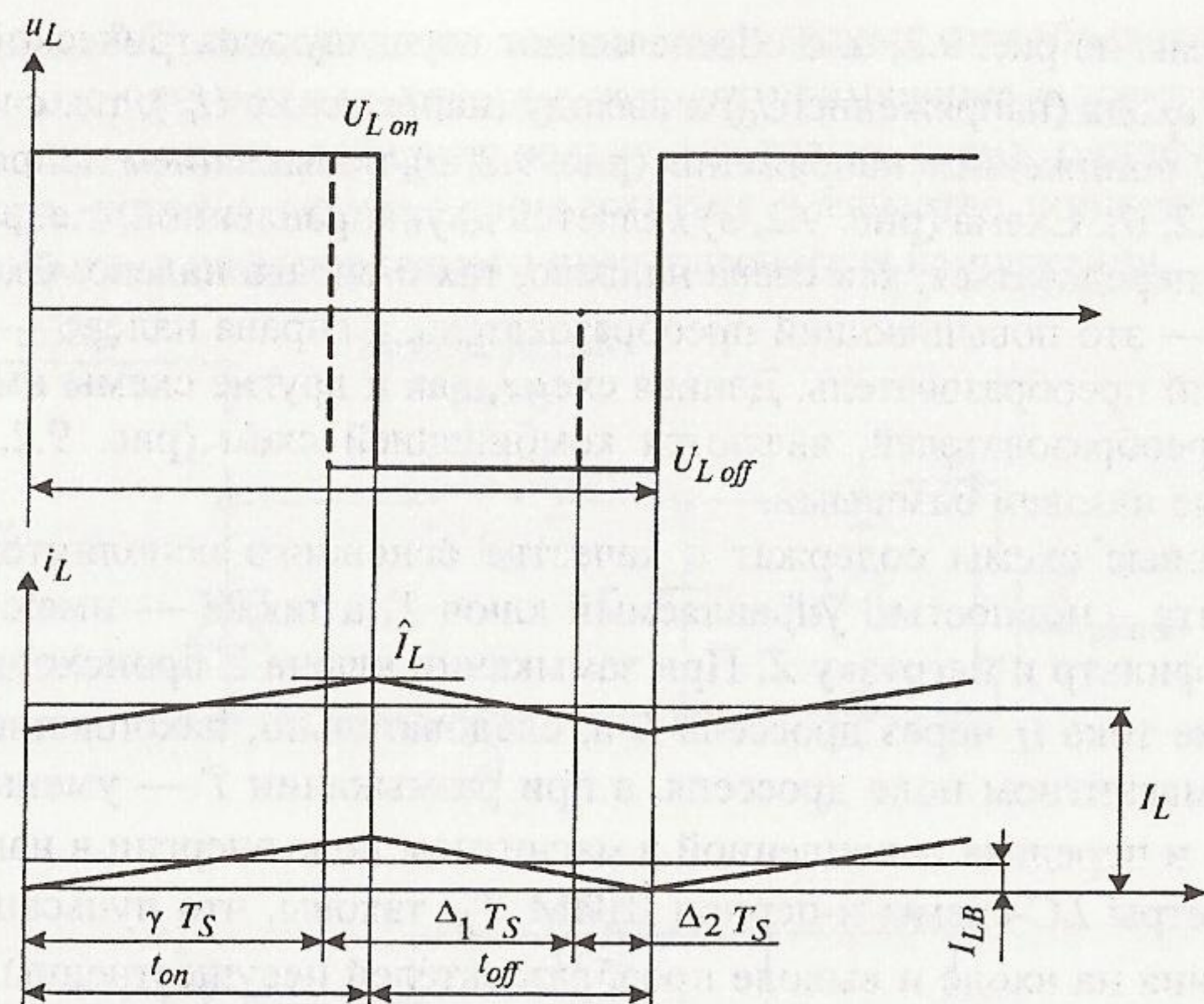


Рис. 9.3. Режимы работы дросселя преобразователей

где $U_{L\ on}$ — падение напряжения на дросселе L при замкнутом ключе T ; $U_{L\ off}$ — падение напряжения на L при разомкнутом ключе T ; Δ_1 — относительное время протекания тока через дроссель при разомкнутом ключе T , которое для всех схем определяется как в [4]:

$$\Delta_1 = 2I_d L / (\gamma T_s U_0). \quad (9.4)$$

Величины падения напряжения на дросселе для данных схем преобразователей приведены в табл. 9.1.

Таблица 9.1

Падение напряжения на L для схем преобразователей

Схема преобразователя	$U_{L\ on}$	$U_{L\ off}$
Понижающий	$U_0 - U_d$	$-U_d$
Повышающий	U_0	$U_0 - U_d$

В идеальном преобразователе соблюдается равенство мощностей

$$U_d I_d = U_0 I_0. \quad (9.5)$$

Подстановка величин напряжения из табл. 9.1 в формулы (9.2) и (9.3), а также учет формулы (9.5) позволяют получить основные соотношения для связи напряжений и токов на выходе и входе преобразователей. Эти соотношения приведены в табл. 9.2.

Для лучшего использования силовых элементов целесообразна работа преобразователя в области непрерывного тока.

Таблица 9.2

Основные расчетные соотношения для схем преобразователей

Схема преобразователя	Непрерывный ток i_L	Прерывистый ток i_L
Понижающий	$U_d = \gamma U_0$ $I_d = I_0 / \gamma$	$U_d = \gamma U_0 / (\gamma + \Delta_1)$ $I_d = (\gamma + \Delta_1) I_0 / \gamma$
Повышающий	$U_d = U_0 / (1 - \gamma)$ $I_d = I_0 (1 - \gamma)$	$U_d = (\gamma + \Delta_1) U_0 / \Delta_1$ $I_d = \Delta_1 I_0 / (\gamma + \Delta_1)$

Гранично-непрерывный ток через дроссель равен

$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{L\ max} = \frac{t_{on}}{2L} U_{L\ on} = \gamma \frac{T_s}{2L} U_{L\ on}, \quad (9.6)$$

где $I_{L\ max}$ — амплитуда тока через дроссель; γ и $U_{L\ on}$ соответствуют максимальным рабочим значениям.

Ток через дроссель (см. рис. 9.3) во времени распределяется между полупроводниковыми приборами следующим образом: нарастание тока происходит через T (период равен t_{on}), а спад тока — через D (период t_{off}).

Данный график тока является исходным для выбора параметров транзистора и диода преобразователя. Если максимум тока оказывается велик, то уменьшить его можно путем увеличения индуктивности дросселя L или частоты ШИМ f_s .

Относительная величина размаха пульсаций напряжения на выходе понижающего преобразователя составляет [4]

$$\frac{\Delta U_d}{U_d} = \frac{\pi^2}{2} (1 - \gamma) \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2, \quad (9.7)$$

где $f_c = 1 / (2\pi\sqrt{LC})$, в Гц.

Отсюда следует, что для уменьшения пульсаций напряжения на выходе преобразователя частота среза f_c низкочастотного фильтра должна быть значительно меньше частоты ШИМ f_s .

Относительный размах пульсаций напряжения на выходе повышающего преобразователя составляет [4]:

$$\frac{\Delta U_d}{U_d} = \frac{\gamma T_S}{RC}, \quad (9.8)$$

где R — минимальное эквивалентное сопротивление нагрузки.

Для того чтобы уменьшить влияние работы преобразователя на цепи питания (нагрев проводов из-за эффекта вытеснения тока, высокочастотные помехи), на входе преобразователей также ставятся емкости. Параметры этих емкостей существенно зависят от индуктивности питающей сети, которая обычно неизвестна, поэтому целесообразно их выбирать, предполагая, что вся переменная составляющая тока дросселя проходит через конденсатор.

Тогда размах переменной составляющей напряжения на входе преобразователя равен, В:

$$\Delta U_0 = \frac{I_{L\max} T_S}{4C}. \quad (9.9)$$

9.2. Расчет силовых элементов импульсного преобразователя напряжения

Для импульсного преобразователя имеет смысл рассматривать только две базовые схемы (рис. 9.2, а и б).

Необходимые и достаточные исходные данные для проектирования импульсного преобразователя, сведены в табл. 9.3.

Таблица 9.3

Основные исходные данные для расчета импульсного преобразователя постоянного тока

№ п/п	Наименование параметра, размерность	Обозначение
1	Номинальная мощность нагрузки, кВт	$P_{dн}$
2	Номинальное напряжение на входе, В	$U_{0н}$
3	Номинальное напряжение на выходе, В	$U_{dн}$
4	Диапазон регулирования напряжения на выходе, В	$U_{d\min}, U_{d\max}$
5	Диапазон колебаний напряжения на входе, В	$U_{0\min}, U_{0\max}$
6	Допустимый размах пульсаций напряжения на входе	$\Delta U_{0н} / U_{0н}$
7	Допустимый размах пульсаций напряжения на выходе	$\Delta U_{dн} / U_{dн}$
8	Максимальная температура воздуха, °С	T_a

При проектировании импульсного преобразователя последовательно ведется определение диапазона изменения скважности ШИМ,

максимальных значений тока через дроссель, ключ, диод, конденсаторы. Оптимизируются параметры преобразователя по току и КПД, путем варьирования параметров дросселя и частоты ШИМ.

Выбор ключей

Выбор силового ключа преобразователя ведется по условиям (7.1) и (7.2) при $U_{ce\max} = U_0$ для понижающего или $U_{ce\max} = U_0 + U_d$ для повышающего преобразователя, а $I_{c\max} = I_{L\max}$. Проверка ведется по формуле (7.3) или (7.4) ($T_Q = T_S$).

В формулах (7.5)—(7.7) допустимо принимать $I_{c\max} = I_L$.

Выбор диодов

Выбор диода ведется по условиям (7.10) и (7.11) при $U_{R\max} = U_0$ для понижающего и $U_{R\max} = U_d$ для повышающего преобразователя, а $I_{F\max} = I_{L\max}$. Условие (7.11) является приблизительным, необходима проверка по (7.12) при $T_D = T_S$ и $I_F = I_L$, далее по (7.17).

Интервал проводящего состояния диода $t_F = t_{off}$ для непрерывного тока или $t_F = \Delta_1 T_S$ для прерывистого тока по формуле (9.4).

Тогда формула (7.12) при проверке диода сводится к виду

$$P_D = (U_F I_L t_F + Q_R) / T_S \leq P_{D\max}. \quad (9.10)$$

При расчете энергии, выделяющейся в период восстановления запирающих свойств диода Q_R , в (7.14) принимаем $U_{R\max} = U_C$ при наличии паузы в токе.

Расчет дросселя

Приведем типичный расчет дросселя для стандартного кольцевого магнитопровода [4, 10].

На рис. 9.4 изображено поперечное сечение кольцевого магнитопровода, в соответствии с принятыми обозначениями площадь поперечного сечения и средняя длина пути магнитопровода составят

$$S = \frac{D_H - D_B}{2} h; \quad (9.11)$$

$$l_{cp} = \frac{\pi}{2} (D_H + D_B), \quad (9.12)$$

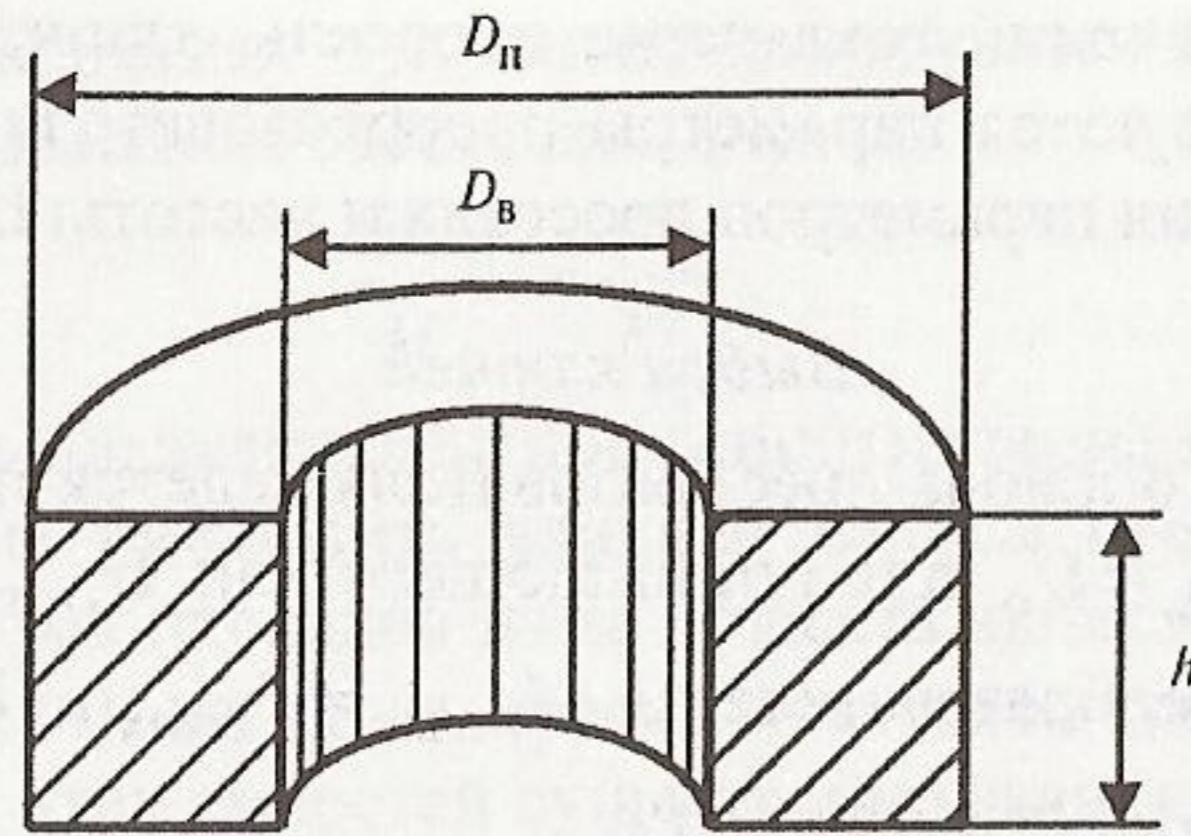


Рис. 9.4. Поперечное сечение кольцевого магнитопровода

где D_B и D_H — внутренний и наружный диаметры кольцевого магнитопровода, м; h — высота магнитопровода, м.

Индуктивность обмотки дросселя с магнитопроводом замкнутой формы составляет, Гн:

$$L = k_{II} \frac{\mu \mu_0 S w^2}{l_{cp}}, \quad (9.13)$$

где μ — относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная проницаемость вакуума, Гн/м; S — площадь поперечного сечения магнитопровода, м²; w — число витков обмотки дросселя; l_{cp} — средняя длина магнитного пути магнитопровода, м; $k_{II} = f(D_H/D_B) = 0,5 \cdot \ln[(D_H/D_B) \cdot (D_H/D_B + 1)/(D_H/D_B - 1)] \leq 1$ — коэффициент поправки.

В качестве сердечника дросселя рекомендуется брать магнитопроводы с воздушным зазором, имеющие низкую относительную магнитную проницаемость μ и большое значение магнитной индукции насыщения, Тл:

$$B_{нас} = \mu \mu_0 H_{нас}, \quad (9.14)$$

где $H_{нас}$ — напряженность магнитного поля в магнитопроводe, при которой наступает его общее насыщение, А/м.

На рис. 9.5 приведен ряд кривых намагничивания материала магнитопровода для нескольких значений μ (разные величины воздушного зазора). В характеристиках магнитного материала обычно приводятся кривые намагничивания для разных μ и дается значение $B_{нас}$.

Используя закон полного тока и формулу (9.14) можно записать следующее выражение для расчета тока насыщения

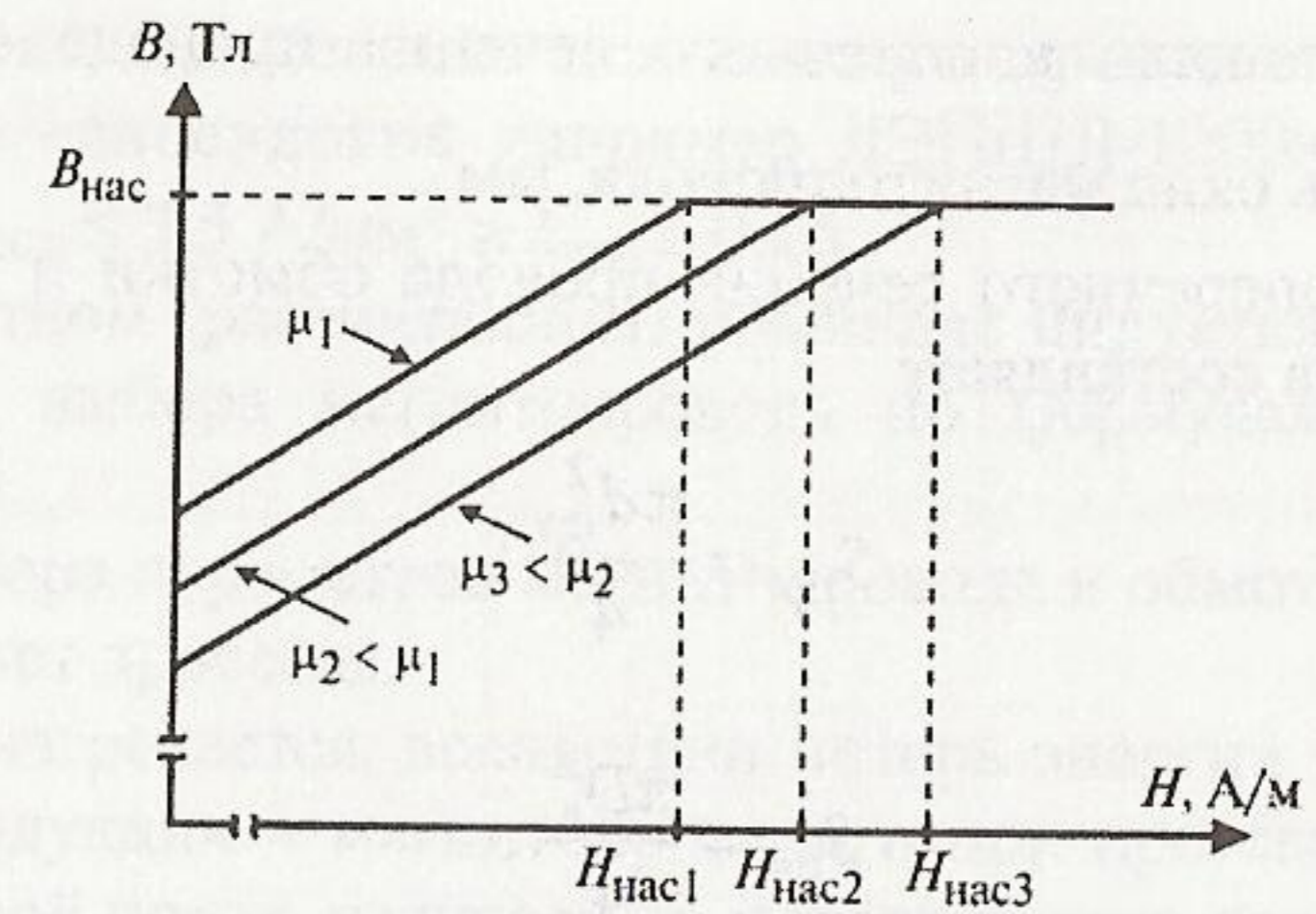


Рис. 9.5. Кривые намагничивания материала магнитопровода

$$I_{нас} = \frac{H_{нас} l_{cp}}{w} = \frac{B_{нас} l_{cp}}{\mu \mu_0 w}. \quad (9.15)$$

Для обеспечения работоспособности дросселя необходимо обеспечить условие

$$I_{нас} > (2...3) I_{L \max}, \quad (9.16)$$

где $I_{L \max}$ — амплитудное значение тока через дроссель L (см. рис. 9.3).

Учитываем, что $U_L = -L di_L / dt$, амплитудное значение тока составляет:

$$\hat{I}_L = \gamma T_S \frac{U_{L on}}{L} \text{ — гранично-непрерывный ток (см. схемы на рис. 9.2);}$$

$$\hat{I}_L = I_0 + \gamma T_S \frac{U_{L on}}{2L} \text{ — непрерывный ток (см. рис. 9.2, б);} \quad (9.17)$$

$$\hat{I}_L = I_d + \gamma T_S \frac{U_{L on}}{2L} \text{ — непрерывный ток (схема на рис. 9.2, а).}$$

Коэффициент заполнения окна магнитопровода проводом обмотки в кольцевом магнитопроводe

$$k_{зап} = \frac{S_{пр} w}{S_{ок}}, \quad (9.18)$$

где $S_{\text{пр}}$ — площадь поперечного сечения провода обмотки, мм^2 ;
 $S_{\text{ок}}$ — площадь окна магнитопровода, мм^2 .

Площадь поперечного сечения провода обмотки и площадь окна магнитопровода составляют

$$S_{\text{пр}} = \frac{\pi d_{\text{пр}}^2}{4}; \quad (9.19)$$

$$S_{\text{ок}} = \frac{\pi D_{\text{в}}^2}{4}, \quad (9.20)$$

где $d_{\text{пр}}$ — диаметр провода обмотки, мм .

Используя (9.18) — (9.20) получим

$$w = k_{\text{зап}} \frac{S_{\text{ок}}}{S_{\text{пр}}} = k_{\text{зап}} \left(\frac{D_{\text{в}}}{d_{\text{пр}}} \right)^2. \quad (9.21)$$

Диаметр провода находится, по действующему току через дроссель L и допустимой плотности тока через проводник $J_{\text{доп}}$

$$d_{\text{пр}} = \sqrt{\frac{4S_{\text{пр}}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4I_{L\text{д}}}{\pi J_{\text{доп}}}}. \quad (9.22)$$

Действующее значение тока через дроссель L определяется, исходя из фактической зависимости $i_L(t)$ (см. рис. 9.3).

Например, для гранично-непрерывного тока

$$I_{L\text{д}} = \frac{I_{L\text{max}}}{\sqrt{3}}.$$

На начальном этапе расчета дросселя рекомендуется использовать $J_{\text{доп}} \leq 2,5 \text{ А/мм}^2$ и коэффициент заполнения окна магнитопровода не должен превышать $k_{\text{зап}} \leq 0,2$ согласно [10].

Тогда из формулы (9.21) получаем

$$w \leq 0,2 \left(\frac{D_{\text{в}}}{d_{\text{пр}}} \right)^2. \quad (9.23)$$

На практике, применение для намотки дросселя многожильного провода типа «лицендрат», например ЛЭПШД-1000×0,05, позволяет обеспечить $J_{\text{доп}} \leq 3,5 \text{ А/мм}^2$ и $k_{\text{зап}} \leq 0,25$.

При известном (рассчитанном) номинале индуктивности L , основные условия выбора магнитопровода по формулам (9.13), (9.15), (9.16) и (9.23).

После выбора параметров магнитопровода и обмотки выполняется тепловой расчет дросселя.

Дроссель нагревается, вследствие потерь энергии при пульсациях магнитной индукции в магнитопроводе и при протекании тока в обмотке. Тепловой поток, излучаемый поверхностью дросселя [10]

$$W_{\text{м}} + W_{\text{об}} = \alpha \Delta T S_{\text{др}}, \quad (9.24)$$

где $W_{\text{м}}$ — мощность потерь в магнитопроводе, Вт; $W_{\text{об}}$ — мощность потерь в обмотке, Вт; $\alpha = 12 \text{ Вт/(м}^2 \cdot \text{град)}$ — коэффициент теплоотдачи для естественного охлаждения; ΔT — температура перегрева дросселя, $^{\circ}\text{C}$; $S_{\text{др}}$ — площадь поверхности дросселя, м^2 .

Площадь поверхности дросселя

$$S_{\text{др}} = k l_{\text{ср}} (D_{\text{н}} - D_{\text{в}} + 2h), \quad (9.25)$$

где k — коэффициент увеличения площади поверхности дросселя по сравнению с площадью поверхности магнитопровода.

Для магнитопроводов без защитных контейнеров принимается $k = 1,5$.

Мощность потерь в магнитопроводе

$$W_{\text{м}} = PV\delta, \quad (9.26)$$

где P — удельные магнитные потери в магнитном материале, Вт/кг ; δ — плотность магнитного материала, кг/м^3 ; V — объем магнитного материала в магнитопроводе, м^3 .

Объем магнитного материала в магнитопроводе

$$V = S \cdot l_{\text{ср}}. \quad (9.27)$$

Удельные магнитные потери в магнитном материале при синусоидальной форме напряжения, прикладываемого к обмотке

$$P = r f^p B_{\text{ампл}}^s, \quad (9.28)$$

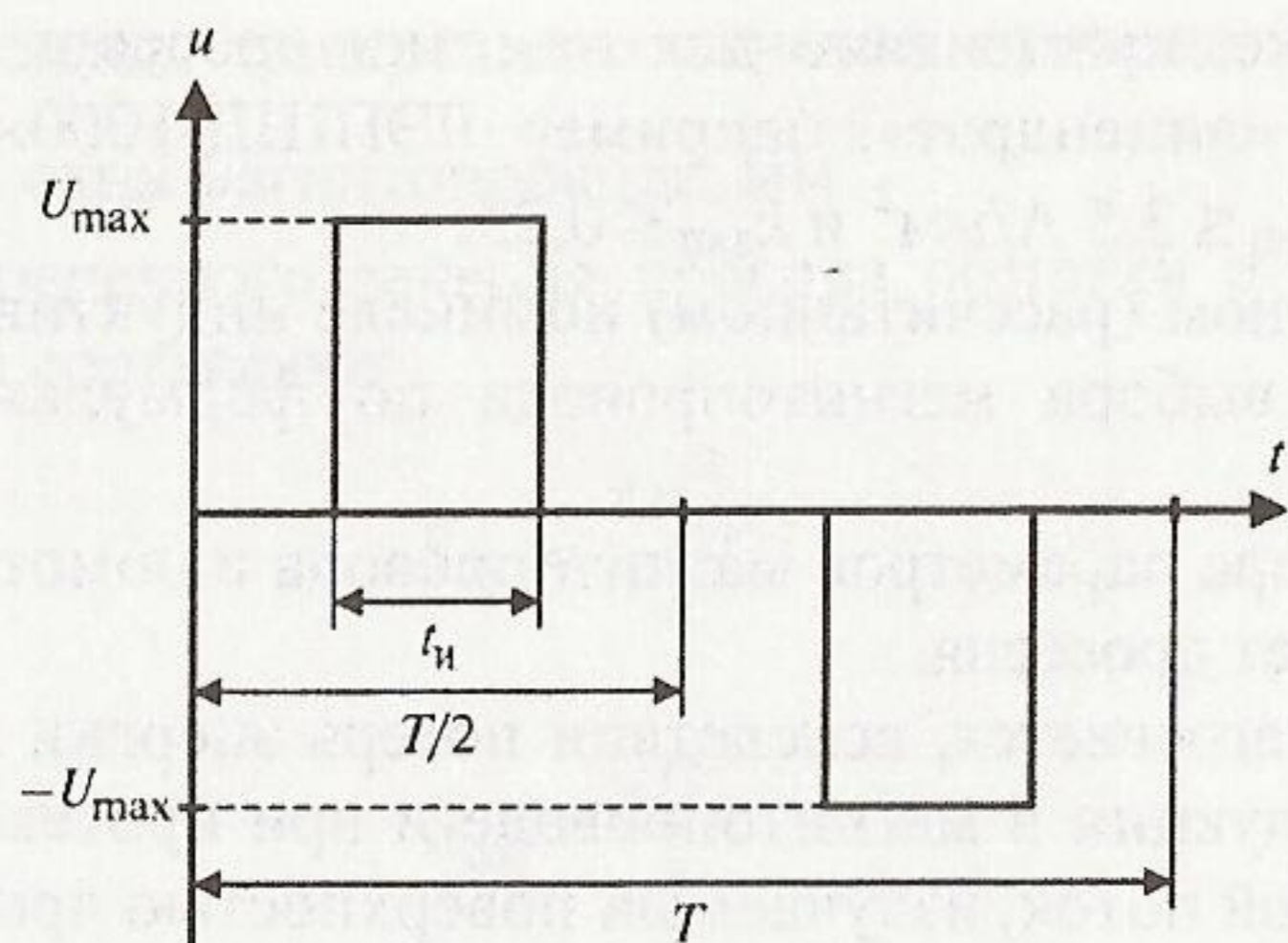


Рис. 9.6. Форма напряжения, прикладываемого к обмотке

где r , p , s — коэффициенты, определяемые материалом магнитопровода; f — частота напряжения, прикладываемого к обмотке, Гц; $B_{ампл}$ — амплитудное значение магнитной индукции в магнитопроводе.

Форма напряжения, прикладываемого к обмотке дросселя, не синусоидальная, поэтому формула (9.28) требует внесения поправки.

При форме напряжения, приведенной на рис. 9.6, удельные магнитные потери составят

$$P = k_H r f^p B_{max1}^s, \quad (9.29)$$

где k_H — коэффициент увеличения потерь вследствие несинусоидальности магнитной индукции [10], для $\gamma = 0,5$; $k_H = 1,13$; B_{max1} — амплитудное значение магнитной индукции в магнитопроводе по первой гармонике.

Разложение в ряд Фурье формы напряжения, приведенной на рис. 9.6, дает амплитудное значение напряжения первой гармоники

$$U_{max1} = \frac{4U_{max}}{\pi} \sin \frac{\pi t_n}{T}, \quad (9.30)$$

где t_n , $T = 1/f$ — ширина импульса и период напряжения соответственно.

Используя уравнение связи напряжения и магнитной индукции

$$u = S_w \frac{dB}{dt}, \quad (9.31)$$

запишем выражение для расчета максимального значения магнитной индукции в магнитопроводе при $u = U_{max}$ (см. рис. 9.6)

$$B_{max} = \frac{U_{max} t_n}{S_w}. \quad (9.32)$$

Из формулы (9.31) амплитудное значение магнитной индукции по первой гармонике составит

$$B_{max1} = \frac{U_{max1}}{S_w} \frac{T}{2\pi}. \quad (9.33)$$

Используя формулы (9.30), (9.32) и (9.33) получаем

$$B_{max1} = \frac{4B_{max}}{\pi} \frac{\sin \frac{\pi t_n}{T}}{\frac{2\pi t_n}{T}}. \quad (9.34)$$

Максимальная индукция для режима непрерывного тока и $\gamma = 0,5$ будет получена при подстановке в формулу (9.34) $t_n = T/2$ и нижеследующего выражения

$$B_{max} = \frac{U_{Lon} t_{on}}{S_w} = \frac{U_{Loff} t_{off}}{S_w}. \quad (9.35)$$

При существенных отклонениях напряжения от графика, приведенного на рис. 9.6 определяется максимум амплитуды напряжения на дросселе (см. табл. 9.1) и его продолжительность, затем по формуле (9.32) находится максимальное значение магнитной индукции в магнитопроводе. Далее по формуле (9.34) приближенно определяется амплитуда первой гармоники магнитной индукции.

Расчет дросселя для оптимального режима работы ведется из следующего условия [10]

$$W_M = W_{об}. \quad (9.36)$$

Тогда из (9.24) и (9.36) температура перегрева дросселя составит

$$\Delta T = \frac{2W_M}{\alpha S_{др}}. \quad (9.37)$$

Необходимым условием работоспособности дросселя является

$$\Delta T < \Delta T_{\text{доп}} \quad (9.38)$$

Допустимая температура перегрева дросселя $\Delta T_{\text{доп}}$ определяется классом изоляции провода обмотки и является ограничивающим параметром расчета (может также выбираться в соответствии с имеющимися требованиями по перегреву дросселя).

Далее ведется расчет мощности потерь в обмотке дросселя

$$W_{\text{об}} = \frac{I_{L,d}^2 \rho l_{\text{вит}} w k_d k_T}{S_{\text{пр}}}, \quad (9.39)$$

где ρ — удельное сопротивление провода, Ом·м (для меди при температуре + 20°C $\rho = 1,7 \cdot 10^{-8}$ Ом·м); $l_{\text{вит}}$ — средняя длина одного витка провода обмотки, м; k_d — коэффициент увеличения сопротивления провода, вследствие скин-эффекта (равен отношению сопротивления на переменном токе к сопротивлению провода на постоянном токе при одинаковых действующих значениях постоянного и переменного токов); k_T — коэффициент увеличения сопротивления провода, вследствие нагрева; $S_{\text{пр}}$ — сечение провода, м².

Средняя длина одного витка провода обмотки определяется по длине окружности диаметром, равным диагонали сечения магнитопровода

$$l_{\text{вит}} = \pi \sqrt{\left(\frac{D_{\text{н}} - D_{\text{в}}}{2}\right)^2 + h^2}. \quad (9.40)$$

Для меди при температуре окружающей среды + 20 °C коэффициент увеличения сопротивления провода вследствие нагрева

$$k_T = 1 + 0,004 \cdot \Delta T. \quad (9.41)$$

Коэффициент увеличения сопротивления провода, вследствие скин-эффекта k_d в зависимости от величины $d_{\text{пр}} \sqrt{f}$ приведен в [10].

В случае $W_{\text{об}} < W_{\text{м}}$ (выполнению данного условия способствует принятое на начальном этапе расчета заниженное значение допустимой плотности тока $J_{\text{доп}} \leq 2,5$ А/мм²) ведется уточнение диаметра

провода обмотки. Его сечение можно уменьшить, увеличивая мощность потерь в обмотке до выполнения равенства $W_{\text{об}} = W_{\text{м}}$.

Из (9.39) уточненное сечение провода составит

$$S_{\text{пр}} = \frac{I_{L,d}^2 \rho l_{\text{вит}} w k_d k_T}{W_{\text{м}}}. \quad (9.42)$$

В случае $W_{\text{об}} > W_{\text{м}}$ необходимо провести пересчет температуры перегрева дросселя, используя формулу (9.24).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Из каких трех электронных модулей компонуются схемы преобразователей для регулируемых электроприводов с асинхронными, вентильными и вентильно-индукторными двигателями? Назначение этих модулей.
2. Чем отличается векторная синусоидальная ШИМ от двухполярной синусоидальной ШИМ?
3. Какие способы охлаждения силовых полупроводниковых приборов преобразователей вам известны? Их специфика.
4. Что такое «мертвое время» при коммутации полупроводниковых ключей? Каковы ограничения, накладываемые на величину «мертвого времени»?
5. Какие схемы «снабберов» полностью управляемых полупроводниковых ключей вам известны? Каковы рекомендации по применению данных схем?
6. Какие функции выполняют конденсаторы фильтра в звене постоянного тока преобразователей частоты для двигателя переменного тока?
7. Какие функции выполняют конденсаторы фильтра в звене постоянного тока коммутатора вентильно-индукторного двигателя?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии даны не только методики расчета и проектирования силовых преобразователей для регулируемых электроприводов с асинхронными, вентильными и вентильно-индукторными двигателями при их питании как от сети переменного, так и от сети постоянного тока, в том числе от автономных источников питания с нестабильными параметрами, но и приведены соотношения для расчета основных силовых модулей преобразователей-выпрямителей, трехфазных инверторов, коммутаторов, импульсных преобразователей, сглаживающих фильтров, снабберов, входящих в их состав силовых полупроводниковых приборов и пассивных элементов, радиаторов охлаждения для полупроводниковых приборов, а также рекомендации по выбору данных элементов.

Освоив данный материал, студент будет способен методически грамотно проектировать электротехнические устройства для управления электроприводом.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Проектирование электротехнических устройств / В.А. Анисимов, А.О. Горнов, В.В. Москаленко, В.Н. Остриров, А.А. Фролов: учебное пособие. — М.: Издательство МЭИ, 2001. 128 с.
2. Электропривод переменного тока с частотным управлением: учебное пособие / Ю. Бюттер, Ю.М. Гусяцкий, А.В. Кудрявцев и др.; под ред. Г.А. Щукина. — М.: МЭИ. 1989. 76 с.
3. Изосимов Д.Б., Байда С.В. Алгоритмы векторной широтно-импульсной модуляции трехфазных автономных инверторов напряжения // Электротехника. 2004. № 4.
4. Mohan N., Underland T., Robbins W. Power electronics: Converters, Applications and Design. Second edition. Copyright © 1995 by John Wiley & Sons. Canada. S 620.
5. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление / Б. Уильямс. — М.: Энергоатомиздат, 1993. 240 с.
6. Рама Редди С. Основы силовой электроники / С. Рама Редди. М.: Техносфера, 2006. 288 с.
7. Mitsubishi Electric. Mitsubishi 3-rd Generation IGBT and Intelligent Power Modules Application Manuel. 1996. S 88.
8. Revox Rifa. Electrolytic capacitors. 1997—1998.
9. Бычков М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода // Электричество. №12. С 10. 1997.

Список, используемых интернет-сайтов

10. Гаммамет. Интернет-документ. <http://www.gammamet.ru>. 2002. 6 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
Список сокращений	4
1. Электронные преобразователи для регулируемых электроприводов	5
1.1. Общие принципы построения электронных преобразователей.....	5
1.2. Структура и функции преобразователей.....	6
1.3. Состав модулей преобразователей	7
1.4. Общие принципы проектирования силовых модулей	9
2. Методика проектирования модуля трехфазного инвертора — активного фильтра.....	11
2.1. Алгоритм проектирования модуля	11
2.2. Принципы синусоидальной широтно-импульсной модуляции напряжения	15
2.3. Расчет инвертора.....	22
3. Методика проектирования выпрямителя	26
3.1. Алгоритм проектирования модуля	26
3.2. Расчет выпрямителя	26
4. Расчет охладителя	28
5. Расчет сглаживающего фильтра	31
6. Выбор схемы и расчет снаббера	33
7. Методика проектирования модуля коммутатора — импульсного преобразователя.....	36
7.1. Выбор силовых полупроводниковых приборов в схемах коммутаторов и импульсных преобразователей	36
7.2. Выбор конденсаторов фильтра в схемах коммутаторов и импульсных преобразователей	42
8. Выбор силовых элементов преобразователя ВИП.....	45
9. Выбор силовых элементов импульсного преобразователя постоянного напряжения	55
9.1. Принцип работы и основные расчетные соотношения.....	55
9.2. Расчет силовых элементов импульсного преобразователя напряжения	60
Контрольные вопросы	70
Заключение	70
Библиографический список	71