

Белорусский национальный технический университет

Факультет информационных технологий и робототехники

Кафедра "Электропривод и автоматизация промышленных установок и технологических комплексов"

СОГЛАСОВАНО

Заведующий кафедрой

_____ Г.И. Гульков

___ _____ 2013г.

СОГЛАСОВАНО

Декан факультета

_____ Е.Е.Трофименко

___ _____ 2013г.

**УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ПО УЧЕБНОЙ
ДИСЦИПЛИНЕ**

«Силовая преобразовательная техника»

для специальности 1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы»

Составитель: Улащик Николай Михайлович

Рассмотрено и утверждено

на заседании совета ФИТР 30 мая 2013г.

протокол № 9

СОДЕРЖАНИЕ УМК

Пояснительная записка	2
1. Теоретический раздел	4
2. Практический раздел	241
3. Раздел контроля знаний	368
4. Вспомогательный раздел	373

Перечень материалов

1. Конспект лекций по дисциплине
2. План практических занятий
3. Типовые задания и методическое пособие по выполнению курсового проекта
4. Лабораторный практикум по дисциплине
5. Типовые вопросы и задачи к экзамену и зачёту
6. Типовая учебная программа по дисциплине
7. Перечень учебных изданий и информационно-аналитических материалов

Пояснительная записка

Цель УМК по дисциплине «Силовая преобразовательная техника» заключается в приобретении студентами знаний о полупроводниковых преобразователях электрической энергии (ППЭ), принципе их действия, основных расчетных соотношениях и инженерных методах их расчета; умений проводить экспериментальные исследования характеристик ППЭ, расчеты и выбор силовых элементов ППЭ, а также моделирование схем ППЭ на ЭВМ и закрепления этих знаний и умений в процессе выполнения практических задач и самостоятельной работы.

Теоретический раздел УМК содержит материалы для теоретического изучения дисциплины и представлен конспектом лекций. В практическом разделе представлен план практических занятий, типовые задания и методическое пособие по выполнению курсового проекта, а также лабораторный практикум по дисциплине. Раздел контроля знаний содержит типовые вопросы и задачи для проведения экзамена и зачёта в письменной форме. Вспомогательный раздел содержит учебную программу по дисциплине «Силовая преобразовательная техника», а также перечень учебных изданий и информационно-аналитических материалов, рекомендуемых для изучения данной учебной дисциплины.

При работе с УМК в первую очередь изучается теоретическая часть с подробным рассмотрением примеров, представленных в конспекте лекций. Для закрепления теоретических знаний проводятся практические и лабораторные занятия в соответствии с предложенной тематикой. В ходе самостоятельной работы студенты выполняют курсовой проект по теме «Проектирование и расчет полупроводникового преобразователя электрической энергии». Контроль полученных знаний и умений осуществляется в виде письменного экзамена и зачёта.

1. ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ РАЗДЕЛ

Теоретический раздел УМК представлен конспектом лекций по дисциплине «Силовая преобразовательная техника» для студентов специальности 1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы» в двух частях: часть1 и часть2.

Н.М. Улащик

СИЛОВАЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Конспект лекций

для студентов специальности 1-53 01 05
«Автоматизированные электроприводы»

В 2 частях

Часть 1

Учебное электронное издание

М и н с к 2 0 1 0

УДК 621.314(075.8)

Составитель:

Н.М. Улащик

Рецензенты:

В.П. Беляев, доцент кафедры «Полиграфическое оборудование и системы обработки информации» БГТУ, кандидат технических наук;

Е.М. Сацкевич, старший преподаватель кафедры «Электротехника и электроника» БНТУ

Конспект лекций предназначен для студентов дневной и заочной форм обучения, изучающих дисциплину «Силовая преобразовательная техника». В нем приведены сведения о принципе действия и основных расчетных соотношениях различных видов полупроводниковых преобразователей электрической энергии (ППЭЭ) при их работе на активную и активно-индуктивную нагрузки.

В первой части приведены сведения о принципе действия и расчетных соотношениях силовой части различных видов выпрямителей, преобразователей постоянного тока, преобразователей переменного напряжения, сведения о структурных и функциональных схемах систем импульсно-фазового управления и расчете характеристик управления этими преобразователями.

Белорусский национальный технический университет
пр-т Независимости, 65, г. Минск, Республика Беларусь
Тел.(017) 293-91-97 факс (017) 292-91-37
Регистрационный № БНТУ/ФИТР46 – 9.2010

© БНТУ, 2010

© Улащик Н.М., 2010

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	10
1. Классификация полупроводниковых преобразователей электрической энергии. Структурная схема преобразователя. Простые и сложные преобразователи	18
2. Классификация выпрямителей. Однофазный однополупериодный выпрямитель при работе на активную нагрузку	22
3. Однофазный однополупериодный выпрямитель при работе активно-индуктивную нагрузку	28
4. Принцип действия однофазного мостового выпрямителя в непрерывном режиме при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки	32
5. Основные расчетные соотношения для выбора элементов однофазного мостового выпрямителя для режима непрерывного тока при активной и активно-индуктивной нагрузке	38
6. Принцип действия однофазного несимметричного мостового выпрямителя ...	43
7. Основные расчетные соотношения для выбора элементов несимметричного мостового выпрямителя. Режим прерывистого тока однофазного мостового выпрямителя	47
8. Принцип действия однофазного выпрямителя с регулированием напряжения на стороне переменного тока	50
9. Основные расчетные соотношения для выбора элементов однофазного выпрямителя с регулированием напряжения на стороне переменного тока	53
10. Принцип действия несимметричных мостовых выпрямителей с неполным диапазоном регулирования и регулированием напряжения на стороне постоянного тока	54
11. Принцип действия трехфазного нулевого выпрямителя	57
12. Основные расчетные соотношения при выборе элементов трехфазного нулевого выпрямителя. Явление вынужденного намагничивания трансформатора	60
13. Принцип действия трехфазного мостового выпрямителя	63

14. Основные расчетные соотношения при выборе элементов трехфазного мостового выпрямителя.....	68
15. Коммутация тока вентилей в полупроводниковых выпрямителях.....	70
16. Внешняя характеристика выпрямителя	74
17. Принцип действия полууправляемого трёхфазного мостового выпрямителя .	77
18. Принцип действия однофазного полупроводникового преобразователя переменного напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку при $\alpha > \varphi$..	82
19. Принцип действия однофазного полупроводникового преобразователя переменного напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку при $\alpha = \varphi$..	86
20. Принцип действия однофазного полупроводникового преобразователя переменного напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку при $\alpha + \delta < \varphi$	88
21. Трёхфазные полупроводниковые преобразователи переменного напряжения. Основные расчётные соотношения для выбора элементов схемы	90
22. Функции системы импульсно-фазового управления (СИФУ). Структурная схема СИФУ. Требования к СИФУ. Классификация СИФУ	93
23. Типовые блоки СИФУ и их назначение. Принцип действия вертикальной СИФУ.....	96
24. Регулировочная характеристика СИФУ	100
25. Расчёт и построение характеристик управления: СУ вентилями, ВК, УВ при пилообразном и косинусоидальном опорных напряжениях	104
26. Принудительная коммутация вентилей в преобразователе. Принцип действия широтно-импульсного преобразователя с параллельной емкостной коммутацией.....	110
27. Принцип действия широтно–импульсного преобразователя с последовательной емкостной коммутацией.....	114
28. Принцип действия последовательного нереверсивного преобразователя постоянного тока с широтно-импульсным управлением. Способы регулирования напряжения.....	116

29. Принцип действия параллельного нереверсивного преобразователя постоянного тока с широтно-импульсным управлением.....	121
30. Принцип действия реверсивного мостового преобразователя с широтно-импульсным управлением с диагональной коммутацией.....	124
31. Принцип действия реверсивного мостового преобразователя с широтно-импульсным управлением с симметричной коммутацией	128
32. Принцип действия реверсивного мостового преобразователя с широтно-импульсным управлением с несимметричной коммутацией	131
33. Структурная схема и принцип действия системы управления вентилями ШИП ..	134
Литература	

ВВЕДЕНИЕ

Электропривод — это электромеханическая система, предназначенная для приведения в движение рабочих органов машин и управления этим движением. Электропривод использует более 50% вырабатываемой электроэнергии.

По управляемости электропривод разделяют на нерегулируемый, который работает практически при постоянной скорости, и регулируемый, где скорость изменяется в соответствии с требованиями технологического процесса. Сегодня еще 75...80% всех электроприводов являются нерегулируемыми в связи с тем, что нет острой необходимости в регулировании скорости, за исключением пуска, торможения и защиты. Но имеется еще 20...25% электроприводов, где скорость и момент должны изменяться в строгом соответствии с требованиями технологического процесса. Эта группа электроприводов имеет тенденцию к ежегодному расширению.

Типовой регулируемый электропривод состоит из силового преобразователя СП, электродвигателя ЭД, передаточного механизма ПМ, связанного с исполнительным механизмом ИМ рабочей машины или механизма, и управляющего устройства УУ (рис. В.1). Силовой преобразователь изменяет параметры электрической энергии (напряжение, ток, частоту), посредством которых регулируется скорость и момент на валу электродвигателя. Передаточный механизм необходим для согласования параметров механической энергии (скорости, момента) исполнительного механизма и электродвигателя. Управляющее устройство в современном регулируемом электроприводе состоит из контроллера движения (скорость, положение) и электрического контроллера, посредством которого регулируется напряжение (или потокосцепление и момент) или ток электродвигателя. Управляющее устройство в общем случае через линии связи (интерфейс) подает управляющие сигналы (команды) на СП, ЭД и ПМ.

С помощью датчиков (или наблюдателей) сигналы обратной связи (напряжение, ток, потокосцепление, момент, скорость, положение) по линиям

обратной связи поступают в управляющее устройство, где анализируются и принимают участие в выработке управляющих команд.

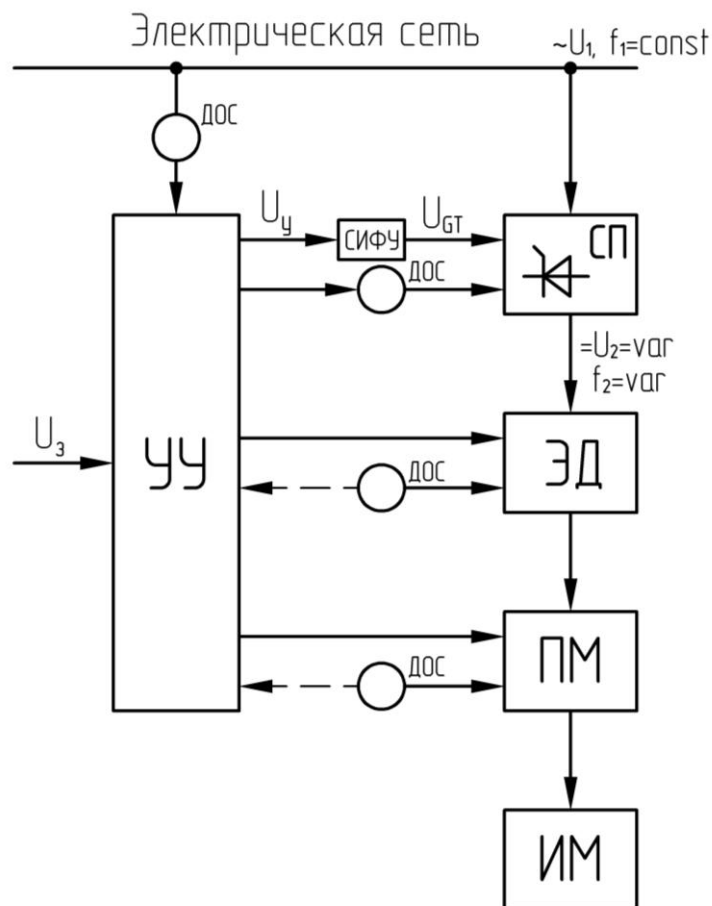


Рис. В.1. Структурная схема регулируемого электропривода

На рисунке приняты следующие обозначения:

СП — силовой преобразователь;

ЭД — электродвигатель;

ПМ — передаточный механизм;

УУ — управляющее устройство;

СИФУ — система импульсно-фазового управления;

ИМ — исполнительный механизм;

ДОС — датчик обратной связи.

В промышленном применении мощности электроприводов находятся в диапазоне от 0,1 кВт до 100 МВт.

Следует заметить, что с помощью регулируемого электропривода не только улучшается технологический процесс и качество продукции, но также сберегается электроэнергия.

Главным по стоимости дополнением к регулируемому электроприводу является силовой преобразователь, который для асинхронного электропривода в 5...2 раза превышает стоимость электродвигателя (от кВт до МВт). В общем случае, если исходить из стоимости сэкономленной электроэнергии, срок окупаемости составляет 4-5 лет.

Основное направление в регулируемом электроприводе — это использование электродвигателей переменного тока. В 2000 году электроприводы переменного тока составляли 75%, а электроприводы постоянного тока — 25% от общего числа электроприводов (по стоимости).

Силовая электроника — область техники, связанная с управлением потоками электроэнергии посредством мощных электронных приборов. Последние, как правило, работают в ключевых режимах, пропуская или блокируя поток электроэнергии, что позволяет изменением алгоритмов их переключения управлять усредненными значениями мгновенной мощности по требуемым законам.

Силовая электроника не является новейшей областью техники, но ее влияние на уровень социально-экономического развития общества всегда было менее заметно, чем микроэлектроники. Основной задачей последней является управление потоками информации. Поэтому уровень ее развития непосредственно сказывался на производстве радиоэлектронных товаров массового спроса.

Термин «силовая электроника» получил широкое распространение сравнительно недавно. До его появления преимущественно использовался термин «силовая преобразовательная техника», что соответствовало основным решаемым в этой области научно-техническим задачам преобразования одного вида электрической энергии в другой. За последние годы функции силовых полупроводниковых устройств существенно расширились. Они стали

использоваться в качестве аппаратов коммутации и защиты, регуляторов, активных фильтров и др.

В настоящее время из многообразия силовых электронных устройств можно выделить следующие основные их виды:

— *преобразователи электрической энергии:*

- выпрямители;
- инверторы;
- преобразователи частоты;
- преобразователи постоянного тока в постоянный;

— *регуляторы и стабилизаторы напряжения (тока):*

- переменного тока;
- постоянного тока;

— *статические аппараты управления и защиты постоянного и переменного тока:*

- реле;
- контакторы;
- защитные прерыватели;
- ограничители перенапряжений;
- пускорегулирующие аппараты;

— *статические компенсаторы реактивной мощности;*

— *активные и гибридные фильтры;*

— *формирователи мощных импульсов электроэнергии.*

Перечисленные виды устройств могут существенно различаться по схемотехническому исполнению и элементной базе. Однако их технико-экономические характеристики и функциональные возможности в значительной мере определяются эффективностью используемых силовых электронных ключей.

Появление и промышленное использование устройств силовой электроники относится к началу XX века. В качестве первых силовых электронных приборов

начали использовать ртутные вентили, тиристорные другие приборы первого поколения силовой электроники.

В 1948 г изобретение транзистора открыло новую эру в электронике, а в 1956 г был создан мощный управляемый полупроводниковый прибор — тиристор. На основе этого прибора началось интенсивное развитие нового поколения силовых электронных устройств с существенным расширением сфер их применения.

Тиристор и биполярный транзистор длительный период времени оставались основными силовыми приборами. Причем, биполярный транзистор и по сей день имеет малое значение тока коллектора и низкую величину напряжения коллектор-эмиттер с “точки зрения электропривода”.

Принципиальными недостатками биполярного транзистора являлись значительная мощность, потребляемая на управление, а тиристора — неполная управляемость (при работе на постоянном токе для их запираания требуется специальное устройство принудительной коммутации) и сравнительно низкое быстродействие (максимальная частота – 500 Гц). Разработка запираемого тиристора (англ. GTO – gate thyristor off) решило проблему управляемости этого наиболее мощного управляемого прибора, но при этом его частотные свойства не улучшились.

В связи с этим, основными видами преобразователей энергии были преобразователи с естественной коммутацией: выпрямители, инверторы, ведомые сетью, непосредственные преобразователи частоты, преобразователи переменного напряжения. Это в дальнейшем стало сдерживающими факторами в этой области. И только с начала 80-х годов начинается новый революционный этап в развитии силовой электроники, обусловленный научно-техническими и технологическими достижениями в области создания высокоэффективных, полностью управляемых, силовых электронных приборов — мощных биполярных и полевых транзисторов, запираемых тиристоров и биполярных транзисторов с изолированным затвором.

Новые перспективы в принципиальном совершенствовании параметров транзисторов в части существенного снижения мощности управления и

повышения быстродействия открыло создание МОП – транзистора (англ. MOSFET — metal oxide semiconductor field effect transistor).

Однако этот вид транзистора имеет значительные ограничения на повышение рабочих напряжений. Эти ограничения обусловлены повышением сопротивления во включенном состоянии транзисторов, разработанных на более высокие напряжения. В этой связи в настоящее время МОП – транзисторы используются, как правило, на рабочие напряжения, не превышающие 300 – 400 В. Из-за относительно высоких значений сопротивления мощные МОП – транзисторы уступают биполярным в части потерь мощности проводящем состоянии.

Компромиссным техническим решением, позволяющим реализовать положительные качества как биполярных, так и МОП – транзисторов стало создание IGBT (англ. Insulated Gate Bipolar Transistor – биполярный транзистор с изолированным затвором). Обладая хорошими частотными свойствами ($f_s > 20$ кГц), крайне низким значением мощности управления, IGBT имеет относительно низкое падение напряжения (2,5...3,5 В) в проводящем состоянии при рабочих напряжениях до 1500...1700 В. Благодаря этим качествам область использования IGBT постоянно расширяется и начинает занимать доминирующее положение в устройствах средней мощности. В электроприводе получили широкое распространение импульсные преобразователи постоянного тока с широтно-импульсным управлением, двухзвенные преобразователи частоты по схеме В-Ф-АИН с ШИМ- модуляцией. На основе IGBT в настоящее время разрабатывается большинство силовых электронных устройств, работающих от промсетей с напряжением 220/380 В. Практически все крупнейшие фирмы мира, производящие электронную продукцию, развивают новые технологии IGBT и расширяют рынок этих приборов.

Силовая электроника является наиболее интенсивно развивающейся и перспективной областью техники. Так, например, по мнению многих ведущих технических экспертов, «в XXI веке две технологии будут иметь наибольшее значение — компьютеры и силовая электроника с электроприводом. Первая станет выполнять функции разума, а последняя — мускулов». При этом

специалисты по силовой электронике считают, что основополагающим фактором ее развития является эффективность используемых электронных ключей. По существу, этапы развития силовой электроники определяются принципиальными достижениями в технологиях силовых ключей.

За последнее десятилетие существенно расширилась область применения силовых электронных устройств в электроприводе. Для управления двигателями постоянного тока наиболее широко используются импульсные регуляторы постоянного тока, выполненные по схеме четырехквadrантного преобразователя. Такие схемы дают возможность управлять режимами работы двигателя с изменением числа его оборотов, направления вращения, динамического торможения с рекуперацией энергии в первичный источник и др.

Принципы и схемы управления двигателями переменного тока весьма разнообразны и зависят от их конструктивного исполнения. Так, например, для индукционных двигателей асинхронного типа скорость вращения и момент на валу могут управляться изменением напряжения, тока и частоты как статора, так и ротора, если последний имеет фазное исполнение. Наибольшее распространение для этих целей получили преобразователи частоты, позволяющие регулировать величину и частоту выходного напряжения, подаваемого на статор двигателя.

Полупроводниковые преобразователи частоты открыли также широкие перспективы для управления различными типами синхронных двигателей. Благодаря применению силовых электронных ключей появились новые типы синхронных машин с регулированием скорости в широком диапазоне, например, двигатели с переключаемыми обмотками статора, «бесщеточные» двигатели постоянного и переменного тока и др.

В системах передачи и распределения электроэнергии мощные, высоковольтные преобразователи позволяют связывать системы энергопередач с существенно различным качеством электроэнергии. Кроме того, создание мощных активных фильтров и регулируемых компенсаторов реактивной мощности открывают новые возможности повышения качества и экономии электроэнергии.

Для гарантированного электроснабжения наиболее ответственных и критичных к качеству электроэнергии потребителей в настоящее время широко используются статические системы бесперебойного электроснабжения. Основой таких систем являются силовые электронные выпрямители и инверторы.

Без силовых электронных устройств практически невозможно эффективное использование энергии таких нетрадиционных источников, как солнечных батарей, химических источников тока и др.

Применение мощных инверторов с выходным напряжением повышенной частоты стали основой новых технологий в металлургии, электрохимии и других отраслях промышленности.

На основе быстродействующих силовых электронных ключей стало возможным создание новых видов многофункциональных аппаратов управления и защиты.

Широкое применение силовые электронные устройства находят не только в промышленности, но и в жилищно-коммунальном хозяйстве, а также в бытовой технике.

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ. ПРОСТЫЕ И СЛОЖНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Полупроводниковые преобразователи электрической энергии (ППЭЭ) предназначены для преобразования параметров электрической энергии (рода тока, частоты, величины напряжения и т.д.) и для регулирования, то есть целенаправленного изменения потока мощности, передаваемого в нагрузку. ППЭЭ получили широкое применение в трех областях промышленности:

- 1) электропривод постоянного и переменного тока;
- 2) электротехнологические установки (станки);
- 3) электроэнергетические установки (печи, распределительные щиты, подстанции).

Принцип действия преобразователя основан на периодическом включении и выключении силовых полупроводниковых приборов (СПП, ключей). Под включением прибора понимается перевод его в открытое, проводящее состояние, а под выключением – в непроводящее (закрытое) состояние по определенному алгоритму, выполнение которого приводит к достижению поставленной перед преобразователем цели.

Основные виды СПП:

- 1) диоды (неуправляемые ключи);
- 2) тиристоры: обычные и запираемые;
- 3) симметричные тиристоры – симисторы;
- 4) транзисторы: биполярные, полевые, силовые типа IGBT и др.

Важное значение для работы преобразователя имеет способ включения СПП, или его коммутации. Известно 2 вида коммутации ключей:

- 1) естественная коммутация (ЕК);
- 2) искусственная (принудительная) коммутация (ИК).

Под естественной коммутацией понимается выключение прибора под действием изменяющего свой знак напряжения источника питания

преобразователя. Под принудительной коммутацией понимается выключение прибора с помощью дополнительного источника питания (коммутирующий конденсатор и коммутирующий ключ), которые вводятся в схему для коммутации основного ключа. Каждый преобразователь электрической энергии является законченным устройством, включающим в себя ряд функциональных узлов.

Функциональная схема ППЭЭ приведена на рис. 1.1.

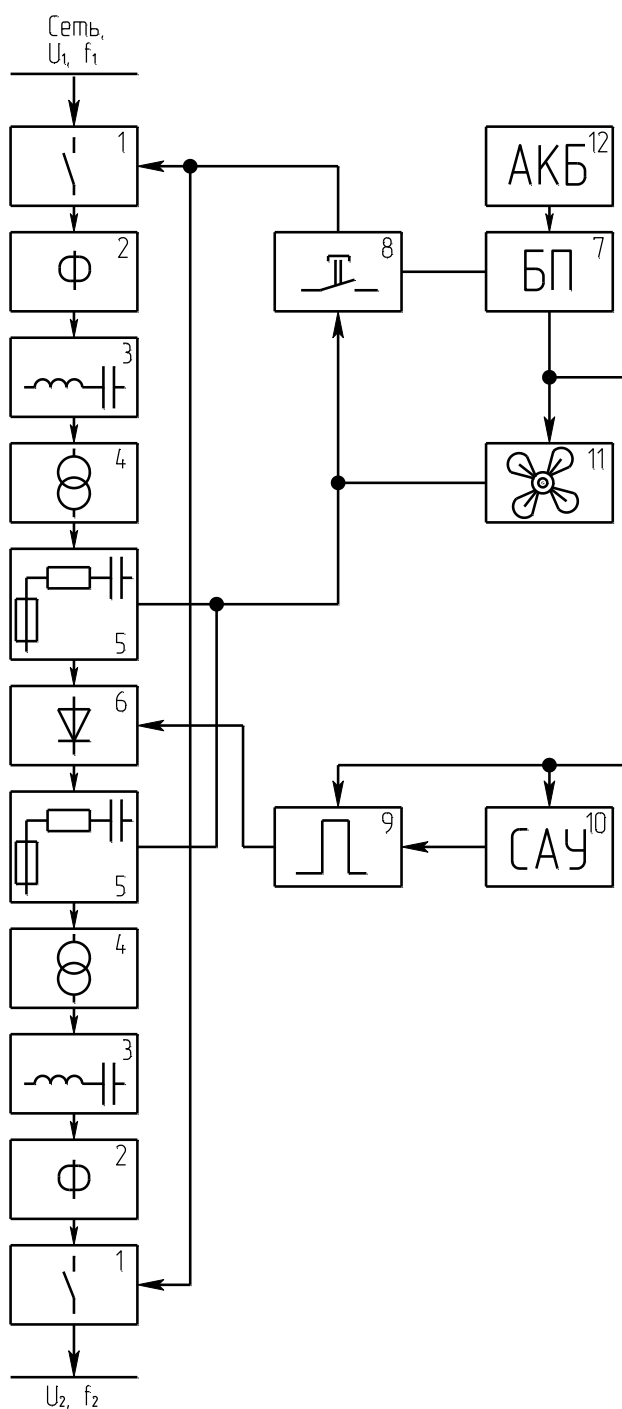


Рис.1.1. Функциональная схема ППЭЭ

1. Коммутирующая аппаратура: выключатели, АВ (автоматические выключатели), контакторы, через которые к преобразователю подключается входная или выходная сеть. Контактор предназначен для нулевой защиты промышленной установки. Для того, чтобы обеспечить нулевую защиту электроустановки, необходимо, чтобы в составе схемы управления были контактор и кнопки управления.

2. Измерительная аппаратура, предназначенная для контроля за входными и выходными величинами (ток, напряжение, частота и т.д.).

3. Фильтры, предназначенные для исключения (ослабления) помех, воздействующих как на преобразователь, так и на сеть и окружающую среду.

4. Трансформаторы, или токоограничивающие реакторы. Трансформатор предназначен для согласования параметров сети с параметрами нагрузки. Токоограничивающий реактор предназначен для ограничения токов короткого замыкания, возникающих при коммутации вентилей на уровне, не превышающем ударный ток вентиля.

5. Устройство защиты вентилей.

6. Вентильный комплект – основной узел ППЭЭ.

7. Блок питания СУ и вспомогательных устройств.

8. Система пуска, защиты и отключения преобразователя.

9. Система управления вентилями (система импульсно-фазового управления).

10. Система автоматического управления выходными параметрами преобразователя.

11. Система охлаждения.

12. Вспомогательный источник питания (аккумулятор АКБ).

Классификация ППЭЭ

ППЭЭ в зависимости от функций, выполняемых силовым блоком и схем соединения вентилей в силовом блоке делятся на простые и сложные.

В свою очередь простые преобразователи имеют классификацию, которая представлена в виде блок-схемы на рис. 1.2.

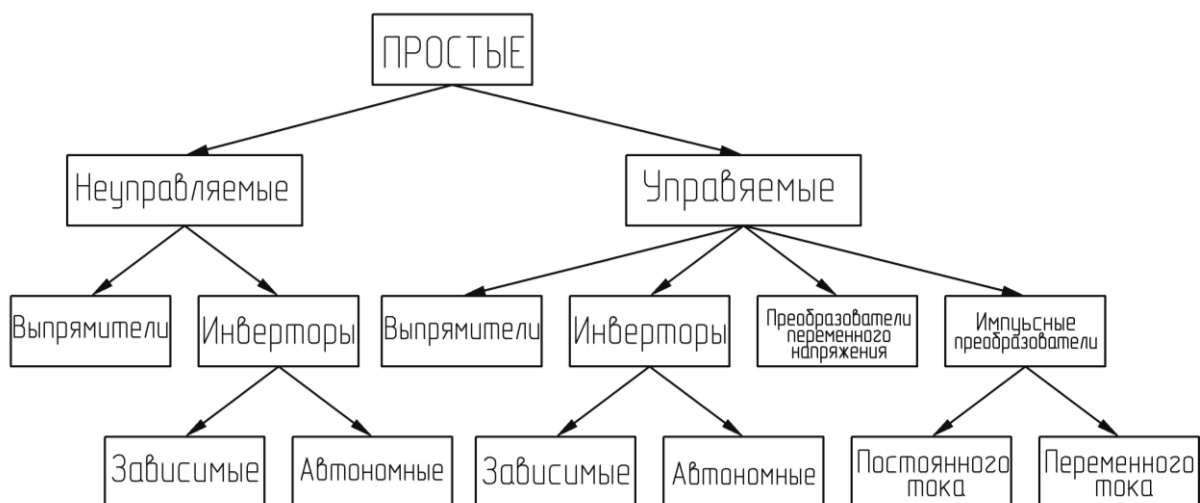


Рис.1.2. Классификация простых преобразователей

Однако, простые преобразователи не всегда могут обеспечить режимы, которые необходимы для работы технологических установок. В таких случаях используются сложные преобразователи, в которых несколько простых схем преобразователей соединены тем или иным образом.

Сложные преобразователи бывают:

- 1) с однократным преобразованием энергии;
- 2) с многократным преобразованием энергии.

2. КЛАССИФИКАЦИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ. ОДНОФАЗНЫЙ ОДНОПОЛУПЕРИОДНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ПРИ РАБОТЕ НА АКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

Выпрямитель – это устройство, предназначенное для преобразования входного переменного напряжения в постоянное.

Основным блоком выпрямителя является вентильный комплект (ВК), который непосредственно выполняет преобразования переменного напряжения в постоянное. При необходимости согласования параметров сети с параметрами нагрузки, ВК подключается к сети через согласующий трансформатор.

Выпрямители бывают управляемые, полууправляемые и неуправляемые.

Классификация выпрямителей:

- 1) по числу фаз питающей сети:
 - а) однофазные;
 - б) трехфазные;
- 2) по способу подключения к сети:
 - а) через согласующий трансформатор;
 - б) через токоограничивающий (анодный) реактор;
- 3) по способу включения нагрузки:
 - а) нулевые, где нагрузка включается между нулевой точкой трансформатора и общей точкой анодов (катодов) вентилей;
 - б) мостовые, где нагрузка включается между общей точкой анодов и общей точкой катодов комплекта вентилей.

Структурная схема выпрямителя (рис. 2.1) включает в себя два блока:

- 1) вентильный комплект ВК;
- 2) система управления вентилями СУВ (система импульсно-фазового управления СИФУ).

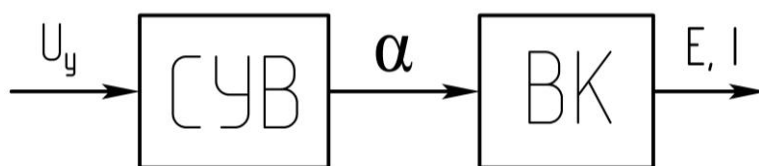


Рис. 2.1. Структурная схема выпрямителя

Задача СУВ состоит в формировании на выходе угла открывания вентилей α , пропорционального величине входного напряжения управления U_y . ВК обеспечивает на своем выходе выпрямленные ЭДС и ток. Выпрямленная ЭДС E пропорциональна входному углу α .

Функциональная схема выпрямителя представлена на рис. 2.2.

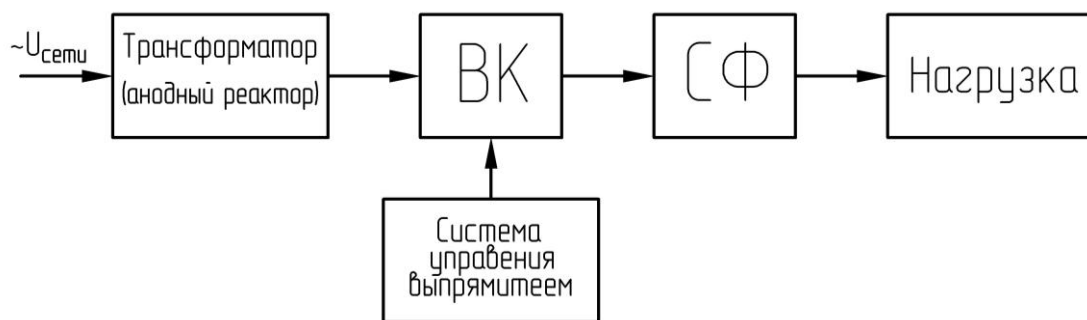


Рис. 2.2. Функциональная схема выпрямителя:
СУВ – система управления вентилями; ВК – вентильный комплект

Однофазный однополупериодный выпрямитель

Простейшей схемой выпрямителя является однофазный однополупериодный выпрямитель (рис. 2.3).

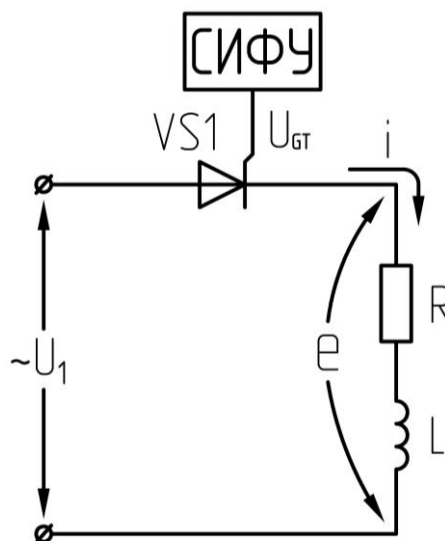


Рис. 2.3. Схема однофазного однополупериодного выпрямителя

Диаграммы работы выпрямителя на R-нагрузку показаны на рис. 2.4.

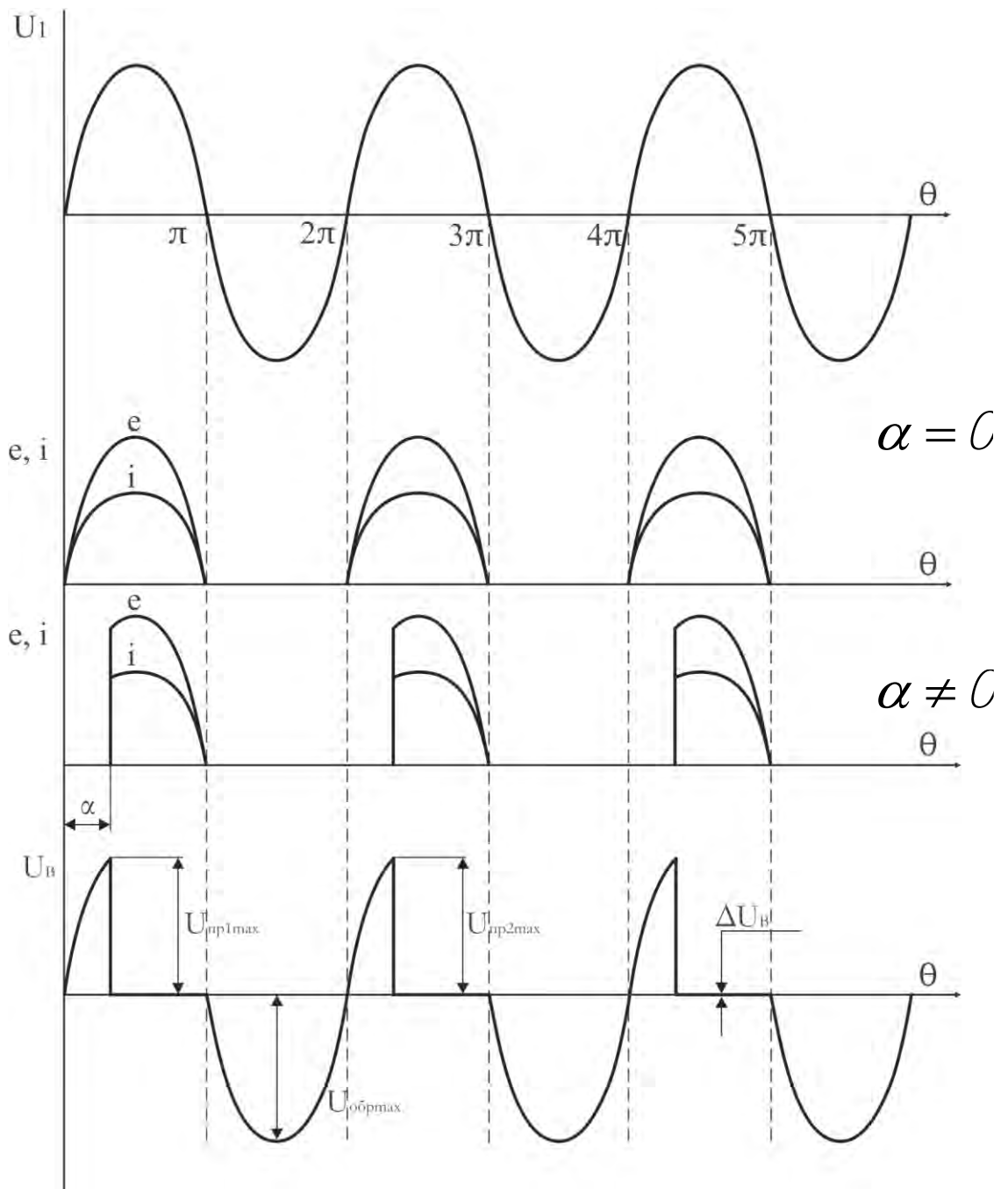


Рис. 2.4. Диаграммы работы выпрямителя на R-нагрузку

Для того, чтобы открыть тиристор, необходимо выполнение двух условий:

- 1) потенциал анода должен быть выше потенциала катода;
- 2) на управляющий электрод должен быть подан открывающий импульс

$U_{omn}(U_{GT})$.

Для данной схемы одновременное выполнение этих условий возможно лишь в положительные полупериоды питающего напряжения. СИФУ должна формировать открывающие импульсы лишь в положительные полупериоды питающего напряжения. При подаче на тиристор $VS1$ открывающего импульса в момент времени $\theta = \alpha$ тиристор $VS1$ открывается и к нагрузке прикладывается напряжение питания U_1 в течение оставшейся части положительного полупериода (прямое падение напряжения на вентиле ΔU_B пренебрежимо мало по сравнению с напряжением U_1 ($\Delta U_B = 1 \div 2B$)).

Поскольку нагрузка R - активная, то ток в нагрузке повторяет форму напряжения. В конце положительного полупериода ток нагрузки i и вентиле $VS1$ уменьшатся до нуля ($\theta = n\pi$), а напряжение U_1 изменит свой знак. Таким образом, к тиристор $VS1$ прикладывается обратное напряжение, под действием которого он закрывается и восстанавливает свои управляющие свойства. Такая **коммутация вентиле** под действием напряжения источника питания, периодически изменяющего свою полярность, **называется естественной**. Из диаграмм видно, что изменение α приводит к изменению части положительного полупериода, в течение которого напряжение питания приложено к нагрузке, и, следовательно, это приводит к регулированию потребляемой мощности. **Угол α** характеризует задержку момента открывания тиристора по отношению к моменту его естественного открывания и **называется углом открывания** (управления) вентиле. ЭДС выпрямителя e и ток i представляют собой следующие друг за другом отрезки положительных полусинусоид, постоянных по направлению, но непостоянных по величине, т.е. выпрямленные ЭДС и ток имеют периодический пульсирующий характер. А каждую периодическую функцию можно разложить в ряд Фурье:

$$e(t) = E + e_n(t), \quad (2.1)$$

где E – постоянная составляющая выпрямленной ЭДС;

$e_n(t)$ – переменная составляющая, равная сумме всех гармонических составляющих.

Таким образом, можно считать, что к нагрузке приложено постоянная ЭДС E , искаженная переменной составляющей $e_n(t)$. Постоянная составляющая ЭДС E является основной характеристикой выпрямленной ЭДС e . Она определяется как среднее значение ЭДС за период повторяемости кривой $e(\theta)$ (рис. 2.5).

$$E = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} e(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_1 \sin \theta d\theta = E_0 \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (2.2)$$

где $E_0 = k_{cxe} U_1$ – среднее значение выпрямленной ЭДС при $\alpha = 0$;

k_{cxe} – схемный коэффициент по ЭДС, $k_{cxe} = \frac{E_0}{U_1}$

Для данной схемы $k_{cxe} = 0.45$.

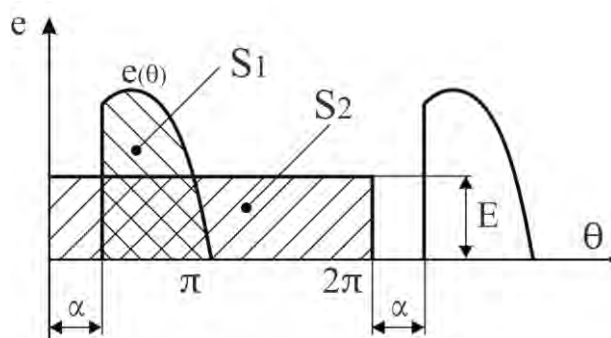


Рис. 2.5. Зависимость ЭДС от времени

Среднее значение E за период повторяемости кривой $e(\theta)$ равно высоте прямоугольника, площадь которого S_2 равна площади S_1 , ограниченной кривой $e(\theta)$ (рис. 2.5). Из выражения (2.2) видно, что, изменяя α от нуля до 180° , мы изменяем постоянную составляющую E от максимального значения до нуля.

Процесс **регулирования напряжения** на нагрузке **путем изменения α** называется **фазовым регулированием**. Данная схема имеет ряд недостатков:

- 1) высокое содержание высших гармонических в выпрямленной ЭДС;
- 2) большие пульсации ЭДС и тока;
- 3) прерывистый режим работы схемы;
- 4) низкий коэффициент использования схемы по напряжению ($k_{cxe} = 0.45$).

Режимом прерывистого тока (РТП) работы выпрямителя называется такой режим, при котором ток в цепи нагрузки выпрямителя прерывается, т.е. становится равным нулю.

3. ОДНОФАЗНЫЙ ОДНОПОЛУПЕРИОДНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ПРИ РАБОТЕ АКТИВНО-ИНДУКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

Временные диаграммы работы однополупериодного выпрямителя на RL-нагрузку представлены на рис. 3.1.

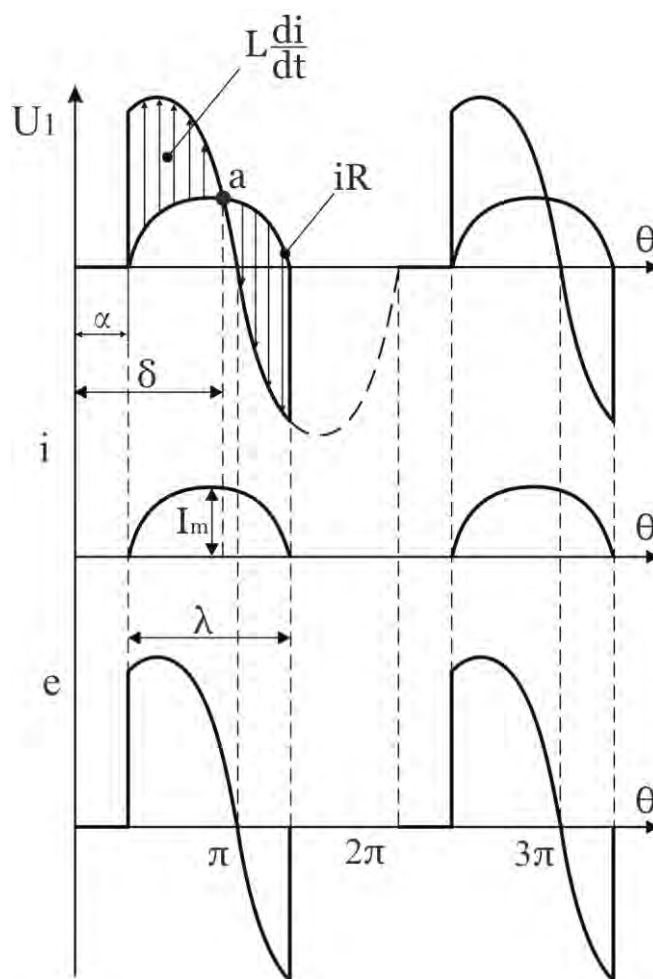


Рис. 3.1. Диаграммы работы выпрямителя на RL-нагрузку

Для анализа процессов, протекающих в схеме, выделим три интервала времени.

1. $\alpha < \theta < \delta$. Схема замещения, соответствующая этому интервалу, приведена на рис. 3.2.

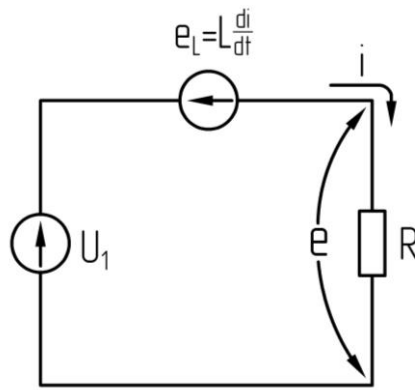


Рис. 3.2. Схема замещения при $\alpha < \theta < \delta$

Согласно схеме замещения:

$$U_1 = e_L + iR = L \frac{di}{dt} + iR. \quad (3.1)$$

На этом интервале времени e_L (ЭДС самоиндукции) направлена встречно напряжению сети U_1 и препятствует резкому нарастанию тока. Энергия из сети преобразуется в тепловую на R и накапливается в электромагнитном поле индуктивности L . При $\theta = \delta$ (точка а) $U_1 = iR$, $L \frac{di}{dt} = 0$, $i = I_m$.

2. $\delta < \theta < \pi$. Схема замещения, соответствующая этому интервалу, приведена на рис. 3.3.

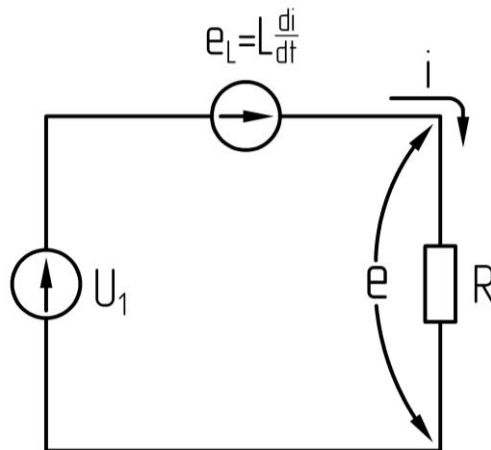


Рис. 3.3. Схема замещения при $\delta < \theta < \pi$

На этом интервале ЭДС самоиндукции e_L поменяла свой знак (в момент времени $\theta = \delta$).

$$U_1 = -e_L + iR = -L \frac{di}{dt} + iR, \quad U_1 + e_L = iR \quad (3.2)$$

При $\theta \geq \delta$ e_L меняет свой знак и стремится поддержать ток в цепи; она направлена согласно с U_1 . На этом интервале энергия из сети и накопленная в поле индуктивности L преобразуются в тепловую в R .

3. $\pi < \theta < \alpha + \lambda$. Схема замещения, соответствующая этому интервалу, приведена на рис. 3.4.

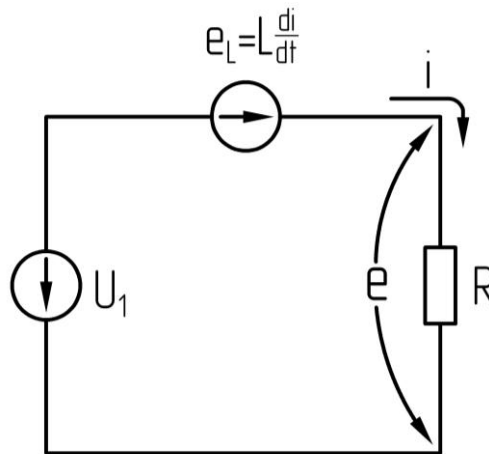


Рис. 3.4 Схема замещения при $\pi < \theta < \alpha + \lambda$

$$-U_1 = -e_L + iR, \quad U_1 = e_L - iR \quad (3.3)$$

В момент времени $\theta = \pi$ напряжение сети U_1 меняет свою полярность, но тиристор $VS1$ остается в проводящем состоянии, так как e_L превышает U_1 и на тиристоре сохраняется прямое напряжение. Ток под действием e_L будет протекать по нагрузке в том же направлении до тех пор, пока энергия, накопленная в поле индуктивности L , полностью не израсходуется. На этом интервале часть энергии, накопленной в поле индуктивности, преобразуется в тепловую в сопротивлении R , а часть отдается в сеть.

Процесс передачи энергии из цепи постоянного тока в цепь переменного тока называется **инвертированием**. Об этом свидетельствуют разные знаки e и i .

Длительность протекания тока на участке отрицательной полярности U_1 зависит от соотношения между величинами L и R ($X_L = \omega L$). Чем больше отношение $\frac{\omega L}{R}$, тем больше продолжительность протекания тока λ . Если в цепи нагрузки есть индуктивность L , то форма тока становится более гладкой и ток протекает даже на участках отрицательной полярности U_1 . Тиристор $VS1$ при этом закрывается не в момент перехода напряжения U_1 через 0 , а в момент спадания тока до нуля. Если $\frac{\omega L}{R} \rightarrow \infty$, то при $\alpha = 0$ $\lambda \rightarrow 2\pi$.

4. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ В НЕПРЕРЫВНОМ РЕЖИМЕ ПРИ РАБОТЕ НА АКТИВНУЮ И АКТИВНО-ИНДУКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

Силовая схема однофазного мостового выпрямителя представлена на рис. 4.1, а временные диаграммы его работы на активную нагрузку – на рис. 4.2.

Вентильный мост (рис. 4.1) содержит две группы вентиляей – катодную (нечетные вентили) и анодную (четные вентили). В мостовой схеме ток проводят одновременно два вентиля – один из катодной группы и один из анодной.

Как видно из рис. 4.1 вентили включаются так, что в положительные полупериоды напряжения U_2 ток протекает через вентили $VS1$ и $VS4$, а в отрицательные полупериоды – через вентили $VS2$ и $VS3$. Принимаем допущения, что вентили и трансформатор идеальные, т.е. $L_{mp} = R_{mp} = 0, \Delta U_B = 0$.

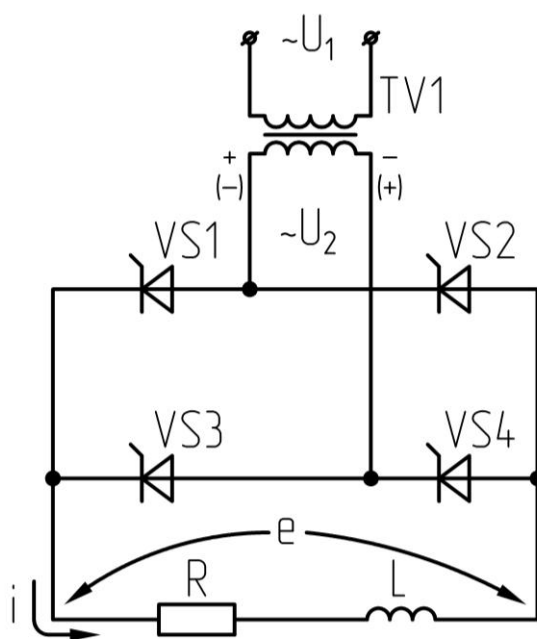


Рис. 4.1. Схема однофазного мостового выпрямителя

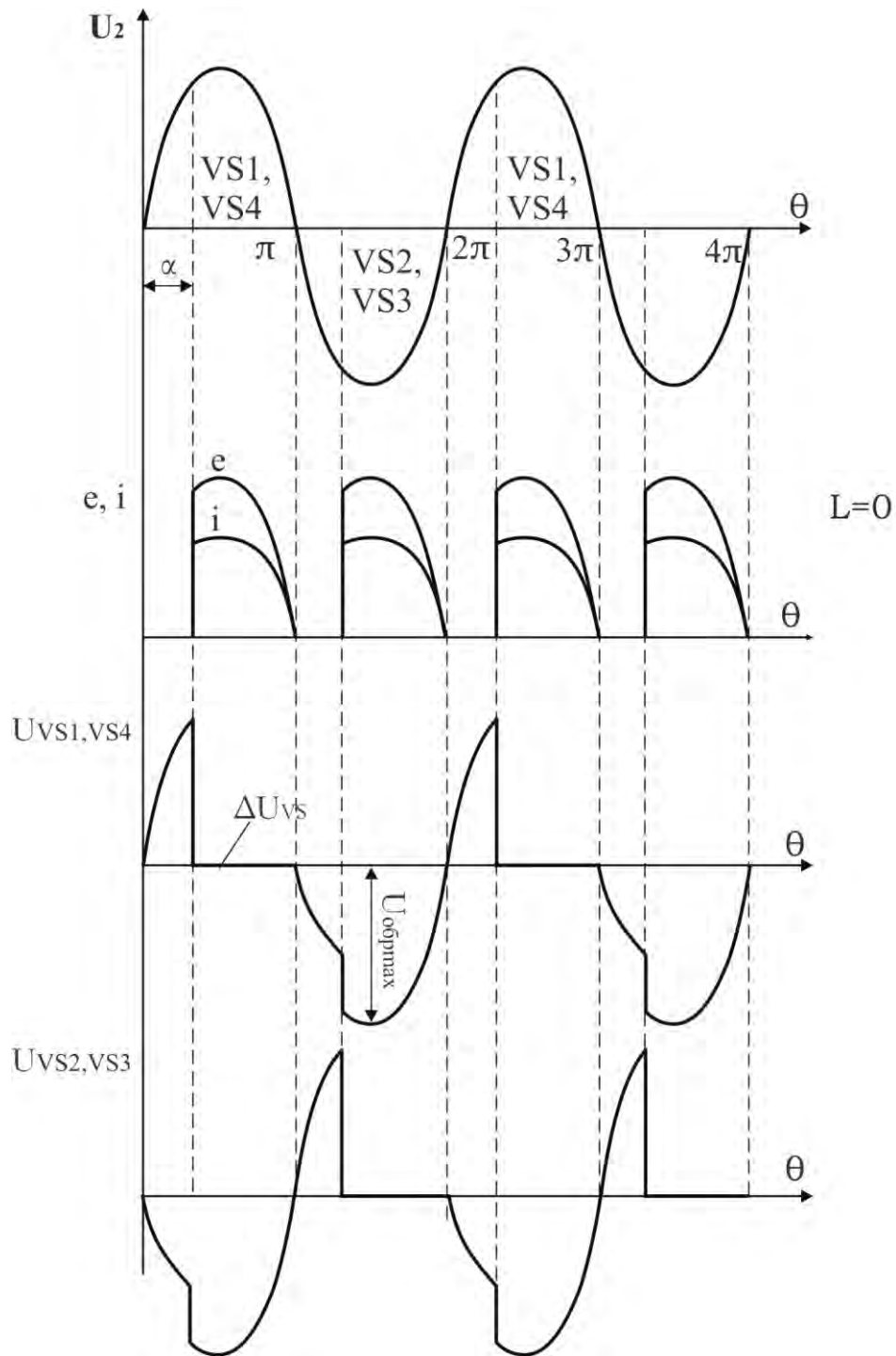


Рис. 4.2. Диаграммы работы однофазного мостового выпрямителя на активную нагрузку

В данной схеме в каждый момент времени проводит ток одна пара тиристоров $VS1$ и $VS4$ в положительные полупериоды U_2 и $VS2$ и $VS3$ в отрицательные. Когда все тиристоры закрыты, то к каждому из них прикладывается половина напряжения питания.

При $\theta = \alpha$ открываются $VS1$ и $VS4$ и по нагрузке начинает протекать ток через открывшееся $VS1$ и $VS4$. К работавшим ранее $VS2$ и $VS3$ прикладывается полное напряжение сети в обратном направлении.

При $\theta = \pi$, U_2 меняет свой знак и поскольку нагрузка активная, то ток становится равным нулю, а к $VS1$ и $VS4$ прикладывается обратное напряжение и они закрываются.

При $\theta = \pi + \alpha$ открываются тиристоры $VS2$ и $VS3$ и ток по нагрузке продолжает протекать в том же направлении. Ток в данной схеме при $L=0$ имеет прерывистый характер и лишь при $\alpha=0$ ток будет гранично-непрерывным.

Гранично-непрерывным режимом называется режим, при котором ток в некоторые моменты времени снижается до нуля, но не прерывается.

$$U_{np.max} = U_{обр.max} = \sqrt{2} U_2 \text{ (с трансформатором);}$$

$$U_{np.max} = U_{обр.max} = \sqrt{2} U_1 \text{ (без трансформатора).}$$

Работа схемы на R-L нагрузку

R-L нагрузка типична для обмоток электрических аппаратов и обмоток возбуждения электрических машин, или когда на выходе выпрямителя установлен индуктивный фильтр. Влияние индуктивности сказывается на форме кривой тока нагрузки, а также на среднем и действующем значениях тока через вентили и трансформатор. Чем больше индуктивность цепи нагрузки, тем меньше переменная составляющая тока.

Для упрощения расчетов полагают, что ток нагрузки идеально сглажен ($L \rightarrow \infty$); это правомерно, когда $\omega_{II}L > 5R$, где ω_{II} – круговая частота пульсаций на выходе выпрямителя. При выполнении данного условия ошибка в расчётах незначительна и может не приниматься во внимание.

Временные диаграммы работы однофазного мостового выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку представлены на рис.4.3.

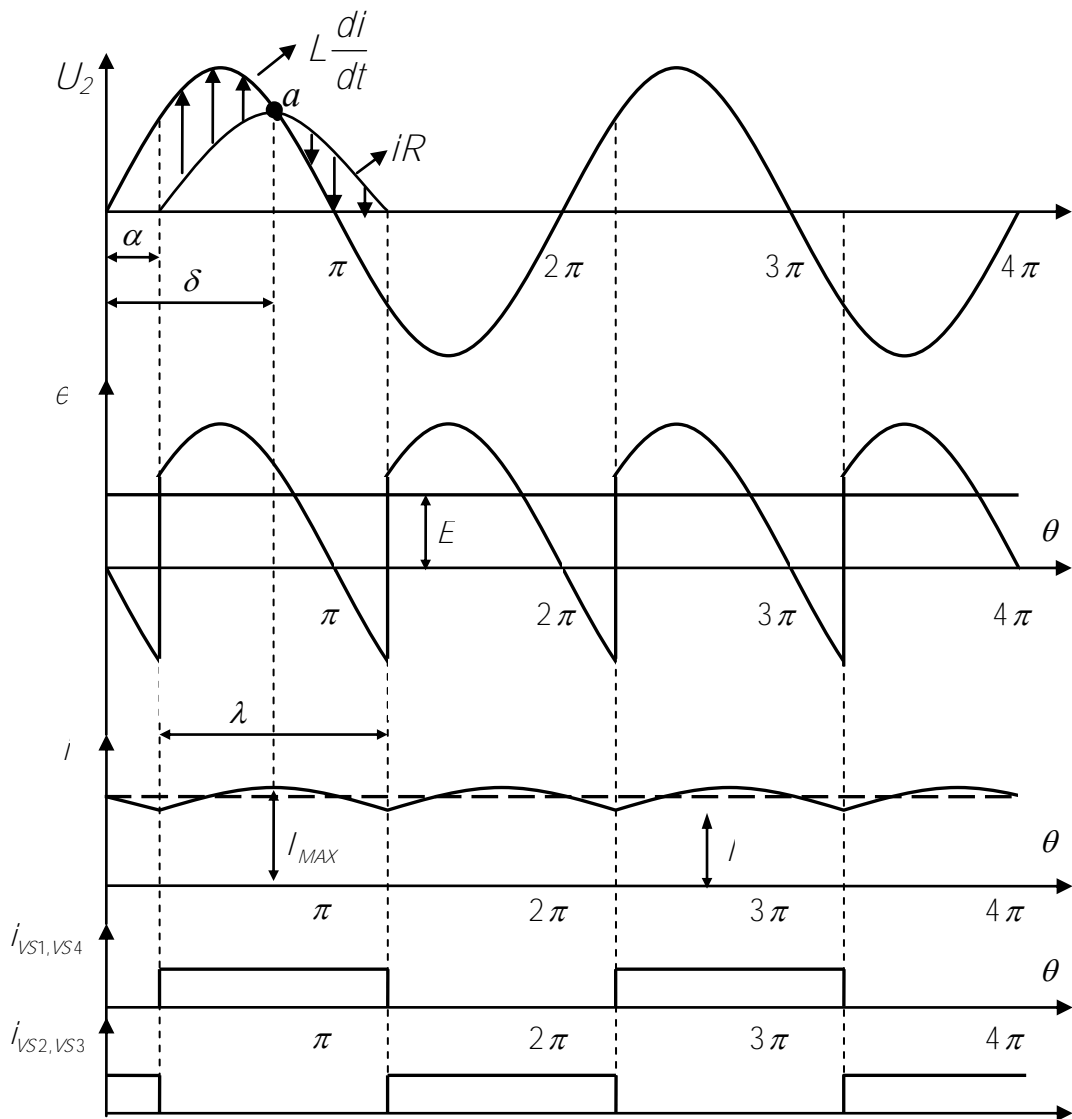


Рис. 4.3. Диаграммы работы однофазного мостового выпрямителя при работе на RL-нагрузку

Для рассмотрения процессов, протекающих в схеме, выделим три участка работы.

1. $\alpha < \theta < \delta$. Схема замещения, соответствующая этому интервалу, приведена на рис. 4.4.

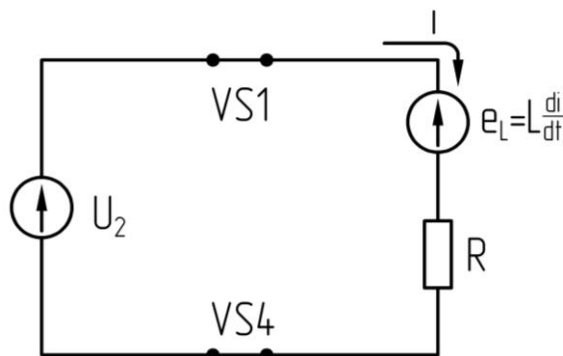


Рис. 4.4. Схема замещения выпрямителя при $\alpha < \theta < \delta$

На рассматриваемом интервале энергия из сети преобразуется в тепловую в сопротивлении R , а часть накапливается в электромагнитном поле индуктивности.

$$U_2 = L \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot R.$$

2. $\delta < \theta < \pi$. Схема замещения, соответствующая этому интервалу, приведена на рис. 4.5.

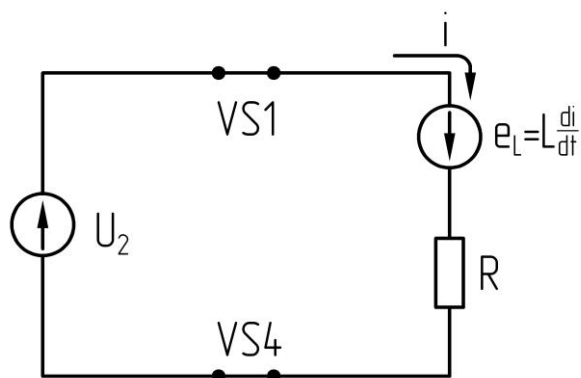


Рис. 4.5. Схема замещения выпрямителя при $\delta < \theta < \pi$

В момент времени $\theta = \delta$ ЭДС самоиндукции $e_L = 0$, т.к. ток достигает максимального значения.

$$U_1 + L \cdot \frac{di}{dt} = i \cdot R.$$

На этом интервале энергия, накопленная в индуктивности и потребляемая из сети преобразуется в тепловую в сопротивлении R .

3. $\pi < \theta < \lambda + \alpha$. Схема замещения, соответствующая этому интервалу, приведена на рис. 4.6.

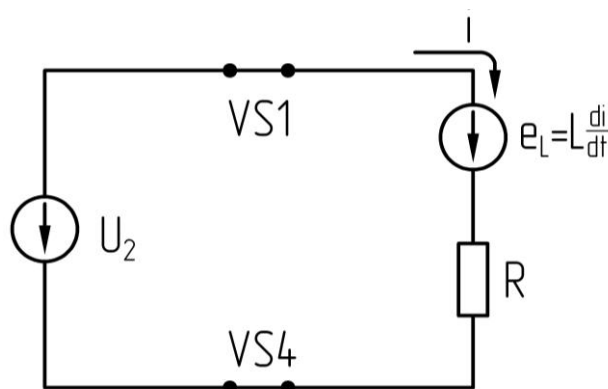


Рис. 4.6. Схема замещения выпрямителя при $\pi < \theta < \lambda + \alpha$

На этом интервале часть энергии, накопленная в поле индуктивности, преобразуется в тепловую в сопротивлении R , а часть возвращается в сеть.

$$e_L = U_1 + i \cdot R$$

Действие ЭДС самоиндукции на 3-м участке приводит к появлению участков отрицательной полярности в кривой выпрямленной ЭДС, а разные знаки e и i свидетельствуют о том, что на этом интервале происходит возврат электрической энергии в сеть.

Если к моменту времени $\theta = \pi + \alpha$ энергия, накопленная в индуктивности L , полностью не израсходована, то ток i будет иметь непрерывный характер. При подаче в момент времени $\theta = \pi + \alpha$ открывающих импульсов на тиристоры $VS2$ и $VS3$, к которым со стороны сети приложено прямое напряжение, они открываются и через них к работавшим $VS1$ и $VS4$ прикладывается обратное напряжение со стороны сети, вследствие чего они закрываются, такой вид коммутации называется естественной.

5. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ВЫБОРА ЭЛЕМЕНТОВ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ ДЛЯ РЕЖИМА НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА ПРИ АКТИВНОЙ И АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Среднее значение выпрямленной ЭДС:

$$E = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} e(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U_1 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_1 \cos \alpha = E_0 \cos \alpha, \quad (5.1)$$

где $E_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_1 = k_{cxe} U_1, k_{cxe} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9,$

E_0 – среднее значение выпрямленной ЭДС при $\alpha = 0$

Среднее значение тока через вентили схемы:

$$I_{в.ср} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I d\theta = \frac{I}{2}. \quad (5.2)$$

При расчёте $I_{в.ср}$ приняты допущения: ток через вентиль не имеет пульсаций, т.е. ток прямоугольный ($\omega_{II} L > 5R$).

Действующее значение тока вентилей:

$$I_{в} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i^2(\theta) \cdot d\theta} = \frac{I}{\sqrt{2}}. \quad (5.3)$$

Коэффициент формы тока:

$$K_{\phi i} = \frac{I_{в}}{I_{в.ср}} = \sqrt{2} = 1,41. \quad (5.4)$$

По коэффициенту формы тока можно судить о нагреве вентилей.

Ток через вентиль:

$$I_{в} = I_{в.ср} + I_{в.п.}$$

Чем больше $K_{\phi i}$, тем больше гармоническая составляющая, а, следовательно, больше нагрев вентилей.

Максимальное значение прямого и обратного напряжения:

$$U_{обр.max} = \sqrt{2}U_1 \text{ или } U_{обр.max} = \sqrt{2}U_2 - \text{с трансформатором.} \quad (5.5)$$

$$U_{пр.max} = \sqrt{2}U_1 \text{ или } U_{пр.max} = \sqrt{2}U_2 - \text{с трансформатором.}$$

Определим действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора:

Форма тока вторичной обмотки трансформатора приведена на рис. 5.1.

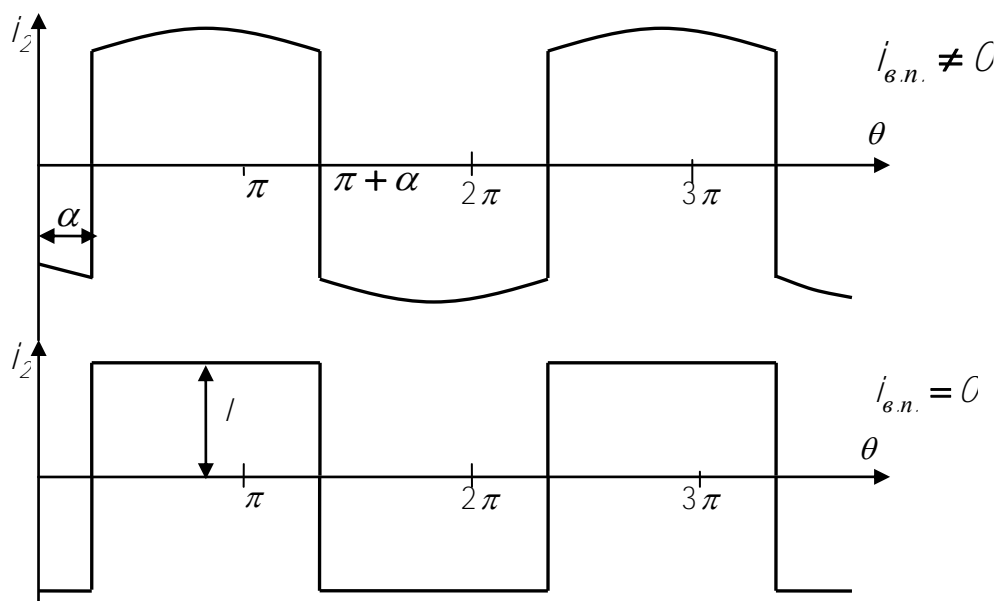


Рис. 5.1. Форма тока вторичной обмотки трансформатора

При работе трансформатора на выпрямитель с активной и активно-индуктивной нагрузкой, ток трансформатора переменный несинусоидальный. Пренебрегая высшими гармоническими в нагрузке, определим действующее значение тока трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_2^2(\theta) d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I^2 d\theta} = I; \quad I_1 = \frac{I_2}{K_{mp}}. \quad (5.6)$$

Полная мощность первичной и вторичной обмоток трансформатора:

$$S_1 = U_1 \cdot I_1 = K_p \cdot U \cdot I = K_p \cdot P, \quad (5.7)$$

$$S_2 = U_2 \cdot I_2 = K_p \cdot U \cdot I = K_p \cdot P, \quad (5.8)$$

где U и I – постоянные составляющие выпрямленного напряжения и тока;

P – постоянная составляющая мощности нагрузки;

K_p – коэффициент схемы по мощности, $K_p = \frac{S_1}{P} = \frac{S_2}{P} = 1,11$.

Полная мощность трансформатора:

$$S = \frac{S_1 + S_2}{2} = K_p \cdot P = 1,11P. \quad (5.9)$$

При изменении угла α происходит сдвиг во времени первой гармонической тока, потребляемого из сети, относительно кривой напряжения U_1 (рис. 5.2).

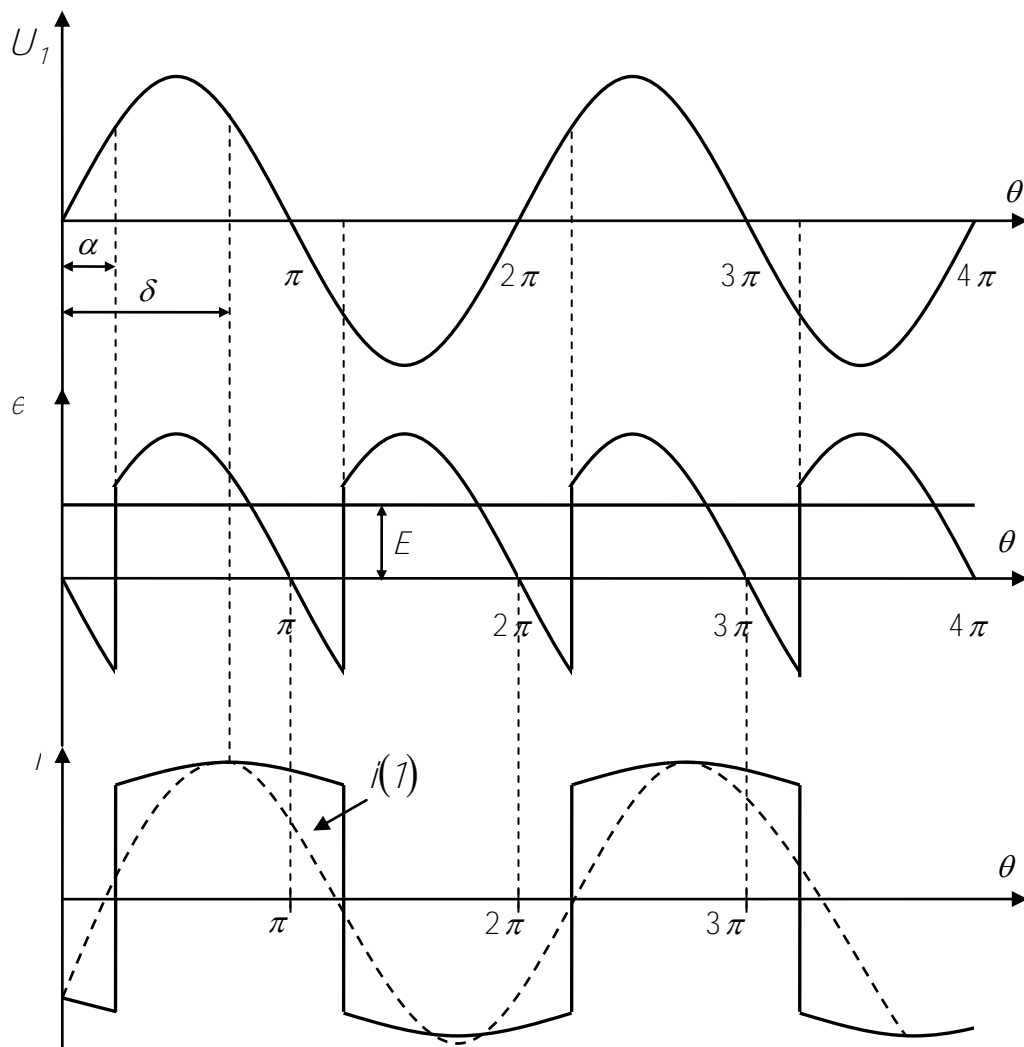


Рис. 5.2. Диаграммы работы однофазного мостового выпрямителя

Из диаграмм (рис. 5.2) видно, что выпрямитель потребляет из сети не только активную, но и реактивную составляющую мощности и может быть охарактеризован коэффициентом мощности:

$$\chi = \frac{P_1}{S_1}, \quad (5.10)$$

где S_1 – полная мощность;

P_1 – мощность всех активных гармонических составляющих.

Коэффициент мощности выпрямителя тем ниже, чем больше угол регулирования α , так как сдвиг по фазе основной гармоники тока i_1 по отношению к U_1 с увеличением α увеличивается. Это является недостатком любого выпрямителя.

Для этой схемы коэффициент мощности

$$\chi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha.$$

Режим прерывистого тока однофазного мостового симметричного выпрямителя.

При определённых соотношениях активного сопротивления R и индуктивности L нагрузки, а также величины угла α ток в цепи может становится равным нулю и в кривой тока появляются бестоковые паузы. Это возможно, когда энергии, накопленной в поле индуктивности, недостаточно для протекания тока по нагрузке на всём интервале отрицательного значения U_1 .

При уменьшении L по сравнению с R и увеличении угла α , энергии, накопленной в поле индуктивности, может не хватить для поддержания тока на интервале времени $\pi < \theta < \pi + \alpha$, т.е. на участке, когда U_1 меняет свой знак (рис. 5.3). При этом, в момент времени θ_1 ток становится равным нулю и проводившие до этого тиристоры $VS1$ и $VS4$ закрываются. На интервале от θ_1 до θ_2 все 4 тиристора схемы закрыты и выпрямленная ЭДС E равна нулю. В этом

режиме $E = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\lambda+\alpha} U_m \sin\theta d\theta$. Предельное значение угла α при котором наступает

режим прерывистого тока $\alpha_{np} = \arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right)$.

При любых соотношениях R и L и условии, что $\alpha=90$ наступит режим прерывистого тока (рис 5.3).

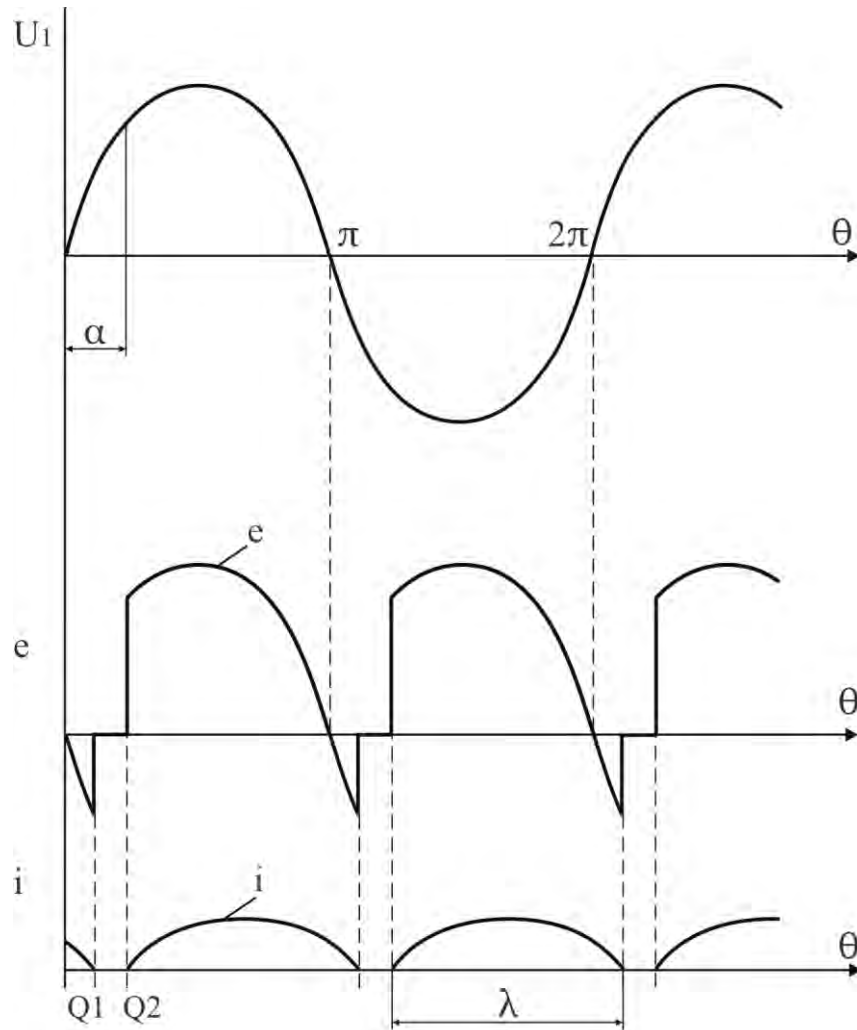


Рис. 5.3. Режим прерывистого тока

6. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО НЕСИММЕТРИЧНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Силовая схема однофазного мостового несимметричного выпрямителя представлена на рис. 6.1, а временные диаграммы его работы на активно-индуктивную нагрузку – на рис. 6.2.

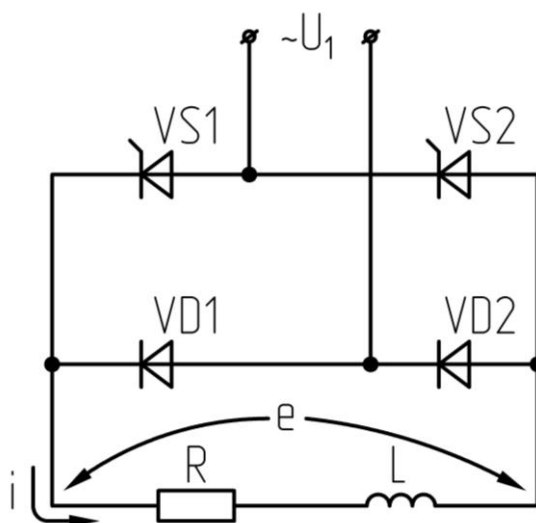


Рис. 6.1. Силовая схема однофазного мостового несимметрично управляемого выпрямителя

Работа схемы на активную нагрузку и временные диаграммы аналогичны симметрично управляемой мостовой схеме.

RL – нагрузка

Для рассмотрения процессов, протекающих в схеме, выделим три интервала работы.

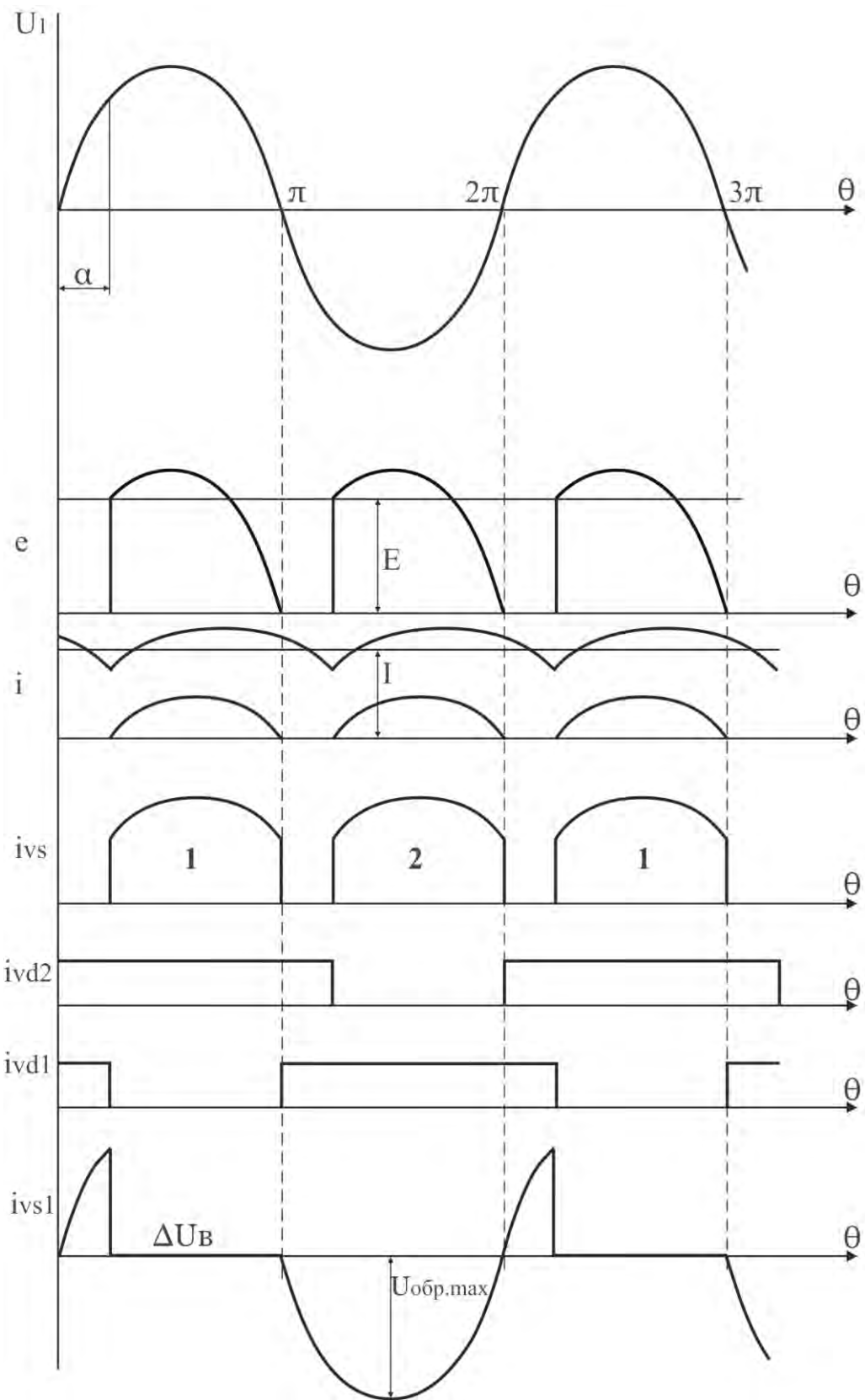


Рис. 6.2. Временные диаграммы работы однофазного мостового несимметрично управляемого выпрямителя

1) $\alpha < \theta < \delta$. Схема замещения выпрямителя, соответствующая этому временному интервалу, приведена на рис. 6.3.

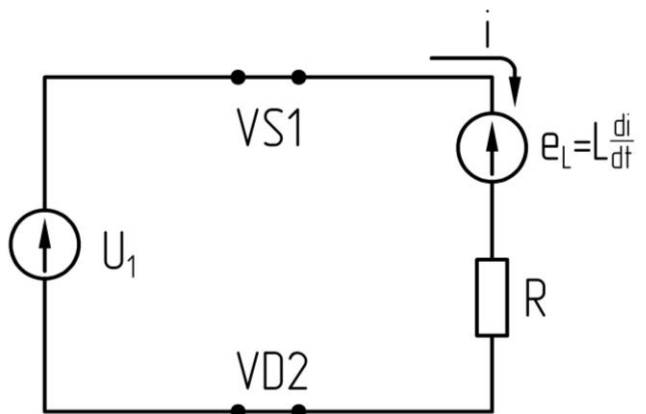


Рис. 6.3. Схема замещения при $\alpha < \theta < \delta$

На этом интервале часть энергии из сети накапливается в электромагнитном поле индуктивности, а часть преобразуется в тепловую в сопротивлении R .

$$U_1 - e_L = iR, \quad e_L = L \frac{di}{dt}.$$

2) $\delta < \theta < \pi$. Схема замещения выпрямителя, соответствующая этому интервалу, приведена на рис. 6.4.

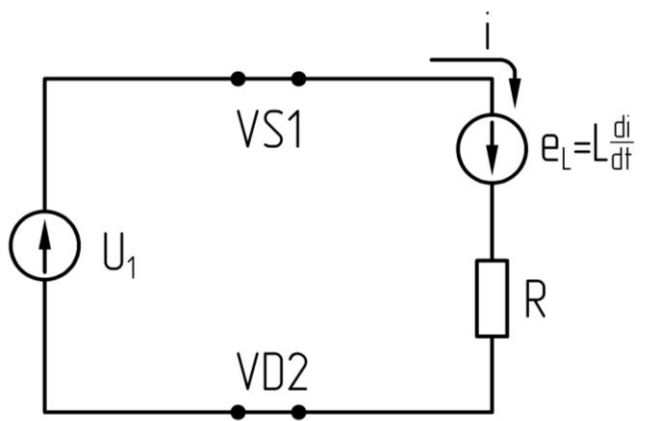


Рис. 6.4. Схема замещения при $\delta < \theta < \pi$

На этом интервале часть энергии, накопленной в поле индуктивности, и энергия из сети преобразуются в тепловую в сопротивлении R .

$$U_1 + e_L = iR.$$

3) $\pi < \theta < \pi + \alpha$. Схема замещения, соответствующая этому интервалу, приведена на рис. 6.5.

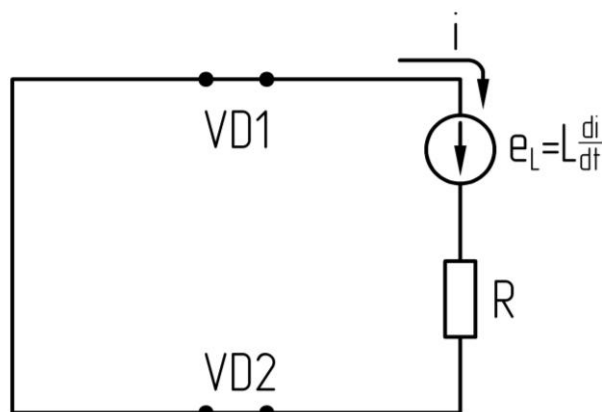


Рис. 6.5. Схема замещения при $\pi < \theta < \pi + \alpha$

$$e_L = L \frac{di}{dt} = iR.$$

В момент времени $\theta = \pi$ напряжение сети U_1 изменяет свой знак. Под действием ЭДС – самоиндукции остаётся открытым проводивший до этого диод VD2 и открывается VD1, а тиристор VS1 закрывается под действием обратного напряжения сети U_1 , прикладываемого к нему через открывшийся диод VD1.

На этом участке выпрямленная ЭДС e равна нулю, точнее падению напряжения на 2-х диодах VD1 и VD2. Энергия, запасённая в индуктивности, полностью преобразуется в тепловую в сопротивлении R. В данной схеме не возможен режим инвертирования, т.е. возврата энергии из цепи постоянного тока в цепь переменного тока. Поэтому схема называется полупроводящей.

7. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ВЫБОРА ЭЛЕМЕНТОВ НЕСИММЕТРИЧНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ. РЕЖИМ ПРЕРЫВИСТОГО ТОКА ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Среднее значение выпрямленной ЭДС:

$$E = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{1m} \sin \theta d\theta = E_0 (1 + \cos \alpha) / 2, \tag{7.1}$$

где $E_0 = K_{cxe} \cdot U_1$;

$K_{cxe} = 0.9$ – коэффициент схемы по ЭДС.

Регулировочные характеристики несимметричного и симметричного выпрямителей приведены на рис .7.1 и рис. 7.2 соответственно.

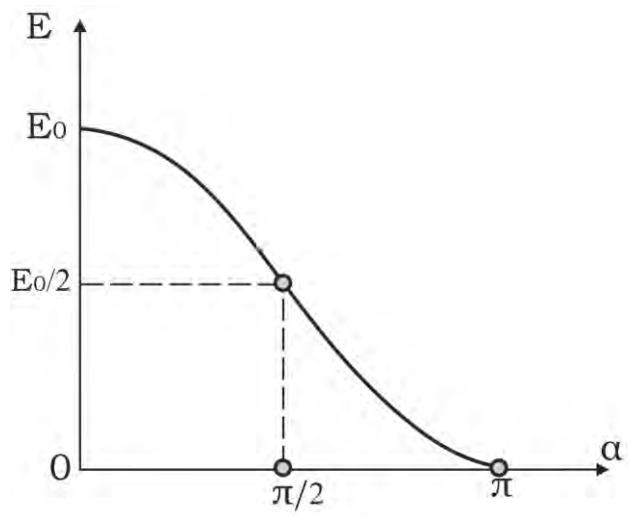


Рис. 7.1. Регулировочная характеристика несимметричного мостового выпрямителя

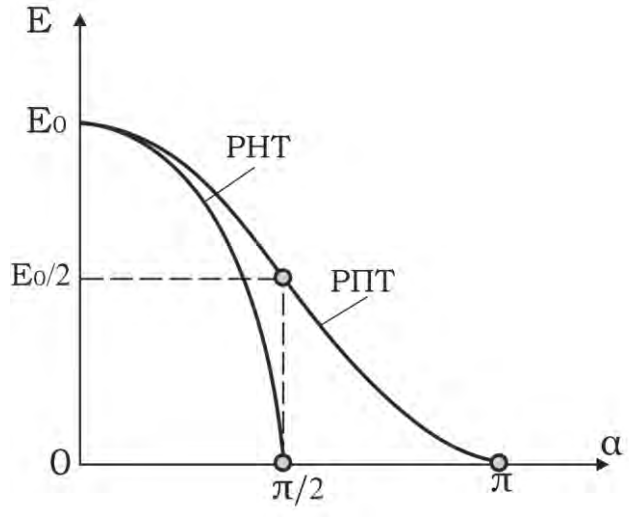


Рис. 7.2. Регулировочная характеристика симметричного мостового выпрямителя

Среднее значение тока через тиристор: $I_{vs\text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{vs}(\theta) d\theta$.

$$\text{С учётом того, что } i_n = C \quad I_{vs\text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I d\theta = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I. \quad (7.2)$$

$$\text{Действующий ток через тиристор: } I_{vs} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I^2 d\theta} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I. \quad (7.3)$$

Мгновенное значение тока на входе схемы: $i_1 = I\sqrt{2} \sin\theta$.

$$\text{Среднее значение тока через диод: } I_{vd\text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\alpha} I d\theta = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} I. \quad (7.4)$$

$$\text{Действующий ток через диод: } I_{vd} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\alpha} I^2 d\theta} = \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{2\pi}} I. \quad (7.5)$$

Максимальные значения прямого и обратного напряжений:

$$U_{обр\text{max}} = U_{пр\text{max}} = \sqrt{2} U_1. \quad (7.6)$$

$$\text{Коэффициент формы тока: } K_{\phi vs} = \frac{I_{vs}}{I_{vs\text{cp}}} = \sqrt{\frac{2\pi}{\pi - \alpha}}; \quad (7.7)$$

$$K_{\phi vD} = \frac{I_{vD}}{I_{vD\text{cp}}} = \sqrt{\frac{2\pi}{\pi + \alpha}}. \quad (7.8)$$

Коэффициент мощности несимметричного выпрямителя выше, чем симметричного при одном и том же значении угла α . Это объясняется тем, что в несимметричном выпрямителе накопленная в индуктивности L энергия на интервале $\pi < \theta < \pi + \alpha$ отдаётся только в нагрузку и не возвращается в сеть. По этой причине и в выпрямленной ЭДС e при RL – нагрузке отсутствуют участки отрицательной полярности.

В данной схеме также возможен режим прерывистого тока (РПТ), протекающий аналогично как и в симметричной схеме.

При равной величине отношения $\frac{\omega_{II} L}{R}$ в симметричной и несимметричной схемах РПТ возникает в несимметричной схеме при **большем** значении угла α , чем в симметричной. Это объясняется тем, что энергия в течение интервала $\pi < \theta < \pi + \alpha$ отдаётся в несимметричном выпрямителе только в нагрузку, и не

затрачивается на компенсацию отрицательного напряжения сети. Следовательно, при одинаковом диапазоне регулирования выпрямленного значения ЭДС для поддержания непрерывного режима работы (РНТ) в несимметричном выпрямителе необходимо включать сглаживающий дроссель с меньшей индуктивностью по сравнению с симметричным выпрямителем.

8. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С РЕГУЛИРОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ НА СТОРОНЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Силовая схема однофазного мостового выпрямителя с симистором на стороне переменного тока представлена на рис. 8.1, а временные диаграммы его работы на активно-индуктивную нагрузку – на рис. 8.2.

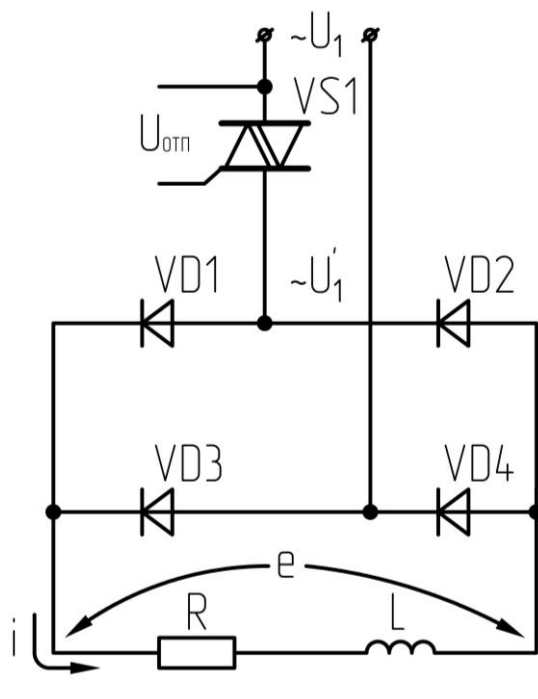


Рис. 8.1. Однофазный мостовой выпрямитель с регулированием напряжения на стороне переменного тока

Регулирующим элементом в данной схеме является симистор, включенный на стороне переменного тока.

В момент времени $\theta = \alpha$ (рис. 8.2) подается открывающий импульс на управляющий электрод симистора $VS1$. Он открывается, и нагрузка через $VS1$ и открывающиеся диоды $VD1$ и $VD4$ подключается к сети.

На интервале времени $\alpha < \theta < \pi$ процессы в схеме аналогичны тем, что были рассмотрены в несимметричной мостовой схеме, а также в симметричной.

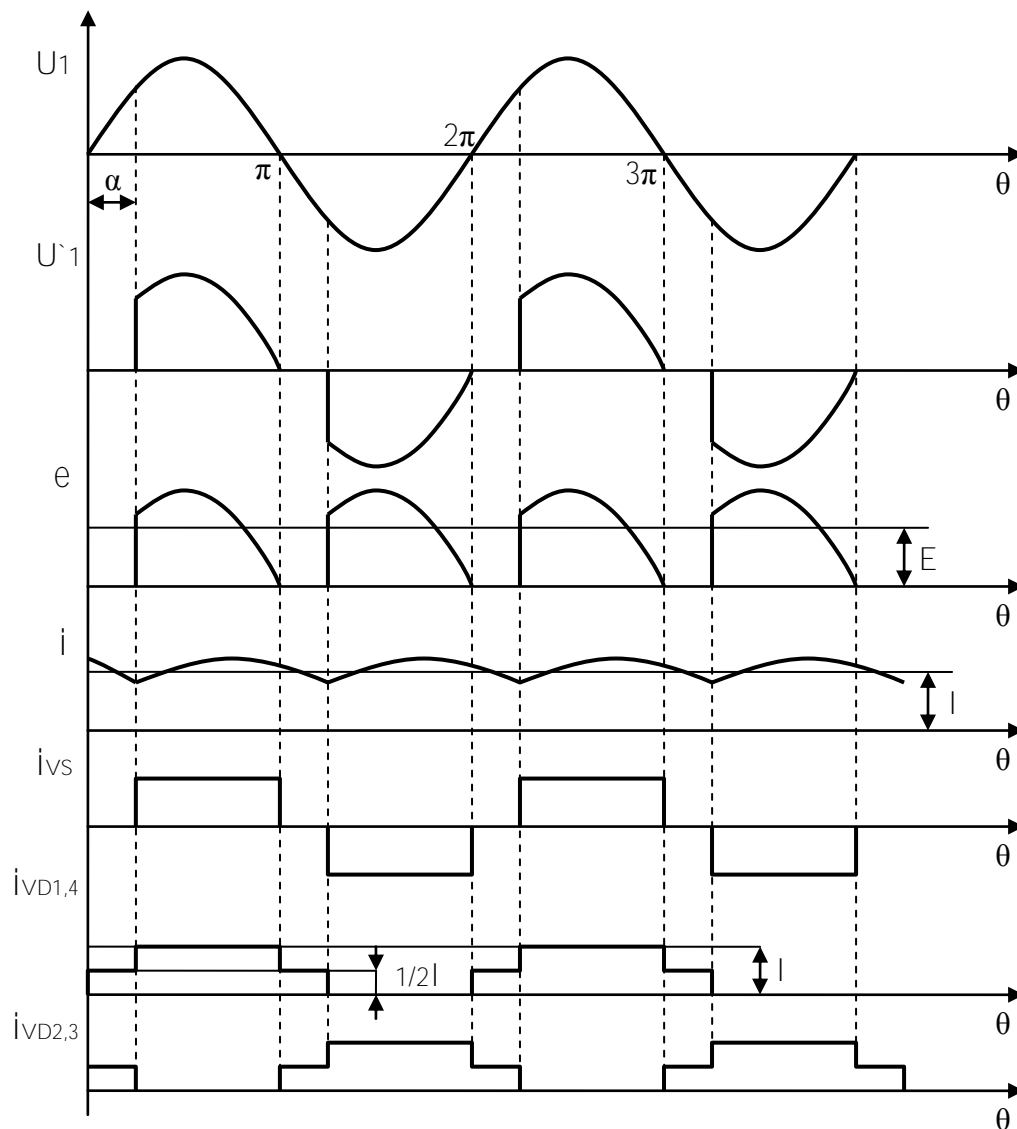


Рис. 8.2. Диаграммы работы мостового выпрямителя с симистором на стороне переменного тока

Для интервала времени $\pi < \theta < \pi + \alpha$ схема замещения выпрямителя приведена на рис. 8.3.

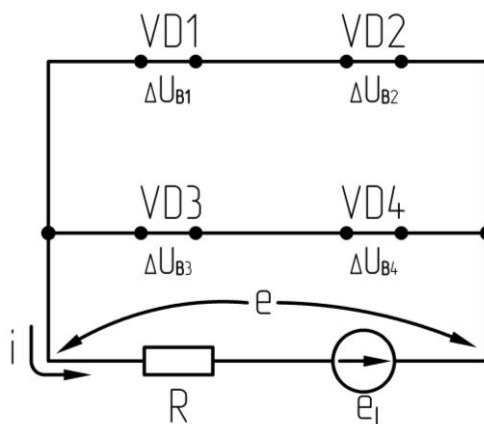


Рис. 8.3. Схема замещения при $\pi < \theta < \pi + \alpha$

$$e_L = iR, e = \mathcal{C}.$$

В момент времени $\theta = \pi$ под действием ЭДС самоиндукции e_L , прикладываемой к мосту $VD1-VD4$ в прямом направлении, проводившие до этого $VD1$ и $VD4$ остаются открытыми и открываются $VD2$ и $VD3$.

На интервале $\pi \leq \theta < \pi + \alpha$ выпрямленная ЭДС $e = 0$ (точнее, равна падению напряжения на диодном мосте $VD1-VD4$). Ток нагрузки на диодах делится пополам при условии их идентичности. На этом интервале к симистору $VS1$ через диоды $VD2$ и $VD3$ приложено напряжение сети, которое для симистора носит название коммутационного (симистор закрыт).

В момент времени $\theta = \pi + \alpha$ подается открывающий импульс на симистор $VS1$ и нагрузка через него и $VD2, VD3$ подключается к сети. При этом через открывшийся $VS1$ и диод $VD3$ к $VD1$ прикладывается напряжение сети в обратном направлении, равно как и к $VD4$ через $VD2$ и $VS1$. Под действием этого обратного напряжения они закрываются.

В данной схеме возможен режим прерывистого тока, который протекает так же, как и в предыдущей схеме.

Данная схема не может работать в режиме инвертирования, так как на интервале $\pi \leq \theta < \pi + \alpha$ энергия, накопленная в индуктивности, через диодный мост $VD1-VD4$ рассеивается в нагрузке. Поэтому эту схему называют полууправляемой. Достоинством данной схемы является простота системы управления (СУ).

9. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ВЫБОРА ЭЛЕМЕНТОВ ОДНОФАЗНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С РЕГУЛИРОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ НА СТОРОНЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

1. Действующее значение тока симистора (диода):

$$I_{VS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I^2 d\theta} = I \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}, \quad I_{VD} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\alpha} I^2 d\theta} = \frac{I}{\sqrt{2}}. \quad (9.1)$$

2. Среднее значение тока симистора (диода):

$$I_{VS\text{cp}} = \frac{\pi - \alpha}{\pi} I, \quad I_{VD\text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I d\theta = \frac{I}{2}. \quad (9.2)$$

3. Коэффициент формы тока симистора (диода):

$$K\phi_{iVS} = \frac{I_{VS}}{I_{VS\text{cp}}} = \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \alpha}}, \quad K\phi_{iVD} = \frac{I_{VD}}{I_{VD\text{cp}}} = \sqrt{2}. \quad (9.3)$$

4. Среднее значение выпрямленной ЭДС:

$$E = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{1m} \sin \theta d\theta = E_0 \frac{1 + \cos \alpha}{2}; \quad (9.4)$$

где $E_0 = K_{cxe} \cdot U_1$; $K_{cxe} = 0,9$.

5. Максимальные значения прямого и обратного напряжений, прикладываемых к диодам:

$$U_{обр\max} = U_{пр\max} = \sqrt{2} \cdot U_1. \quad (9.5)$$

6. Максимальное значение коммутационного напряжения, прикладываемого к симистору:

$$U_{ком\max} = \sqrt{2} U_1. \quad (9.6)$$

10. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ НЕСИММЕТРИЧНЫХ МОСТОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ С НЕПОЛНЫМ ДИАПАЗОНОМ РЕГУЛИРОВАНИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ НА СТОРОНЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Однофазный несимметричный выпрямитель с регулированием напряжения на стороне постоянного тока приведен на рис. 10.1, а временные диаграммы его работы – на рис. 10.2.

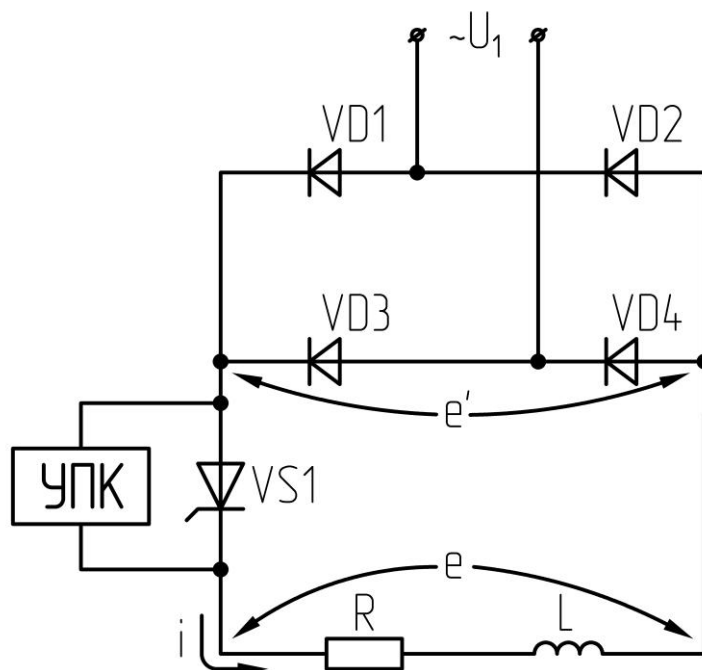


Рис. 10.1. Однофазный несимметричный выпрямитель с регулированием напряжения на стороне постоянного тока

УПК – устройство принудительной коммутации, предназначенное для запираания тиристора $VS1$.

Недостатком схемы является постоянное прямое напряжение на тиристоре $VS1$. Поэтому для его запираания необходимо предусмотреть специальную схему – УПК. Этот недостаток можно устранить, если вместо $VS1$ поставить транзистор $VT1$.

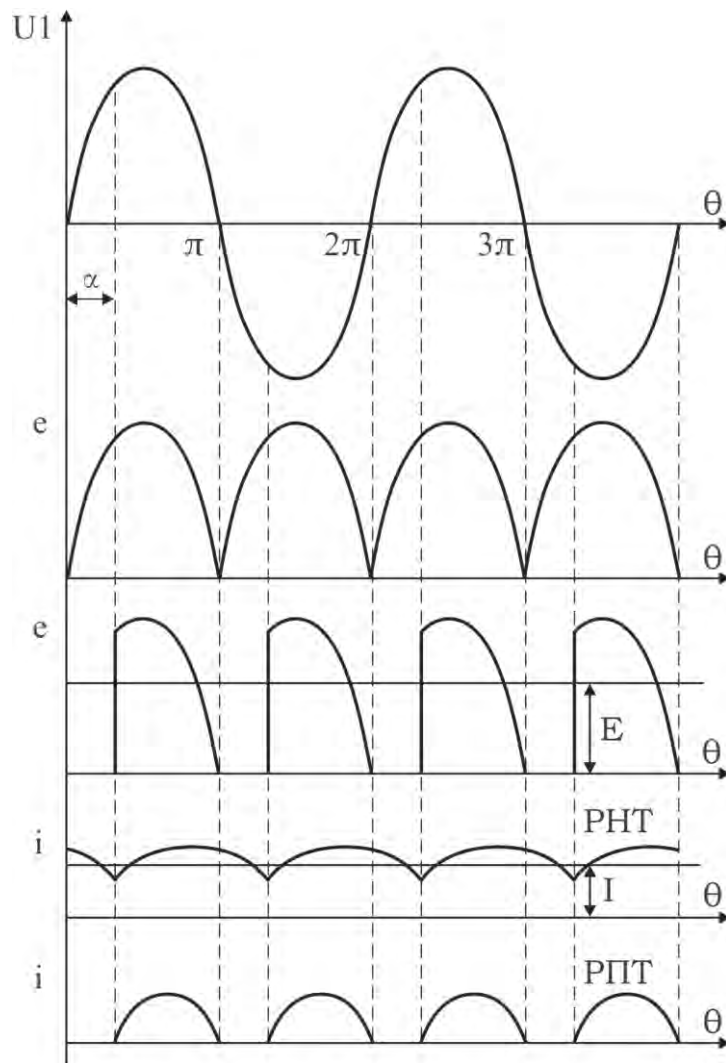


Рис. 10.2. Диаграммы работы несимметричного выпрямителя с регулированием напряжения на стороне постоянного тока

На рис. 10.3 представлен однофазный несимметричный выпрямитель с неполным диапазоном регулирования, а временные диаграммы его работы – на рис. 10.4.

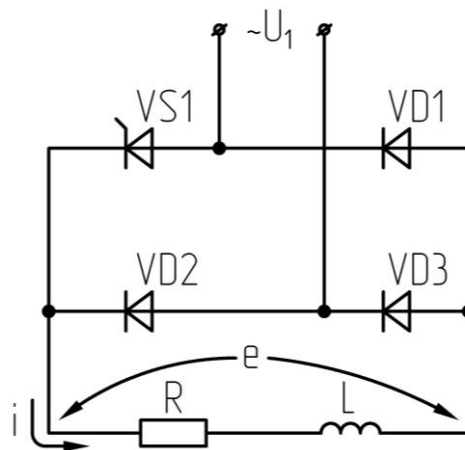


Рис. 10.3. Однофазный несимметричный выпрямитель с неполным диапазоном регулирования

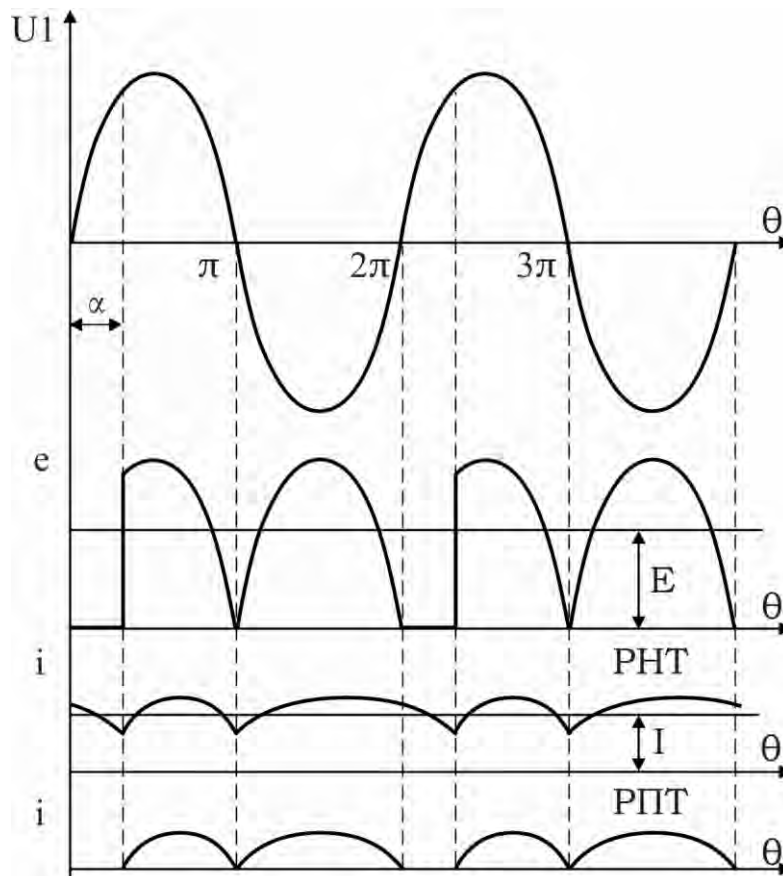


Рис. 10.4. Диаграммы работы несимметричного выпрямителя с неполным диапазоном регулирования

Данная схема выпрямителя применяется для питания обмоток возбуждения машин постоянного тока.

Среднее значение выпрямленной ЭДС:

$$E = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{\alpha}^{\pi} U_{1m} \sin\theta \, d\theta + \int_{\pi}^{2\pi} U_{1m} \sin\theta \, d\theta \right). \quad (10.1)$$

Данная схема позволяет регулировать выпрямленную ЭДС в пределах:

$$\begin{aligned} E &= (0,5 \dots 1,0) E_0; \\ E_0 &= K_{cxe} \cdot U_1; \quad K_{cxe} = 0,9. \end{aligned} \quad (10.2)$$

Поскольку выходное напряжение однофазных выпрямителей имеет низкую частоту пульсаций выпрямленного напряжения (100 Гц) и высокий уровень этих пульсаций, то для их сглаживания необходимо использовать дросселя со значительными индуктивностями. По этой причине однофазные выпрямители используются для питания нагрузки небольшой мощности (до 3-5 кВт).

11. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО НУЛЕВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Силовая электрическая схема трехфазного нулевого выпрямителя (рис. 11.1) содержит три тиристора $VS1-VS3$, с помощью которых осуществляется управление выпрямленным напряжением, и трансформатор $TV1$, который используется для согласования параметров сети с параметрами нагрузки, а также для создания нулевой точки для подключения нагрузки.

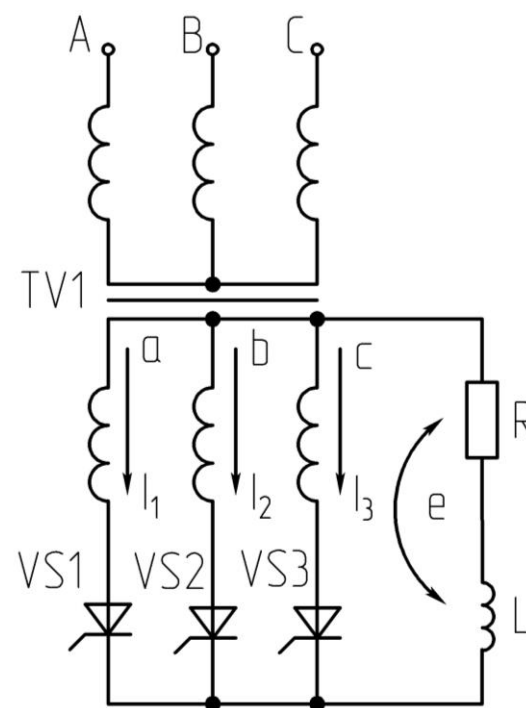


Рис. 11.1. Схема трехфазного нулевого выпрямителя

Временные диаграммы работы схемы на активно-индуктивную нагрузку представлены на рис. 11.2.

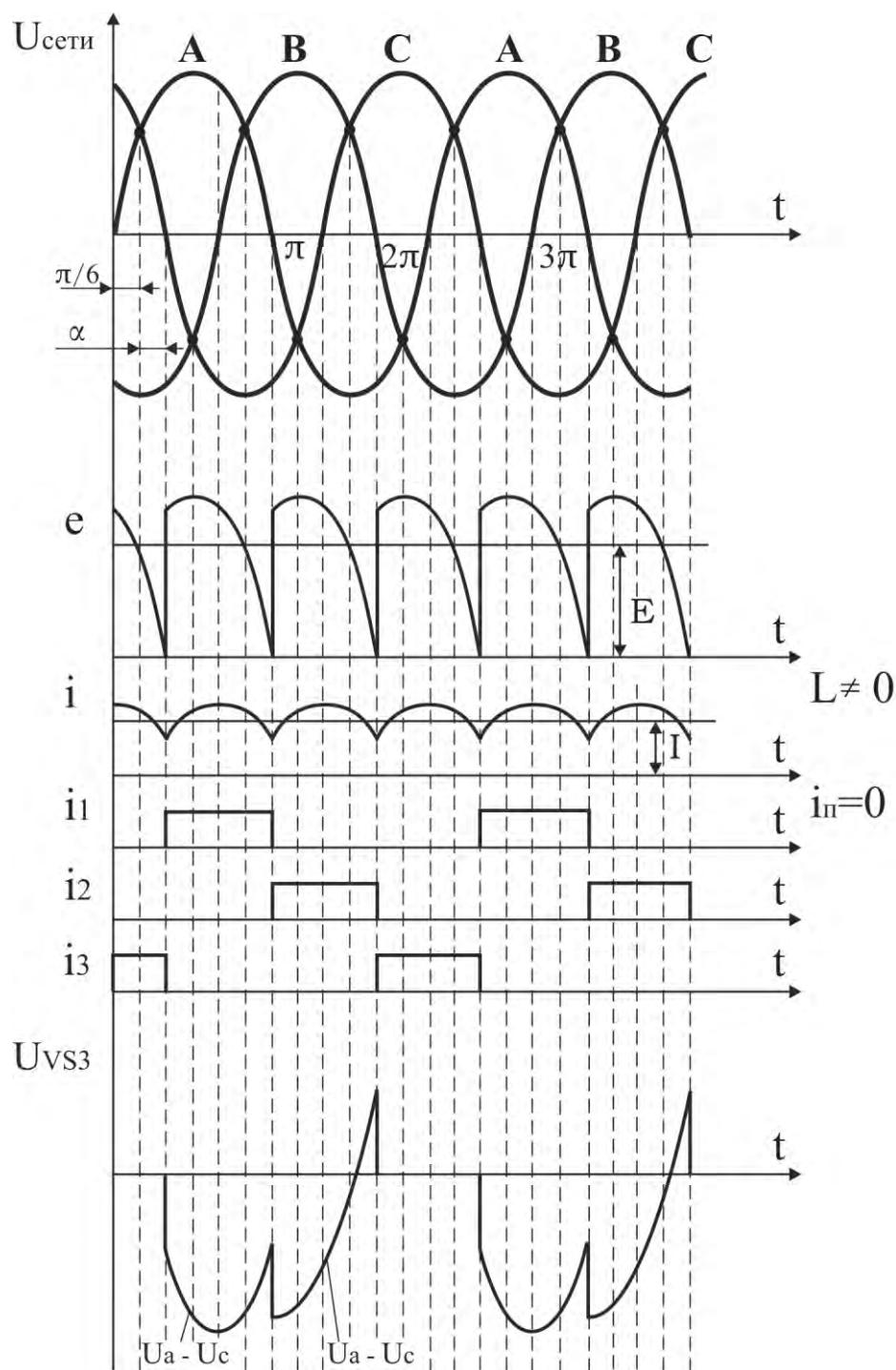


Рис. 11.2. Временные диаграммы работы трёхфазного нулевого выпрямителя

В данной схеме в каждый период времени ток проводит только один тиристор, причем тот, который имеет наиболее высокий потенциал анода по отношению к катоду.

Точка естественного открывания тиристорov сдвинута для каждого из них на угол 30^0 по отношению к моменту перехода через 0 соответствующего фазного

напряжения. В момент времени $\theta = \frac{\pi}{6} + \alpha$ подается открывающий импульс на тиристор $VS1$, имеющий в этот момент времени наиболее высокий потенциал на аноде по отношению к катоду. $VS1$ открывается и нагрузка подключается к фазе a . При этом к нагрузке прикладывается фазное напряжение U_a .

В момент времени $\frac{5\pi}{6} + \alpha$ подается открывающий импульс на тиристор $VS2$, который открывается, так как потенциал анода в этот момент времени у него как более высокий. Через открывшийся $VS2$ нагрузка подключается к фазе b . При этом через открывшийся $VS2$ к тиристор $VS1$, ранее работавшему, прикладывается обратное линейное напряжение $U_b - U_a$, вследствие чего он закрывается.

Таким образом, включение вентиля в схеме происходит поочередно, вследствие чего каждая фаза поочередно положительным полюсом подключается к нагрузке и ток в нагрузке имеет одно и то же направление. В режиме непрерывного тока каждый тиристор в схеме проводит ток в интервале 120° .

12. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ПРИ ВЫБОРЕ ЭЛЕМЕНТОВ ТРЕХФАЗНОГО НУЛЕВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ. ЯВЕНИЕ ВЫНУЖДЕННОГО НАМАГНИЧИВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

1. Среднее значение выпрямленной ЭДС E:

$$E = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3}} e(\theta) d\theta = E_0 \cdot \cos \alpha, \quad (12.1)$$

где $E_0 = k_{c\kappa e} \cdot U_{2\phi}$;

$k_{c\kappa e} = 1,17$ – схемный коэффициент.

2. Максимальное значение обратного напряжения, прикладываемого к тиристорам:

$$U_{обр. макс} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_{2\phi} = \sqrt{6} \cdot U_{2\phi}. \quad (12.2)$$

3. Среднее значение тока вентиля:

$$i_{в. ср} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3}} I(\theta) d\theta = \frac{I}{3}. \quad (12.3)$$

4. Действующее значение тока:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3}} I^2(\theta) d\theta} = \frac{I}{\sqrt{3}}. \quad (12.4)$$

5. Коэффициент формы тока:

$$k_{\phi, i} = \sqrt{3}.$$

6. Эффективное значение тока первичных обмоток трансформатора:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{2}{3} I(\theta) \right)^2 d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{2\pi} \left(\frac{1}{3} I(\theta) \right)^2 d\theta \right)} = \frac{\sqrt{2}}{3} I = 0,47 I. \quad (12.5)$$

7. Эффективное значение тока вторичных обмоток трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I^2(\theta) d\theta} = \frac{I}{\sqrt{3}} = 0,58 I. \quad (12.6)$$

8. Типовая мощность трансформатора:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{3U_1 I_1 + 3U_{2\phi} I_2}{2} = \frac{3\left(\frac{U}{1,17} \cdot 0,47 I + \frac{U}{1,17} \cdot 0,58 I\right)}{2} = \frac{1,21 + 1,49}{2} U I = 1,35 P. \quad (12.7)$$

9. Полная мощность трансформатора:

$$S = k_{cx.P} \cdot P, \quad (12.8)$$

где $k_{cx.P} = 1,345$ – схемный коэффициент по мощности;

P – постоянная составляющая мощности.

В отличие от однофазной схемы, прерывистый режим работы в данной схеме может возникнуть лишь при углах $\alpha > \frac{\pi}{6}$.

Явление вынужденного намагничивания сердечника трансформатора

В схеме трехфазного нулевого выпрямителя существует явление вынужденного намагничивания трансформатора. Из-за того, что по обмоткам трансформатора протекает пульсирующий ток, имеющий постоянную составляющую и ряд высших гармонических, при соединении обмоток трансформатора по схеме звезда-звезда потоки вынужденного намагничивания содержат постоянную и переменную составляющие. Эти потоки составляют 20–25% от основного магнитного потока трансформатора. Они замыкаются частично по сердечнику, частично по воздуху и стальной арматуре, замыкающей сердечник.

В результате сердечник трансформатора насыщается, а в стальной арматуре возникают тепловые потери за счет действия вихревых токов, индуцируемых переменной составляющей потока вынужденного намагничивания. Вследствие

насыщения сердечника трансформатора ток холостого хода значительно возрастает по амплитуде, причем его форма становится несинусоидальной.

Для устранения потерь, вызванных переменной составляющей потока вынужденного намагничивания, первичные обмотки трансформатора соединяются в треугольник. Для устранения в трансформаторе постоянной составляющей потока вынужденного намагничивания, каждую вторичную обмотку расщепляют на две части и соединяют в зигзаг (рис. 12.1).

При соединении обмоток в треугольник третья и кратные ей гармоники исчезают.

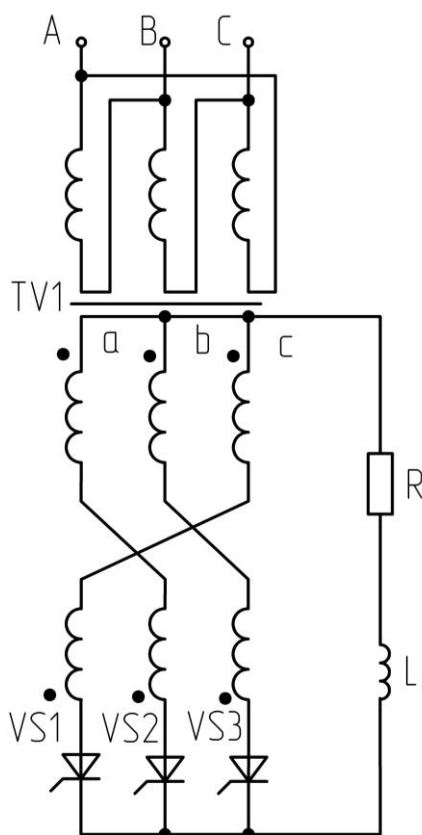


Рис. 12.1. Схема соединения трансформатора треугольник-зигзаг

Ток, протекающий по полуобмотке a , создает поток в одну сторону, а ток, протекающий через фазу c во второй полуобмотке a , вызывает обратный магнитный поток. Следовательно, поток переменный.

Частота пульсаций выпрямленного напряжения составляет 150Гц . Из-за невысокой частоты пульсаций и явления вынужденного намагничивания, данная схема в выпрямителях применяется при мощностях до 10кВт .

13. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Силовая схема трехфазного мостового симметрично-управляемого выпрямителя представлена на рис. 13.1, а временные диаграммы его работы – на рис. 13.2.

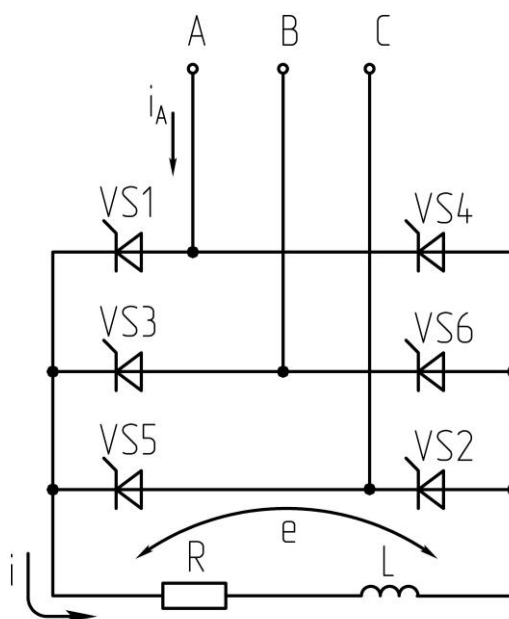


Рис. 13.1. Схема трехфазного мостового выпрямителя

В данной схеме нагрузка включается между общей точкой катодной группы ($VS1, VS3, VS5$) и общей точкой анодной группы ($VS2, VS4, VS6$). В каждый момент времени в схеме проводят ток два тиристора, один из катодной группы, имеющий наиболее высокий потенциал на аноде и один из анодной группы, имеющий наиболее низкий потенциал на катоде.

Моменты естественного открывания тиристорov катодной группы сдвинуты по отношению к моментам перехода соответствующего фазного напряжения через 0 в положительную область на угол $\frac{\pi}{6}$, а для тиристорov анодной группы – также на угол $\frac{\pi}{6}$ по отношению к моменту перехода через 0 соответствующего фазного напряжения из положительной в отрицательную область (рис. 13.3).

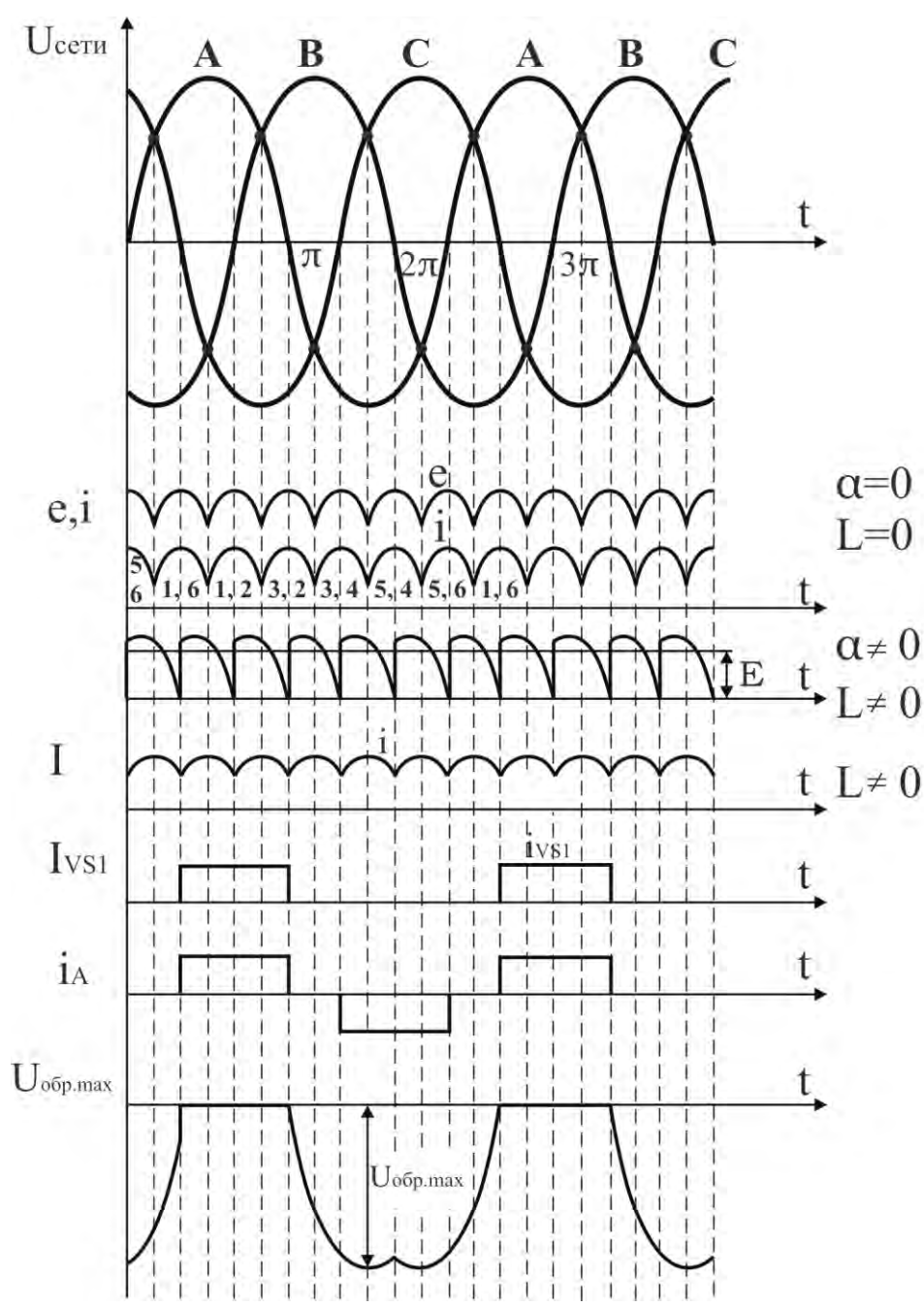


Рис. 13.2. Временные диаграммы работы трёхфазного мостового выпрямителя

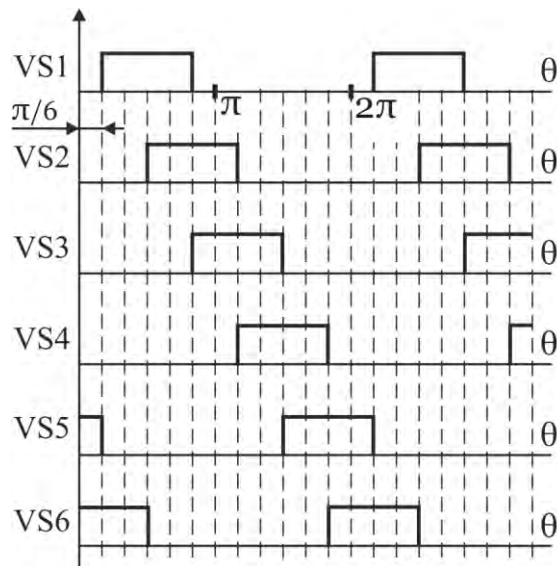


Рис. 13.3. Временные диаграммы работы тиристоров

При подаче открывающего импульса в момент времени $\theta = \pi/6 + \alpha$ на тиристор $VS1$ и дополнительного импульса на $VS6$, они открываются, т.к. к ним в этот момент приложено наибольшее прямое напряжение. Схема замещения выпрямителя для интервала времени $\frac{\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{\pi}{2} + \alpha$ приведена на рис. 13.4.

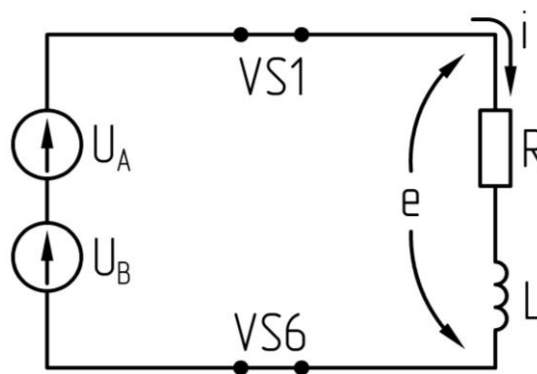


Рис. 13.4. Схема замещения выпрямителя при $\frac{\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{\pi}{2} + \alpha$

$$e = U_A - U_B.$$

В режиме непрерывного тока каждый тиристор проводит ток на интервале $120^\circ (2\pi/3)$. Каждый тиристор в схеме поочередно работает с двумя другими на

интервале $\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{3}$. Тиристор $VS1$ проводит ток вместе с $VS6$ до момента подачи открывающего импульса на тиристор $VS2$. На интервале $\frac{\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{\pi}{2} + \alpha$ к нагрузке приложено линейное напряжение со стороны сети, вследствие чего $e = U_A - U_B$.

Тиристоры $VS1$ и $VS6$ проводят ток до момента времени $\theta = \frac{\pi}{2} + \alpha$. В момент $\theta = \frac{\pi}{2} + \alpha$ подается открывающий импульс на $VS2$ и дополнительный на $VS1$, при этом напряжение на нагрузке не меняет свою полярность и к нагрузке приложено линейное напряжения $e = U_A - U_C$. Схема замещения выпрямителя для интервала времени $\frac{\pi}{2} + \alpha < \theta < \frac{5\pi}{6} + \alpha$ имеет следующий вид (рис. 13.5).

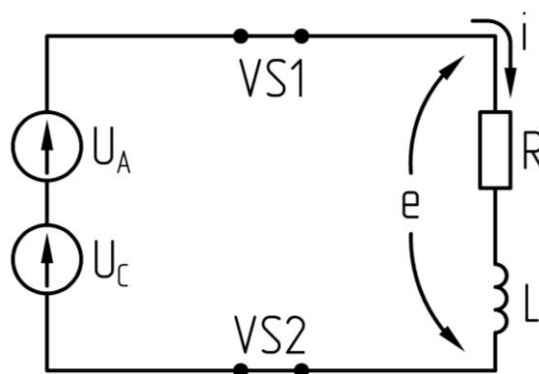


Рис. 13.5. Схема замещения выпрямителя на интервале $\frac{\pi}{2} + \alpha < \theta < \frac{5\pi}{6} + \alpha$

Тиристоры $VS1$ и $VS2$ совместно проводят ток до момента времени $\theta = \frac{\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi}{3} = \frac{5\pi}{6} + \alpha$. В момент времени $\theta = \frac{5\pi}{6} + \alpha$ подается открывающий импульс на $VS3$ и дополнительный на $VS2$, при этом напряжение на нагрузке не меняет свою полярность и к нагрузке приложено линейное напряжение

$e = U_B - U_C$. Схема замещения выпрямителя для интервала времени

$\frac{5\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{7\pi}{6} + \alpha$ приведена на рис. 13.6.

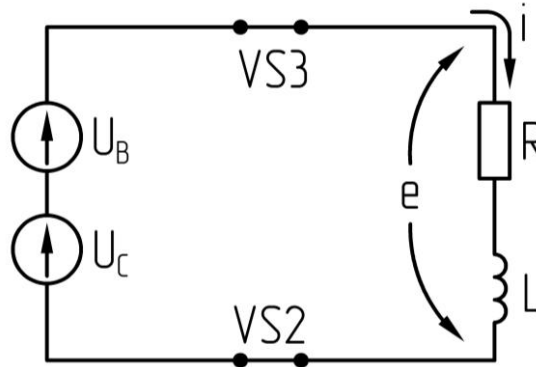


Рис. 13.6. Схема замещения выпрямителя на интервале $\frac{5\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{7\pi}{6} + \alpha$

В процессе работы каждый тиристор катодной группы, включаясь поочередно, подключает положительный полюс соответствующей фазы к левой шине нагрузки, а каждый тиристор анодной группы – отрицательный полюс соответствующей фазы к правой шине нагрузки. В результате напряжение на нагрузке представляет собой отрезки синусоид линейного напряжения сети.

В моменты открывания вступающих в работу тириستоров через них к работавшим ранее тиристорам прикладывается обратное линейное напряжение, в результате чего они закрываются.

14. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ПРИ ВЫБОРЕ ЭЛЕМЕНТОВ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

1. Среднее и действующее значение тока ($i_{II} = 0$):

$$I_{в.ср.} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha+\frac{2\pi}{3}} i(\theta) d\theta = \frac{I}{3}; \quad (14.1)$$

$$I_{\epsilon} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha+\frac{2\pi}{3}} i^2(\theta) d\theta} = \frac{I}{\sqrt{3}}. \quad (14.2)$$

2. Действующее значение фазного тока I_1 ($i_{II} = 0$):

$$I_A = I_1 = I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha+\frac{2\pi}{3}} i_A^2(\theta) d\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}} I = 0,816 I. \quad (14.3)$$

3. Среднее значение выпрямленной ЭДС:

$$E = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha+\frac{\pi}{3}} (U_A - U_B) d\theta = E_0 \cos \alpha, \quad (14.4)$$

где $E_0 = k_{схе.} \cdot U_{1\phi}$ – для схемы без трансформатора, ($k_{схе.} = 2,34$);

$E_0 = k_{схе.} \cdot U_{2\phi}$ – для схемы с трансформатором на входе.

4. Максимальное прямое (обратное) напряжение на вентилях:

$$U_{пр.мах.} = U_{обр.мах.} = \sqrt{6} \cdot U_{2\phi} = 2,45 \cdot U_{2\phi} = 1,05 \cdot U_d, \quad (14.5)$$

где U_d – выпрямленное значение напряжения на нагрузке ($U_d \equiv E$).

5. Коэффициент формы тока:

$$K_{\phi i} = \frac{I_{\epsilon}}{I_{в.ср.}} = \sqrt{3}. \quad (14.6)$$

6. Коэффициент использования вентиля по напряжению:

$$k_U = \frac{U_{обр. \max}}{U_d} = 1,57. \quad (14.7)$$

7. Коэффициент схемы по току:

$$k_{схi} = \frac{I_1}{I} = \sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816. \quad (14.8)$$

8. Расчетная мощность трансформатора:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{\sqrt{3} U_{1Л} I_1 + \sqrt{3} U_{2Л} I_2}{2} = \frac{\sqrt{3} \left(\frac{U}{1,35} \cdot 0,82 I + \frac{U}{1,35} \cdot 0,82 I \right)}{2} = k_p P = 1,05 P, \quad (14.9)$$

где k_p – коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора, $k_p = 1,05$.

Прерывистый режим работы схемы при любой нагрузке может появиться при $\alpha > 60^\circ$. При $R-L$ нагрузке отрицательные участки появляются в напряжении при $\alpha > 60^\circ$.

Высокая частота пульсаций (300 Гц) и низкий их уровень, а также хорошее использование трансформатора по мощности ($k_p = 1,05$) делает данную схему наиболее применимой в области больших и средних мощностей (до 250 кВт).

15. КОММУТАЦИЯ ТОКА ВЕНТИЛЕЙ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЯХ

При рассмотрении принципа действия выпрямителей мы не учитывали индуктивностей рассеивания, включённых со стороны питающей сети: так называемые анодные индуктивности (индуктивности трансформатора или анодного реактора). При этом мы предполагали, что коммутация токов вентилей происходит мгновенно. Однако, в реальных условиях, при наличии анодных индуктивностей существуют интервалы работы, когда одновременно проводят ток два смежных по фазе вентиля. В одном из них ток нарастает, а в другом спадает. Эти интервалы одновременной работы вентилей называются периодом или интервалом коммутации. Рассмотрим процесс коммутации токов вентилей в однофазном мостовом выпрямителе (рис. 15.1) при условии, что ток в нагрузке не имеет пульсаций, а анодная индуктивность не равна нулю ($i_n = 0; L \rightarrow \infty$).

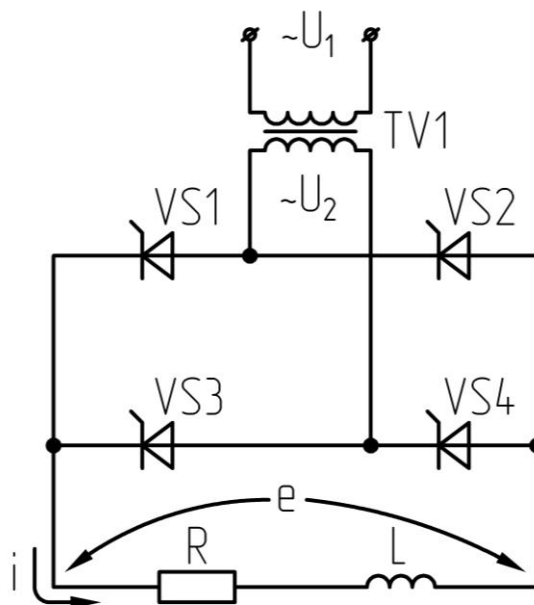


Рис. 15.1. Схема однофазного мостового полностью управляемого выпрямителя

Временные диаграммы работы однофазного полностью управляемого выпрямителя при наличии анодных индуктивностей представлены на рис. 15.2.

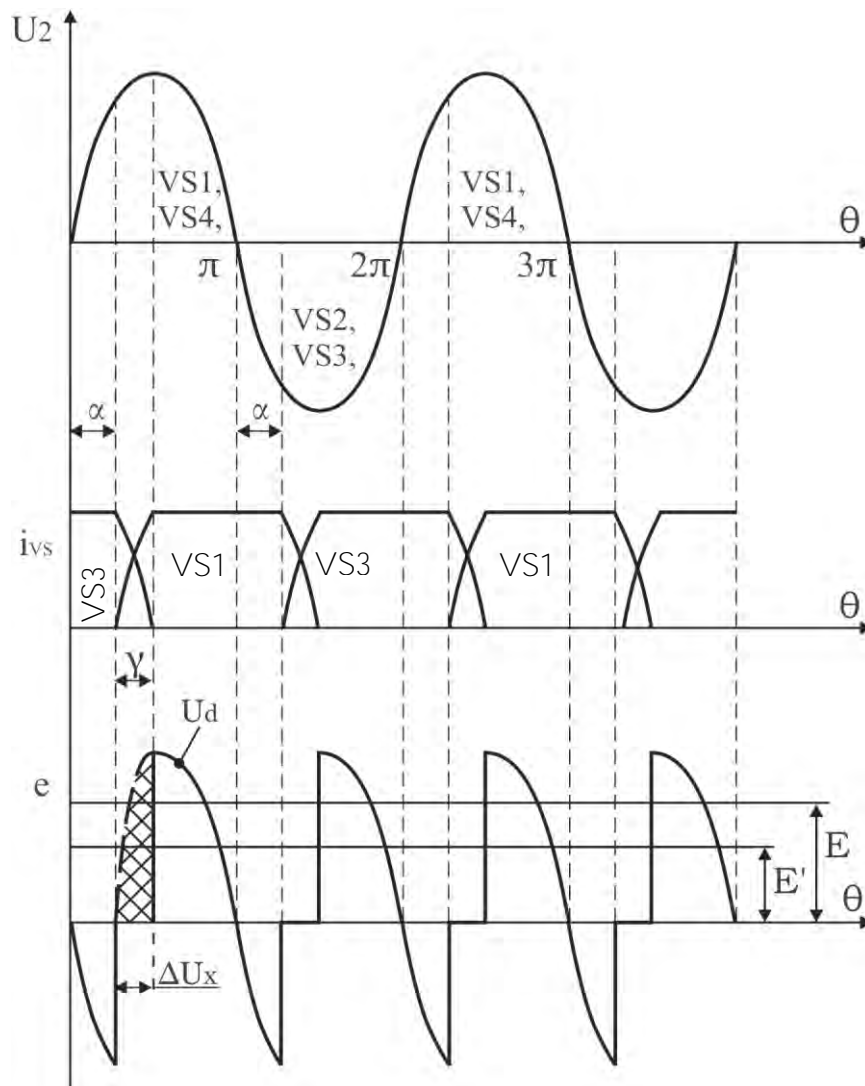


Рис. 15.2. Временные диаграммы работы однофазного полностью управляемого выпрямителя

На рис. 15.2 обозначено: γ – интервал коммутации.

В момент времени $\theta = \alpha$ подаются открывающие импульсы на тиристоры $VS1$ и $VS4$. Индуктивность L_a (в данном случае индуктивность рассеивания трансформатора) будет препятствовать быстрому нарастанию тока в тиристорах $VS1$ и $VS4$ и спаданию тока в тиристорах $VS2$ и $VS3$. Поэтому на интервале коммутации γ проводят ток все четыре вентиля. Схема замещения выпрямителя на этом интервале имеет вид, представленный на рис. 15.3.

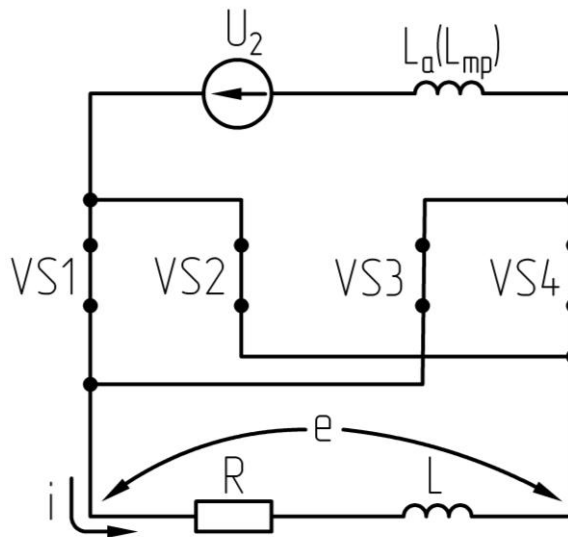


Рис. 15.3. Схема замещения выпрямителя при $\theta = \gamma$

Поскольку на интервале коммутации γ проводят ток все четыре вентиля, то трансформатор оказывается замкнутым накоротко.

Для контура, содержащего тиристоры $VS1$ и $VS4$ можно записать:

$$e = U_2 - L_a \frac{di}{dt} = 0,$$

а для контура, содержащего тиристоры $VS2$ и $VS3$:

$$e = U_2 + L_a \frac{di}{dt} = 0.$$

Поскольку на интервале коммутации γ нагрузка замкнута накоротко, то мгновенное значение выходного напряжения и выпрямленной ЭДС уменьшается на величину ΔU_x :

$$E' = E - \Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\gamma}^{\pi+\alpha} e(\theta) d\theta,$$

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} e(\theta) d\theta = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sin \theta d\theta.$$

Для интервала коммутации γ :

$$U_2 = L_a \frac{di}{dt},$$

тогда

$$\Delta U_x = \frac{L_a}{\pi} \int_0^\gamma \frac{di}{dt} d\theta = [d\theta = d(\omega t) = \omega dt] = \frac{\omega L_a}{\pi} \int_0^\gamma \frac{di}{dt} dt = \frac{\omega L_a}{\pi} \int_0^\gamma di.$$

Учитывая, что за интервал коммутации γ ток изменяется от 0 до I , перейдем к новым пределам интегрирования:

$$\Delta U_x = \frac{\omega L_a}{\pi} \int_0^I di = \frac{\omega L_a}{\pi} I,$$

$R_\gamma = \frac{\omega L_a}{2\pi}$ – сопротивление, обусловленное перекрытием анодов вентиляей.

$$R_\pi = \frac{\omega L_a}{2\pi} = \frac{X_a}{2\pi}, \quad \Delta U_x = \frac{2\omega L_a}{2\pi} \cdot I. \quad (15.1)$$

В общем виде падение напряжения от перекрытия анодов вентиляей запишется в виде:

$$\Delta U_x = \frac{m' \omega L_a}{2\pi} I = m' R_\pi I, \quad (15.2)$$

где m' – пульсность схемы выпрямления (число пульсов выпрямленной ЭДС за период питающего напряжения).

16. ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Внешней характеристикой выпрямителя называется зависимость постоянной составляющей выпрямленного выходного напряжения U от тока нагрузки I при постоянном значении угла открывания α , т.е. зависимость:

$$U = f(I) \quad \text{при} \quad \alpha = const.$$

Обобщенно, выпрямитель может быть представлен схемой замещения, приведенной на рис. 16.1.

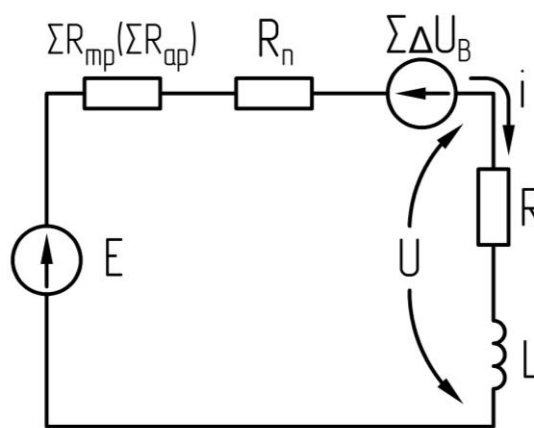


Рис. 16.1. Схема замещения выпрямителя

где E – среднее значение выпрямленной ЭДС:

для полностью управляемых выпрямителей:

$$E = E_0 \cdot \cos \alpha; \quad (16.1)$$

для полупроводяемых схем:

$$E = E_0 \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}; \quad (16.2)$$

при этом $E_0 = k_{cx} U_{1\phi} (U_{2\phi})$;

$\Sigma R_{mp} (R_{оп})$ – суммарное активное сопротивление обмоток трансформатора (либо анодного реактора), по которым в данный момент времени протекает ток нагрузки;

R_i – сопротивление, обусловленное углом перекрытия анодов.

$$R_n = \frac{m \cdot X_a}{2\pi},$$

$\sum \Delta U_g$ – суммарное падение напряжения на полупроводниковых элементах схемы, по которым в данный момент времени протекает ток нагрузки.

Согласно схеме замещения:

$$U = E - (\sum R_{mp} (R_{ap}) + R_n) \cdot I - \sum \Delta U_B. \quad (16.3)$$

В упрощенном виде представляем вентили активными сопротивлениями, т.е. считаем, что $\Delta U_g = const$.

Внешние характеристики в этом случае будут представлять собой ряд параллельных прямых, наклоненных к оси тока (рис. 16.2).

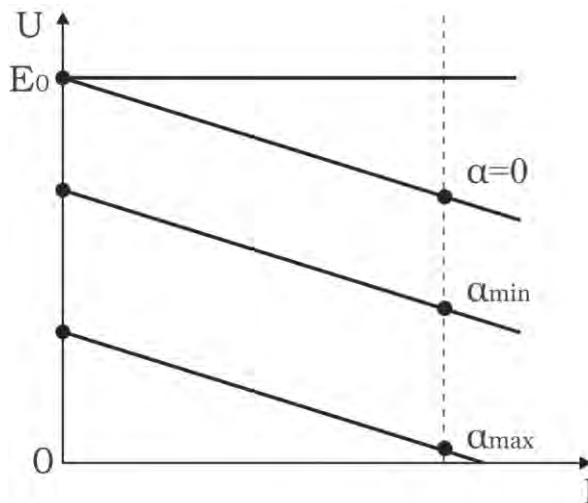


Рис. 16.2. Внешние характеристики выпрямителя

$$\sum R_{TP} = (R_1' + R_2)_\phi,$$

$$\sum R_{AP} = R_{AP\phi},$$

где R_1' – активное сопротивление первичной обмотки фазы трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке;

R_2 – активное сопротивление фазы вторичной обмотки трансформатора.

$$R_n = \frac{m \cdot \omega (\sum L_{mp} (L_{ap}))}{2\pi}. \quad (16.4)$$

В мостовых схемах выпрямителя в каждый момент времени ток проходит по двум фазам (рис. 16.3), следовательно:

$$\begin{aligned} \sum R_{TP} &= 2 \cdot R_{TP}, \\ \sum R_{ДР} &= 2 \cdot R_{ДР}, \\ \sum L_{AP} &= 2 \cdot L_{AP}. \end{aligned}$$

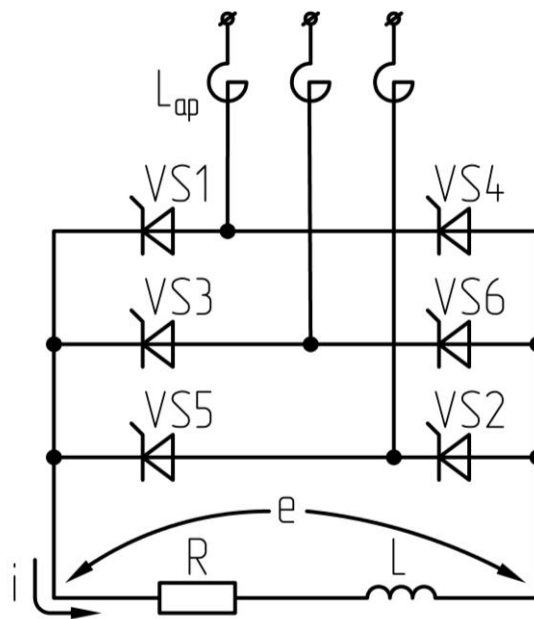


Рис. 16.3. Схема трехфазного мостового выпрямителя

17. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПОЛУУПРАВЛЯЕМОГО ТРЁХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Силовая электрическая схема трехфазного мостового полууправляемого выпрямителя представлена на рис. 17.1, а временные диаграммы его работы – на рис. 17.2.

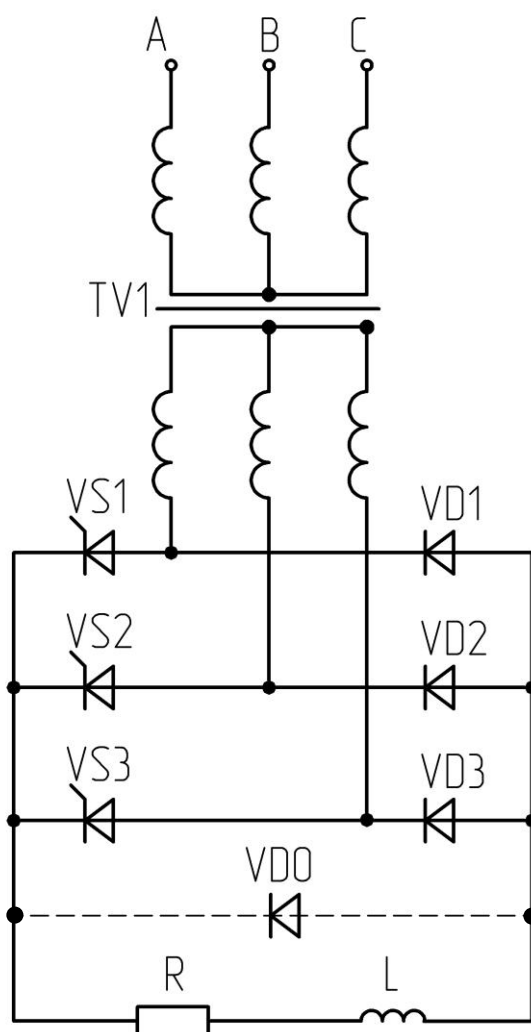


Рис. 17.1. Схема трехфазного мостового полууправляемого выпрямителя

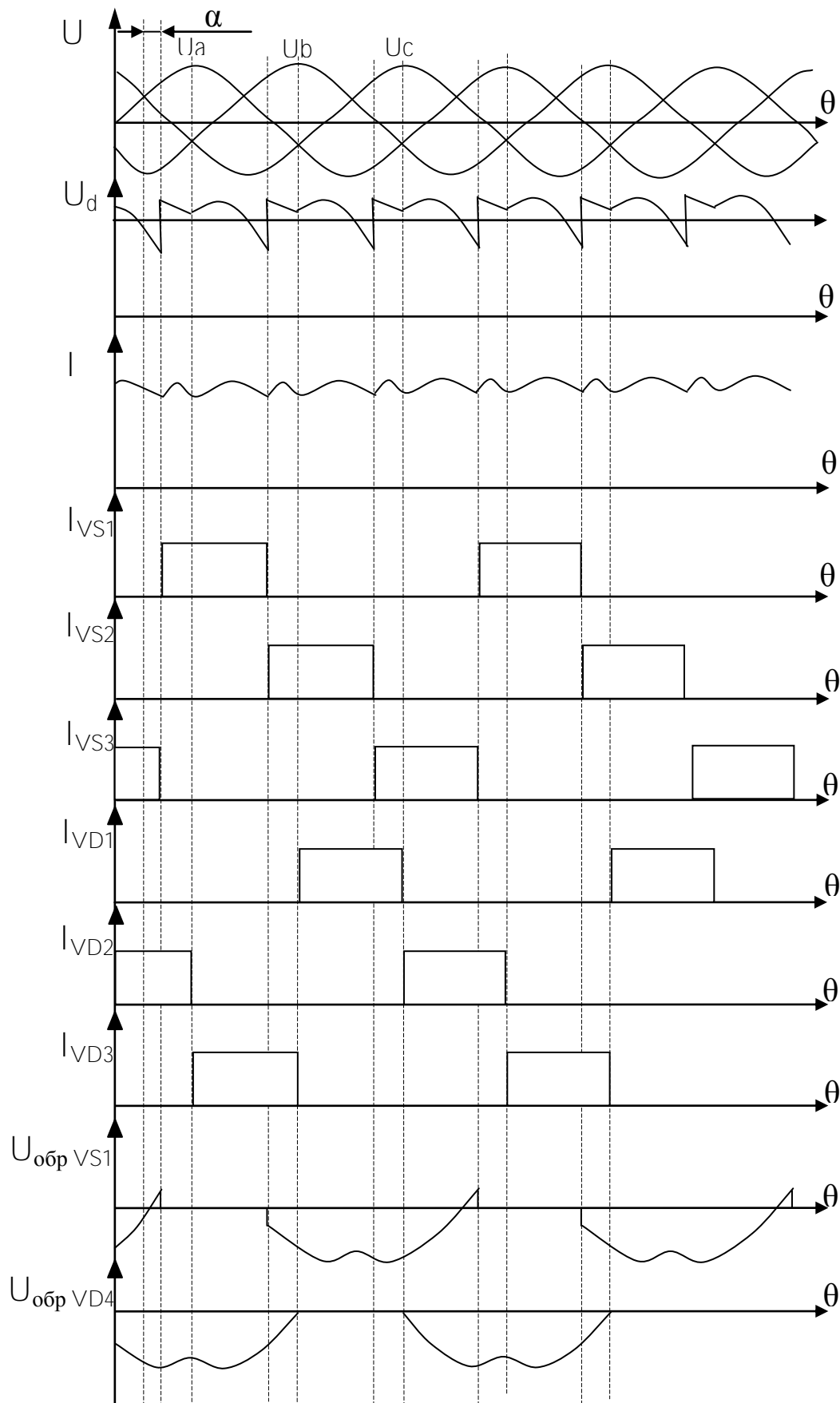


Рис. 17.2. Временные диаграммы работы трехфазного мостового полууправляемого выпрямителя

Несимметричные выпрямители находят широкое применение в устройствах небольшой мощности. При работе на активно-индуктивную нагрузку и изменении угла управления $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ кривая выпрямленного напряжения имеет вид, показанный на рис. 17.2. При увеличении угла α в кривой выпрямленного напряжения U_d , в отличие от симметричного мостового выпрямителя, отрицательные участки не появляются. При переходе положительной полуволны напряжения работающего тиристора через нуль (например, $VS1$) он продолжает проводить ток с вступающим в работу диодом $VD4$ той же фазы. Цепь нагрузки оказывается шунтированной одновременно проводящими ток тиристором $VS1$ и диодом $VD4$, а напряжение на нагрузке равно нулю. Этот интервал длится до вступления в работу очередного тиристора $VS3$. В кривой выпрямленного напряжения появляются паузы, от момента перехода положительной полуволны напряжения питания через нуль до вступления в работу очередного тиристора. При $\alpha = \pi$ тиристоры полностью заперты и напряжение на нагрузке равно нулю. Среднее значение выпрямленного напряжения для всего диапазона изменения угла управления α определяется выражением:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3}} (U_A - U_B) d\theta = E_0 \frac{(1 + \cos \alpha)}{2}, \quad (17.1)$$

где $E_0 = K_{cxe} \cdot U_{1\phi(2\phi)}$, где K_{cxe} – схемный коэффициент по ЭДС, $K_{cxe} = 2,34$.

Особенностью работы выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке в диапазоне регулирования $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$ является то, что при снятии сигнала управления не удаётся запереть все тиристоры. При снятии сигнала управления происходит запираение двух тиристоров, а третий остаётся открытым за счет э.д.с. самоиндукции нагрузки и через него протекает ток нагрузки. Это приводит к снижению диапазона регулирования напряжения и ухудшению использования вентилей по току.

Для повышения эффективности работы выпрямителя в его схему вводят нулевой диод VDO , шунтирующий нагрузку. При наличии нулевого диода индуктивность нагрузки разряжается через него и не препятствует запираению

тиристоров. Это позволяет реализовать полный диапазон регулирования выпрямленного напряжения, определяемого выражением (17.1). При угле управления $\alpha \leq \pi/3$ нулевой диод V_{D0} всё время заперт и надобность в нём отпадает.

При увеличении угла управления α возрастает коэффициент пульсаций. Поэтому несимметричные мостовые выпрямители применяют при небольшом диапазоне регулирования ($\alpha_{max} \leq \pi/3$).

При активно-индуктивной нагрузке в диапазоне регулирования $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ коэффициенты искажения и мощности для несимметричного выпрямителя определяются выражениями:

$$v = \frac{3}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2},$$

$$\chi = \frac{3}{\pi} \cos^2 \frac{\alpha}{2}.$$

На интервале $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$ для выпрямителя с активно-индуктивной нагрузкой и нулевым диодом коэффициенты искажения и мощности равны:

$$v = \frac{6}{\pi} \frac{\cos \frac{\alpha}{2}}{\sqrt{7 - \frac{6\alpha}{\pi}}},$$

$$\chi = \frac{6}{\pi} \frac{\cos^2 \frac{\alpha}{2}}{\sqrt{7 - \frac{6\alpha}{\pi}}}.$$

Среднее значение тока вентиля:

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3}} i(\theta) d\theta = \frac{I}{3}. \quad (17.2)$$

Действующее значение тока вентиля:

$$I_{\text{с.д}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3}} i^2(\theta) d\theta} = \frac{I}{\sqrt{3}}. \quad (17.3)$$

Максимальное прямое и обратное напряжение:

$$U_{обр.макс} = U_{пр.макс} = \sqrt{6} \cdot U_{1\phi(2\phi)} = \frac{\pi}{3} U_d = 1.05 U_o. \quad (17.4)$$

Действующее значение фазного тока:

$$I_\phi = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3}} i_A^2(\theta) d\theta} = 0.816 I. \quad (17.5)$$

Типовая мощность трансформатора:

$$S = 3U_1 \cdot I_1 = 3U_2 \cdot I_2 = \frac{S_1 + S_2}{2} = K_p \cdot P. \quad (17.6)$$

где K_p – коэффициент, учитывающий превышение типовой мощности над мощностью постоянных составляющих.

Таким образом, коэффициент мощности несимметричных мостовых выпрямителей выше, чем симметричных. Это объясняется тем, что энергия, накопленная в индуктивности нагрузки, рассеивается в сопротивлении нагрузки через вентили одной фазы, минуя входные цепи выпрямителя.

18. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ РАБОТЕ НА АКТИВНО-ИНДУКТИВНУЮ НАГРУЗКУ ПРИ $\alpha > \varphi$

Если в схеме однофазного однополупериодного выпрямителя встречно параллельно тиристоры $VS1$ включить другой тиристор $VS2$, то получим схему однофазного преобразователя переменного напряжения (ППН) (рис. 18.1).

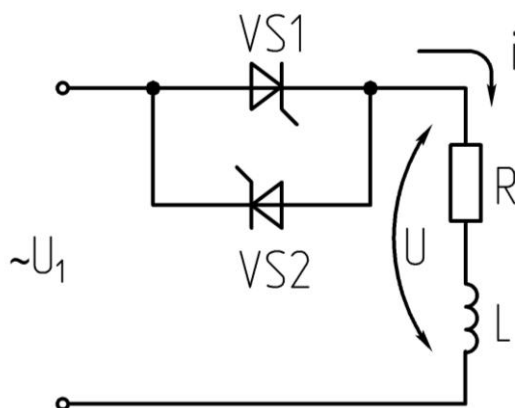


Рис. 18.1. Схема однофазного ППН

ППН предназначены для преобразования переменного входного напряжения U_1 с неизменной амплитудой и частотой в регулируемое переменное напряжение U на нагрузке с той же частотой.

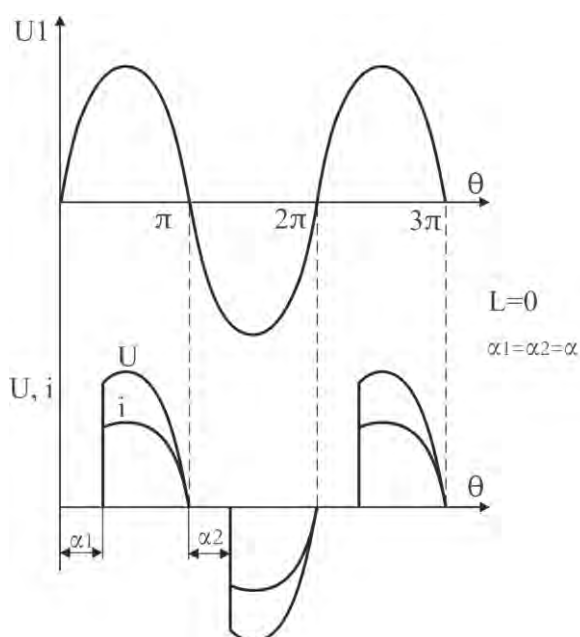


Рис. 18.2. Временные диаграммы работы однофазного ППН при активной нагрузке

Пока тиристоры $VS1$ и $VS2$ закрыты, напряжение на нагрузке равно нулю (рис. 18.2). При открывании в момент времени $\theta=\alpha$, тиристора $VS1$ к нагрузке прикладывается положительный полупериод питающего напряжения U_1 , которое сохраняется до момента времени $\theta=\pi$. При $\theta=\pi$ U_1 меняет свой знак, под действием которого $VS1$ закрывается. В момент времени $\theta=\pi+\alpha_2$ открывается тиристор $VS2$ и к нагрузке прикладывается отрицательный полупериод напряжения U_1 , которое сохраняется до $\theta=2\pi$. Для симметрии напряжения на нагрузке относительно оси θ необходимо, чтобы $\alpha_1=\alpha_2$.

Регулируя угол α , мы изменяем действующее значение выходного напряжения.

Работа однофазного ППН на R-L нагрузку при $\alpha > \varphi$ (рис. 18.3)

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R} - \text{фазовый угол нагрузки.}$$

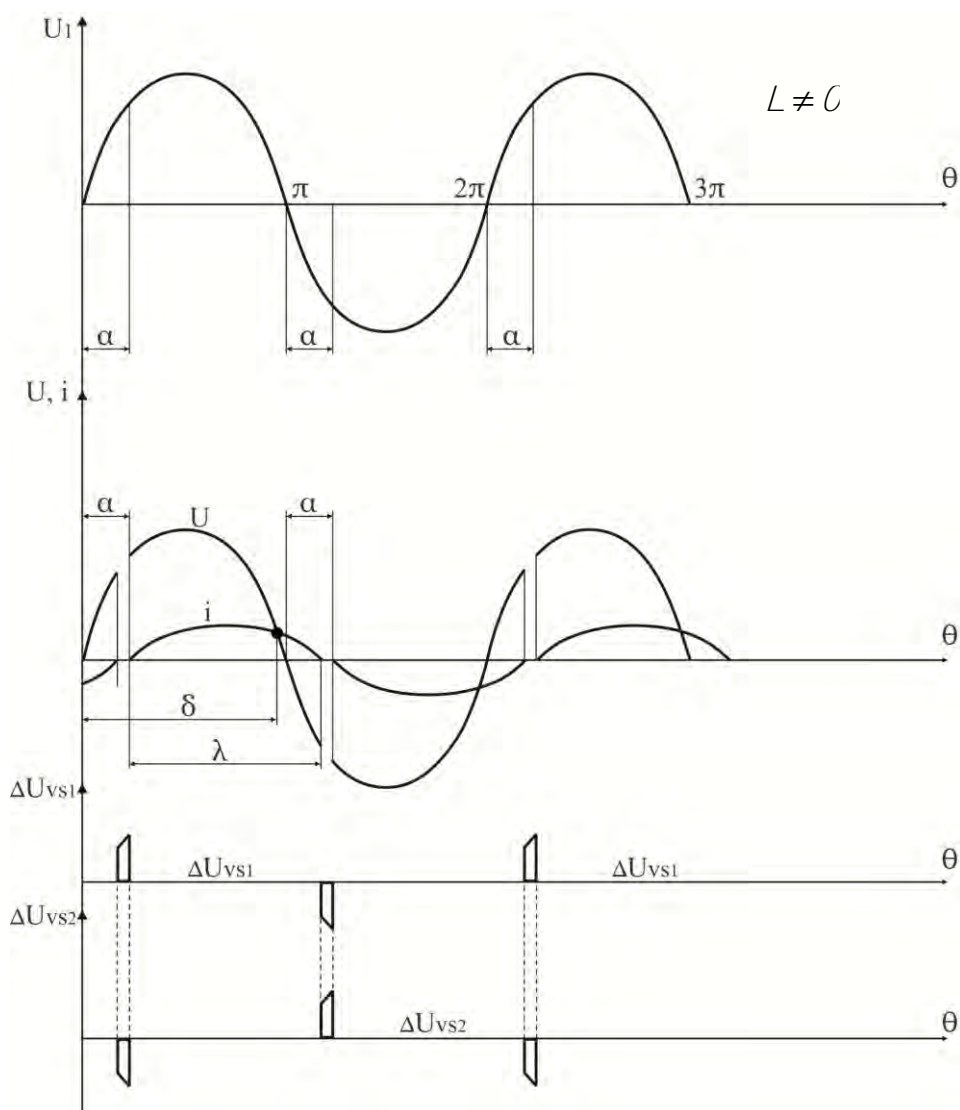


Рис. 18.3. Временные диаграммы однофазного ППН на R-L нагрузку и $\alpha > \varphi$

Процессы, происходящие в схеме, можно рассмотреть, разбив интервал проводимости λ на три участка:

1) $\alpha < \theta < \delta$. Схема замещения однофазного ППН для этого интервала времени приведена на рис. 18.4.

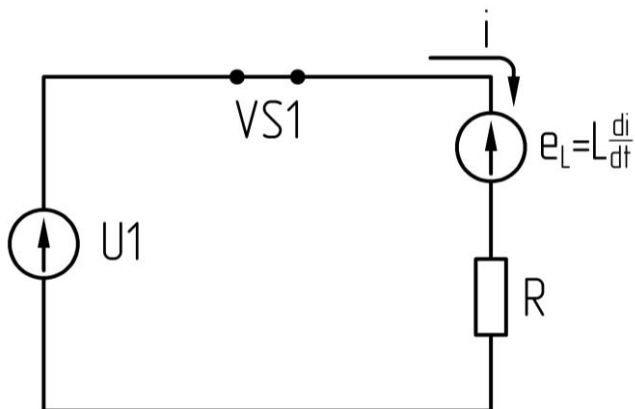


Рис. 18.4. Схема замещения ППН при $\alpha < \theta < \delta$

$$U_1 - L \frac{di}{dt} = iR.$$

На этом интервале энергия, потребляемая из сети, преобразуется в тепловую на сопротивлении R и накапливается в электромагнитном поле индуктивности L .

2) $\delta < \theta < \pi$. Схема замещения ППН для этого интервала времени приведена на рис. 18.5.

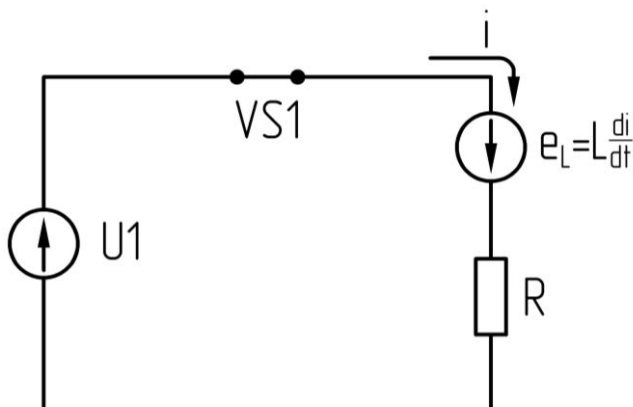


Рис. 18.5. Схема замещения ППН при $\delta < \theta < \pi$

$$U_1 + L \frac{di}{dt} = iR$$

На этом интервале e_L меняет свой знак и стремится поддержать ток в цепи.

3) $\pi < \theta < \alpha + \lambda$. Схема замещения ППН на этом интервале приведена на рис. 18.6.

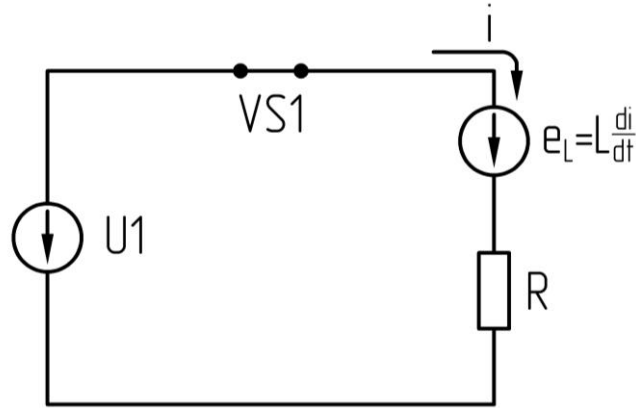


Рис. 18.6. Схема замещения ППН при $\pi < \theta < \alpha + \lambda$

$$-U_1 + L \frac{di}{dt} = iR.$$

На этом интервале U_1 меняет свой знак, однако ток в цепи нагрузки протекает в том направлении за счёт e_L , превышающей отрицательное U_1 .

Интервал λ зависит от соотношения между R и L нагрузки.

При $\alpha > \varphi$ ток в нагрузке спадает до нуля раньше, чем подаётся открывающий импульс на $VS2$. При спадании тока до нуля к работавшему ранее тиристорю скачком прикладывается обратное напряжение, закрывающее его.

В момент времени $\theta = \pi + \alpha$ подаётся открывающий импульс на $VS2$, который открывается и ток по нагрузке начинает протекать в обратном направлении.

Регулирование действующего значения напряжения на нагрузке возможно только при работе схемы в режиме прерывистого тока (РПТ).

19. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ РАБОТЕ НА АКТИВНО-ИНДУКТИВНУЮ НАГРУЗКУ ПРИ $\alpha = \varphi$

Временные диаграммы работы ППН при $\alpha = \varphi$ показаны на рис. 19.1.

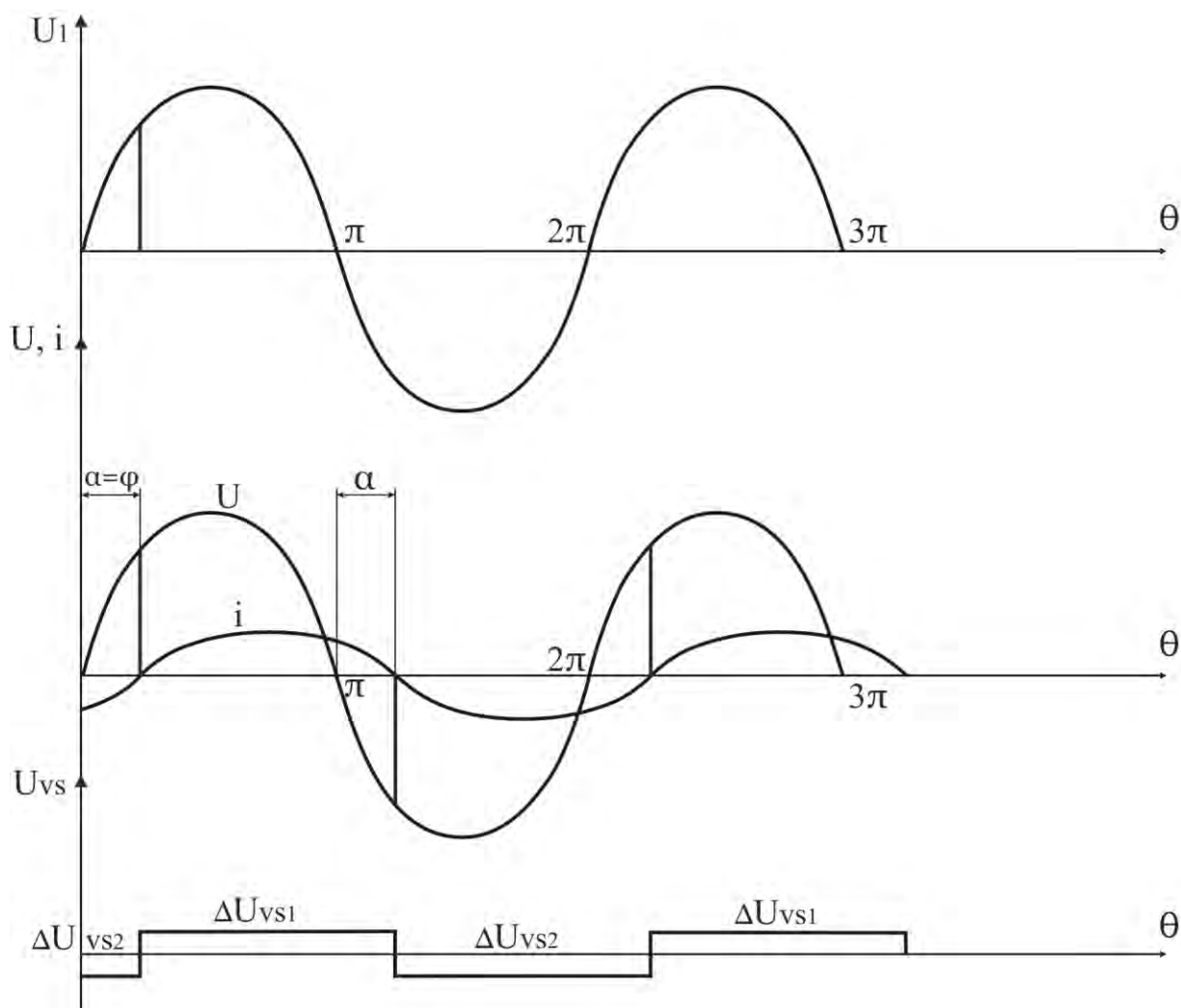


Рис. 19.1. Временные диаграммы работы ППН при $\alpha = \varphi$

В момент времени $\theta = \alpha$ подаётся открывающий импульс на $VS1$ и к нагрузке прикладывается напряжение сети. При $\theta = \pi$ изменяет свой знак сетевое напряжение U_1 , однако $VS1$ не закрывается из-за действия в цепи ЭДС самоиндукции. При условии $\alpha = \varphi$ ток под действием ЭДС самоиндукции будет протекать по $VS1$ до момента времени $\theta = \pi + \alpha$. В этот момент времени ток становится равным нулю. Однако в этот момент времени открывается $VS2$, который начинает пропускать отрицательную полуволну тока.

Таким образом, при $\alpha = \varphi$ на нагрузке будет синусоидальное напряжение, равное напряжению сети.

Для полного изменения напряжения угол α необходимо изменять в пределах от $\alpha = \varphi$ до $\alpha = \pi$ (при R - L нагрузке). При R нагрузке α нужно изменять от 0 до π .

20. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ РАБОТЕ НА АКТИВНО-ИНДУКТИВНУЮ НАГРУЗКУ ПРИ $\alpha + \delta < \varphi$

Временные диаграммы работы ППН при $\alpha + \delta < \varphi$ показаны на рис. 20.1.

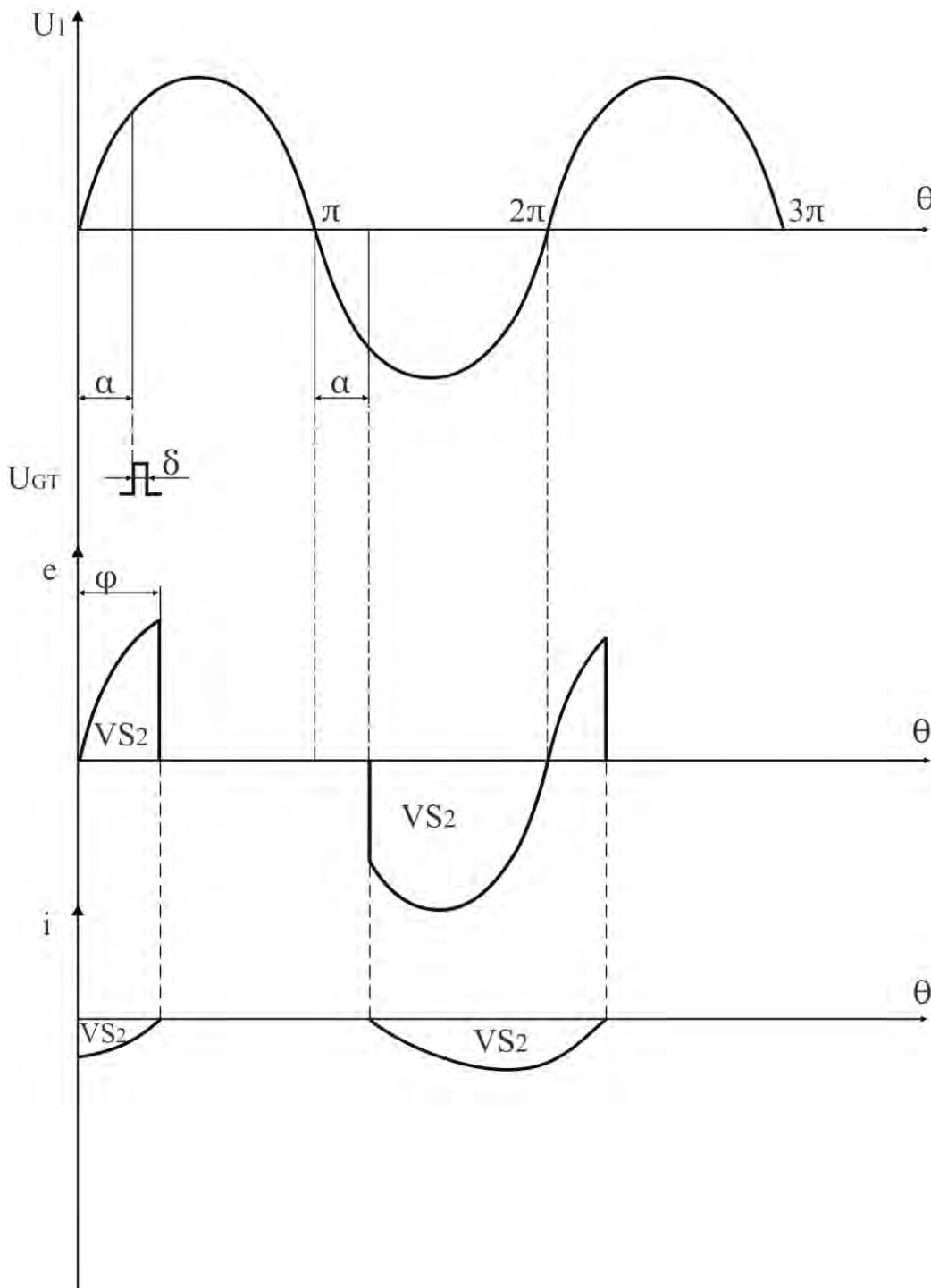


Рис. 20.1. Временные диаграммы работы ППН при $\alpha + \delta < \varphi$

Пусть проводил ток тиристор $VS2$, угол $\alpha = \varphi$.

Пока $VS2$ проводил ток на участке $0 < \theta < \varphi$, угол α изменился и стал равным $\alpha + \delta < \varphi$. В момент $\theta = \alpha$ открывающий импульс подается на $VS1$, но он не откроется, поскольку к нему приложено обратное напряжение от открытого тиристора $VS2$. После окончания импульса открывания по истечении времени δ тиристор $VS2$ продолжает пропускать ток, и в момент времени $\theta = \varphi$ ток в нагрузке падает до нуля. С этого момента времени тиристор $VS1$ может быть открыт, но открывающий импульс к этому времени уже закончился. Поэтому произойдет пропуск тока и будет нарушена нормальная работа преобразователя. Таким образом для получения напряжения на нагрузке, равного сетевому и меньше, необходимо чтобы выполнялось условие $\alpha_{min} + \delta \geq \varphi$. Поэтому чтобы избежать пропуска тока, следят либо за углом φ , либо используют широкие импульсы управления:

$$\delta \geq \varphi_{max} - \alpha_{min}.$$

Среднее значение тока вентиля определяется для режима синусоидального тока, при котором ток максимальный:

$$I_{с.ср} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} I \sin \theta d\theta = 0,45 I. \quad (20.1)$$

$I_M = \sqrt{2} I$ – максимальное значение тока нагрузки;

I – действующее значение тока нагрузки;

$K_\varphi = 1,57$. При $\alpha = \varphi$ форма тока соответствует классификационной.

Для симистора $I_B = I$.

Максимальное значение прямого и обратного напряжения равно амплитуде питающего напряжения: $U_{np,max} = U_{обр,max} = \sqrt{2} U_1$.

21. ТРЕХФАЗНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ. ОСНОВНЫЕ РАСЧЁТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ВЫБОРА ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ

Используя три однофазные схемы, соединенные в звезду или треугольник, можно получить трёхфазный ППН (рис. 21.1).

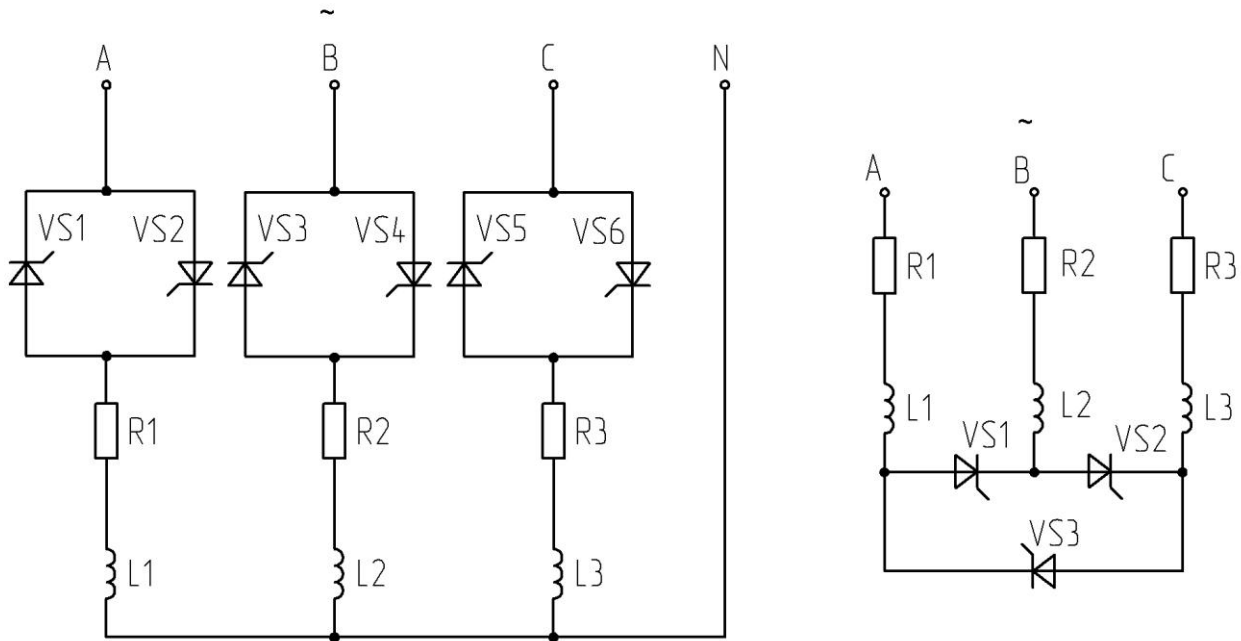


Рис. 21.1. Схема трехфазного ППН

В трёхфазных ППН α определяется по отношению к точке естественного открывания соответствующего тиристора, т.е. по отношению к моменту перехода через ноль соответствующего фазного напряжения.

При наличии нулевого провода U и I нагрузки изменяются так же, как и в однофазном преобразователе, причем каждая фаза может регулироваться отдельно (независимо). Однако, из-за высокого содержания высших гармоник в нулевом проводе такая схема применяется достаточно редко.

При отсутствии нулевого провода ток и напряжение на нагрузке состоит из отрезков фазных или линейных, действующих на интервалах, когда тиристоры открыты.

При трёхфазной нагрузке с нулевым проводом или без него ток через вентили определяется теми же соотношениями, что и для однофазной нагрузки, т.е.

$$I_{\text{в.ср}} = 0,45 I.$$

$U_{\text{нр.маx}} = U_{\text{обр.маx}} = \sqrt{2} U_{1\phi}$ – для трёхфазного ППН с нулевым проводом;

$U_{\text{нр.маx}} = U_{\text{обр.маx}} = \sqrt{2} U_{\text{Л}} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{1\phi}$ – для трёхфазного ППН без нулевого провода.

ППН используются для регулирования освещения, регулирования мощности тепловых приборов и сварочных аппаратов, регулирования напряжения на первичной стороне трансформатора в высоковольтных выпрямителях, которые выполнены на диодах (рис. 21.2), для управления асинхронными двигателями.

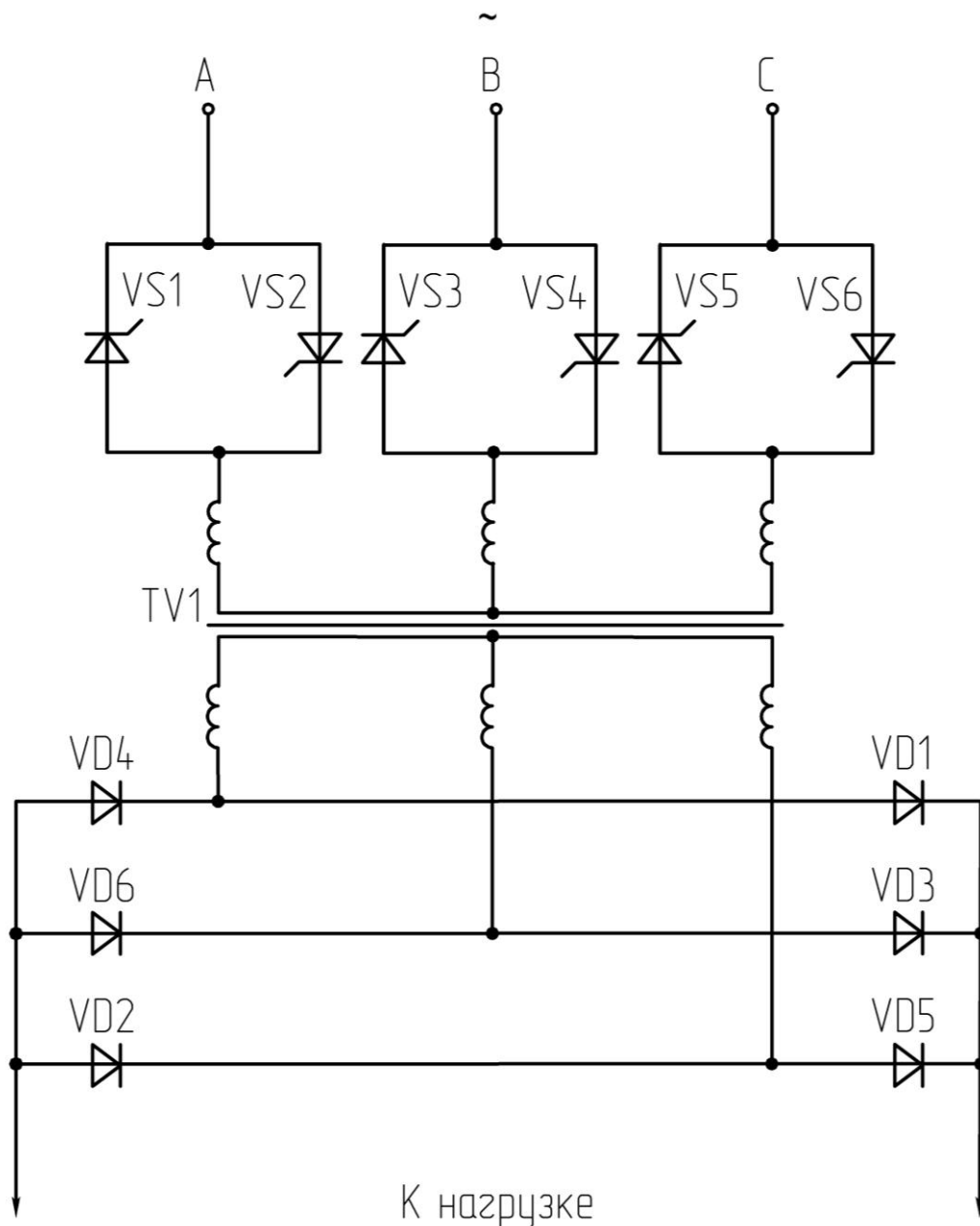


Рис. 21.2. Схема регулирования напряжения на первичной стороне трансформатора

Для управления (регулирования скорости) АД трёхфазные ППН применяются редко, т.к. механические характеристики АД (рис. 21.3) малоприспособны для использования ($M_k \propto U^2$, т.е. при снижении U_1 на 10% – $M_k^* = 0,81$; на 20% – $M_k^* = 0,64$; на 30% – $M_k^* = 0,49$).

Трёхфазные ППН используются лишь для подрегулирования скорости в небольших пределах (до $(0,7..0,8)\omega_n$).

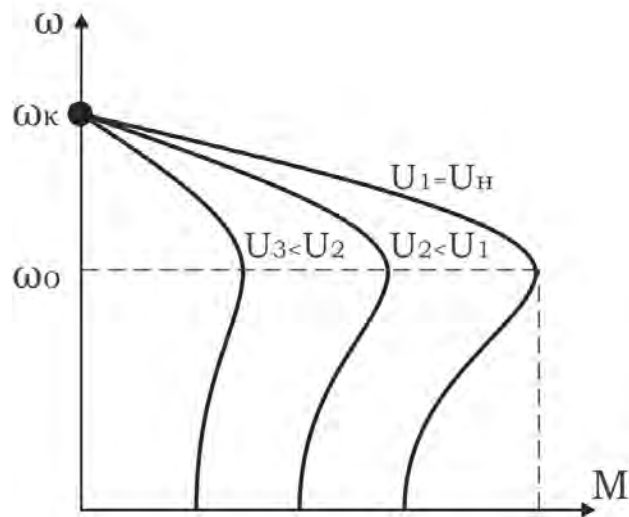


Рис. 21.3. Характеристики АД при регулировании питающего напряжения

22. ФУНКЦИИ СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ (СИФУ). СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИФУ. ТРЕБОВАНИЯ К СИФУ. КЛАССИФИКАЦИЯ СИФУ

Система импульсно-фазового управления (СИФУ) называется так, поскольку управляющий сигнал имеет форму импульса, а фаза этого импульса может регулироваться.

СИФУ предназначена для выполнения следующих двух функций.

1. Определение моментов времени, в которые должны быть включены те или иные конкретные вентили. Эти моменты времени задаются величиной напряжения управления U_y , которое подается на вход СИФУ и определяет значения выходных параметров преобразователя: таких, как среднее значение тока и напряжения на выходе выпрямителя или действующее значение тока или напряжения на выходе ППН, т.е. в зависимости от величины напряжения управления U_y определяются фазы открывания (угол α) тиристоров.

2. Формирование открывающих импульсов, передаваемых в нужные моменты времени на управляющие электроды тиристоров, по длительности и мощности и обеспечение гальванической развязки между СИФУ и силовой схемой преобразователя.

Для выполнения этих функций СИФУ содержит два основных узла (рис. 22.1):

1) ФСУ (фазосмещающее устройство) – осуществляет задачу преобразования напряжения управления U_y в угловой интервал α ;

2) ВФ (выходные формирователи) – формируют открывающие импульсы по длительности, форме и мощности и обеспечивают потенциальную развязку между системой управления и силовой схемой преобразователя.

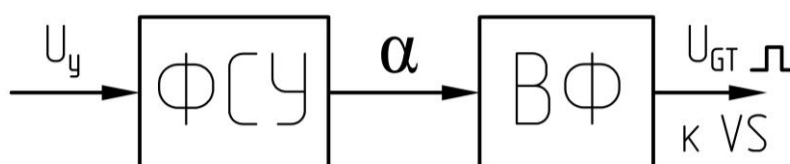


Рис. 22.1. Структурная схема СИФУ

Требования предъявляемые к СИФУ

1. Длительность и мощность открывающих импульсов определяется в соответствии с параметрами применяемых ключей, режимами работы преобразователя и должны быть достаточными для надежного открывания ключей преобразователя.

2. Диапазон регулирования угла открывания α вентилями определяется типом преобразователя, режимом его работы (непрерывный или прерывистый), характером нагрузки (R или $R1$) и должен быть достаточным для регулирования выходного напряжения в заданном диапазоне.

Например, для регулирования выходного напряжения трёхфазного мостового выпрямителя, работающего на R нагрузку ($R-L$ нагрузку в прерывистом режиме), в диапазоне от нуля до максимального значения, требуется изменение α от 0° до 120° . При работе на $R-L$ нагрузку в режиме непрерывного тока – от 0° до 90° .

3. Ассиметрия открывающих импульсов по фазам не должна превышать $1,5^\circ \dots 2,5^\circ$.

Классификация СИФУ

На данный момент разработано большое количество различных СИФУ, удовлетворяющих самым разнообразным требованиям.

Все свойства различных СИФУ определяются некоторой совокупностью признаков, к числу которых относятся:

1. Вид развертываемого сигнала:

а) вертикальные – развёртывается опорный сигнал, а $U_y = const$;

б) интегрирующие – развёртывается управляющее напряжение, а $U_{оп} = const$.

2. Способ отсчета угла α :

а) одноканальные (отсчет α в одном канале для всех тиристоров);

б) многоканальные (отсчет α для каждого тиристора (пары противофазных тиристоров) производится в своем канале).

3. Тип синхронизации:

а) синхронные – определение требуемого момента включения вентиля производится путем отсчёта временного интервала от момента естественного открывания ключа;

б) асинхронные – определение требуемого момента включения вентиля производится путем отсчёта временного интервала от момента предыдущего включения тиристора.

4. Форма преобразования информации:

а) аналоговые;

б) цифровые.

23. ТИПОВЫЕ БЛОКИ СИФУ И ИХ НАЗНАЧЕНИЕ. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ВЕРТИКАЛЬНОЙ СИФУ

Принцип действия вертикальной СИФУ рассмотрим на примере однофазного мостового выпрямителя. СИФУ формирует открывающие импульсы для тиристоров $VS1$ и $VS4$ в положительные полупериоды питающей сети, а для тиристоров $VS2$ и $VS3$ – в отрицательные. Структурная схема вертикальной СИФУ представлена на рис. 23.1, а временные диаграммы ее работы – на рис. 23.2.

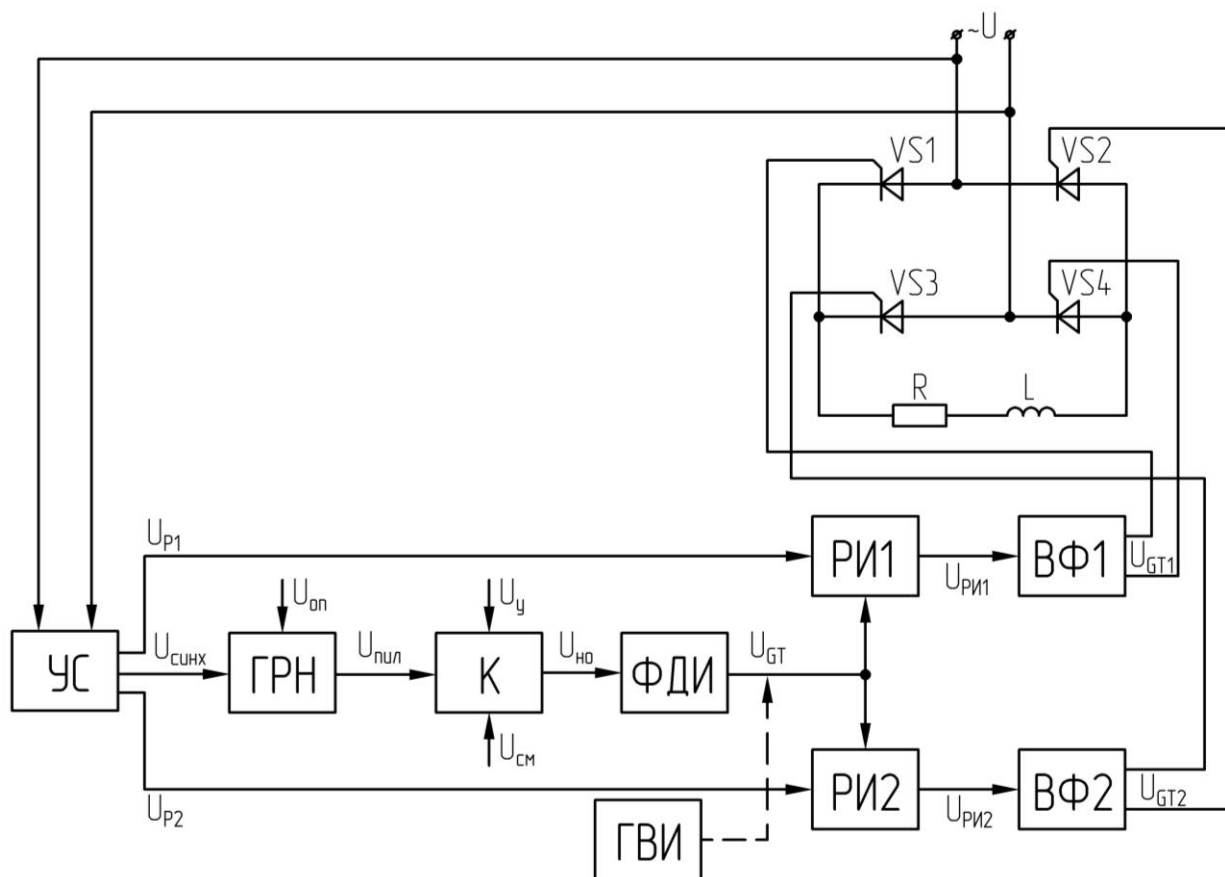


Рис. 23.1. Структурная схема вертикальной СИФУ

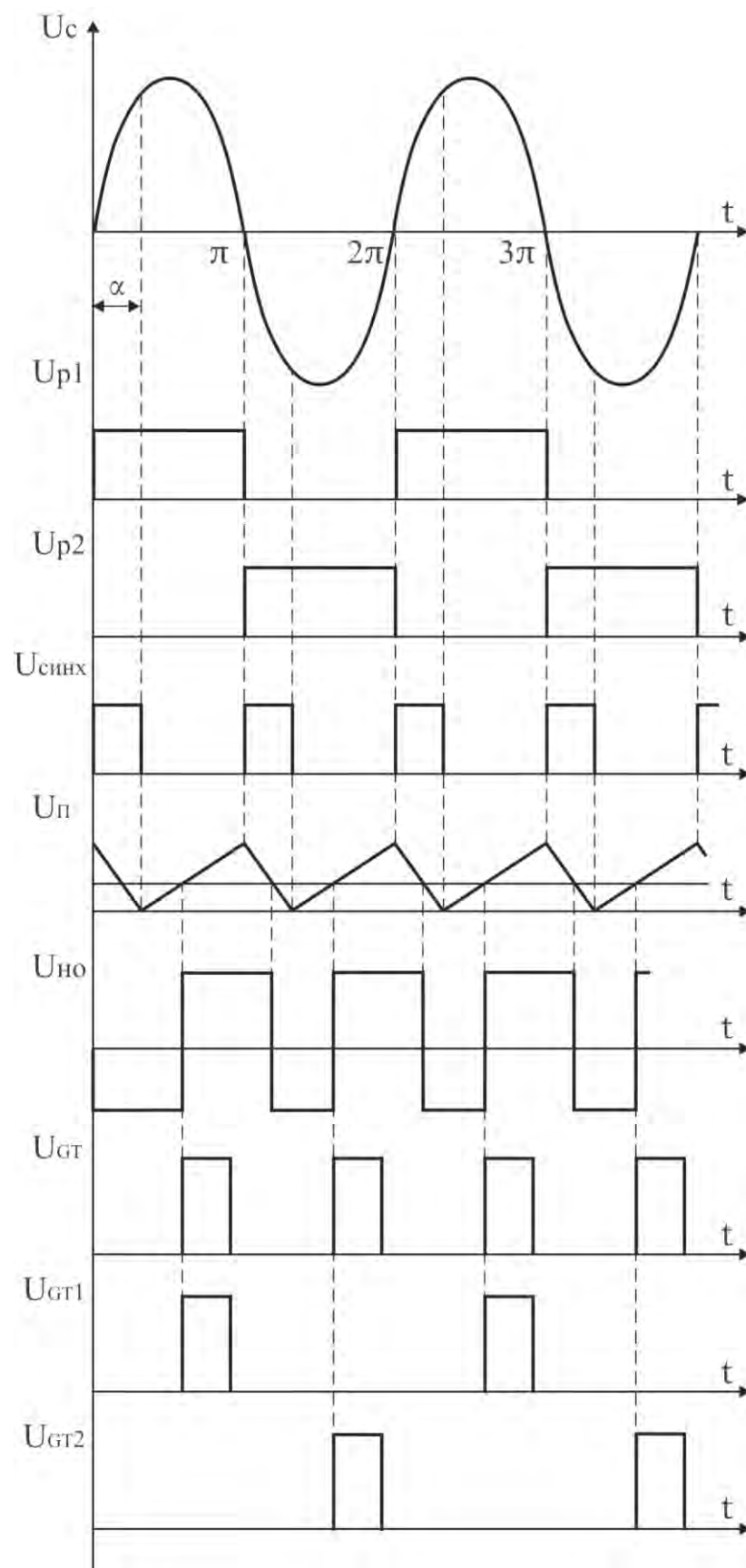


Рис. 23.2. Временные диаграммы работы вертикальной СИФУ

Типовыми блоками СИФУ вертикального типа являются (рис. 23.1): устройство синхронизации (УС), генератор развертываемого (пилообразного) напряжения (ГРН), компаратор (К), формирователь длительности импульсов (ФДИ), распределитель импульсов (РИ), выходной формирователь (ВФ), генератор высокочастотных импульсов (ГВИ).

УС – устройство синхронизации обеспечивает связь с питающей сетью и согласование напряжений, их фильтрацию, т.е. получение из напряжения, питающего преобразователь, неискаженного, синусоидального напряжения, потенциально развязанного с сетью, с соответствующей амплитудой и фазой. УС отмечает переходы через ноль сетевого напряжения ($U_{\text{синх}}$) и формирует разрешающие сигналы U_{P1} и U_{P2} , соответствующие положительным и отрицательным полупериодам сетевого напряжения.

ГРН – генератор развертываемого напряжения формирует, в данном случае пилообразное опорное напряжение U_n на основании входного сигнала $U_{\text{оп}}$, возвращаясь в исходное состояние в момент подачи импульсов $U_{\text{синх}}$.

НО – нуль-орган (компаратор) сравнивает на входе пилообразное напряжение $U_{\text{пил}}$ с напряжением управления U_y в момент их равенства меняет свое выходное состояние. Компаратор K преобразует U_y в фазовый сдвиг, т. е. угол α .

ФДИ – формирователь длительности импульсов по переднему фронту сигнала $U_{\text{но}}$ формирует прямоугольные импульсы с длительностью, достаточной для надежного открывания тиристоров силового блока.

РИ – распределитель импульсов управляется сигналами U_{P1} и U_{P2} с выхода УС и служит для распределения импульсов U_{GT} по тиристорам $VS1...VS4$. Он формирует на выходе открывающие импульсы U_{GT1} и U_{GT} .

ВФ1, ВФ2 – выходные формирователи формируют открывающие импульсы по мощности, необходимой для надежного включения тиристоров, и обеспечивают потенциальную развязку СУ с силовым блоком.

ГВИ – генератор высокочастотных импульсов генерирует импульсы высокой частоты. Он необходим, если управление тиристорами осуществляется широкими импульсами (для исключения насыщения импульсных трансформаторов ВФ).

При изменении U_y изменяется угол α , что приводит к изменению длительности проводящего состояния тиристоры СБ и регулированию величины выпрямленной ЭДС E .

В данном случае, уменьшению U_y соответствует уменьшению угла α и, следовательно, увеличению выходной ЭДС E , что неудобно, т.к. при $U_y = 0$, $E = E_{max}$, а необходимо, чтобы при $U_y = 0$ $E = 0$. Для исключения этого вводится напряжения смещения $U_{см}$, подаваемое на компаратор K дополнительно к U_y и U_n .

24. РЕГУЛИРОВОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИФУ

Регулировочной характеристикой СИФУ называется зависимость угла управления α от напряжения управления U_y , т.е. $\alpha = f(U_y)$.

Основным элементом СИФУ, осуществляющим преобразование U_y в фазовый сдвиг, т.е. в угол открывания α , является компаратор, схемы которого показаны на рис. 24.1, а временные диаграммы его работы – на рис. 24.2.

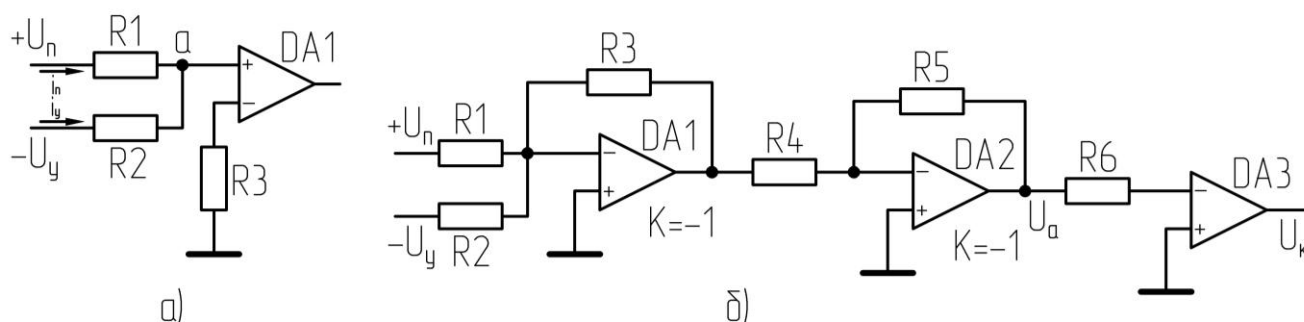


Рис. 24.1. Схема компаратора:
а) функциональная; б) принципиальная

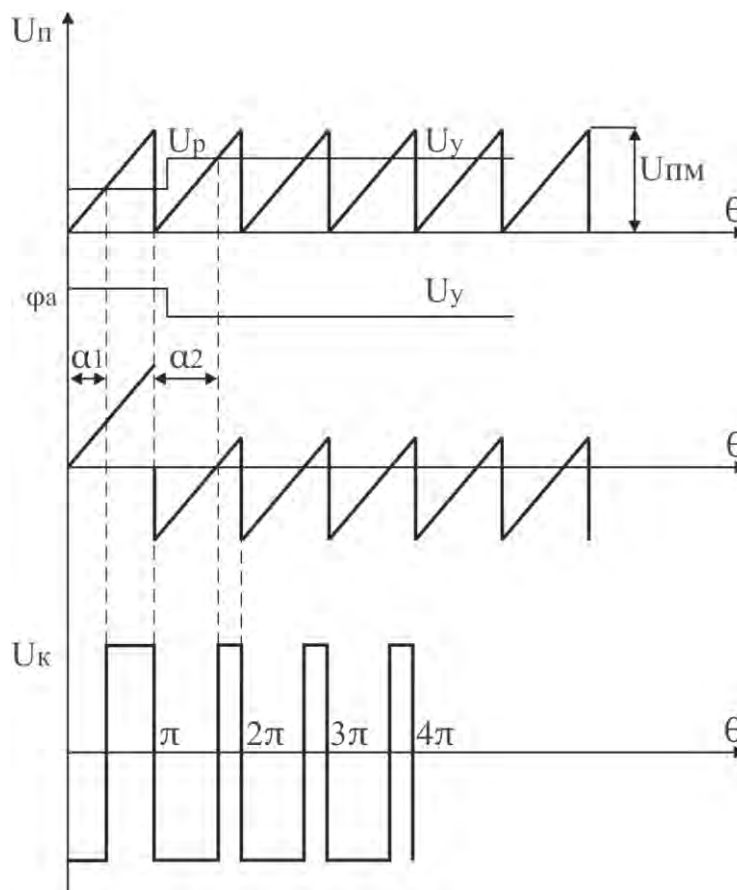


Рис. 24.2. Временные диаграммы работы компаратора

Развертываемое напряжение определяется выражением:

$$U_{\Pi} = \frac{U_{\Pi M}}{\pi} \cdot \theta. \quad (24.1)$$

В момент равенства двух напряжений U_{Π} и U_y выходное состояние компаратора изменяется с “+” на “-”.

Для момента времени, при котором произошло равенство напряжений, для входной цепи компаратора можно записать уравнения Кирхгофа:

$$i_{\Pi} + i_y = 0,$$

$$\frac{U_{\Pi}}{R_1} + \frac{U_y}{R_2} = 0.$$

Принимая, что $R_1 = R_2$, можно записать $U_{\Pi} = -U_y$. Учитывая, что в момент равенства напряжений $\theta = \alpha$, можно записать:

$$\frac{U_{\Pi M}}{\pi} \cdot \alpha = -U_y,$$

откуда получаем выражение регулировочной характеристики СИФУ (характеристики управления СИФУ):

$$\alpha = -\frac{\pi \cdot U_y}{U_{\Pi M}}. \quad (24.2)$$

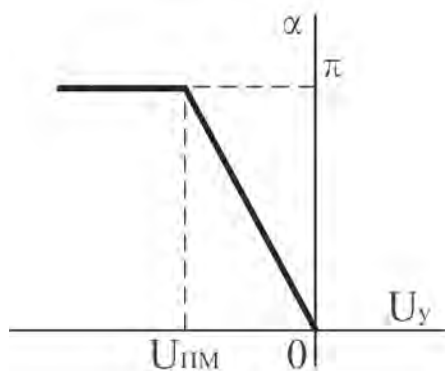


Рис. 24.3. Регулировочная характеристика СИФУ

Из регулировочной характеристики (рис. 24.3) видно, что меньшим значениям U_y соответствует меньший угол открывания α и, следовательно, большее значение выпрямленной ЭДС E .

Однако необходимо, чтобы при $U_y=0$ выпрямленная ЭДС E также была равна нулю, т.е. $E=0$. Для выполнения этого условия на вход компаратора вводят напряжение смещения $U_{см}$ (рис. 24.4). Величину $U_{см}$ выбирают таким образом, чтобы при $U_y=0$ выпрямленная ЭДС была равна нулю ($E = 0$).

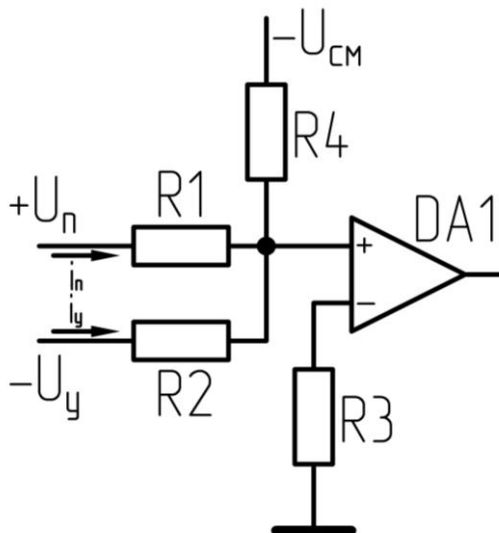


Рис. 24.4. Схема компаратора с $U_{см}$

$$U_{п} + U_{у} + U_{см} = 0$$

Угол открывания, соответствующий $U_y=0$, называется **начальным углом открывания** $\alpha_{нач}$.

$U_y = 0$, следовательно $U_{п} = -U_{см}$.

$$-\frac{U_{пм}}{\pi} \cdot \alpha_{нач} = U_{см}.$$

При работе выпрямителя в режиме непрерывного тока $\alpha_{нач} = \pi/2$. Это справедливо для всех полностью управляемых схем выпрямителей. В режиме прерывистого тока: для однофазной мостовой схемы $\alpha_{нач} = \pi$,

$\alpha_{нач} = 150^\circ$ – для трёхфазной нулевой схемы;

$\alpha_{нач} = 120^\circ$ – для трёхфазной мостовой схемы.

Эти же значения $\alpha_{нач}$ справедливы для соответствующих полууправляемых схем.

$$U_{п} = -(U_{у} + U_{см}),$$

$$\alpha = -\frac{\pi}{U_{\text{ПМ}}} (U_y + U_{\text{см}}) . \quad (24.3)$$

Выражение (24.3) – это уравнение регулировочной характеристики СИФУ при наличии $U_{\text{см}}$. Регулировочная характеристика СИФУ с $U_{\text{см}}$, построенная по уравнению (24.3), представлена на рис. 24.5.

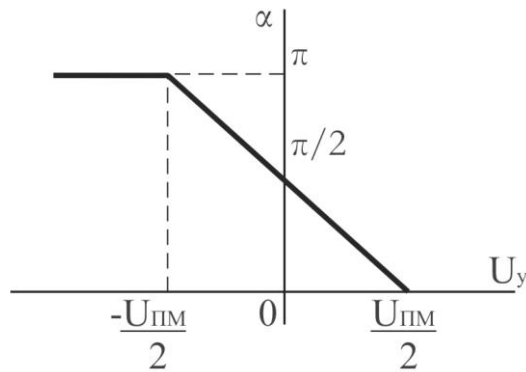


Рис. 24.5. Регулировочная характеристика СИФУ с $U_{\text{см}}$

Для $\alpha_{\text{нач}} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow U_{\text{см}} = -\frac{U_{\text{ПМ}}}{2}$, следовательно, $\alpha = -\frac{\pi}{U_{\text{ПМ}}} \left(-\frac{U_{\text{ПМ}}}{2} + U_y \right)$.

25. РАСЧЁТ И ПОСТРОЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК УПРАВЛЕНИЯ: СУ ВЕНТИЛЯМИ, ВК, УВ ПРИ ПИЛООБРАЗНОМ И КОСИНУСОИДАЛЬНОМ ОПОРНЫХ НАПРЯЖЕНИЯХ

Характеристикой управления СУ вентилями называется зависимость $\alpha = f(U_y)$. Для того, чтобы $U_y = 0$ соответствовало $E = C$, необходимо, чтобы при $U_y = 0$ угол $\alpha = \frac{\pi}{2}$ ($E = E_0 \cdot \cos \alpha$). Этот угол α , при котором $E = C$, называется начальным углом открывания вентилей $\alpha_{нач}$.

Чтобы при $U_y = 0$ получать необходимый $\alpha_{нач}$, необходимо на вход компаратора вводить $U_{см}$ (рис. 25.1).

$$U_{п} + U_{см} + U_y = 0;$$

$$U_{п} = \frac{U_{пм}}{\pi} \cdot \alpha.$$

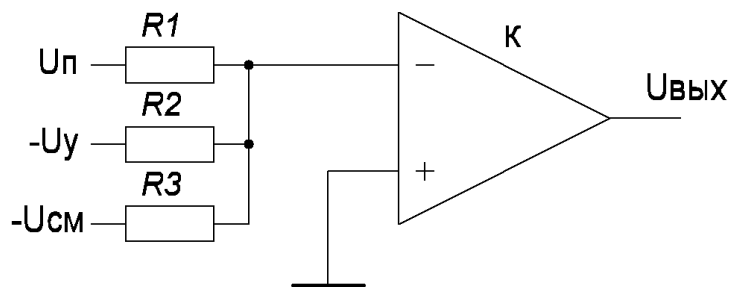


Рис. 25.1. Схема компаратора К

$U_{пм} = 10 \text{ В}$ (или $U_{пм} = -10 \text{ В}$ – отрицательная «пила»),

$$\frac{U_{пм}}{\pi} \cdot \alpha = -(U_{см} + U_y),$$

$$\alpha = -\frac{\pi}{U_{пм}} \cdot (U_{см} + U_y). \quad (25.1)$$

Найдём из этого выражения $U_{см} : U_y = 0, \alpha = \alpha_{нач} = \frac{\pi}{2}$;

$$U_{см} = -\frac{U_{пм}}{\pi} \cdot \alpha_{нач} = -\frac{10}{\pi} \cdot \frac{\pi}{2} = -5 \text{ В}$$

или

$$U_{CM} = -\frac{U_{PM}}{2}. \quad (25.2)$$

Таким образом, характеристика управления СИФУ при пилообразном опорном напряжении (рис. 25.2)

$$\alpha = -\frac{\pi}{U_{PM}} \cdot U_y + \frac{\pi}{2}. \quad (25.3)$$

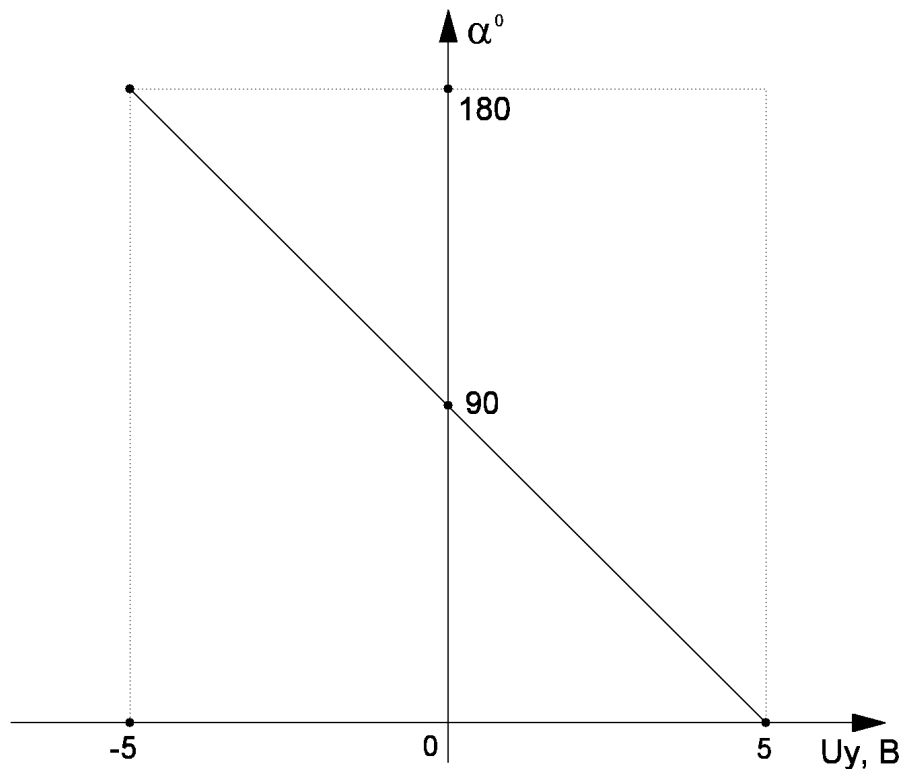


Рис. 25.2. Характеристика управления СИФУ при пилообразном опорном напряжении.

При косинусоидальном опорном напряжении:

$$-U_y = U_{KM} \cdot \cos \alpha, \quad (25.4)$$

где $U_{KM} = 10 \text{ В}$ – максимальное значение косинусоидального опорного напряжения.

$$\alpha = \arccos\left(-\frac{U_y}{U_{KM}}\right). \quad (25.5)$$

Для полностью управляемых выпрямителей $\alpha_{нач} = \frac{\pi}{2}$, поэтому вводить $U_{см}$ в СИФУ нет необходимости.

$$U_{км} = \pm 10 \text{ В} \Rightarrow U_y \in [+10 \text{ В}; -10 \text{ В}].$$

Характеристика управления СИФУ при косинусоидальном опорном напряжении представлена на рис. 25.3.

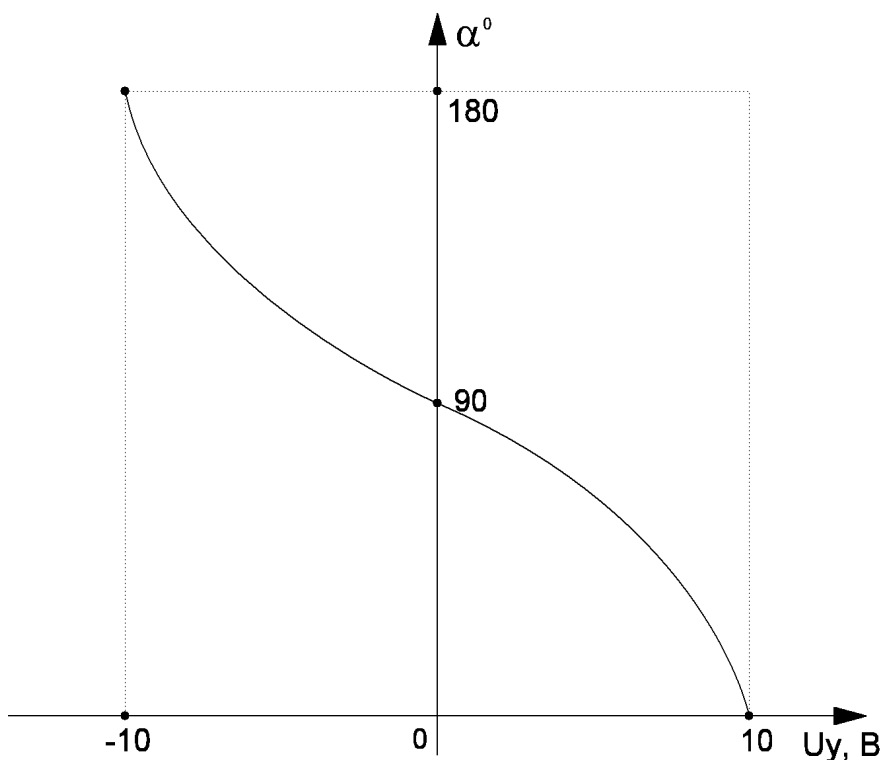


Рис. 25.3. Характеристика управления СИФУ при косинусоидальном опорном напряжении

Характеристика управления вентильного комплекта – это зависимость $E = f(\alpha)$.

$$E = E_0 \cdot \cos \alpha;$$

$$\alpha = \arccos \frac{E}{E_0}. \quad (25.6)$$

Характеристика управления вентильного комплекта, построенная по выражению (25.6) представлена на рис. 25.4.

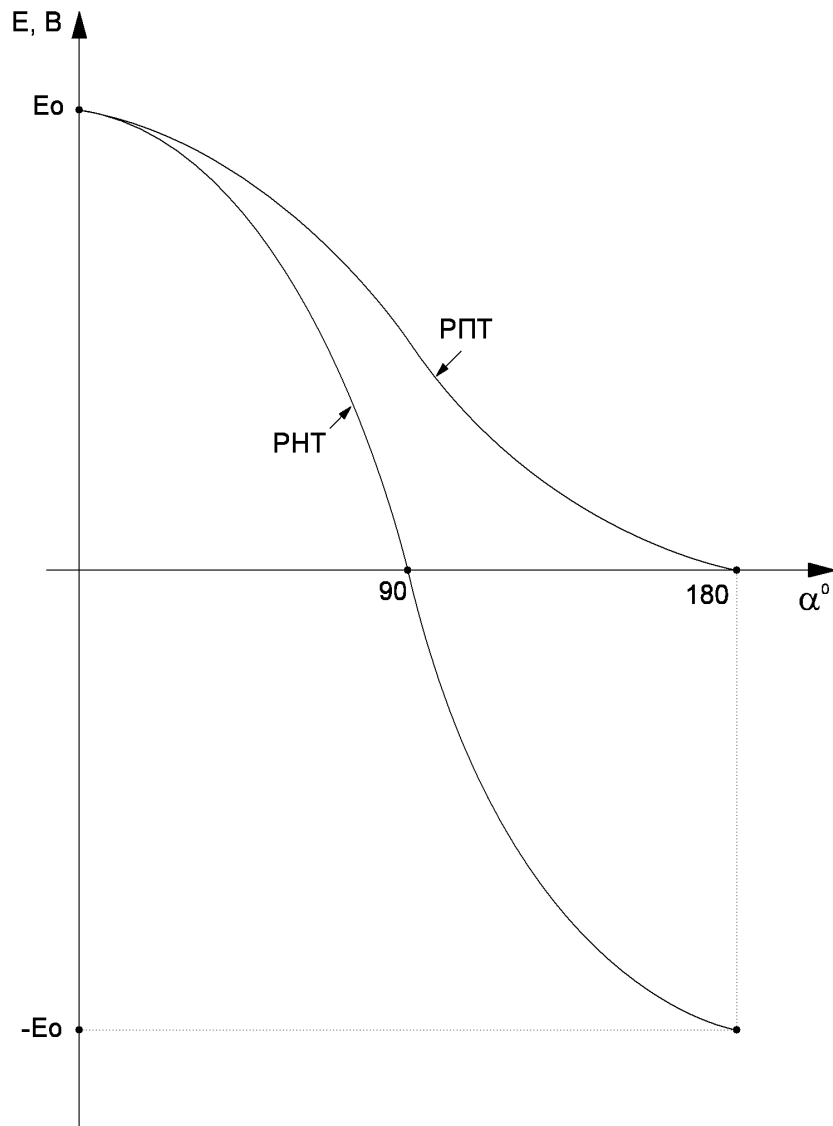


Рис. 25.4. Характеристика управления вентильного комплекта (регулирующая характеристика выпрямителя)

Характеристика управления преобразователем – это зависимость

$$E = f(U_y).$$

$$\begin{cases} E = E_0 \cdot \cos \alpha \\ \alpha = -\frac{\pi}{U_{\text{ПМ}}} \cdot (U_y + U_{\text{СМ}})' \end{cases}$$

$$E = E_0 \cdot \cos\left(-\frac{\pi}{U_{\text{ПМ}}} \cdot (U_y + U_{\text{СМ}})\right) = E_0 \cdot \cos\left(-\frac{\pi}{U_{\text{ПМ}}} \cdot U_y + \frac{\pi}{2}\right) = E_0 \cdot \sin\left(-\frac{\pi}{U_{\text{ПМ}}} \cdot U_y\right). \quad (25.7)$$

Отсюда
$$U_y = -\frac{U_{\text{ПМ}} \cdot \arcsin \frac{E}{E_0}}{\pi}.$$

Характеристика управления преобразователем при пилообразном опорном напряжении, построенная по выражению (25.7) представлена на рис. 25.5.

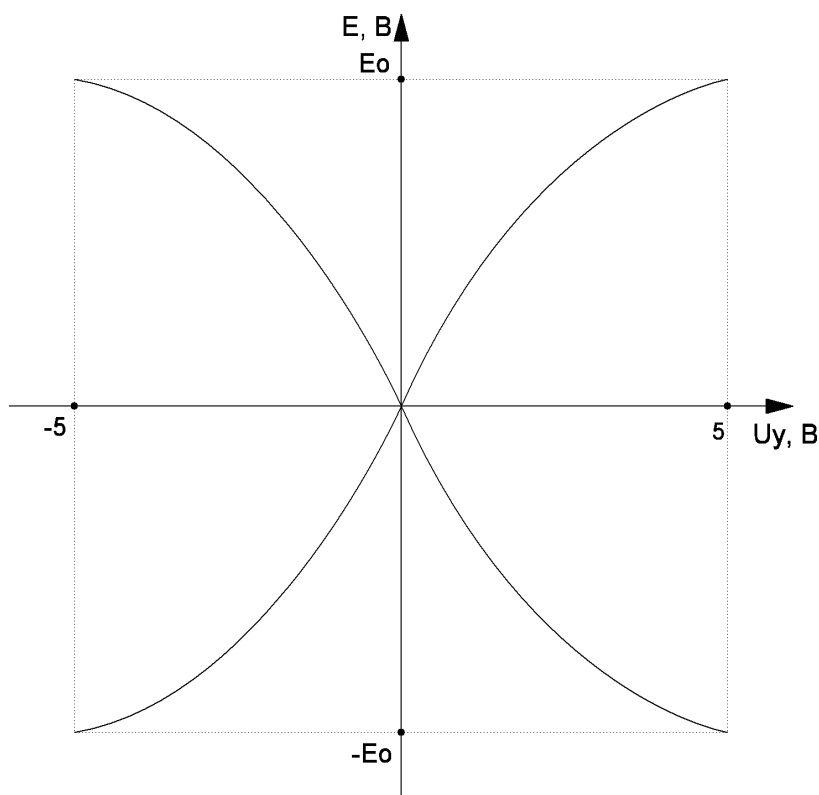


Рис. 25.5. Характеристика управления преобразователем при пилообразном опорном напряжении

При косинусоидальном опорном напряжении:

$$\begin{cases} E = E_0 \cdot \cos \alpha \\ \alpha = \arccos \left(-\frac{U_y}{U_{KM}} \right), \end{cases}$$

$$E = E_0 \cdot \left(-\frac{U_y}{U_{KM}} \right), \quad (25.8)$$

$$U_y = -\frac{E \cdot U_{KM}}{E_0}.$$

Характеристика управления преобразователем при косинусоидальном опорном напряжении, построенная по выражению (25.8) представлена на рис. 25.6.

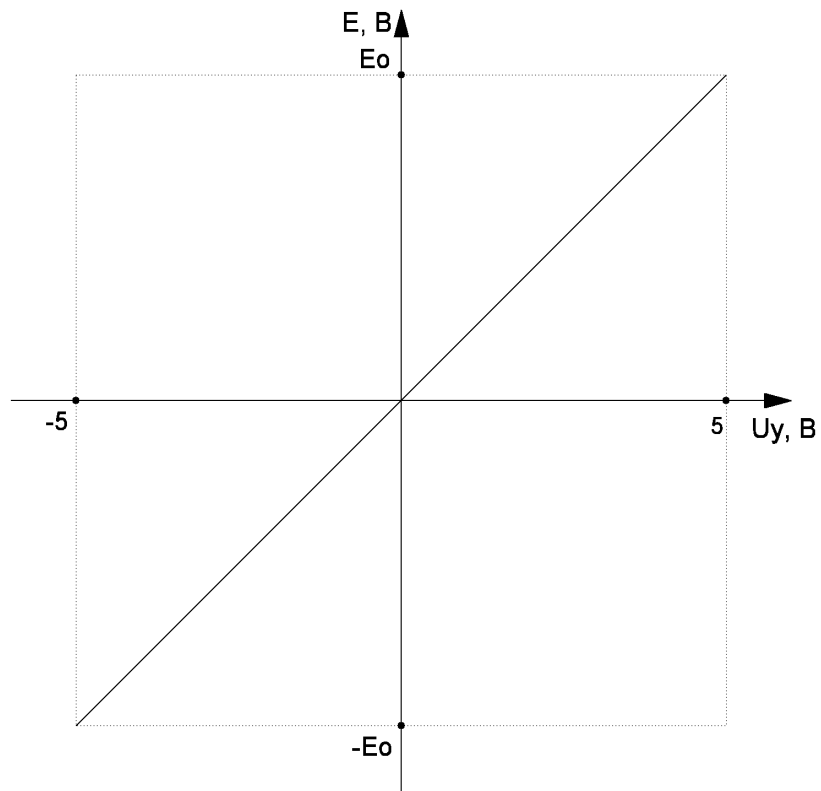


Рис. 25.6. Характеристика управления преобразователем при косинусоидальном опорном напряжении

26. ПРИНУДИТЕЛЬНАЯ КОММУТАЦИЯ ВЕНТИЛЕЙ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ШИРОТНО- ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ЕМКОСТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

В ряде полупроводниковых преобразователей вентилях в течение рабочего интервала подключены к постоянному напряжению и не могут быть закрыты как и в преобразователях с естественной коммутацией (например, в выпрямителях), т.к. для их запираания необходимо снизить анодный ток до нуля и приложить обратное напряжение.

В таких преобразователях нужны специальные коммутационные устройства-*устройства принудительной коммутации* (УПК), предназначенные для запираания тиристоров СБ в требуемый момент времени. УПК содержат дополнительный источник питания: важнейшие элементы – ёмкости и индуктивности.

Коммутация, осуществляемая с помощью УПК, называется *искусственной, принудительной*.

Существует множество схем принудительной коммутации. Все они делятся на две группы:

- 1) схемы с параллельной коммутацией;
- 2) схемы с последовательной коммутацией.

Схема на рис. 26.1 представляет собой последовательный ШИП, где в качестве управляемого ключа используется основной тиристор *VS1* (полууправляемый ключ). Это схема ШИП с параллельной емкостной коммутацией.

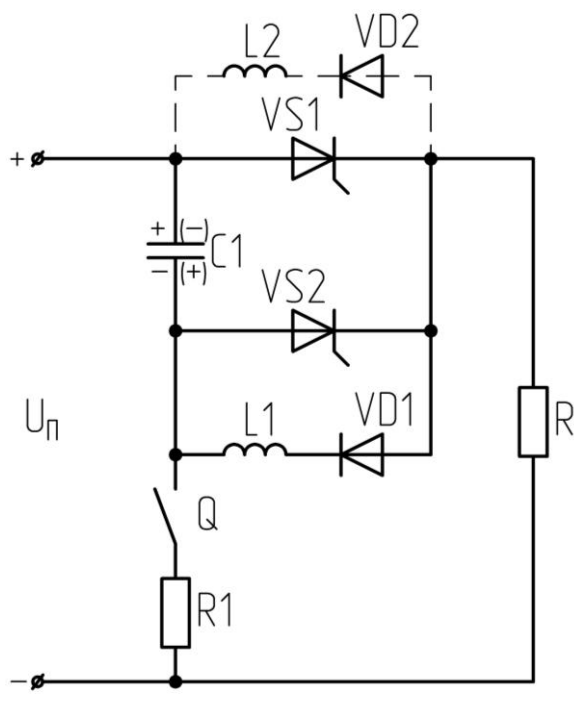


Рис. 26.1. Схема ШИП с параллельной емкостной коммутацией

Регулирование напряжения на нагрузке осуществляется за счёт регулирования времени открытого состояния силового рабочего тиристора $VS1$. Устройство принудительной коммутации УПК состоит из вспомогательного (коммутирующего) тиристора $VS2$, коммутирующего конденсатора $C1$, дросселя $L1$ и диода $VD1$. УПК предназначено для запираания основного тиристора $VS1$. Перед началом работы преобразователя коммутирующий конденсатор $C1$ должен быть заряжен одним из следующих способов (полярность указана на схеме слева):

- 1) замыканием ключа Q на время заряда конденсатора $C1$;
- 2) включением $VS2$;

при этом $C1$ заряжается по цепи: $+U_n - C1 - VS2 - R - U_n$.

Временные диаграммы работы ШИП с параллельной емкостной коммутацией представлены на рис. 26.2. В момент времени $t = t_0$ подаётся открывающий импульс i_{y1} на основной тиристор $VS1$, который открывается и к нагрузке прикладывается напряжение источника питания U_n .

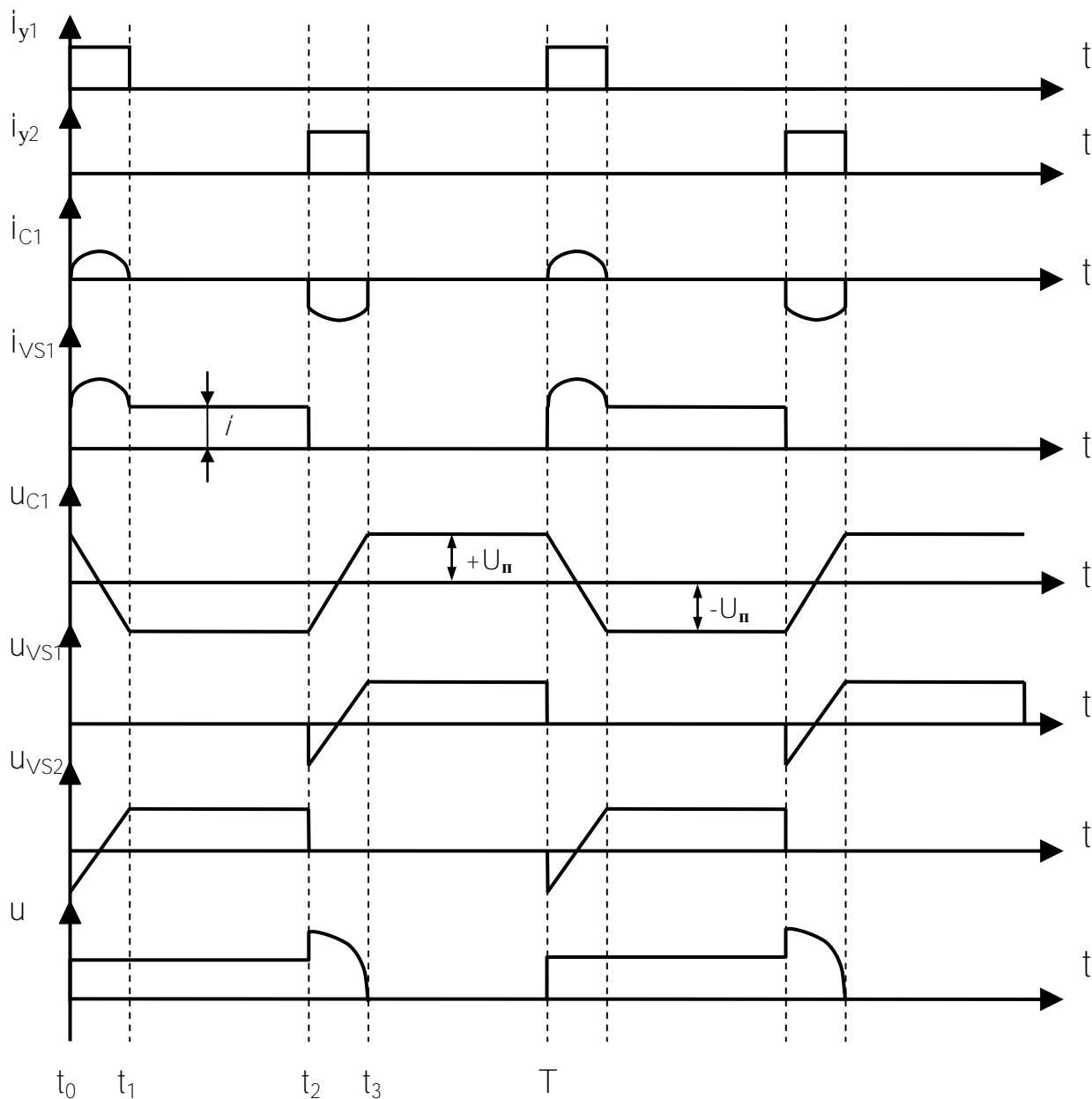


Рис. 26.2. Временные диаграммы работы ШИП с параллельной емкостной коммутацией

При этом по тиристор $VS1$ протекает ток нагрузки i и ток перезаряда конденсатора i_{c1} . При этом конденсатор $C1$ перезаряжается по цепи $+C1-VS1-VD1-L1-C1$. В результате полярность напряжения на конденсаторе $C1$ изменится на противоположную к моменту времени t_1 (полярность напряжения на конденсаторе указана справа). Начиная с этого момента времени t_1 конденсатор $C1$ готов к запирающему основному тиристор $VS1$. Для закрывания $VS1$ в момент времени t_2 подаётся открывающий импульс i_{y2} на вспомогательный тиристор $VS2$.

При этом конденсатор $C1$ подключается к тиристорам $VS1$ и $VS2$ напряжением обратной полярности и закрывает его ($+C1-VS2-VS1-C1$). После закрывания основного тиристора $VS1$ ток нагрузки протекает от источника питания U_n через конденсатор $C1$ и $VS2$. При этом конденсатор $C1$ перезаряжается и к моменту времени t_3 он полностью перезаряжается, i_{C1} становится равным нулю и тиристор $VS2$ закрывается.

Для уменьшения влияния процесса коммутации на форму кривой выходного напряжения в схему вводится дополнительная цепь разряда конденсатора, состоящая из индуктивности $L2$ и диода $VD2$.

27. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ШИРОТНО–ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ЕМКОСТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

В данной схеме (рис. 27.1) ключи работают попарно: $VS1$ и $VS4$ или $VS3$ и $VS2$. Управляющий сигнал i_{y1} открывает тиристоры $VS1$ и $VS4$, а сигнал i_{y2} – тиристоры $VS3$ и $VS2$.

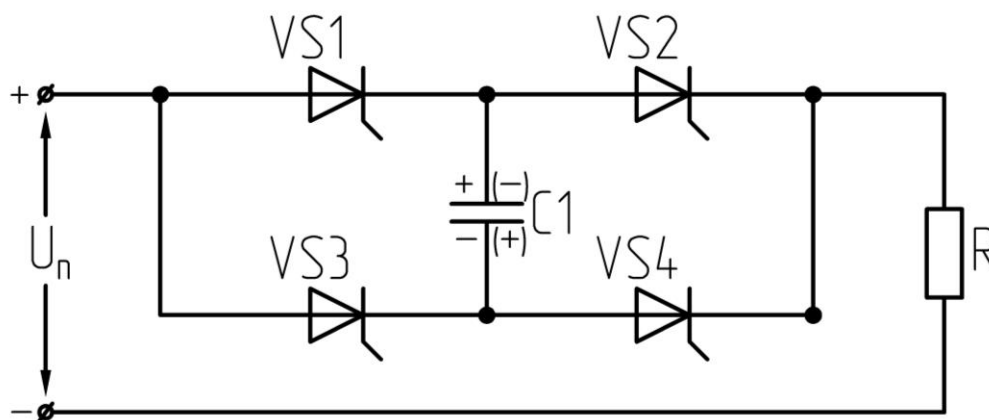


Рис. 27.1. Схема ШИП с последовательной емкостной коммутацией

Временные диаграммы работы ШИП с последовательной емкостной коммутацией представлены на рис. 27.2. В момент времени $t=t_0$ открываются тиристоры $VS1$ и $VS4$. При этом полярность напряжения на конденсаторе к этому моменту времени соответствует указанной на схеме в скобках, так как перед этим в течение предыдущего рабочего интервала были открыты тиристоры $VS2$ и $VS3$.

Таким образом, напряжение на нагрузке в момент времени $t=t_0$ равно удвоенному напряжению питания $2U_{II}$. Ток нагрузки протекает по цепи: $+U_{II}-VS1-C1-VS4-R-U_{II}$. При этом конденсатор $C1$ начинает перезаряжаться и к моменту времени t_1 меняет свою полярность на $+U_{II}$ (указана на схеме без скобок). Поскольку при $t=t_1$ конденсатор полностью перезарядился, ток в цепи становится равным нулю и тиристоры $VS1$ и $VS4$ закрываются. При $t=T$ подаются открывающие импульсы i_{y2} на тиристоры $VS2$, $VS3$, они открываются, и напряжение конденсатора прикладывается с обратной полярностью к тиристорам $VS1$ и $VS4$.

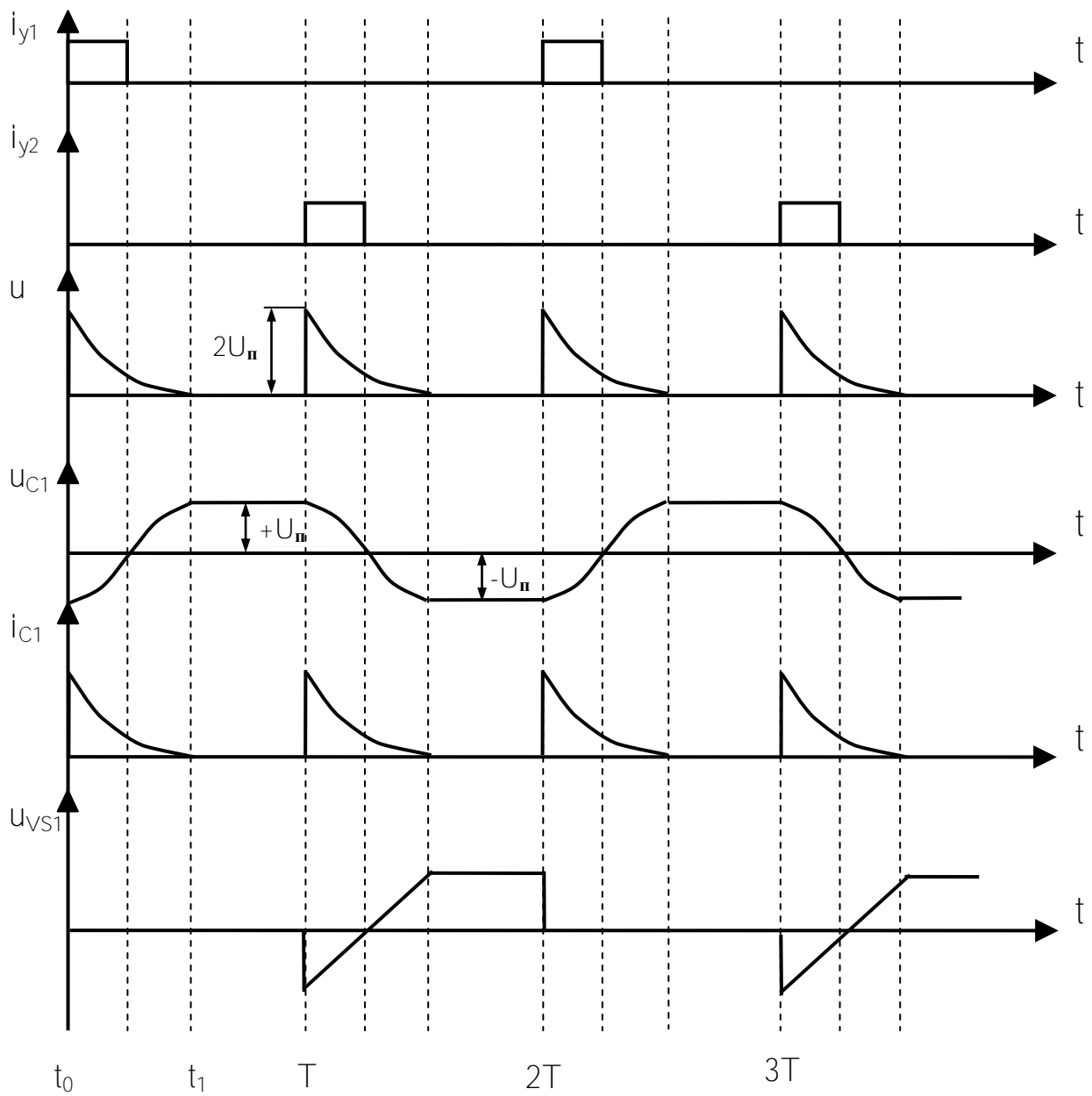


Рис. 27.2. Временные диаграммы работы ШИП с последовательной емкостной коммутацией

28. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО НЕРЕВЕРСИВНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ. СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

ШИП предназначены для преобразования входного, неизменного по величине постоянного напряжения в регулируемое постоянное напряжение на выходе.

ШИП:

- 1) последовательные ШИП;
- 2) параллельные ШИП.

Последовательные ШИП предназначены для понижения напряжения на нагрузке, а параллельные – для повышения напряжения на нагрузке.

По типу используемых ключей:

- 1) транзисторные;
- 2) тиристорные.

Если в схеме ШИП используется тиристор, то необходимо позаботиться о его закрытии в необходимый момент времени, т.е. нужно использовать УПК.

- 1) реверсивные ШИП;
- 2) нереверсивные ШИП.

Силовая схема нереверсивного последовательного ШИП при работе на активную нагрузку представлена на рис. 28.1, а временные диаграммы его работы – на рис. 28.2.

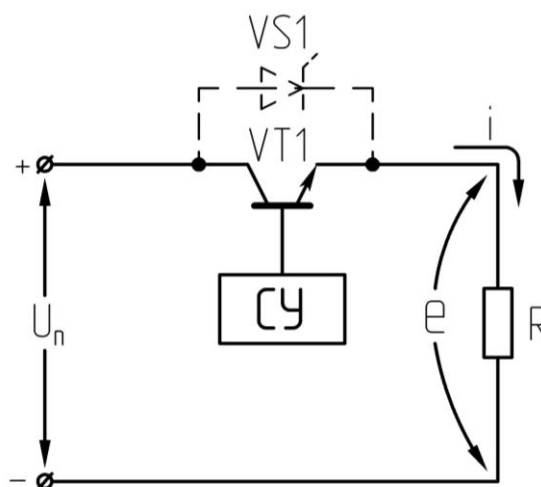


Рис. 28.1. Схема последовательного ШИП при работе на активную нагрузку

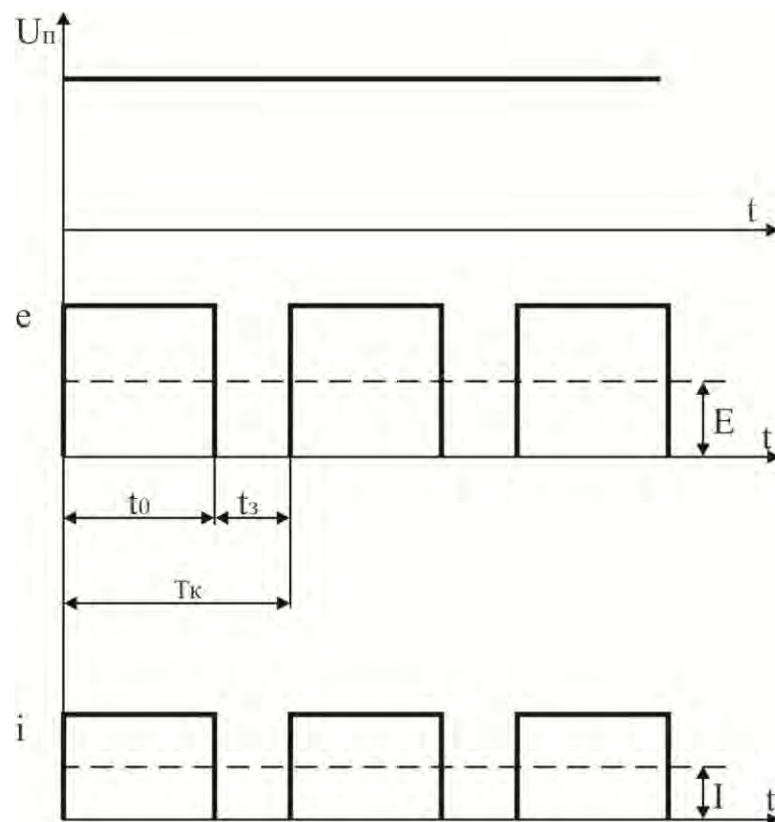


Рис. 28.2. Временные диаграммы работы последовательного ШИП на активную нагрузку

Возможны два способа формирования выходного напряжения ШИП:

- 1) **широтно-импульсное управление**, при котором изменяется время открытого состояния ключа t_0 при неизменном периоде коммутации T_k : $t_0 = var$, $T_k = const$,
- 2) **частотно-импульсное управление**, при котором $t_0 = const$, $f_k = 1/T_k = var$.

Наиболее часто в электроприводе применяется широтно-импульсное управление. Силовая схема нереверсивного последовательного ШИП при работе на активно-индуктивную нагрузку представлена на рис. 28.3, а временные диаграммы его работы – на рис. 28.4.

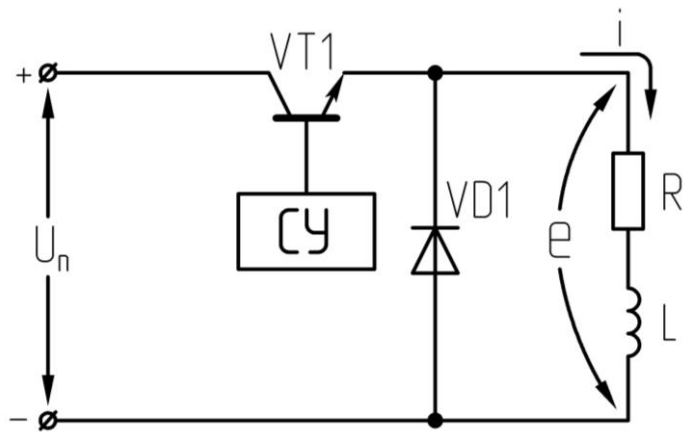


Рис. 28.3. Схема последовательного ШИП при работе на активно-индуктивную нагрузку

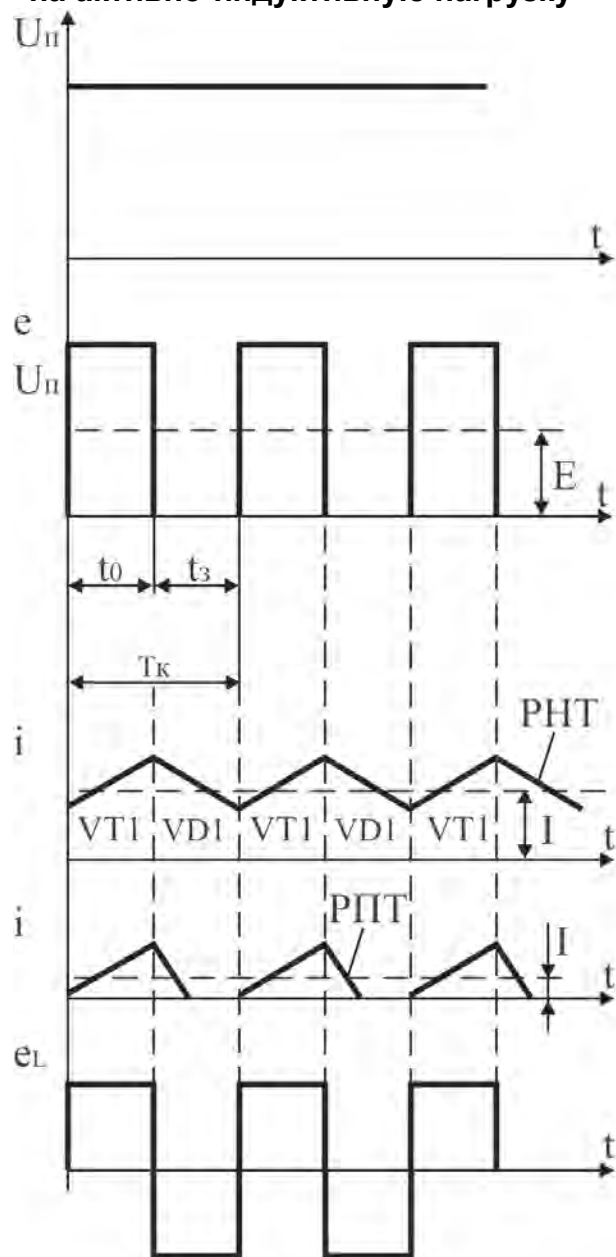


Рис. 28.4. Временные диаграммы работы последовательного ШИП на активно-индуктивную нагрузку

Среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке определяется по формуле:

$$E = \frac{1}{T_k} \cdot \int_0^{t_0} U_n dt = \gamma \cdot U_n, \quad (28.1)$$

где $\gamma = \frac{t_0}{T_k}$ – скважность импульсов.

Структурная схема системы управления ШИП показана на рис. 28.5, а временные диаграммы ее работы – на рис. 28.6.

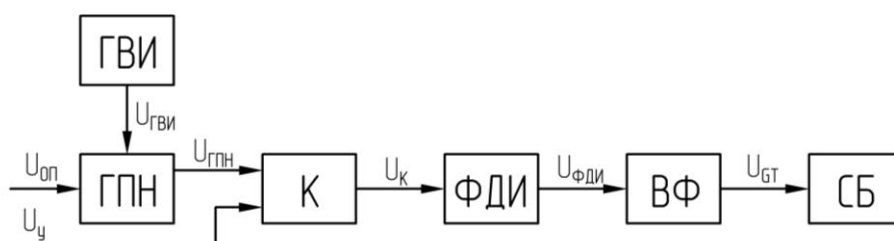


Рис. 28.5. Структурная схема системы управления вентилями ШИП

Система управления ШИП состоит из следующих блоков:

ГВИ – генератор высокочастотных импульсов. Он предназначен для формирования на своем выходе импульсов, открывающих транзистор ГПН (интегратора со сбросом).

ГПН – генератор пилообразного напряжения. Обычно для ШИП используется частота коммутации ключей (1...5) кГц. ГПН формирует на своем выходе высокочастотную пилу ($f_{пилы} = 1 \div 5 \text{ кГц}$). В отличие от ГПН выпрямителей, эта ВЧ пила ни с чем не синхронизирована.

К – компаратор. Предназначен для сравнения пилообразного напряжения $U_{ГПН}$ с напряжением управления U_y . В момент их равенства меняет свое выходное состояние.

ФДИ – формирователь длительности импульсов. По переднему фронту выходного сигнала компаратора ФДИ формирует на своем выходе импульсы управления силовым блоком с длительностью достаточной для их надежного открывания.

ВФ – выходной формирователь. Он предназначен для обеспечения гальванической развязки между силовой схемой и схемой управления, а так же для формирования импульсов управления U_{GT} необходимой мощности, обеспечивающих надежное открывание ключей ШИП. Если в качестве ключей ШИП используются транзисторы, то в ВФ применяются драйверы (могут быть с защитой и без защиты по току).

СБ – силовой блок.

Отличие СУ ШИП от СУ выпрямителем в том, что в СУ ШИП импульсы управления не синхронизированы с напряжением сети (т.к. входное напряжение ШИП – постоянное) и пилообразное напряжение высокой частоты, а не 100 Гц , как у выпрямителей.

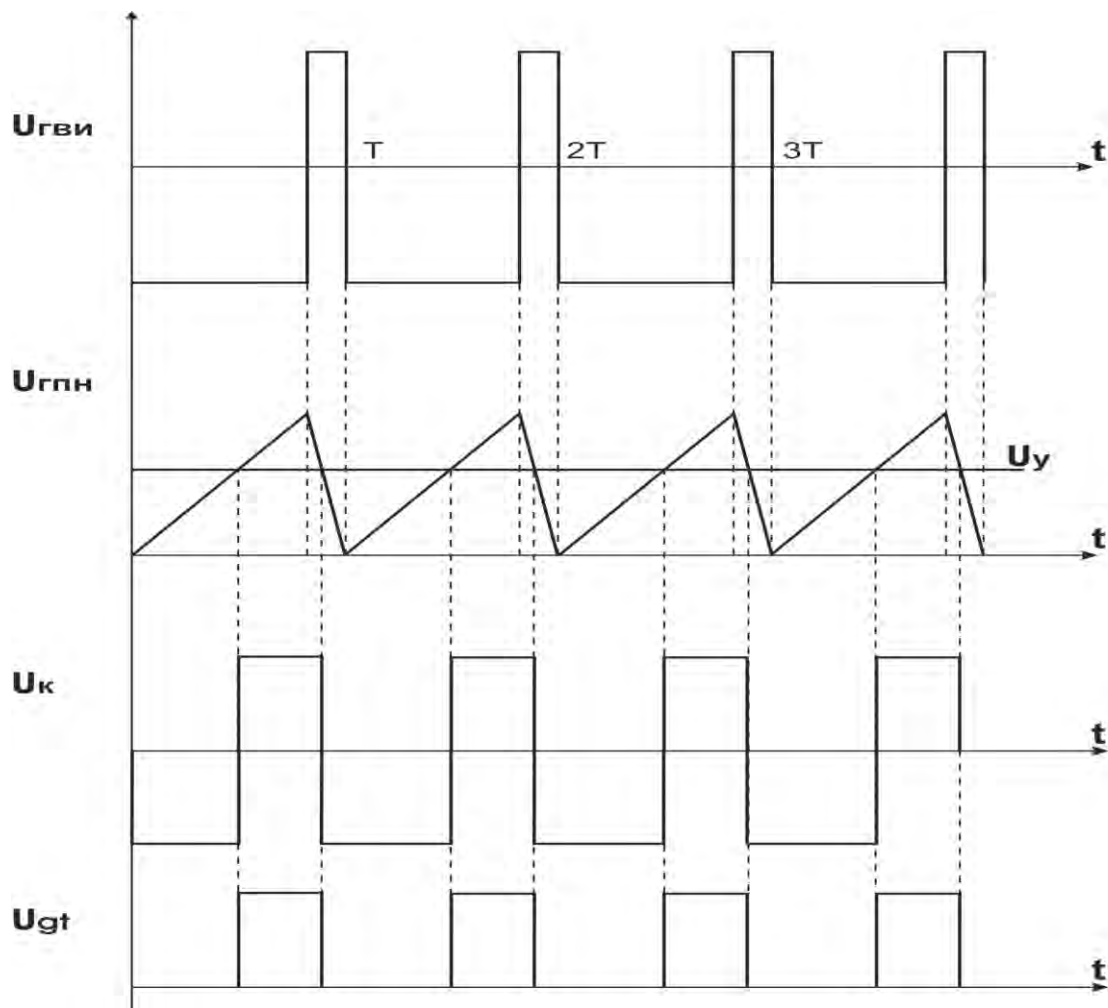


Рис. 28.6. Временные диаграммы работы СУ ШИП

29. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО НЕРЕВЕРСИВНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Силовая схема нереверсивного параллельного ШИП при работе на активную нагрузку представлена на рис. 29.1, а временные диаграммы его работы – на рис. 29.2.

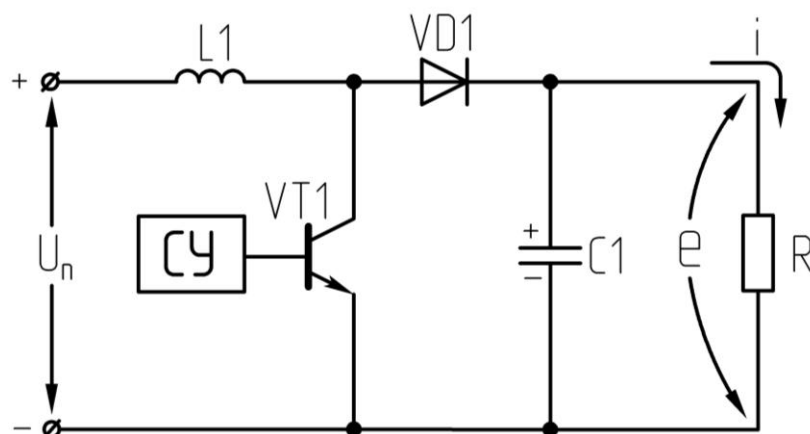


Рис. 29.1. Схема параллельного ШИП при работе на активную нагрузку

Параллельный ШИП называется так потому, что силовой ключ $VT1$ включен с нагрузкой параллельно. Параллельный ШИП предназначен для преобразования постоянного входного напряжения с неизменной амплитудой в постоянное напряжение на нагрузке с регулируемой амплитудой, причём напряжение на нагрузке больше чем входное напряжение питания в несколько раз. Таким образом, параллельный ШИП служит для повышения напряжения на нагрузке.

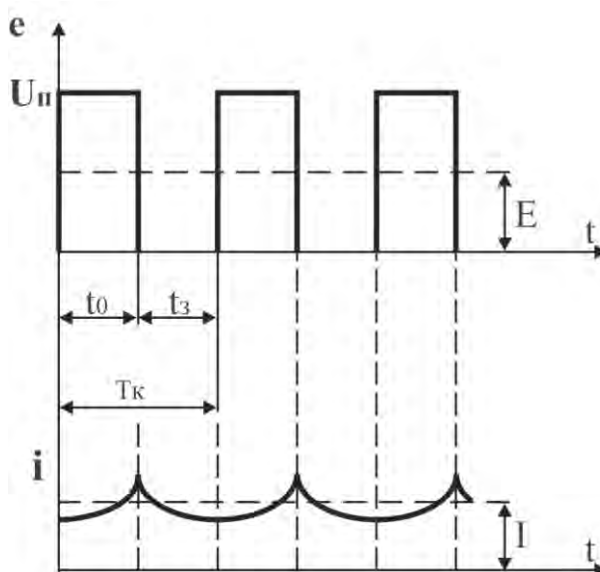


Рис. 29.2. Временные диаграммы работы параллельного ШИП

В момент времени $t=0$ открывается ключ $VT1$ и ток начинает протекать по индуктивности L и транзистору $VT1$. При этом в индуктивности накапливается энергия, поступающая от источника питания в L . За время открытого состояния ключа $VT1$, количество энергии, поступившей в индуктивность L , равно

$$W_L = U_n \cdot I_L \cdot t_0 \quad (i_n = 0).$$

1. $0 < t < t_0$. Схема замещения ШИП для этого интервала времени приведена на рис. 29.3.

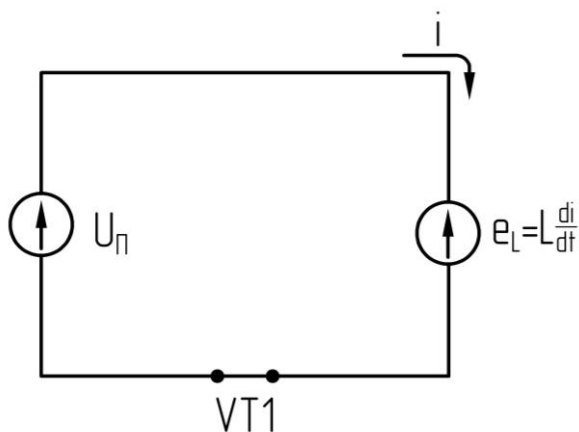


Рис. 29.3. Схема замещения ШИП при $0 < t < t_0$

$$U_n = e_L = L \frac{di}{dt}.$$

2. $t_0 < t < T_k$. Схема замещения ШИП для этого интервала времени приведена на рис. 29.4.

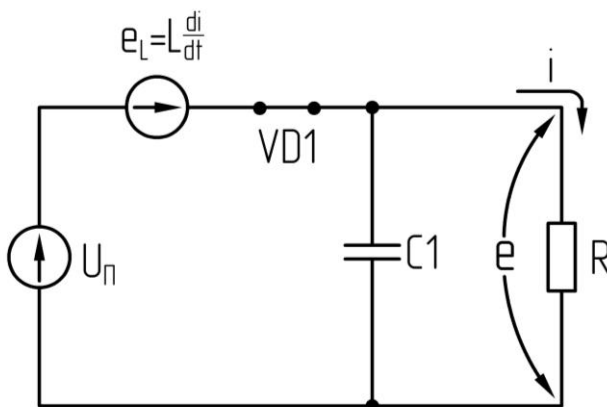


Рис. 29.4. Схема замещения ШИП при $t_0 < t < T_k$

$$U_{II} + e_L = \epsilon,$$

$$U_{II} + L \frac{di}{dt} = \epsilon.$$

В момент времени $t=t_0$ ключ $VT1$ закрывается и энергия индуктивности $L1$ отдаётся в нагрузку. На этом интервале энергия источника питания плюс энергия индуктивности отдаётся в нагрузку. Количество энергии, отдаваемой в нагрузку равно: $W_0 = (E - U_n) \cdot I \cdot t_3$.

Пренебрегая потерями в цепи в установившемся режиме работы можно сказать, что $W_L = W_0$.

$$U_n \cdot I_L \cdot t_0 = (E - U_n) \cdot I \cdot t_3,$$

$$E = \frac{U_n \cdot t_0}{t_3} + U_n = U_n \cdot \left(1 + \frac{t_0}{t_3}\right) = \frac{U_n \cdot (t_0 + t_3)}{t_3} = \frac{U_n \cdot T_k}{T_k - t_0} = \frac{U_n}{1 - \frac{t_0}{T_k}} = \frac{U_n}{1 - \gamma}, \quad (29.1)$$

где γ – скважность.

Так как $0 < \gamma < 1$, то из (29.1) видно, что параллельный ШИП повышает напряжение на нагрузке.

Достоинство параллельного и последовательного ШИП: предельно малое количество ключевых элементов, а именно один.

30. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ РЕВЕРСИВНОГО МОСТОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ С ДИАГОНАЛЬНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Реверсивный преобразователь с широтно-импульсным управлением (ПШИУ) (рис. 30.1) выполняется по мостовой схеме с четырьмя ключами $VT1-VT4$. При активно-индуктивной нагрузке в силовую схему преобразователя вводится мост возвратных (обратных) диодов $VD1-VD4$.

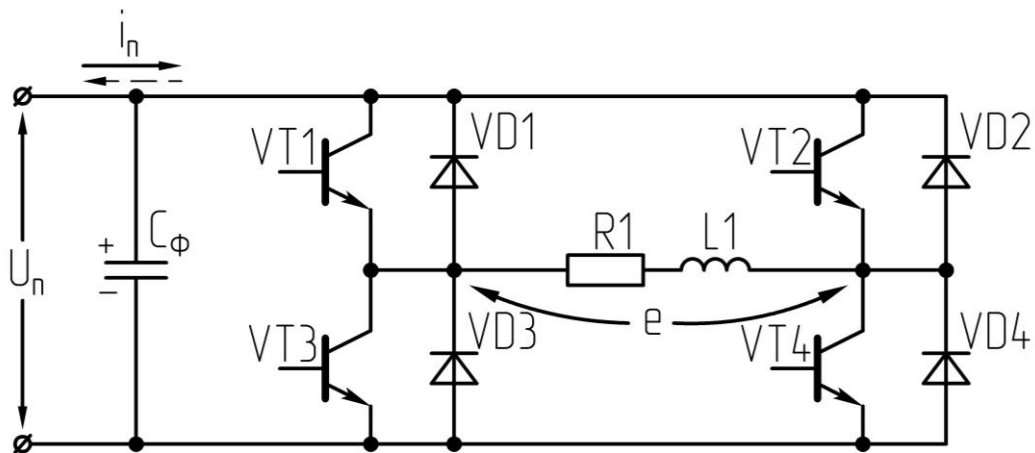


Рис. 30.1. Схема реверсивного мостового ПШИУ

Назначение: преобразование входного постоянного неизменного по амплитуде напряжения в постоянное регулируемое по амплитуде напряжение на нагрузке с возможностью изменения его полярности.

В зависимости от алгоритма работы ключей преобразователя различают следующие способы коммутации ключей:

- 1) диагональная коммутация;
- 2) симметричная коммутация;
- 3) несимметричная коммутация.

Диагональная коммутация

При диагональной коммутации коммутируются либо ключи $VT1, VT4$ (при положительном направлении тока в нагрузке), либо $VT2, VT3$ (при отрицательном направлении тока в нагрузке).

В момент времени $t = 0$ (рис. 30.2) открываются ключи $VT1$ и $VT4$ и к нагрузке прикладывается напряжение источника питания U_{Π} .

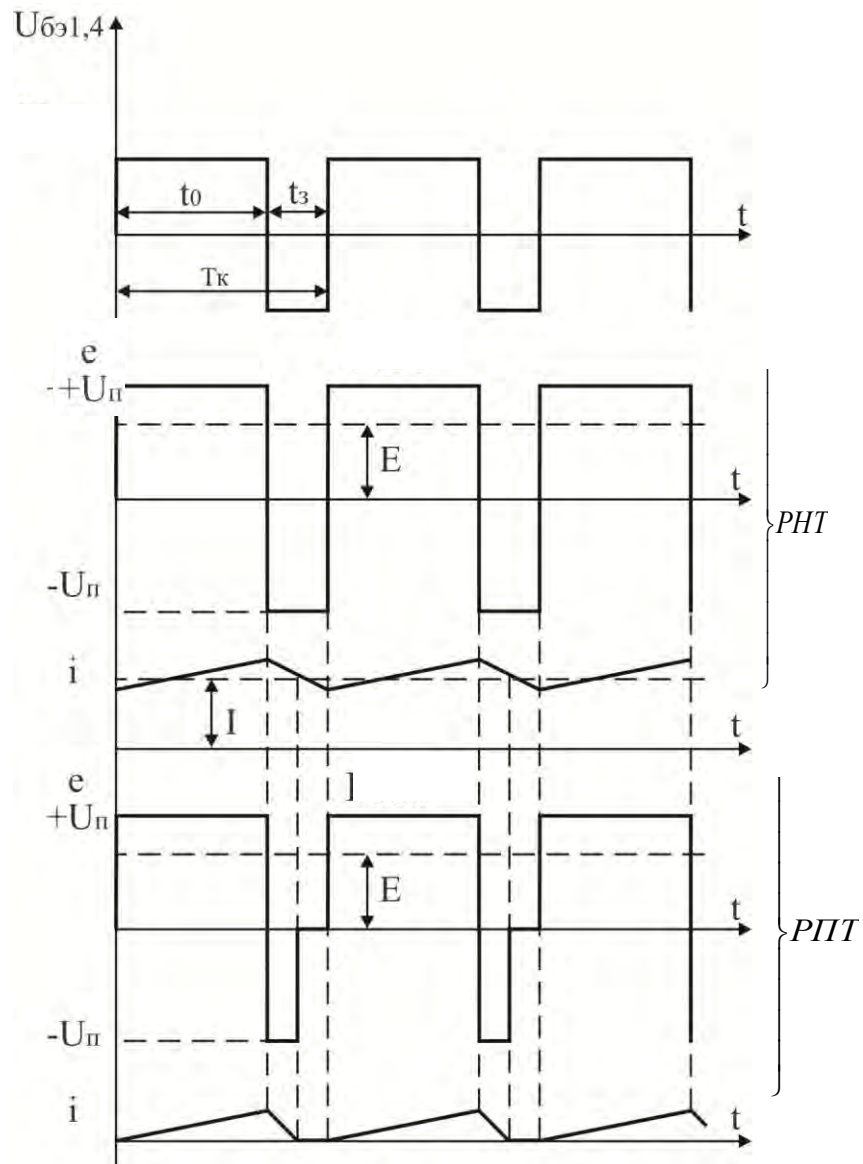


Рис. 30.2 Временные диаграммы работы ПШИУ при диагональной коммутации

Схема замещения ПШИУ для интервала времени $0 < t < t_0$ представлена на рис. 30.3.

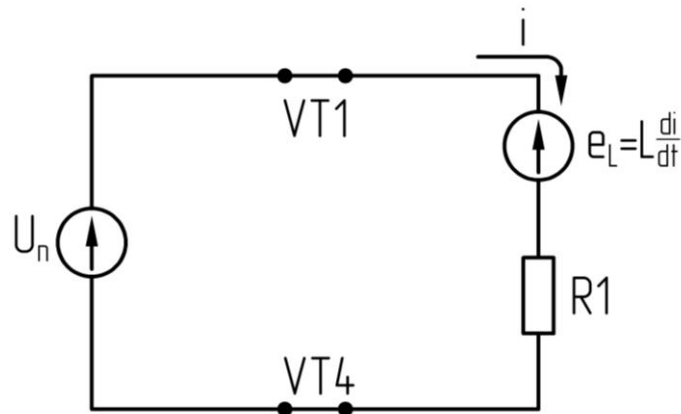


Рис. 30.3. Схема замещения ПШИУ при $0 < t < t_0$

Запишем уравнение Кирхгофа для данной цепи:

$$U_n = L \frac{di}{dt} + iR.$$

На этом интервале e_L направлено встречно напряжению источника питания U_n и препятствует нарастанию тока в нагрузке. Энергия от источника питания накапливается в поле индуктивности L и преобразуется в тепловую в активном сопротивлении R .

В момент времени $t = t_0$ ключи $VT1$ и $VT4$ закрываются. Под действием ЭДС самоиндукции e_L , которая меняет свой знак и стремится поддержать постоянное значение тока в цепи нагрузки, открываются диоды $VD2$ и $VD3$ и нагрузка оказывается подключенной к источнику питания с обратной полярностью. Схема замещения представлена на рис. 30.4. Ток в цепи источника питания i_n меняет направление, т.е. на интервале t_3 в источник питания отдается энергия, накопленная в индуктивной нагрузке.

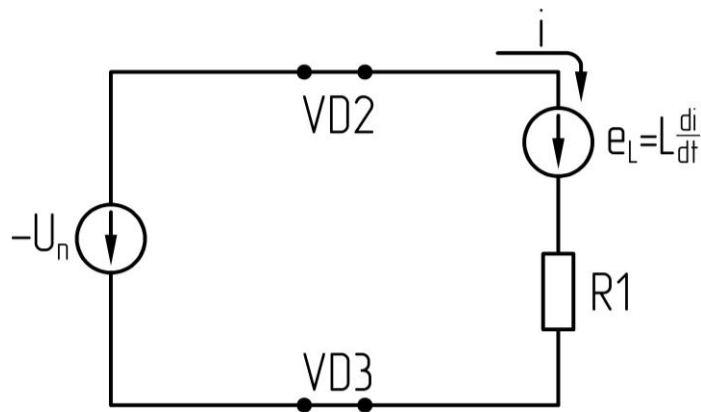


Рис. 30.4. Схема замещения ПШИУ при $t_0 < t < T_k$

Запишем уравнение Кирхгофа для данной цепи:

$$-U_{\pi} = -L \frac{di}{dt} + iR.$$

Если источник питания односторонней проводимости (нереверсивный выпрямитель), то для приема энергии, накопленной в индуктивности, на входе преобразователя устанавливают конденсатор большой емкости C_{ϕ} .

На участке t_3 ток под действием e_L протекает по цепи: $L-VD2-C_{\phi}-C_{\phi}-VD3-R1$. Таким образом, при таком способе коммутации ключей на нагрузке формируется двухполярное напряжение:

$$E = \frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} e(t) dt = \frac{1}{T_k} \left(\int_0^{t_0} U_{\pi} dt - \int_{t_0}^{T_k} U_{\pi} dt \right) = \frac{U_{\pi}}{T_k} [t_0 - (T_k - t_0)] = \frac{U_{\pi}}{T_k} (2t_0 - T_k) = U_{\pi} (2\gamma - 1). \quad (30.1)$$

Таким образом $E = U_{\pi} (2\gamma - 1)$ (данное выражение справедливо для РНТ),

где γ – скважность импульсов $\gamma = \frac{t_0}{T_k}$.

В этом выражении γ изменяется от 0 до 1. Причём, при изменении γ в диапазоне $0 \dots 0,5$ напряжение на нагрузке будет **отрицательным**, а диапазоне $0,5 \dots 1,0$ – **положительным**.

Режим прерывистого тока наступает тогда, когда энергии, накопленной в индуктивности, недостаточно для протекания тока по нагрузке на всем интервале t_3 . В этом случае ток в нагрузке в какой-то момент времени спадает до нуля и напряжение на нагрузке на интервале бестоковой паузы равно нулю.

31. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ РЕВЕРСИВНОГО МОСТОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ С СИММЕТРИЧНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Силовая схема реверсивного преобразователя с широтно-импульсным управлением (ПШИУ) представлена на рис. 31.1.

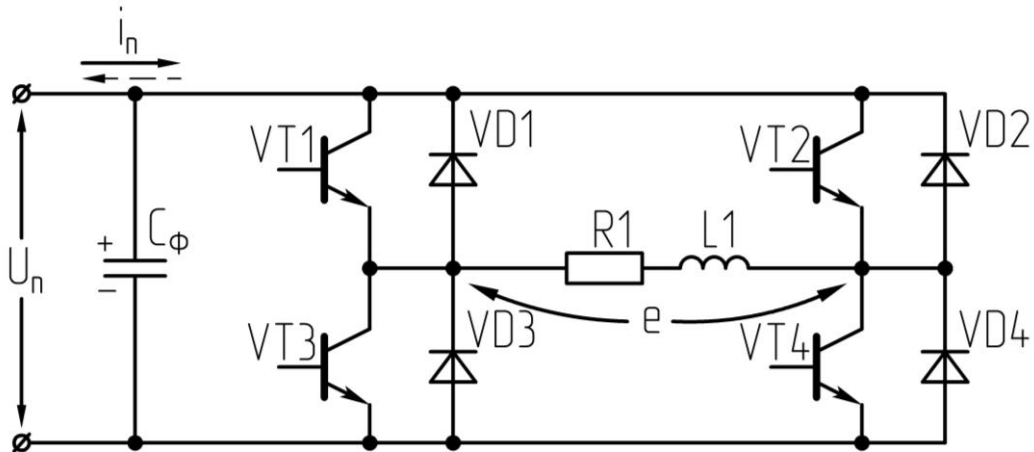


Рис. 31.1. Схема реверсивного мостового ПШИУ

При симметричной коммутации коммутируются попарно (попеременно) ключи VT_1, VT_4 и VT_2, VT_3 . Если напряжение управления равно нулю, то транзисторы коммутируются со скважностью γ , равной 0,5 и на нагрузке $E = 0$, т.е. кривая $e(t)$ имеет форму знакопеременных импульсов, при этом $t_0 = t_3$ (рис. 31.2).

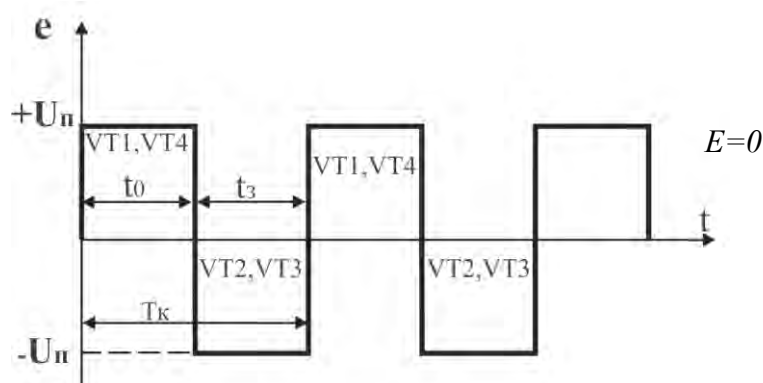


Рис. 31.2. Напряжение на нагрузке при $\gamma = 0,5$

При открывании ключей VT_1 и VT_4 к нагрузке прикладывается напряжение U_n .

На интервале $0 \leq t < t_0$ открыты $VT1$, $VT4$ и напряжение U_{II} прикладывается к нагрузке (см. рис. 31.3). Справедливо выражение $U_{II} = L \frac{di}{dt} + Ri$. Часть энергии от источника питания преобразуется в тепловую в сопротивлении R , а часть накапливается в электромагнитном поле индуктивности L . ЭДС самоиндукции e_L направлена встречно напряжению питания. В момент времени $t=t_0$ ключи $VT1$ и $VT4$ закрываются и на базы $VT2$, $VT3$ подаются открывающие импульсы. Однако из-за действия ЭДС самоиндукции, поменявшей в этот момент свой знак, транзисторы $VT2$, $VT3$ не откроются, а откроются диоды $VD2$ и $VD3$ и энергия, запасенная в поле индуктивности, начинает отдаваться в источник питания по цепи: $VD2-C_{\phi}-VD3-RL-VD2$.

Если в течение времени $t_0 < t < T_k$ ток в нагрузке не снизится до нуля, то открывания транзисторов $VT2$, $VT3$ вообще не произойдет, поскольку по диодам $VD2$ и $VD3$ протекает ток в прямом для них направлении и они поддерживают потенциал эмиттеров транзисторов $VT2$, $VT3$ выше, чем потенциал коллектора. На этом интервале нагрузка подключена к источнику питания с отрицательной полярностью.

Если в какой-то момент времени ток спадет до нуля, то диоды $VD2$ и $VD3$ закроются и откроются транзисторы $VT2$, $VT3$, на базы которых еще раньше были поданы открывающие импульсы. Под действием приложенного через них к нагрузке напряжения питания с обратной полярностью по нагрузке начнет протекать ток в обратном направлении.

В момент времени $t=T_k$ подаются открывающие импульсы на $VT1$ и $VT4$. Однако $VT1$ и $VT4$ не откроются из-за действия ЭДС самоиндукции и ток по нагрузке будет протекать в обратном направлении через открывшиеся диоды $VD1$ и $VD4$. При этом к нагрузке будет приложено напряжение положительной полярности $+U_{II}$. Отдача энергии в источник питания будет происходить до тех пор, пока ток не спадет до нуля (момент времени t_2).

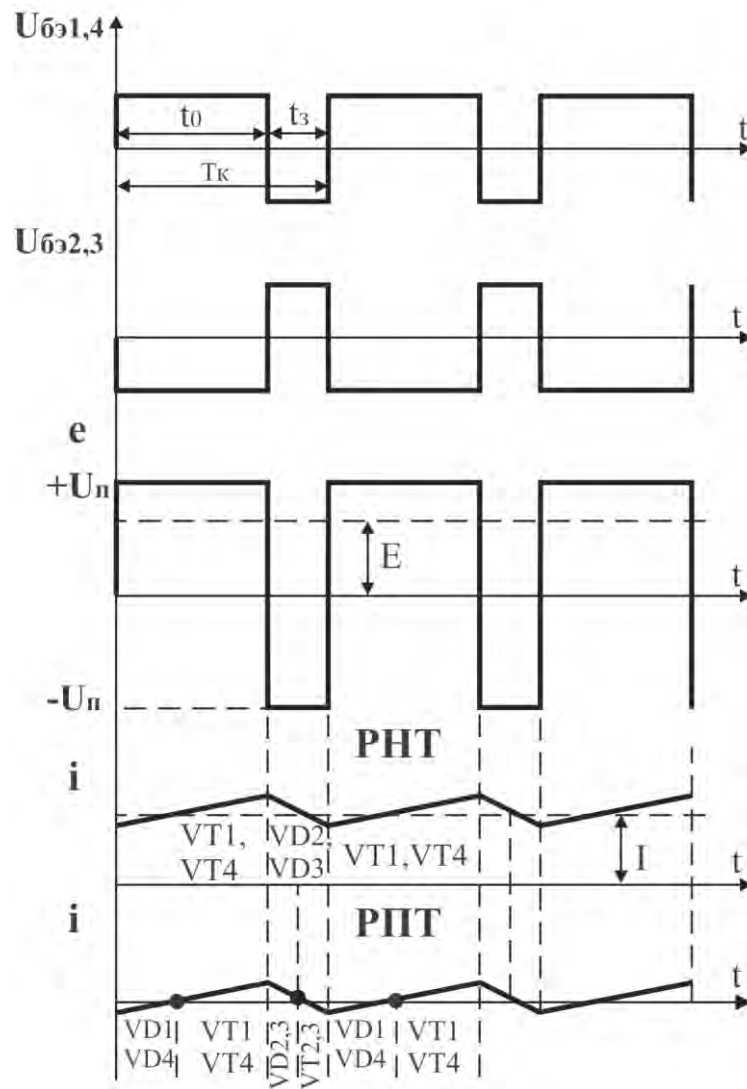


Рис. 31.3. Временные диаграммы работы ПШИУ при симметричной коммутации

В момент времени t_2 диоды $VD1$ и $VD4$ закрываются и открываются транзисторы $VT1$ и $VT4$. Таким образом, на интервалах, когда работают диоды, e и i имеют разные знаки, т.е. происходит отдача энергии в источник питания.

При таком способе коммутации ключей форма напряжения на нагрузке имеет вид двухполярных импульсов. В отличие от диагональной коммутации при **симметричной коммутации** отсутствует режим прерывистого тока (РПТ).

Постоянная составляющая ЭДС $E = U_n(2\gamma - 1)$.

32. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ РЕВЕРСИВНОГО МОСТОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ С НЕСИММЕТРИЧНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Силовая схема реверсивного мостового преобразователя с широтно-импульсным управлением (ПШИУ) представлена на рис. 32.1, а временные диаграммы его работы при несимметричной коммутации – на рис. 32.3.

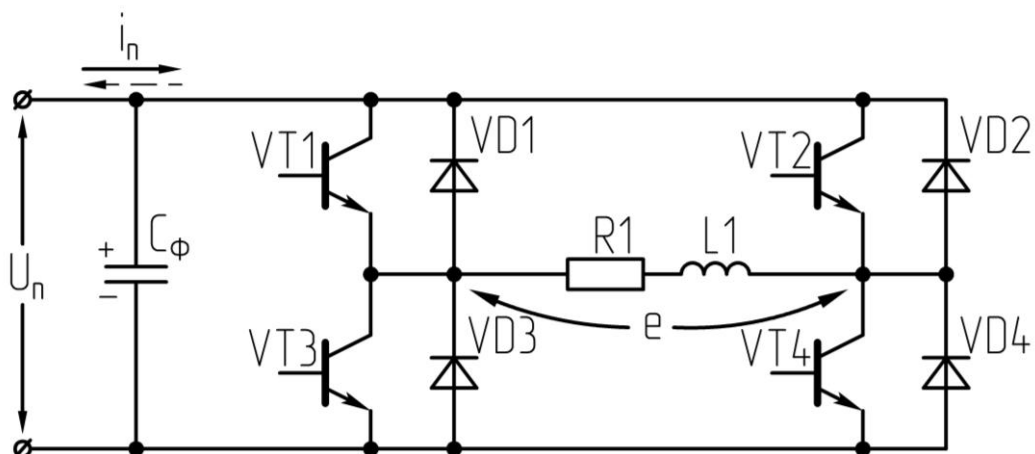


Рис. 32.1. Схема реверсивного мостового ПШИУ

Для протекания тока в положительном направлении постоянно открыт ключ $VT4$ и попеременно коммутируются в противофазе $VT1$ и $VT3$. Для обеспечения протекания тока в отрицательном направлении постоянно открыт транзистор $VT3$ и в противофазе коммутируются транзисторы $VT2$ и $VT4$.

При открывании транзистора $VT1$ ($VT4$ постоянно открыт) ток начинает протекать по нагрузке в положительном направлении. В момент времени $t=t_0$ ключ $VT1$ закрывается и подается открывающий импульс на ключ $VT3$, но под действием ЭДС самоиндукции ток продолжает протекать по нагрузке в том же направлении через открытый транзистор $VT4$ и открывающийся под действием e_L диод $VD3$, т.е. цепь протекания тока: $VT4$ – $VD3$ – R – L нагрузка– $VT4$. Таким образом, на интервале времени $0 < t < t_0$ справедливо выражение $U_n = L \frac{di}{dt} + iR$, а на интервале

$t_0 < t < T_k$ напряжение на нагрузке равно нулю: $0 = -L \frac{di}{dt} + iR$.

В момент времени $t = T_k$ открывается ключ $VT1$ и цикл вновь повторяется.

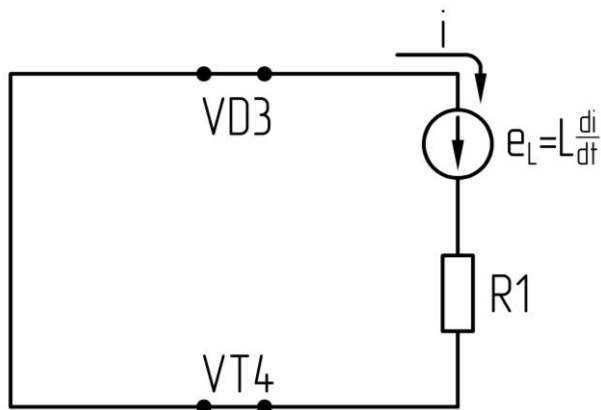


Рис. 32.2. Схема замещения ПШИУ при $t = t_0$

Реверсирование тока в цепи нагрузки при несимметричной коммутации осуществляется путем перехода на коммутацию в противофазе ключей $VT2$ и $VT4$ при постоянно открытом $VT3$.

В зависимости от соотношения R и L нагрузки энергии, накопленной в поле индуктивности, может не хватить для протекания тока по нагрузке на всем интервале времени $t_0 < t < T_k$. Тогда в некоторый момент времени t_1 ток на нагрузке становится равным нулю и наступает режим прерывистого тока.

Таким образом, при несимметричной коммутации форма напряжения на нагрузке имеет вид однополярных импульсов и в зависимости от соотношения R и L нагрузки возможен как режим непрерывного тока (РНТ), так и режим прерывистого тока (РПТ). Вследствие того, что форма напряжения на нагрузке – однополярные импульсы, то пульсации тока при несимметричной коммутации значительно меньше, чем при симметричной и диагональной.

Временные диаграммы работы ПШИУ при несимметричной коммутации представлены на рис. 32.3.

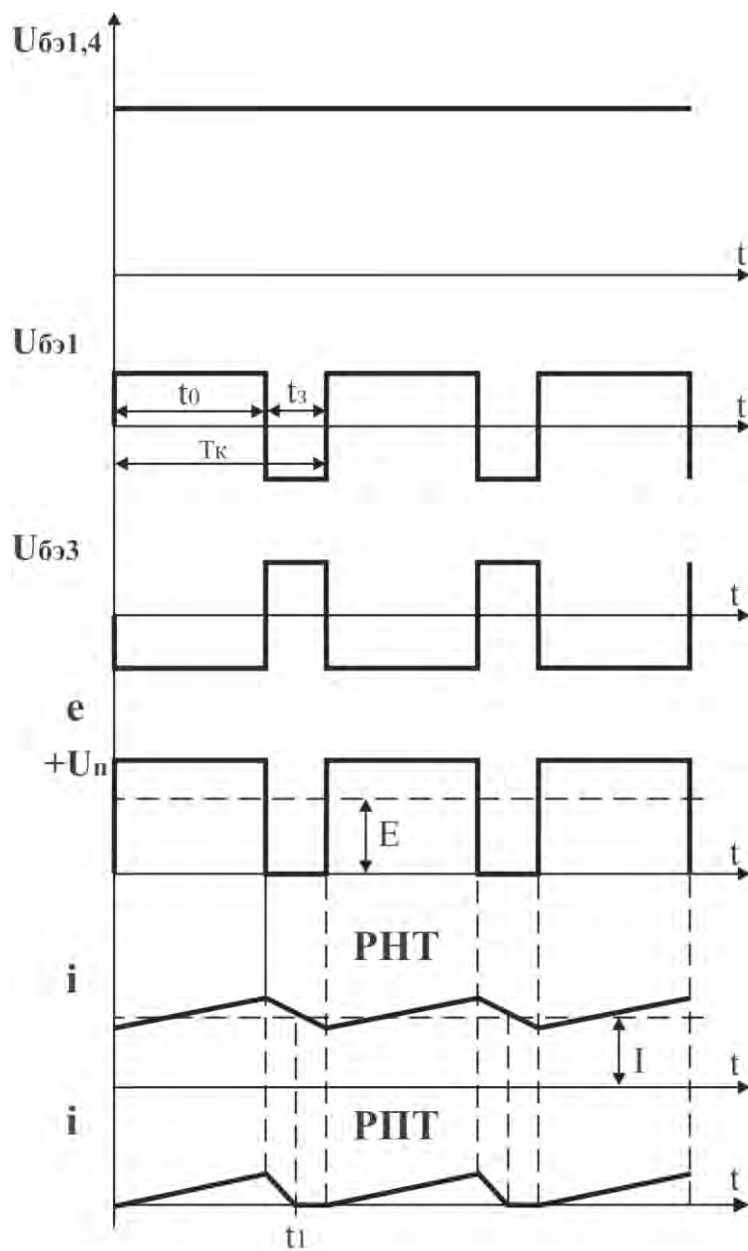


Рис. 32.3. Временные диаграммы работы ПШИУ при несимметричной коммутации

33. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЯМИ ШИП

Система управления ШИПом (рис. 33.1) состоит из генератора пилообразного напряжения (ГПН), компаратора (К), формирователя импульсов (ФИ) и выходного формирователя (ВФ). Временные диаграммы работы СУ ШИПом представлены на рис.33.2.

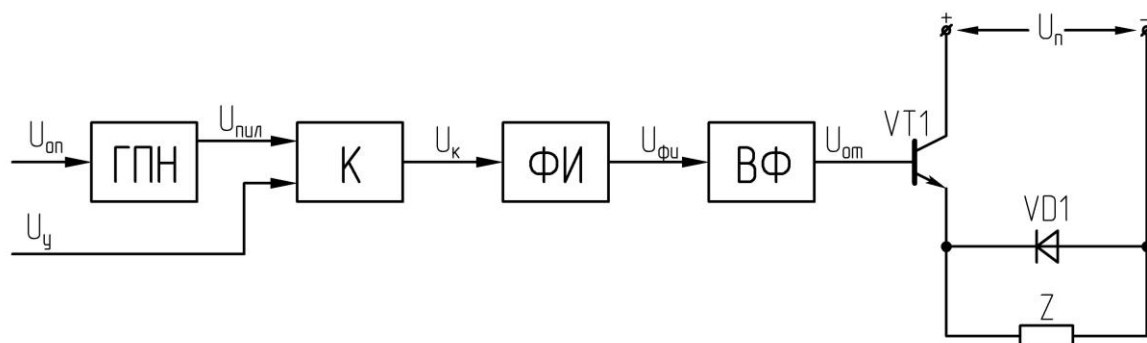


Рис. 33.1. Структурная схема СУ транзисторным ШИП

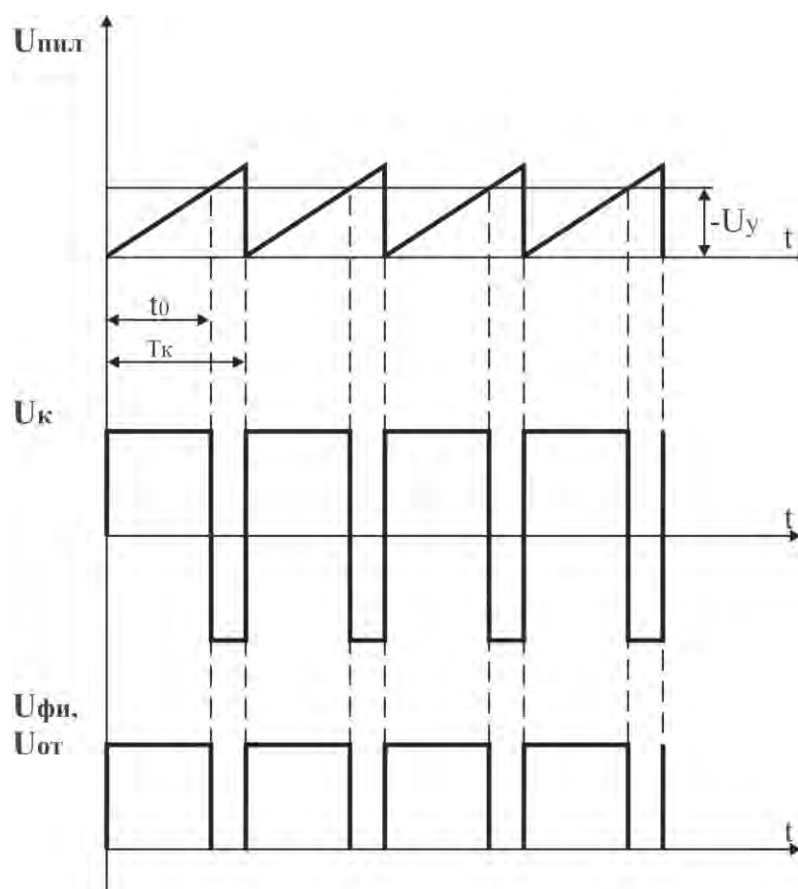


Рис. 33.2. Временные диаграммы работы системы управления ШИП

ГПН формирует пилообразное напряжение с частотой $f_k = \frac{1}{T_k}$. Для электропривода эта частота обычно равна $f_k = 1...3кГц$. В отличие от СУ выпрямителей, эта «пила» высокочастотная (а не с $f_{min} = 100Гц$) и не синхронизирована ни с каким сигналом.

Основным узлом СУ, осуществляющим преобразование сигнала управления U_y в скважность импульсов γ (в длительность открытого состояния t_0) является компаратор.

На вход компаратора поступает два напряжения: пилообразное $U_{пил}$ и напряжение управления U_y . Напряжение управления задает своей величиной длительность открытого состояния ключевого элемента и, следовательно, величину выходной ЭДС.

Пока напряжение управления превышает по величине пилообразное, компаратор находится в состоянии положительного напряжения на выходе. В момент равенства $U_{пил} = U_y$ при $t = t_0$ происходит изменение выходного состояния компаратора с положительного на отрицательное. Этот момент времени фиксируется формирователем импульсов, который формирует нужный по длительности импульс. **Для транзистора длительность импульса $U_{фи}$ должна быть равной времени открытого состояния.**

В случае использования тиристора в силовой схеме ШИП структурная схема СУ имеет следующий вид (рис.33.3):

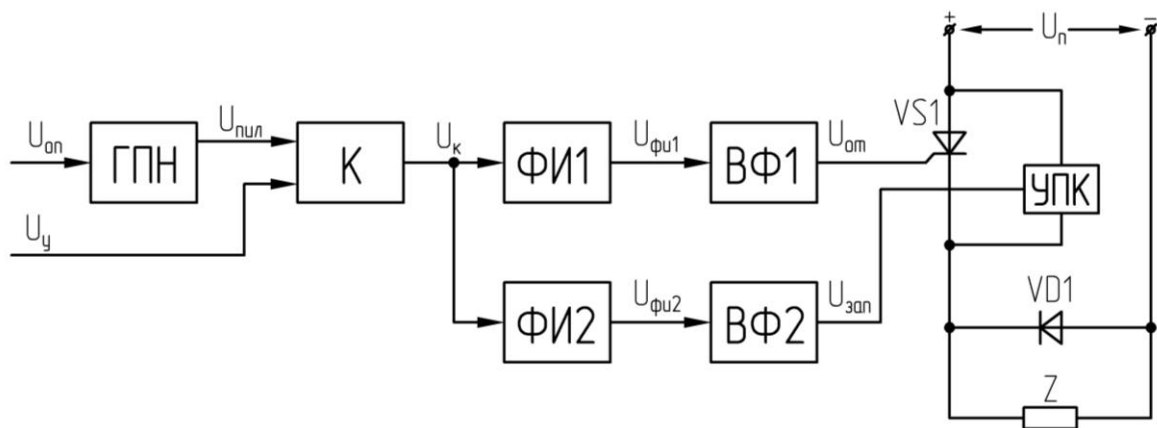


Рис. 33.3. Структурная схема СУ тиристорным ШИП

УПК – устройство принудительной коммутации. Временные диаграммы работы системы управления тиристорным ШИП приведены на рис.33.4.

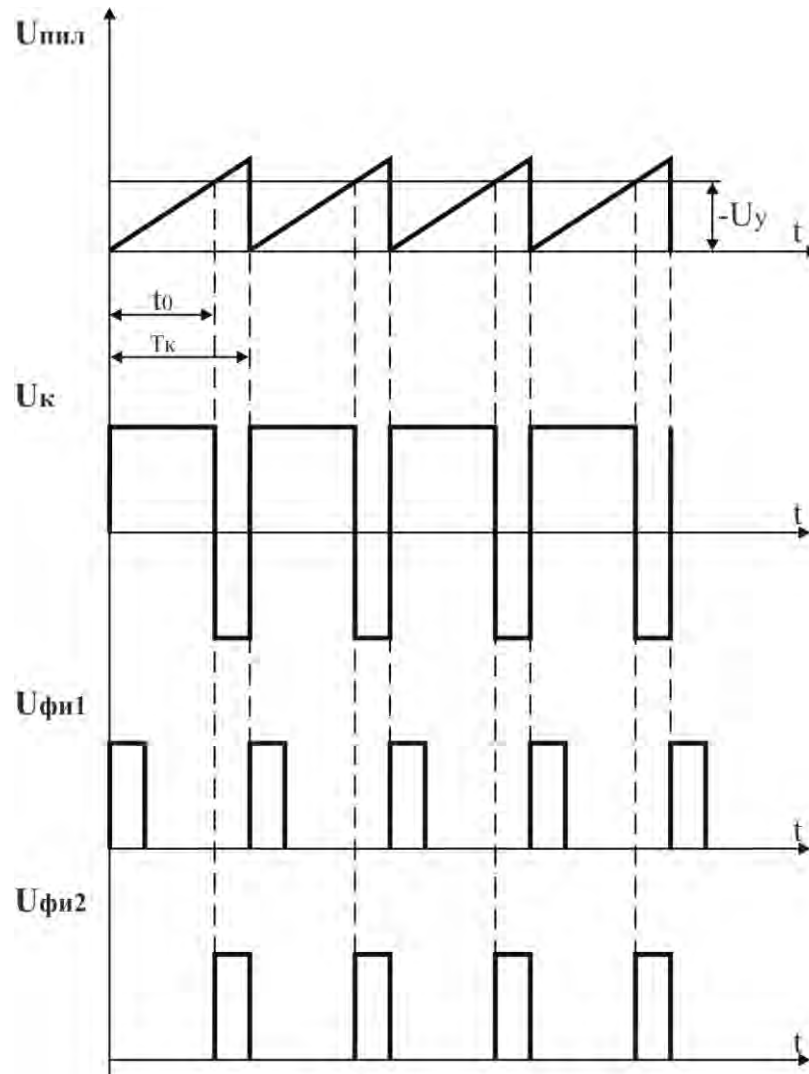


Рис. 33.4. Временные диаграммы работы СУ тиристорным ШИП

В отличие от транзисторной схемы, в схеме управления тиристорным ШИП необходимо формировать два коротких импульса: $U_{\phi 1}$ и $U_{\phi 2}$ – один на основной тиристор, а другой на вспомогательный тиристор в устройстве принудительной коммутации, который приводит к закрыванию основного тиристора.

Министерство образования Республики Беларусь
БЕЛОРУССКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Кафедра «Электропривод и автоматизация
промышленных установок и технологических комплексов»

Н.М. Улащик

СИЛОВАЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Конспект лекций
для студентов специальности 1-53 01 05
«Автоматизированные электроприводы»

В 2 частях

Часть 2

Учебное электронное издание

М и н с к 2 0 1 0

УДК 621.314(075.8)

Составитель:

Н.М. Улащик

Рецензенты:

В.П. Беляев, доцент кафедры «Полиграфическое оборудование и системы обработки информации» БГТУ, кандидат технических наук;

Е.М. Сацкевич, старший преподаватель кафедры «Электротехника и электроника» БНТУ

Конспект лекций предназначен для студентов дневной и заочной форм обучения, изучающих дисциплину «Силовая преобразовательная техника». В нем приведены сведения о принципе действия и основных расчетных соотношениях различных видов полупроводниковых преобразователей электрической энергии (ППЭЭ) при их работе на активную и активно-индуктивную нагрузки.

Во второй части пособия приведены сведения о принципе действия и расчетных соотношениях силовой части автономных инверторов напряжения с естественной и искусственной коммутацией, инверторов тока, резонансных инверторов, сведения о непосредственных преобразователях частоты и двухзвенных преобразователях частоты.

Белорусский национальный технический университет
пр-т Независимости, 65, г. Минск, Республика Беларусь
Тел.(017) 293-91-97 факс (017) 292-91-37
Регистрационный № БНТУ/ФИТР46 – 9.2010

© БНТУ, 2010

© Улащик Н.М., 2010

СОДЕРЖАНИЕ

34. Классификация автономных инверторов.....	141
35. Принцип действия однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора	145
36. Принцип действия однофазного полумостового инвертора напряжения	150
37. Принцип действия однофазного мостового инвертора напряжения	153
38. Трехфазные инверторы напряжения	155
39. Принцип действия трехфазного мостового АИН при формировании кривой выходного напряжения и $\lambda = 180^\circ$. Нагрузка активная, соединение звезда	157
40. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda = 180^\circ$. Нагрузка активно-индуктивная, $(0^\circ < \varphi < 60^\circ)$, соединение звезда.....	166
41. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda = 180^\circ$. Нагрузка активно-индуктивная, $(60^\circ < \varphi < 120^\circ)$, соединение звезда.....	168
42. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda = 120^\circ$. Нагрузка активная и активно-индуктивная, $(\varphi > 60^\circ)$, соединение звезда	171
43. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda = 120^\circ$. Нагрузка активно-индуктивная, $0^\circ < \varphi < 60^\circ$, соединение звезда	177
44. Принцип действия трехфазного мостового АИН с углом проводимости $\lambda = 150^\circ$ при формировании кривой выходного напряжения. Нагрузка активная, соединение звезда.....	179
45. Принцип действия однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора с одноступенчатой межвентильной коммутацией.....	186
46. Принцип действия однофазного мостового инвертора с одноступенчатой коммутацией	190
47. Принцип действия трехфазного мостового инвертора напряжения с двухступенчатой пофазной коммутацией.....	192

48. Принцип действия однофазного мостового инвертора с многократной коммутацией с использованием программного способа.....	195
49. Принцип действия однофазного мостового инвертора с многократной коммутацией путем широтно-импульсной модуляции	200
50. Принцип действия однофазного мостового инвертора с многократной коммутацией в замкнутой импульсной системе	202
51. Принцип действия однофазного автономного инвертора тока с нулевой точкой трансформатора. Однофазный и трехфазный мостовые АИТ.....	204
52. Принцип действия параллельного резонансного инвертора	213
53. Принцип действия двухзвенного преобразователя частоты.....	217
54. Принцип действия непосредственного преобразователя частоты (НПЧ).....	222
55. Многоуровневые преобразователи.....	227
Литература	240

34. КЛАССИФИКАЦИЯ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

Автономный инвертор – это устройство, преобразующее постоянное напряжение на входе в переменное напряжение с постоянной или регулируемой частотой и работающее на автономную нагрузку.

Автономные инверторы могут быть выполнены по схемам, приведенным на рис. 34.1 – 34.4.

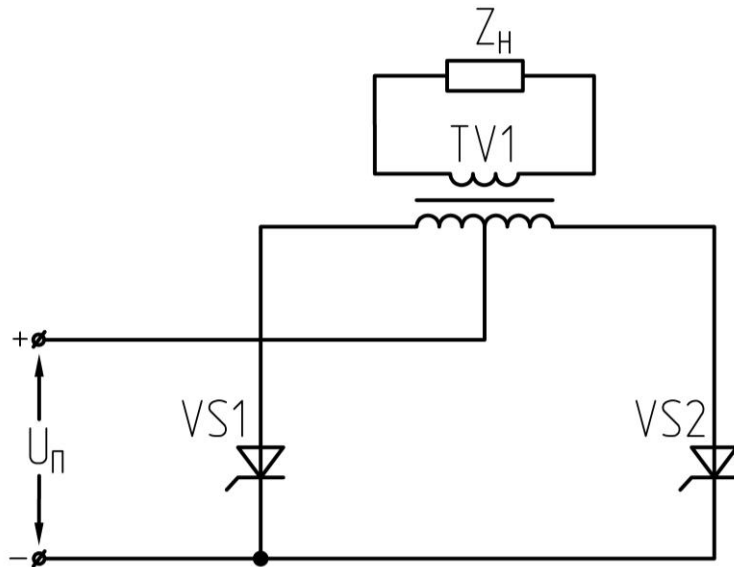


Рис 34.1. Однофазный инвертор с нулевым выводом трансформатора

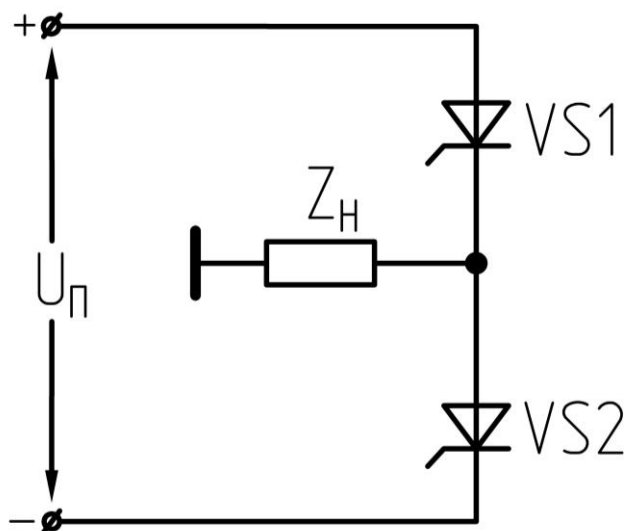


Рис. 34.2. Однофазный полумостовой инвертор с нулевым выводом источника питания

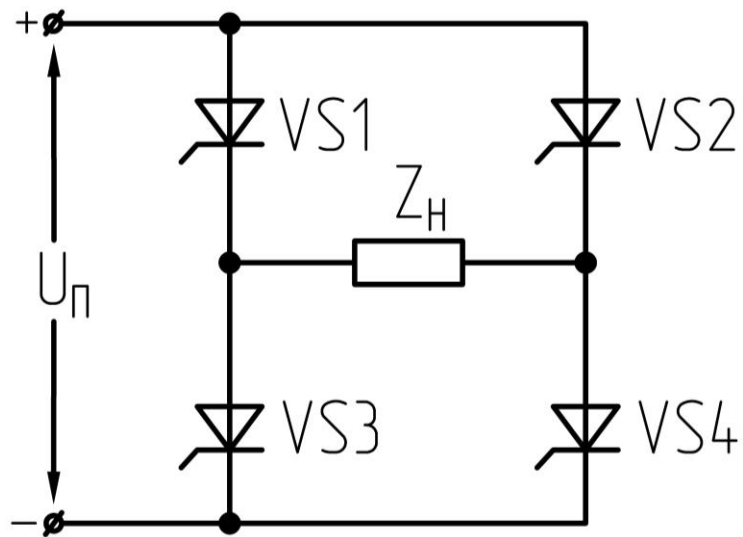


Рис. 34.3. Однофазный мостовой инвертор

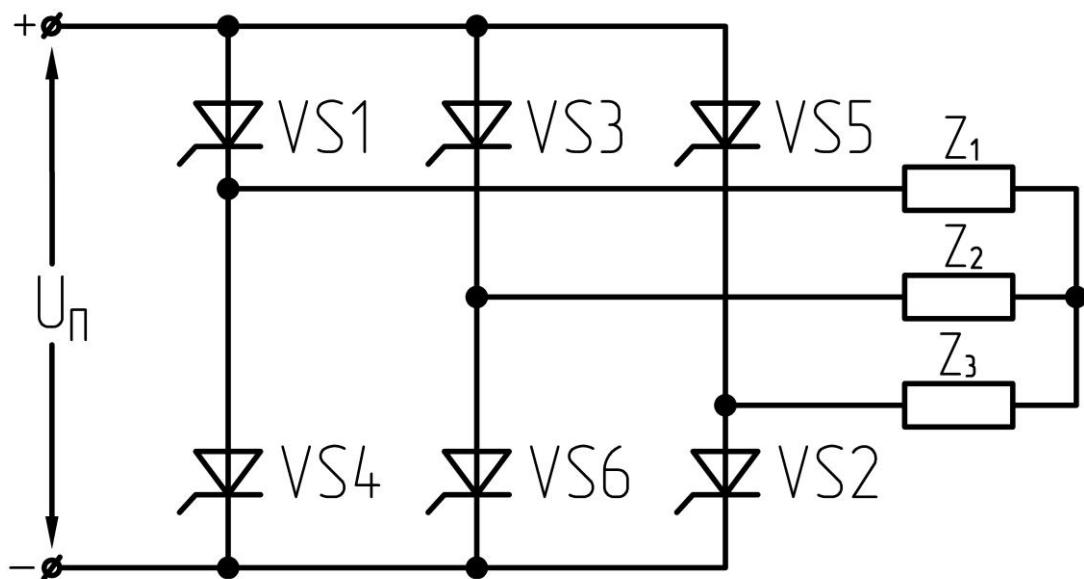


Рис. 34.4. Трехфазный мостовой инвертор

В зависимости от типа ключей, применяемых в инверторах, они могут выполняться на полностью управляемых ключах (транзисторы и запираемые тиристоры) и на обычных тиристорах. В случае, если инвертор выполняется на обычных тиристорах, в схеме инвертора необходимо предусмотреть устройства принудительной коммутации (УПК).

В зависимости от особенностей протекания электромагнитных процессов автономные инверторы можно разделить на три основных вида:

- инверторы напряжения;
- инверторы тока;
- инверторы резонансные.

Для инвертора напряжения характерно то, что они формируют в нагрузке форму напряжения, а форма и фаза тока зависит от характера нагрузки. Источники питания инвертора напряжения работает в режиме источника ЭДС. Если инвертор напряжения питается от выпрямителя, то на его входе ставится конденсатор достаточно большой емкости для обеспечения проводимости постоянного напряжения в обратном направлении. Это необходимо, когда в составе нагрузки имеются реактивные элементы. Конденсатор выполняет также функции фильтра высших гармонических тока, так как по нему протекает разность между выходным и постоянным в пределах полупериода входным током.

Для инверторов тока характерно то, что они формируют в нагрузке форму тока, а форма и фаза напряжения зависит от типа нагрузки. При этом источник постоянного тока работает в режиме источника тока, для чего во входной цепи включают реактор с большой индуктивностью. Кроме того, реактор выполняет функции фильтра высших гармонических напряжения, т.к. к нему в любой момент времени прикладывается разность между неизменным напряжением источника питания и пульсирующим напряжением на входе инвертора.

В резонансных инверторах нагрузка, имеющая, как правило, значительное реактивное сопротивление, образует с другими реактивными элементами электрической схемы инвертора колебательный контур с резонансом напряжения. Они могут питаться либо от источника ЭДС, либо от источника тока.

Инверторы, питающиеся от источника ЭДС, называются инверторами с открытым входом, а инверторы, питающиеся от источника тока – с закрытым входом.

Кривая выходного напряжения однофазных и многофазных *инверторов напряжения* может формироваться несколькими способами:

1) из одного импульса на каждом полупериоде выходной частоты f , т.е. частота коммутации вентиля равна выходной частоте ($f_k = f$);

2) из нескольких импульсов одинаковой длительности на каждом полупериоде выходной частоты, т.е. частота коммутации вентиля инвертора кратна выходной частоте ($f_k = m_k f$, $m_k = 2, 3, \dots$, где m_k – число коммутаций на полупериоде). Этот способ формирования выходного напряжения инвертора – широтно-импульсное регулирование;

3) из нескольких неодинаковых по длительности импульсов на каждом полупериоде выходной частоты ($f_k > f$), причём длительность этих импульсов задаётся либо программой работы СУ (например, исходя из требуемого гармонического состава выходного напряжения), либо изменяется (моделируется) по определенному закону, задаваемому генератором модулирующего сигнала в СУ. Этот способ формирования выходного напряжения инвертора – широтно-импульсная модуляция.

Резонансные инверторы имеют синусоидальную форму напряжения и тока в нагрузке.

35. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО ИНВЕРТОРА С НУЛЕВОЙ ТОЧКОЙ ТРАНСФОРМАТОРА

Принципиальная электрическая схема однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора представлена на рис.35.1, а временные диаграммы его работы на активную нагрузку – на рис.35.2.

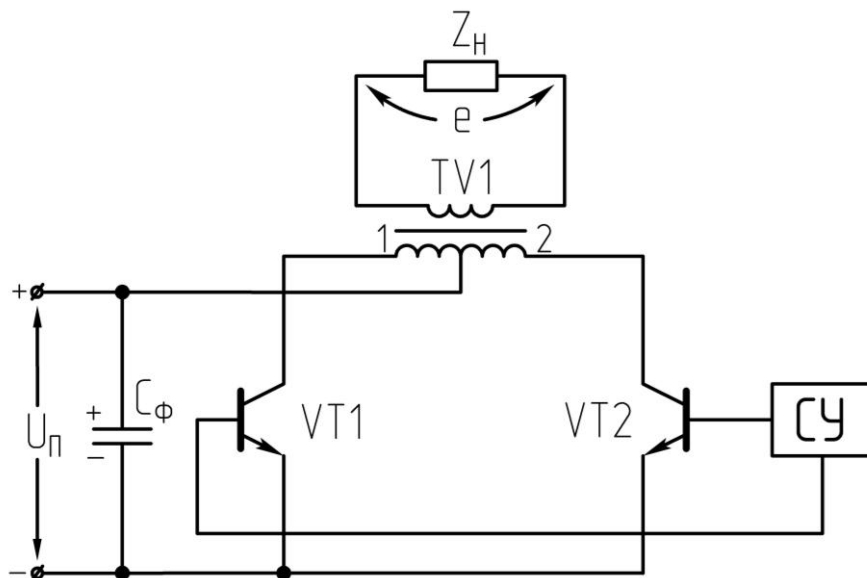


Рис. 35.1. Схема однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора

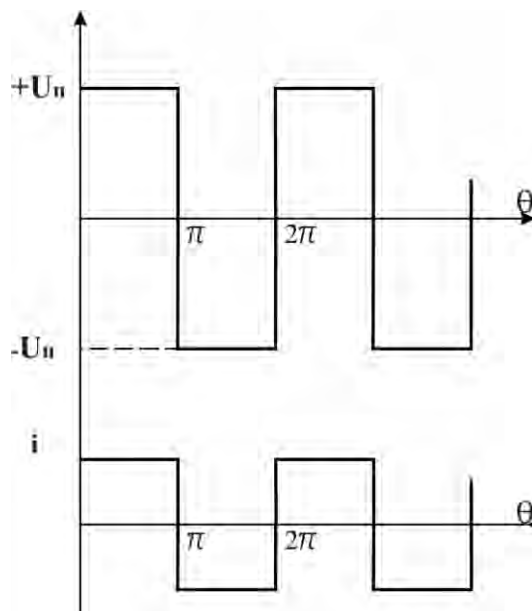


Рис. 35.2. Временные диаграммы работы на активную нагрузку

Для того, чтобы получить желаемое изменение во времени выходных параметров, то есть получить переменное напряжение и переменный ток,

необходимо периодически подключать с переменной полярностью источник питания постоянного тока к выходу инвертора.

При рассмотрении процессов, протекающих в инверторе, примем допущения, что все идеально, то есть $\Delta U_B = 0$, $L_{\text{рассеяния}} = 0$.

В схеме поочередно работают транзисторы $VT1$ и $VT2$. Длительность включенного состояния каждого из транзисторов равна полупериоду выходного напряжения и задается системой управления ключами инвертора. Для исключения постоянной составляющей в выходном напряжении длительности открытого состояния каждого из транзисторов должны быть строго одинаковыми.

При включении $VT1(\theta=0)$ к первой полуобмотке трансформатора прикладывается постоянное напряжение U_{Π} , которое трансформируется во вторичную обмотку трансформатора. Если коэффициент трансформации k_{tr} считать равным единице, то на нагрузке Z_H имеем напряжение $+U_{\Pi}$. При отрывании $VT1$ во второй полуобмотке трансформатора по закону взаимной индукции наводится ЭДС, равная напряжению питания U_{Π} (в идеале). Поэтому к закрытому транзистору $VT2$ прикладывается в прямом направлении напряжение $U_{кз}=2U_{\Pi}$ (рис. 35.3). При активной нагрузке форма тока не искажается, он повторяет форму напряжения и ток равен $i = \frac{U_{\Pi}}{R}$.

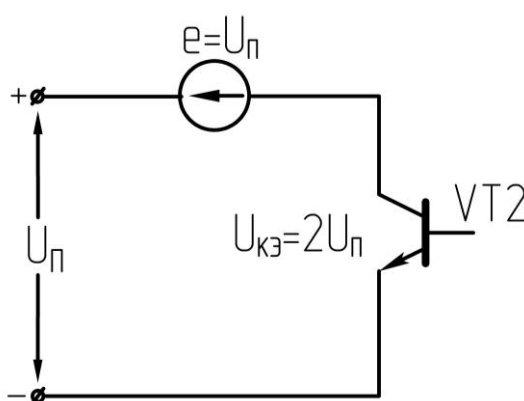


Рис. 35.3. Схема замещения инвертора на интервале $0 < \theta < \pi$

В момент времени $\theta = \pi$ транзистор $VT1$ закрывается, а транзистор $VT2$ отрывается. В результате протекания тока по второй полуобмотке

трансформатора в нагрузке трансформируется ЭДС, равная $-U_{II}$. В это время к закрытому транзистору $VT1$ прикладывается напряжение $U_{кэ} = 2U_{II}$, а ток в нагрузке равен $i = -\frac{U_{II}}{R}$.

Недостатки схемы: высокое напряжение на вентилях ($2U_{II}$), а также необходимость использования трансформатора.

Работа схемы на активно-индуктивную нагрузку

При активно-индуктивной нагрузке в схему инвертора вводятся обратные диоды ($VD1$ и $VD2$) или диоды возвратного тока (рис. 35.4). При этом порядок коммутации ключей $VT1$ и $VT2$ остается таким же, как и при активной нагрузке.

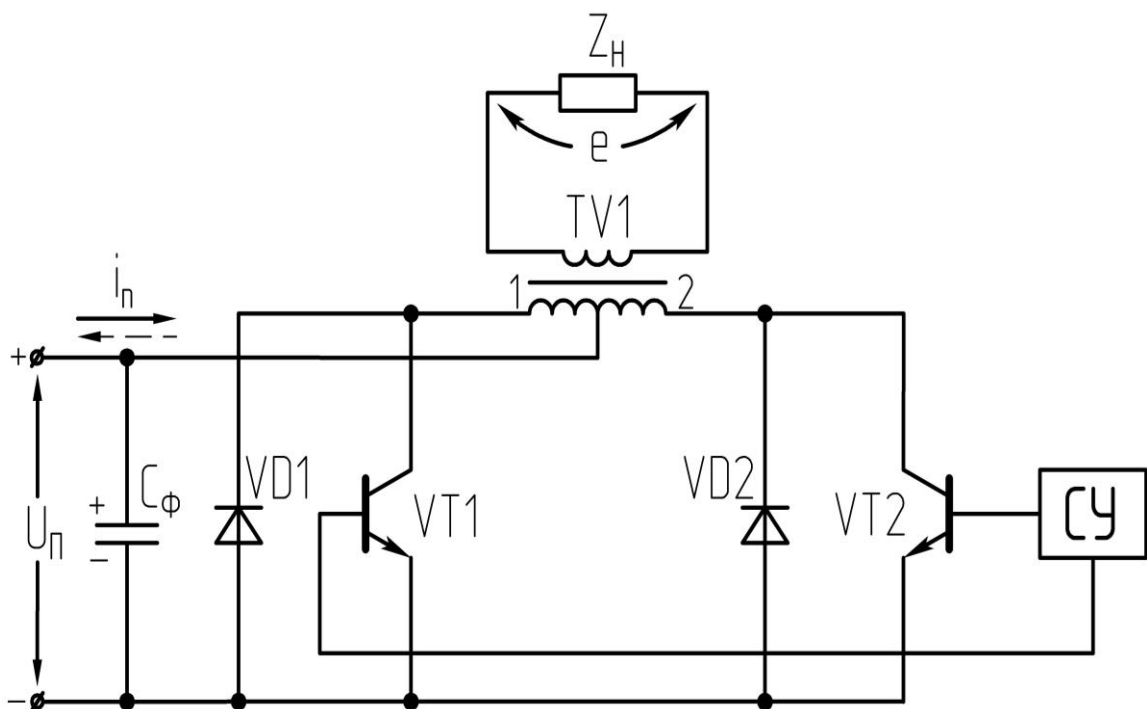


Рис. 35.4. Схема однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора при работе на R-L нагрузку

Временные диаграммы работы инвертора на R-L нагрузку показаны на рис. 35.5.

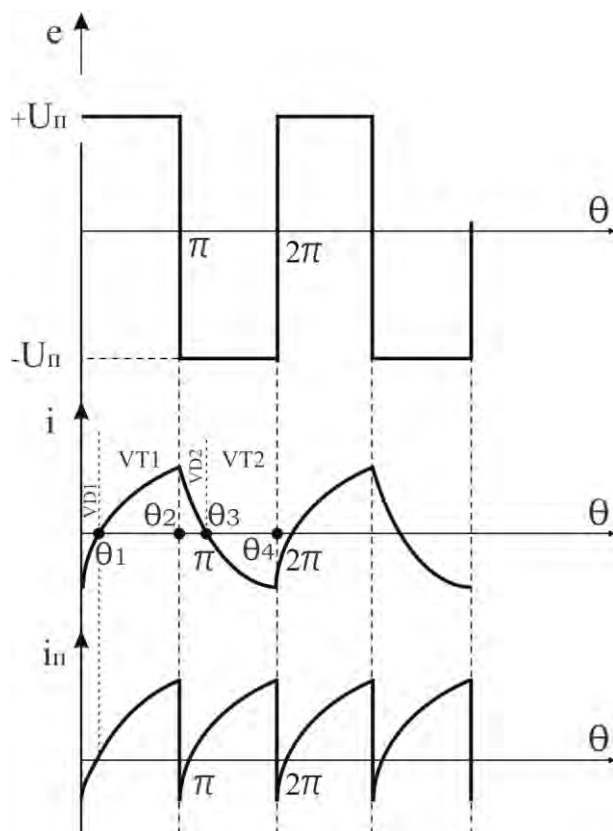


Рис. 35.5. Временные диаграммы работы инвертора на R-L нагрузку

При подаче открывающего импульса на $VT1$ (момент времени $\theta=0$) он открывается лишь в момент времени $\theta=\theta_1$ из-за наличия индуктивности в цепи нагрузки, при этом ток в нагрузке изменяется по аperiodическому закону. Для интервала $\theta_1 < \theta < \theta_2$ можно записать следующее выражение: $U_{\pi} = L \frac{di}{dt} + iR$.

В момент времени $\theta_2 = \pi$ подается открывающий импульс на $VT2$, но из-за действия ЭДС самоиндукции откроется $VD2$, а $VT2$ останется пока закрытым. Вследствие открытого состояния диода $VD2$ ток в цепи источника питания i_{π} меняет свой знак и энергия, накопленная в поле индуктивности, по цепи:

2-я полуобмотка – $+C_{\phi} - -C_{\phi} - VD2$ возвращается в источник питания. Для интервала времени $\theta_2 < \theta < \theta_3$ можно записать выражение: $U_{\pi} - L \frac{di}{dt} = iR$.

При $\theta=\theta_3$ ток в нагрузке становится равным нулю, диод $VD2$ закрывается и открывается транзистор $VT2$ и ко второй полуобмотке трансформатора прикладывается напряжение U_{π} . При этом ток в цепи источника питания меняет

свое направление. К закрытому транзистору $VT1$ в прямом, а к диоду $VD1$ в обратном направлении прикладывается напряжение $2U_{II}$.

Если в схеме инвертора не установить диоды, то произойдет пробой коллектор-эмиттерного перехода транзистора из-за резкого скачка ЭДС самоиндукции (ток в цепи с индуктивностью L резко не изменится).

Кривая тока нагрузки формируется из участков, на которых проводит ток либо один из диодов, либо один из транзисторов.

Действующее значение напряжения на нагрузке (ЭДС) равно $U = U_{II}$.

36. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО ПОЛУМОСТОВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Принципиальная электрическая схема однофазного полумостового инвертора (или инвертора со средней точкой источника питания) представлена на рис. 36.1, а временные диаграммы его работы на активно-индуктивную нагрузку – на рис. 36.2.

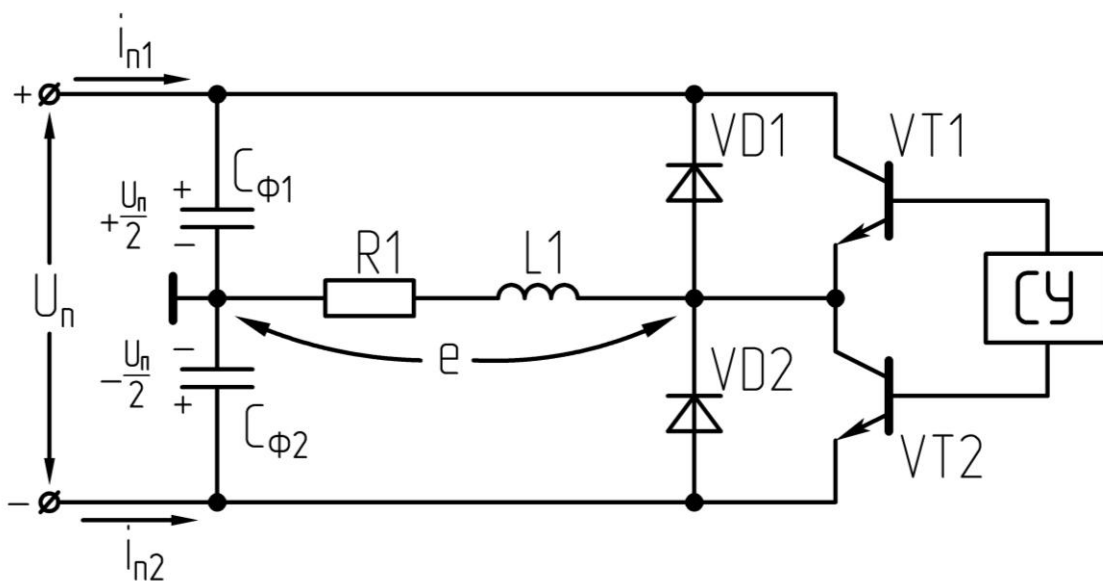


Рис. 36.1. Силовая схема однофазного полумостового инвертора

Для работы данной схемы необходимо иметь источник питания со средней точкой, которая образуется за счет включения на входе инвертора двух емкостей $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$. Транзисторы в данной схеме работают попарно в противофазе с одинаковой длительностью закрытого и открытого состояния.

При активной нагрузке ток и напряжение имеют одну и ту же форму (прямоугольных двухполярных импульсов). К нагрузке на каждом полупериоде прикладывается напряжение $\pm \frac{U_n}{2}$.

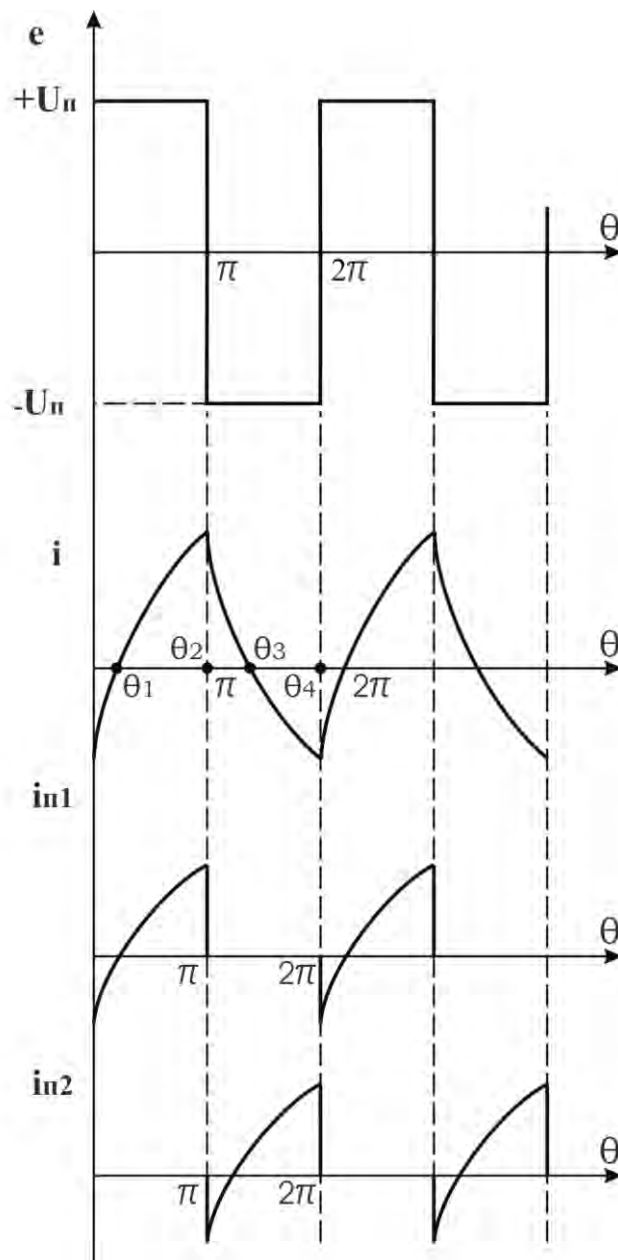


Рис. 36.2. Временные диаграммы работы схемы на $R-L$ нагрузку

При наличии индуктивности в цепи нагрузки форма тока становится апериодической. В момент времени θ_1 открывается транзистор $VT1$ и ток нагрузки протекает от источника питания по цепи $+U_n - VT1 - RL -$ ноль источника питания. При этом к нагрузке прикладывается напряжение $\frac{U_n}{2}$, а к транзистору $VT2$ в прямом и диоду $VD2$ в обратном направлении напряжение U_n . В момент времени θ_2 транзистор $VT1$ закрывается и должен открыться транзистор $VT2$, но из-за действия э.д.с. самоиндукции изменившей свой знак и стремящейся поддержать ток в цепи нагрузки откроется диод $VD2$ и ток продолжает протекать

в том же направлении $VD2 - RL - \text{ноль источника питания} - +C_{\phi 2} - -U_{\Pi} - VD2$.
 При этом ток в цепи нагрузки уменьшается, а ток в цепи источника питания i_{i2} поменял свой знак, то есть на интервале $\theta_2 < \theta < \theta_3$ ток по нагрузке протекает под действием ЭДС самоиндукции и происходит возврат энергии в $C_{\phi 2}$.

В момент времени θ_3 ток в нагрузке становится равным нулю, диод $VD2$ закрывается, открывается транзистор $VT2$ и ток начинает протекать по цепи $VT2 - -U_{\Pi} - C_{\phi 2} - \text{ноль источника питания} - RL - VT2$.

Действующее значение ЭДС в нагрузке равно $e = U = \frac{U_{\Pi}}{2}$.

Недостатки схемы: необходимость источника питания со средней точкой (двух емкостей) и к ключам прикладывается двойное напряжение.

37. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Принципиальная электрическая схема однофазного мостового инвертора представлена на рис. 37.1, а временные диаграммы его работы на активно-индуктивную нагрузку – на рис. 37.2.

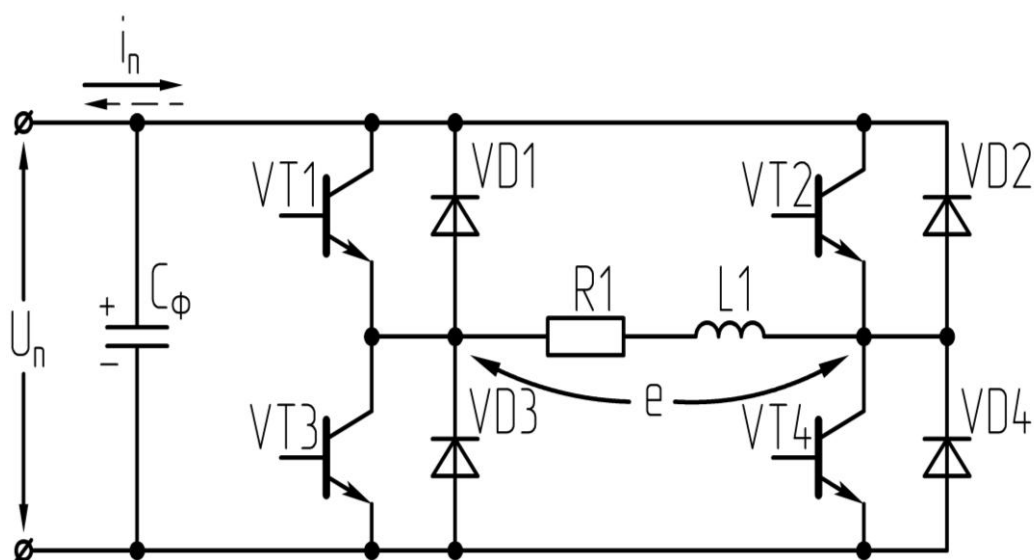


Рис. 37.1. Принципиальная схема однофазного мостового инвертора

В данной схеме транзисторы работают попарно в противофазе с одинаковой длительностью открытого и закрытого состояния: либо $VT1, VT4$, либо $VT2, VT3$. Если нагрузка активно-индуктивная, то в схему должен быть включен мост возвратных диодов $VD1-V D4$.

В момент времени θ_1 отрываются транзисторы $VT1$ и $VT4$ и ток начинает протекать по нагрузке по цепи $+U_n - VT1 - RL - VT4 - -U_n$. В момент времени $\theta = \pi$ транзисторы $VT1$ и $VT4$ закрываются и подаются отрывающие импульсы на транзисторы $VT2, VT3$. Однако из-за действия ЭДС самоиндукции транзисторы $VT2, VT3$ не отроются, а откроются диоды $VD2, VD3$ и ток будет протекать по нагрузке в том же направлении до момента времени θ_2 , когда он станет равным нулю. При этом диоды $VD2, VD3$ закрываются, а транзисторы $VT2, VT3$ отрываются, и ток начинает протекать по нагрузке в противоположном направлении.

В данной схеме к закрытым транзисторам и диодам прикладывается напряжение U_{II} . Действующее значение напряжения на нагрузке $U = U_{II}$.

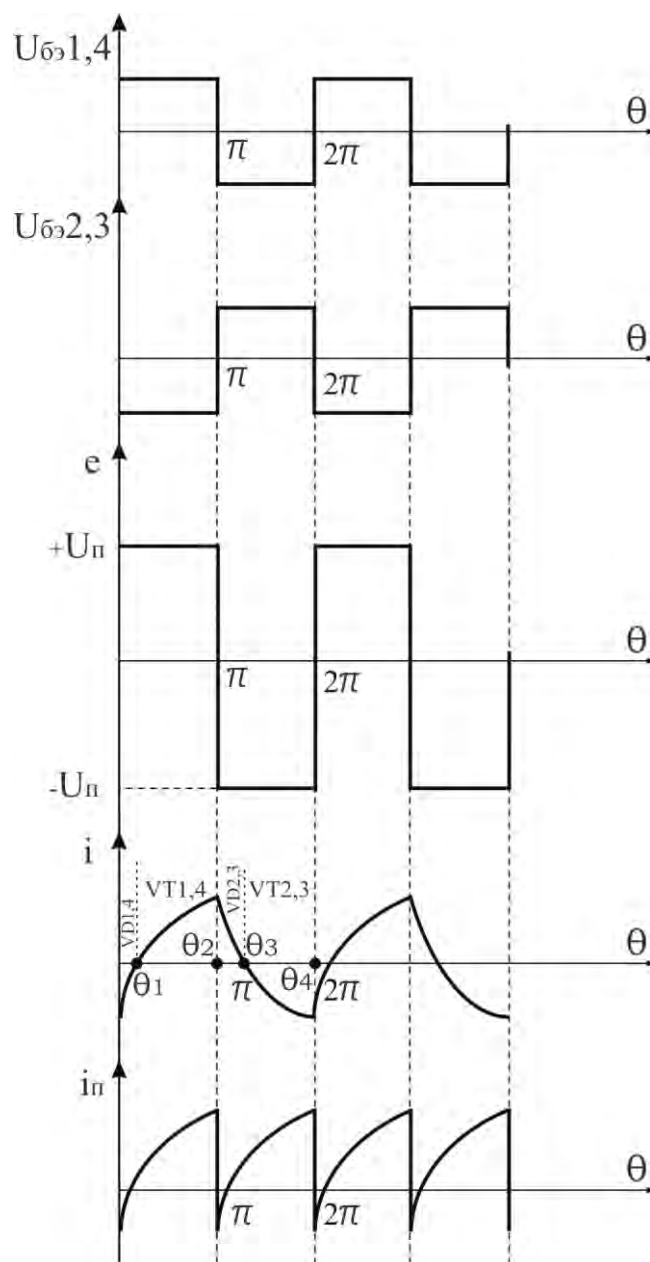


Рис. 37.2. Временные диаграммы работы схемы на $R-L$ нагрузку

38. ТРЕХФАЗНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Для получения трехфазной симметричной системы напряжений применяются следующие схемы построения силовых цепей трехфазных инверторов напряжения:

1) трехфазная система состоит из трех однофазных инверторов с трансформаторным выходом (рис. 38.1). В качестве автономных инверторов используется любая из рассмотренных выше однофазных схем. Достоинство: легкость согласования напряжений источников питания и нагрузки. Недостаток: громоздкость.

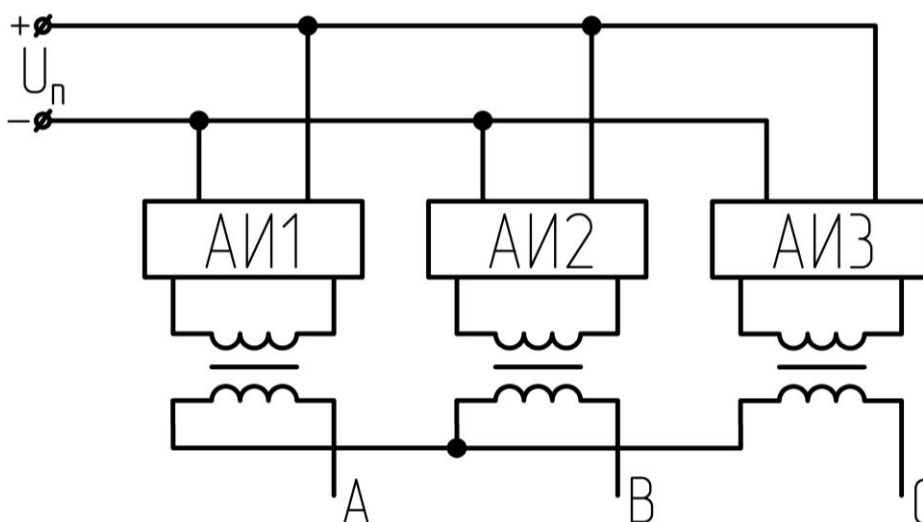


Рис. 38.1. Схема трехфазной системы, состоящей из трех однофазных инверторов с трансформаторным выходом

2) три однофазных автономных инвертора, работающих на 3 обмотки (рис. 38.2). При использовании этих двух систем построения трехфазных систем напряжений имеется общий источник питания $U_{пит}$ и система управления вентилями инверторов, которые обеспечивают сдвиг фазы выходных напряжений на 120 эл. градусов.

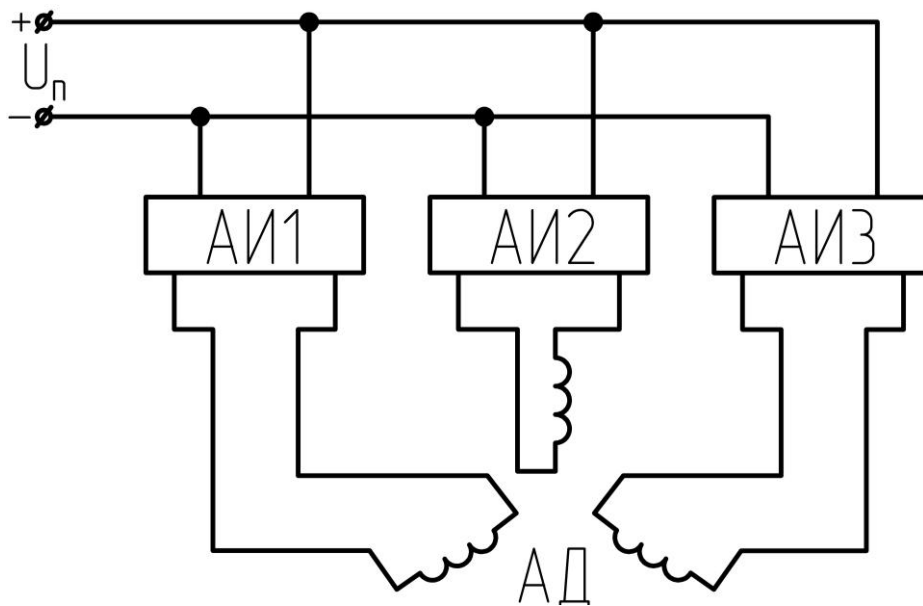


Рис. 38.2. Три однофазных автономных инвертора, работающих на 3 обмотки двигателя

3) трехфазный мостовой автономный инвертор (рис. 38.3). В настоящее время эта схема получила наибольшее распространение. Здесь алгоритм переключения ключей определяется длительностью их открытого состояния. В трехфазных мостовых автономных инверторах длительность открытого состояния ключей инвертора λ может быть различной, но наибольшее распространение на практике получили инверторы с длительностью $\lambda=180^\circ$, $\lambda=120^\circ$, $\lambda=150^\circ$.

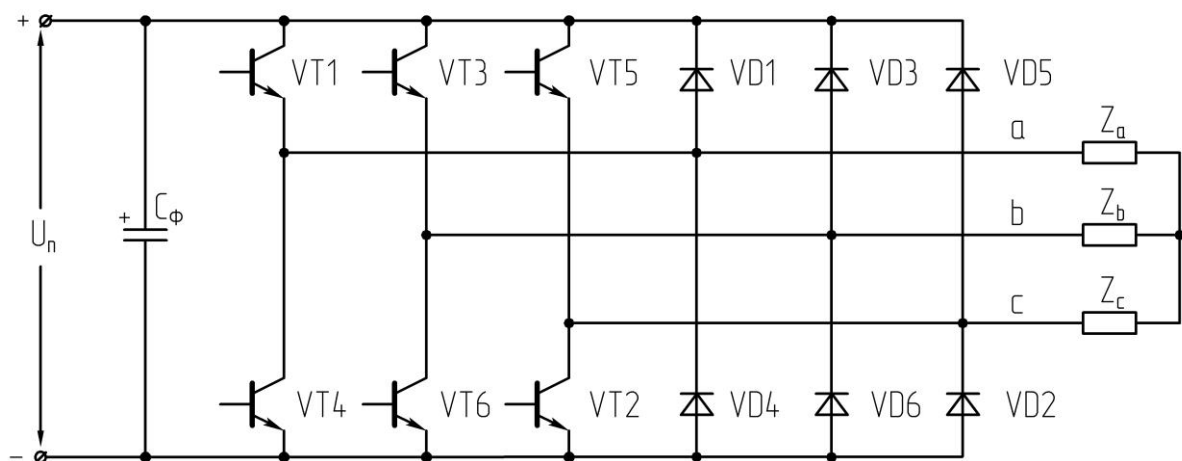


Рис. 38.3. Схема трехфазного мостового автономного инвертора

39. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО АИН ПРИ ФОРМИРОВАНИИ КРИВОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И $\lambda = 180^\circ$. НАГРУЗКА АКТИВНАЯ, СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕЗДА

Силовая схема трехфазного мостового АИН приведена на рис.39.1.

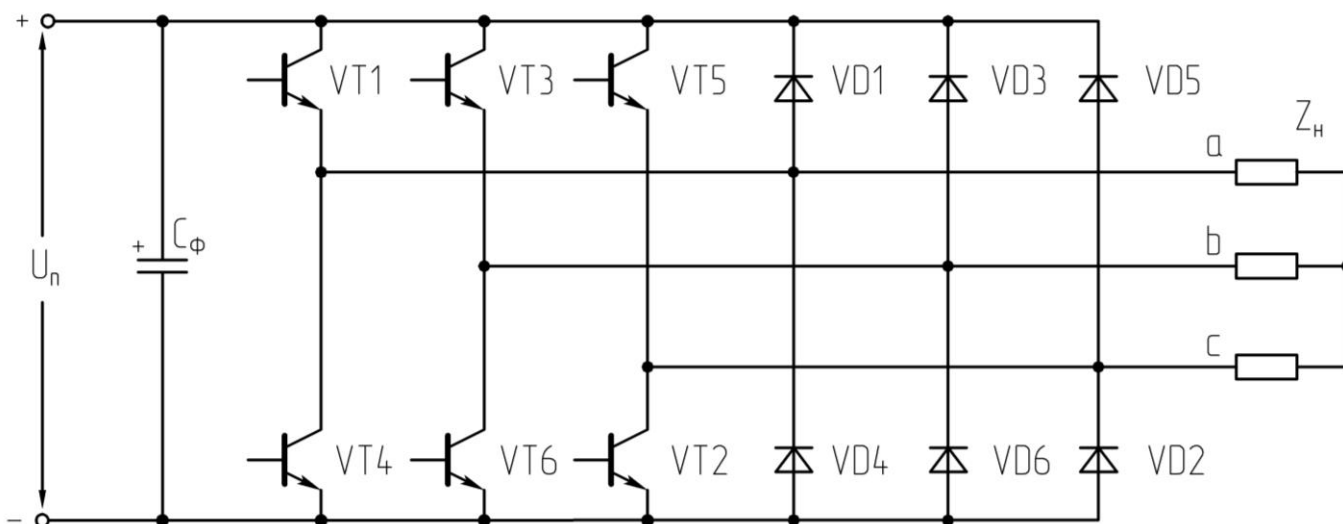


Рис. 39.1. Силовая схема трехфазного мостового АИН

При длительности открытого состояния ключей инвертора $\lambda = 180^\circ$ алгоритм переключения ключей АИН имеет вид, приведенный на рис. 39.2.

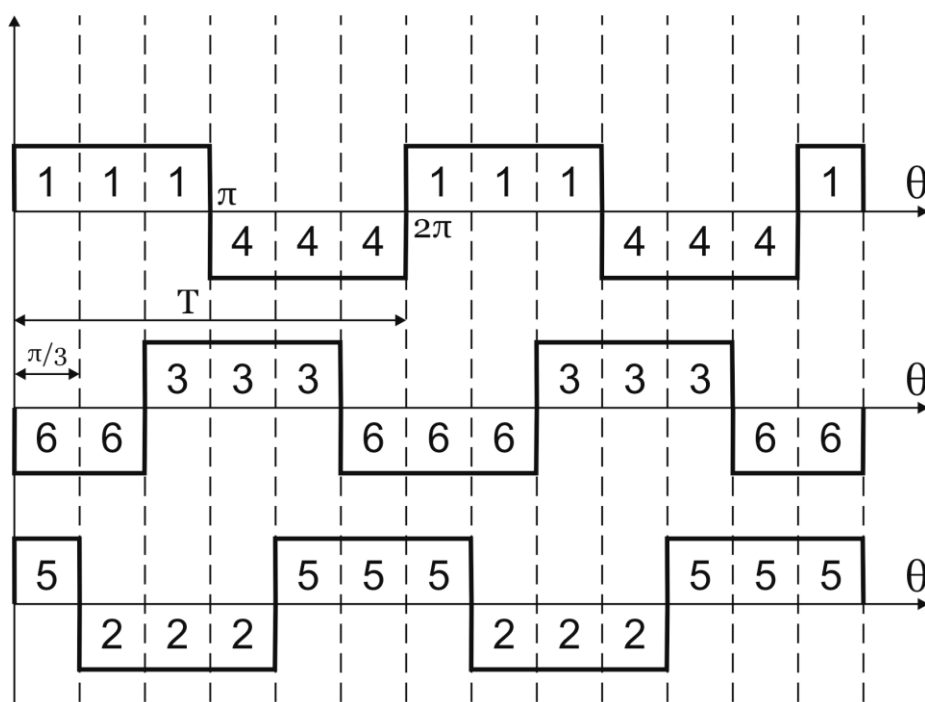


Рис. 39.2. Алгоритм переключения ключей инвертора при $\lambda = 180^\circ$

Выполнение данного алгоритма позволяет получить на нагрузке кривую 3-х фазного симметричного несинусоидального переменного напряжения.

Из алгоритма переключения ключей инвертора следует, что в 3-х фазном мостовом АИН при $\lambda=180^\circ$ за период T выходного напряжения инвертора возможны шесть независимых сочетаний открытых и закрытых состояний транзисторов. При этом в каждый момент времени открывающие импульсы подаются одновременно на три транзистора (ключа). Ток, втекающий через $VT1$, $VT3$ и $VT5$ – положительный.

$$1. 0 < \theta < \frac{\pi}{3}$$

На данном интервале открыты транзисторы $VT1$, $VT6$, $VT5$. Схема замещения АИН приведена на рис. 39.3.

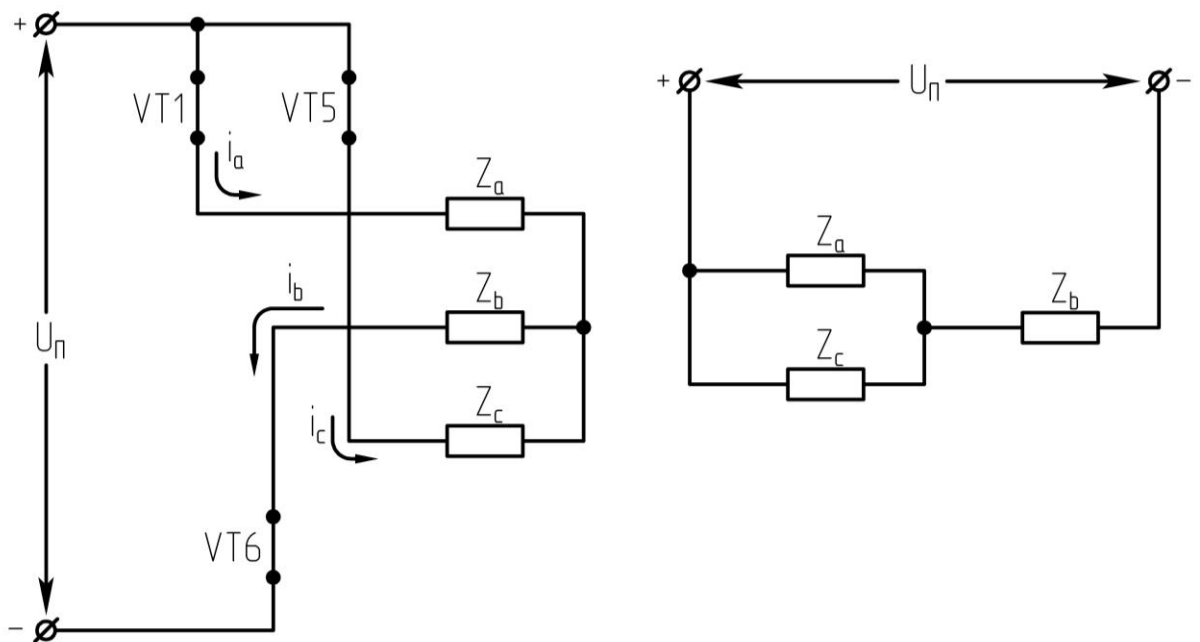


Рис. 39.3. Схема замещения при $0 < \theta < \frac{\pi}{3}$

Таким образом, считая, что $Z_a = Z_b = Z_c = R$,

$$U_a = \frac{1}{3} U_n.$$

$$2. \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3}$$

На данном интервале открыты транзисторы $VT1, VT6, VT2$. Схема замещения АИН приведена на рис. 39.4.

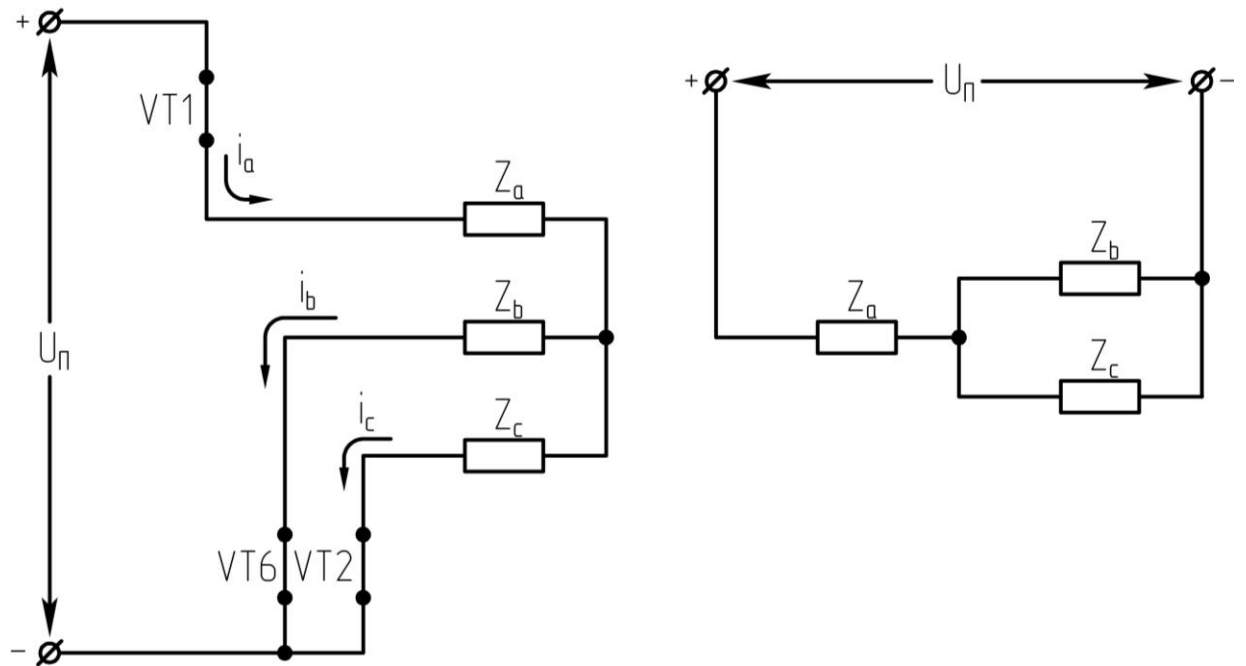


Рис. 39.4. Схема замещения при $\frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3}$

$$U_a = \frac{2}{3} U_n.$$

$$3. \frac{2\pi}{3} < \theta < \pi$$

На данном интервале открыты ключи $VT1, VT2, VT3$. Схема замещения АИН приведена на рис. 39.5.

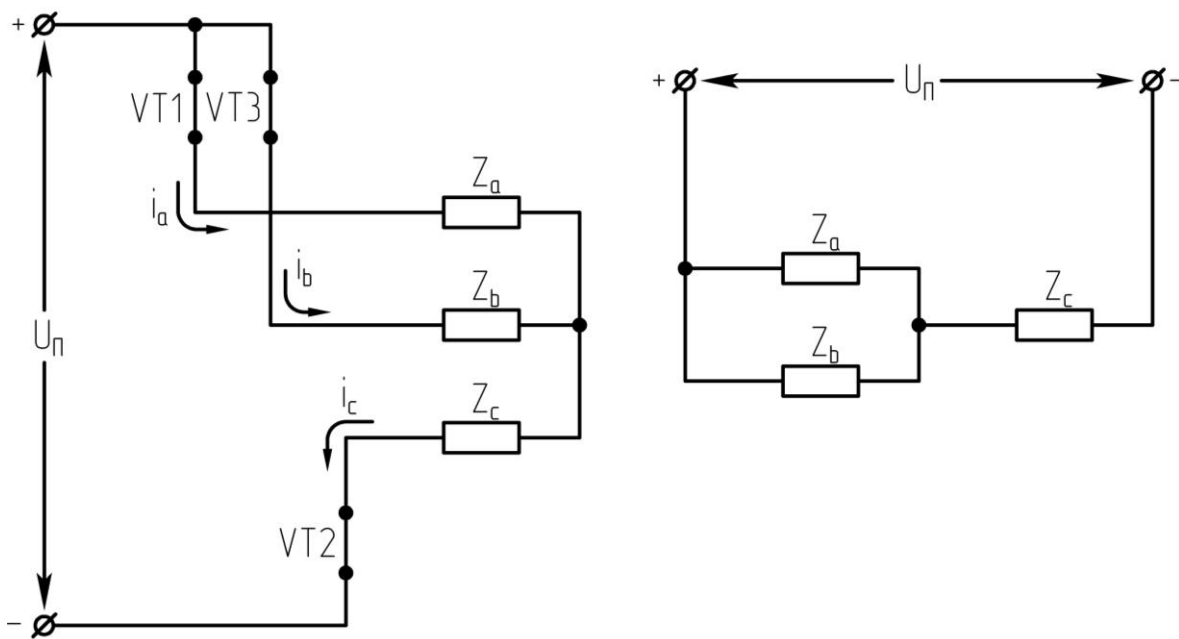


Рис. 39.5. Схема замещения при $\frac{2\pi}{3} < \theta < \pi$

$$U_a = \frac{1}{3} U_n.$$

4. $\pi < \theta < \frac{4\pi}{3}$

На данном интервале открыты транзисторы VT_4, VT_3, VT_2 . Схема замещения АИН приведена на рис. 39.6.

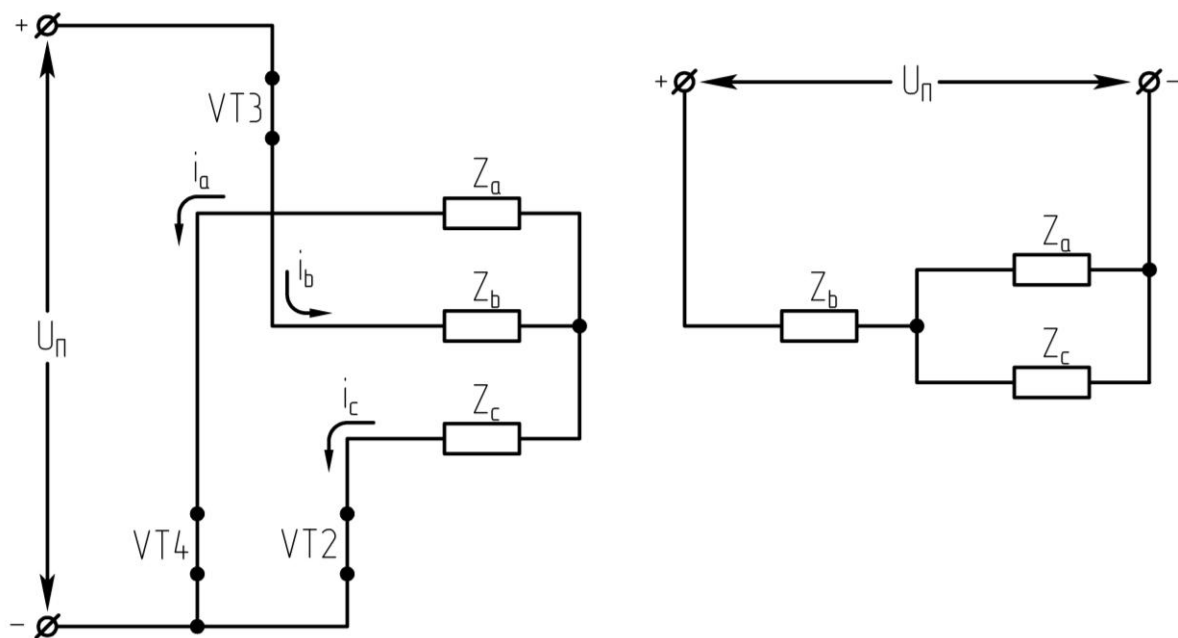


Рис. 39.6. Схема замещения при $\pi < \theta < \frac{4\pi}{3}$

$$U_a = -\frac{1}{3} U_n.$$

$$5. \frac{4\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{3}$$

На данном интервале открыты транзисторы $VT5, VT3, VT4$. Схема замещения АИН приведена на рис. 39.7.

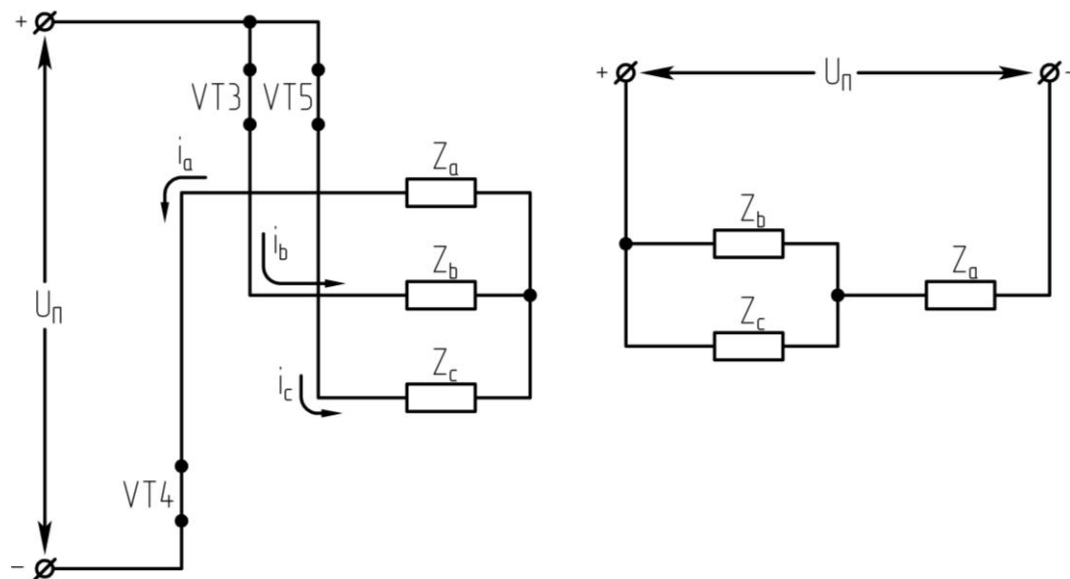


Рис. 39.7. Схема замещения при $\frac{4\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{3}$

$$U_a = -\frac{2}{3} U_n.$$

$$6. \frac{5\pi}{3} < \theta < 2\pi$$

На данном интервале открыты транзисторы $VT4, VT6, VT5$. Схема замещения АИН приведена на рис. 39.8.

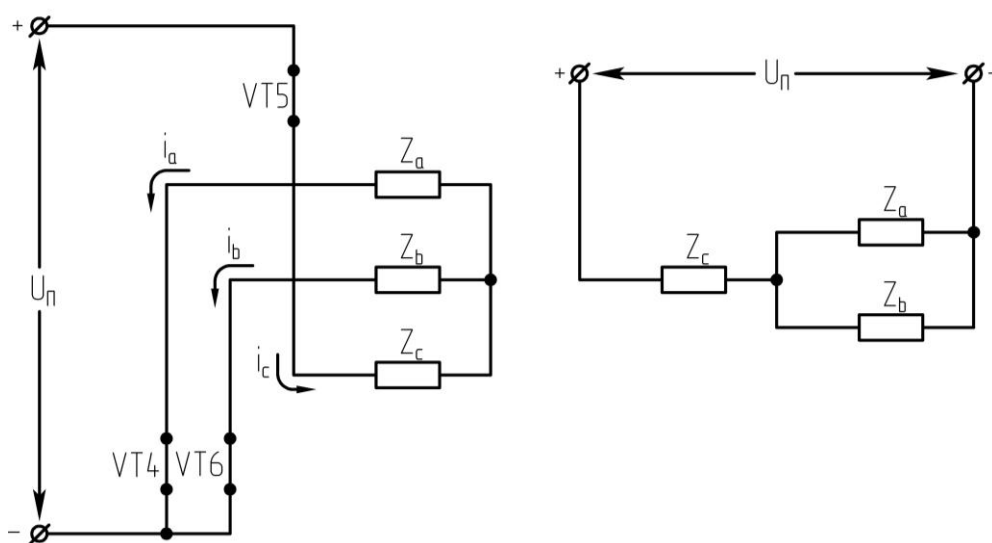


Рис. 39.8. Схема замещения при $\frac{5\pi}{3} < \theta < 2\pi$

$$U_a = -\frac{1}{3} U_n.$$

Из схем замещения видно, что за период выходного напряжения каждая фаза нагрузки включается либо параллельно другой фазе и последовательно с третьей, либо последовательно с двумя другими фазами, включенными параллельно. Поэтому, к каждой фазе прикладывается напряжение либо $U_n/3$ ($-U_n/3$), либо $2/3U_n$ ($-2/3U_n$) (см. рис. 39.9).

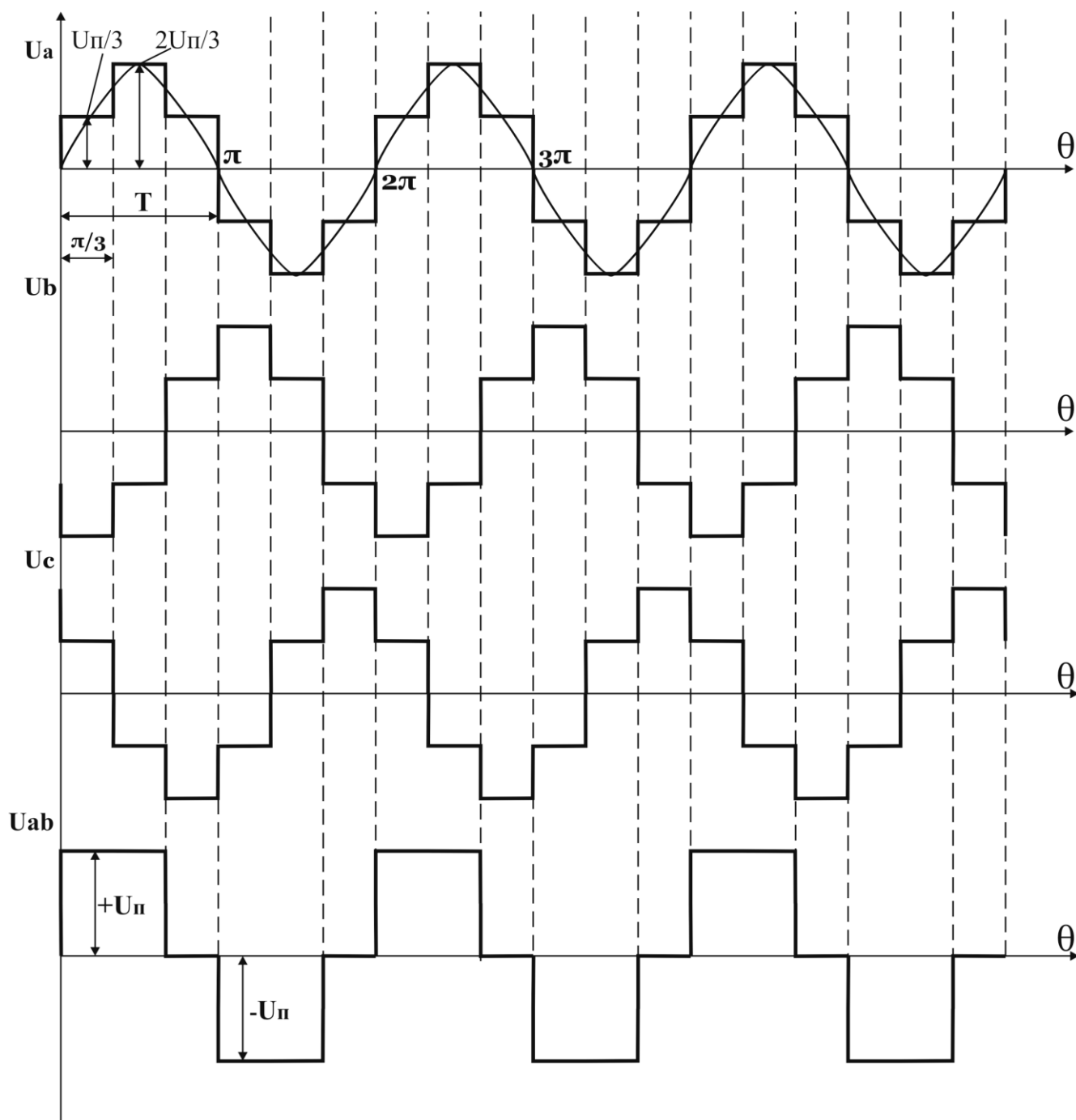


Рис. 39.9. Временные диаграммы работы трехфазного мостового АИН на активную нагрузку при $\lambda=180^\circ$

Фазное напряжение на нагрузке – двухполярное, шестиступенчатое (рис. 39.9). При активной нагрузке кривая тока повторяет кривую напряжения.

Основные расчетные соотношения для АИН при $\lambda = 180^\circ$

Фазное напряжение на нагрузке:

$$U_\phi = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{U_n}{3} \right)^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{2U_n}{3} \right)^2 d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \left(\frac{U_n}{3} \right)^2 d\theta \right]} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_n = 0,47 U_n . \quad (39.1)$$

Линейное напряжение на нагрузке:

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} U_n^2 d\theta} = \frac{2U_n}{3} = 0,815 U_n . \quad (39.2)$$

Выходное напряжение первой гармоники (фазное и линейное значения) для $\lambda = 180^\circ$:

$$U_{\phi(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_n = 0,45 U_n , \quad (39.3)$$

$$U_{n(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_n = 0,78 U_n . \quad (39.4)$$

Коэффициент искажения кривой напряжения:

$$K_u = \frac{U_{\phi(1)}}{U_\phi} = \frac{3}{\pi} = 0,955 . \quad (39.5)$$

Трехфазный мостовой АИН при $\lambda = 180^\circ$, соединение нагрузки в треугольник (Δ)

При соединении активной нагрузки в треугольник (Δ) возможны также шесть сочетаний открытых и закрытых состояний транзисторов. Схемы замещения инвертора для тех интервалов времени показаны на рис. 39.10, а форма фазных напряжений на нагрузке при соединении нагрузки треугольником и $\lambda = 180^\circ$ – на рис. 39.11.

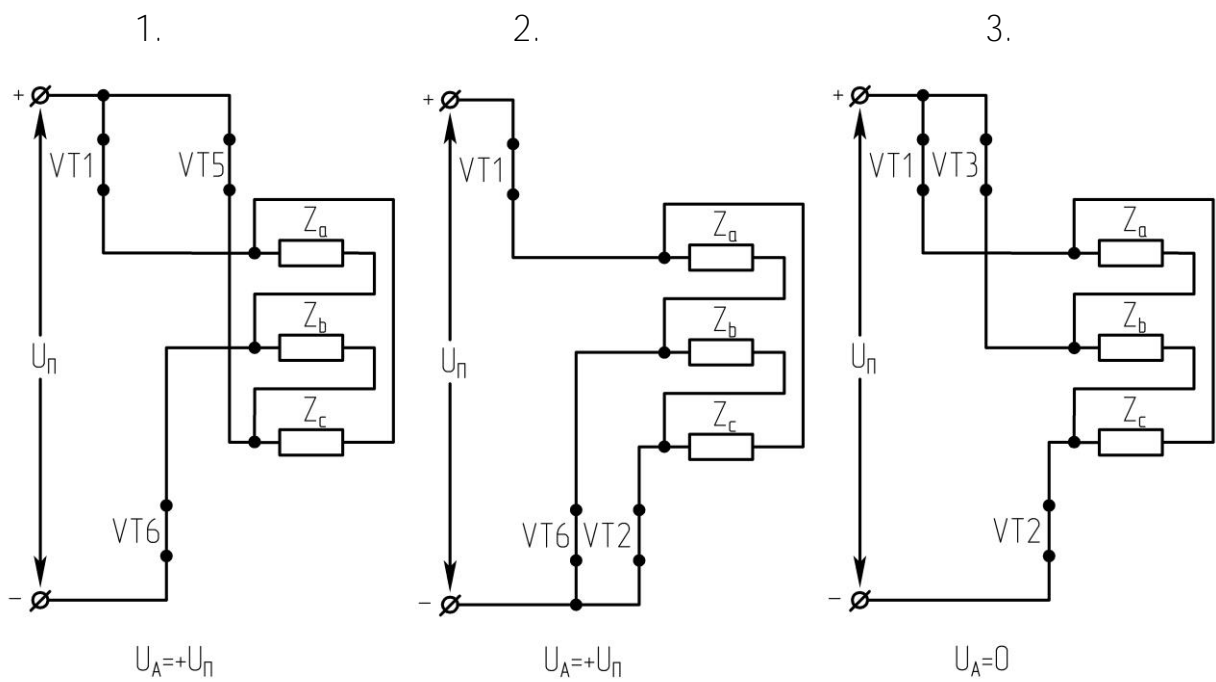


Рис. 39.10. Схемы замещения АИН

1. $0 < \theta < \frac{\pi}{3}$: открыты $VT1, VT6, VT5$;
2. $\frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3}$: открыты $VT1, VT2, VT6$;
3. $\frac{2\pi}{3} < \theta < \pi$: открыты $VT1, VT3, VT2$.

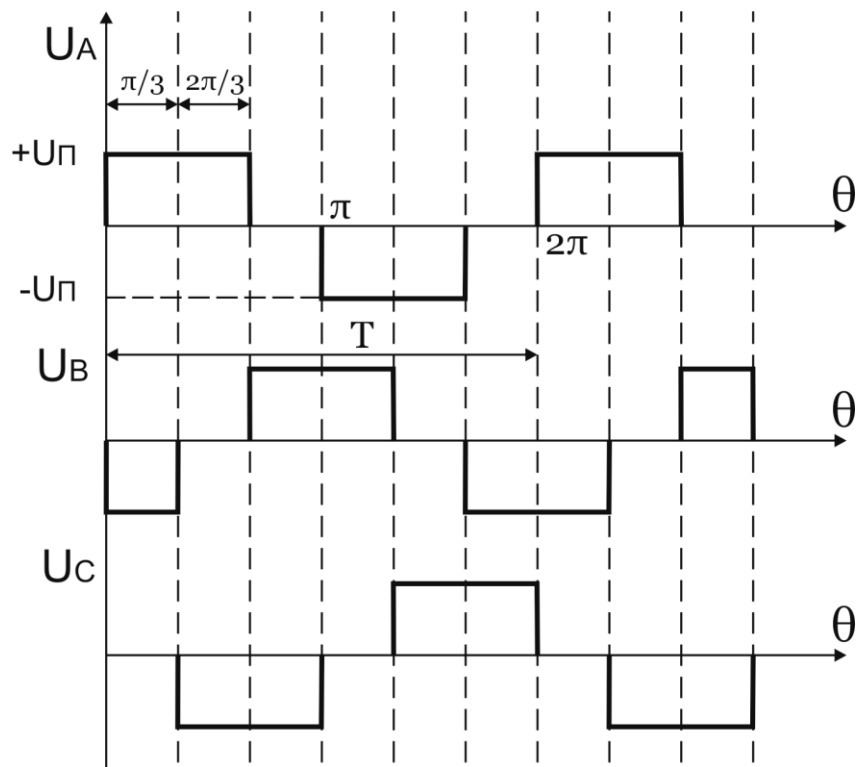


Рис. 39.11. Фазные напряжения на нагрузке при соединении нагрузки треугольником, $\lambda = 180^\circ$

Действующее значение фазного напряжения:

$$U_A = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{II}. \quad (39.6)$$

В выходном напряжении трехфазного мостового АИН при $\lambda = 180^\circ$ отсутствуют четные гармоники и гармоники, кратные трем, а присутствуют: 1, 5, 7, 11...

При соединении нагрузки в звезду фазное напряжение на нагрузке имеет следующий гармонический вид:

$$U_\phi = \frac{2}{\pi} U_{II} \left(\sin \omega_1 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_1 t + \frac{1}{7} \sin 7\omega_1 t + \dots \right), \quad (39.7)$$

где ω_1 – круговая частота 1-ой гармонической выходного напряжения.

40. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО АИН С УГЛОМ ПРОВОДИМОСТИ $\lambda = 180^\circ$. НАГРУЗКА АКТИВНО-ИНДУКТИВНАЯ, ($0^\circ < \varphi < 60^\circ$), СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕЗДА

При активно-индуктивной нагрузке ток отстаёт от напряжения. При этом изменяется конфигурация эквивалентных схем замещения инвертора и в работу вступают возвратные диоды. Но это не приводит к изменению формы напряжения на нагрузке, т.к. в каждый момент времени в схеме остаются включенными три полупроводниковых вентиля.

Конфигурация эквивалентных схем зависит от угла φ (угол сдвига тока относительно напряжения). Временные диаграммы работы трехфазного мостового АИН с $\lambda = 180^\circ$ при $0^\circ < \varphi < 60^\circ$ показаны на рис. 40.1.

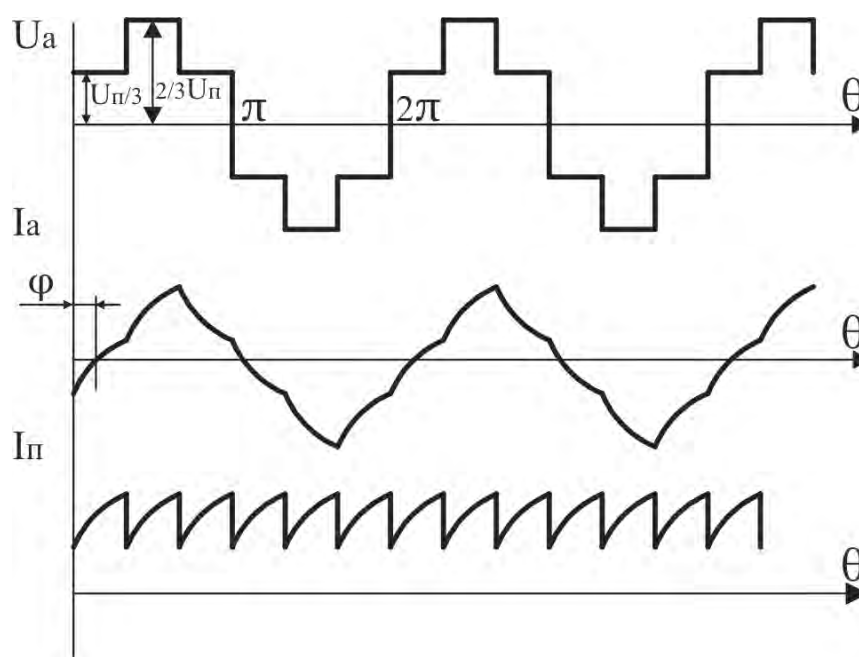


Рис. 40.1. Временные диаграммы работы трехфазного мостового АИН с $\lambda = 180^\circ$ при $0^\circ < \varphi < 60^\circ$

В момент времени $\theta=0$ отключается $VT4$ и подаётся открывающий импульс на $VT1$. Однако из-за действия ЭДС самоиндукции фазы A , изменившей свой знак в момент времени $\theta=\pi$, открывается диод $VD1$ и ток фазы A протекает по цепи фаза $A - VD1 - VT5 - фаза C - фаза A$. Т.е. на интервале $0 < \theta < \varphi$ происходит обмен реактивной энергией между фазами A и C . При этом подключение фаз к

источнику питания остаётся аналогичным, как и при активной нагрузке. Поэтому форма напряжения на нагрузке не изменяется. В момент времени $\theta = \varphi$, ток i_A становится равным нулю, $VD1$ закрывается, открывается $VT1$. Таким образом, при $\varphi < 60^\circ$ возврата энергии в источник питания не происходит (о чем свидетельствует однополярная форма тока i_{II}), а на отдельных интервалах происходит обмен реактивной энергией между фазами. Такие же процессы происходят и в других фазах.

41. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО АИН С УГЛОМ ПРОВОДИМОСТИ $\lambda = 180^\circ$. НАГРУЗКА АКТИВНО-ИНДУКТИВНАЯ, $(60^\circ < \varphi < 120^\circ)$, СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕЗДА

При активно-индуктивной нагрузке и $(60^\circ < \varphi < 120^\circ)$ в работу вступают возвратные диоды и конфигурация эквивалентных схем замещения инвертора имеет вид, показанный на рис. 41.1, 41.2. Но это не приводит к изменению формы напряжения на нагрузке, т.к. в каждый момент времени в схеме остаются включенными три полупроводниковых вентиля.

На интервале времени $0 < \theta < \pi/3$ открыты ключи $VT5$, $VT6$ и $VD1$.

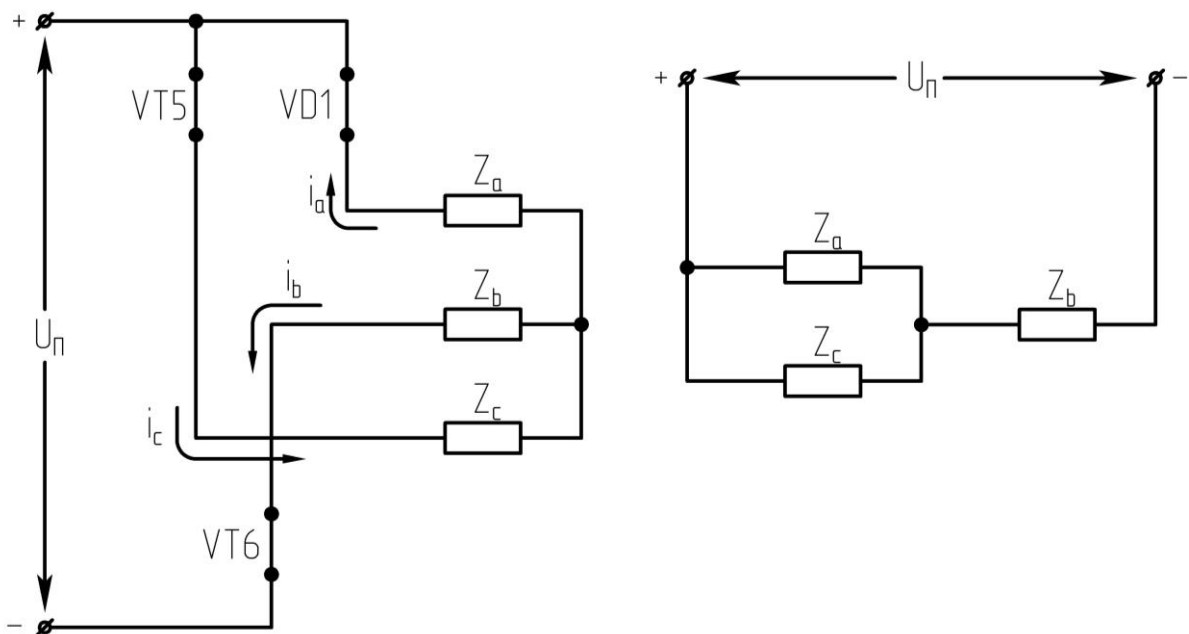


Рис. 41.1. Эквивалентная схема замещения трехфазного мостового АИН на интервале $0 < \theta < \pi/3$

На этом интервале происходит обмен реактивной энергией между фазами A и C . В момент времени $\theta = \pi/3$ закрывается $VT5$ и должен открыться $VT2$, но из-за действия ЭДС самоиндукции фазы C , открывается $VD2$. На интервале $\pi/3 < \theta < \varphi$ $VT1$ ещё не открылся, а открыты $VD1$, $VT6$ и $VD2$ (открывается под действием ЭДС самоиндукции фазы C) (см. рис. 41.2) и часть энергии, запасённой в полях индуктивностей фаз A и C возвращается в источник питания, а часть рассеивается в активных сопротивлениях фаз A и C .

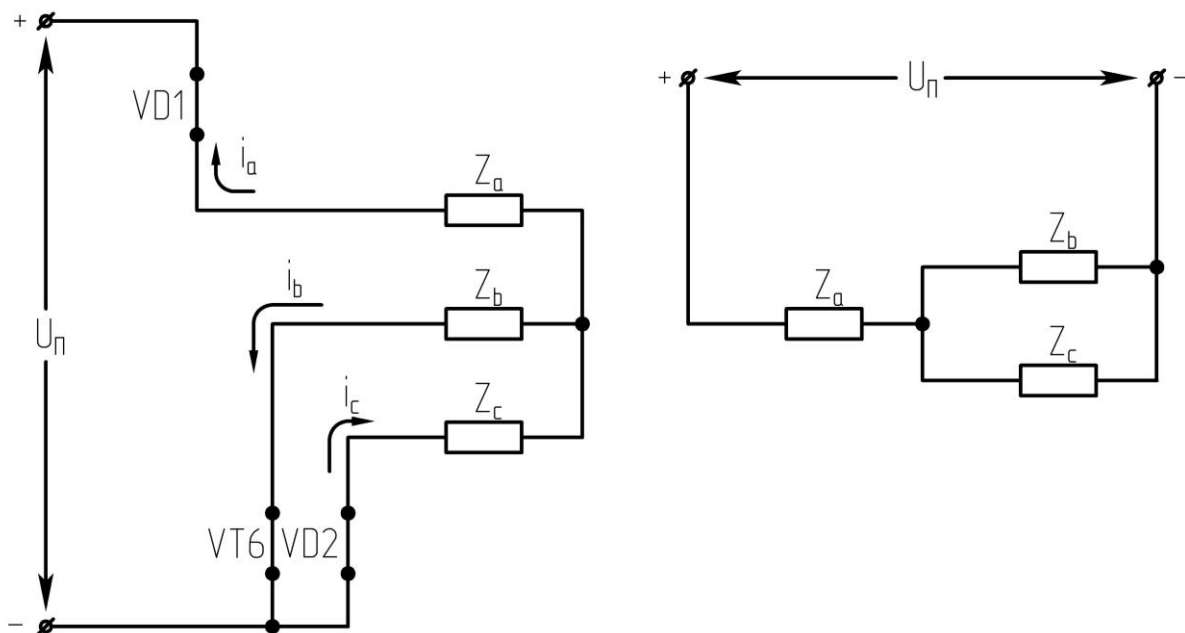


Рис. 41.2. Эквивалентная схема замещения трехфазного мостового АИН на интервале $\pi/3 < \theta < \varphi$

Энергия фазы B через $VT6$, $VD2$ и фазу C рассеивается в активных сопротивлениях фаз C и B . На этом интервале ток i_{Π} меняет свой знак. Временные диаграммы работы трехфазного мостового АИН с $\lambda = 180^\circ$ при $60^\circ < \varphi < 120^\circ$ представлены на рис. 41.3.

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

1) при $\varphi < 60^\circ$ возврата энергии в источник питания не происходит (о чем свидетельствует однополярная форма тока i_{Π}), а на отдельных интервалах происходит обмен реактивной энергией между фазами;

2) при $\varphi > 60^\circ$ часть энергии, запасённой в полях индуктивностей фаз, возвращается в источник питания, а часть рассеивается в активных сопротивлениях фаз.

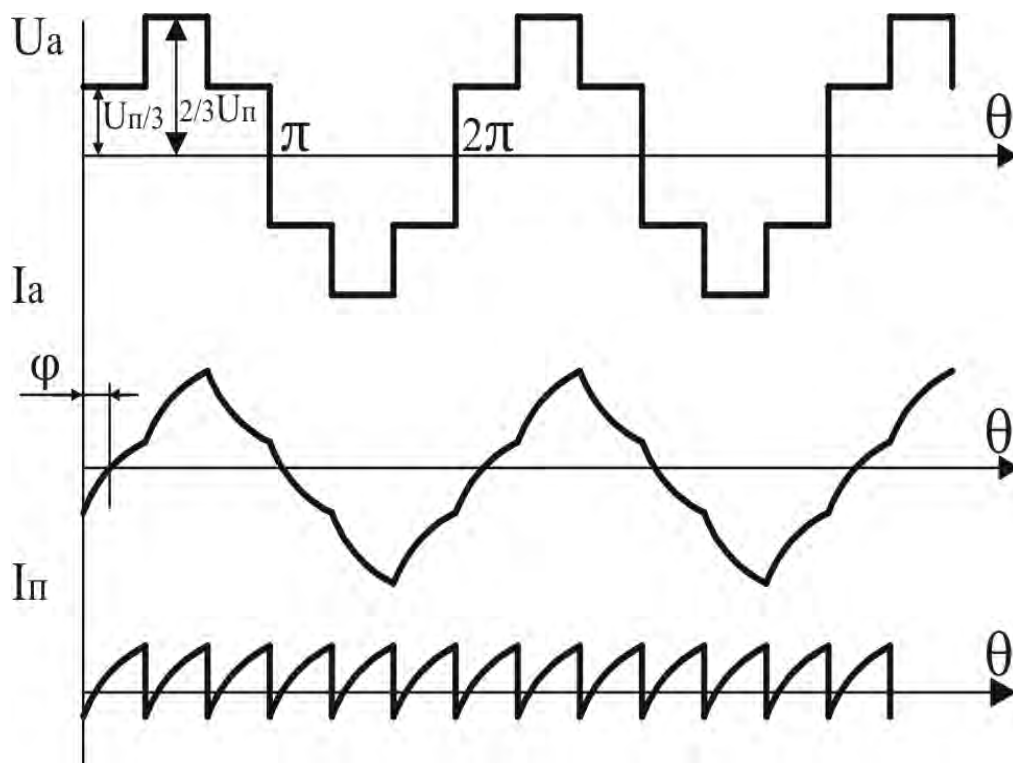


Рис. 41.3. Временные диаграммы работы трехфазного мостового АИН с $\lambda = 180^\circ$ при $60^\circ < \varphi < 120^\circ$

42. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО АИН С УГЛОМ ПРОВОДИМОСТИ $\lambda = 120^\circ$. НАГРУЗКА АКТИВНАЯ И АКТИВНО-ИНДУКТИВНАЯ ($\varphi > 60^\circ$), СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕЗДА

Силовая схема трехфазного мостового АИН приведена на рис.42.1.

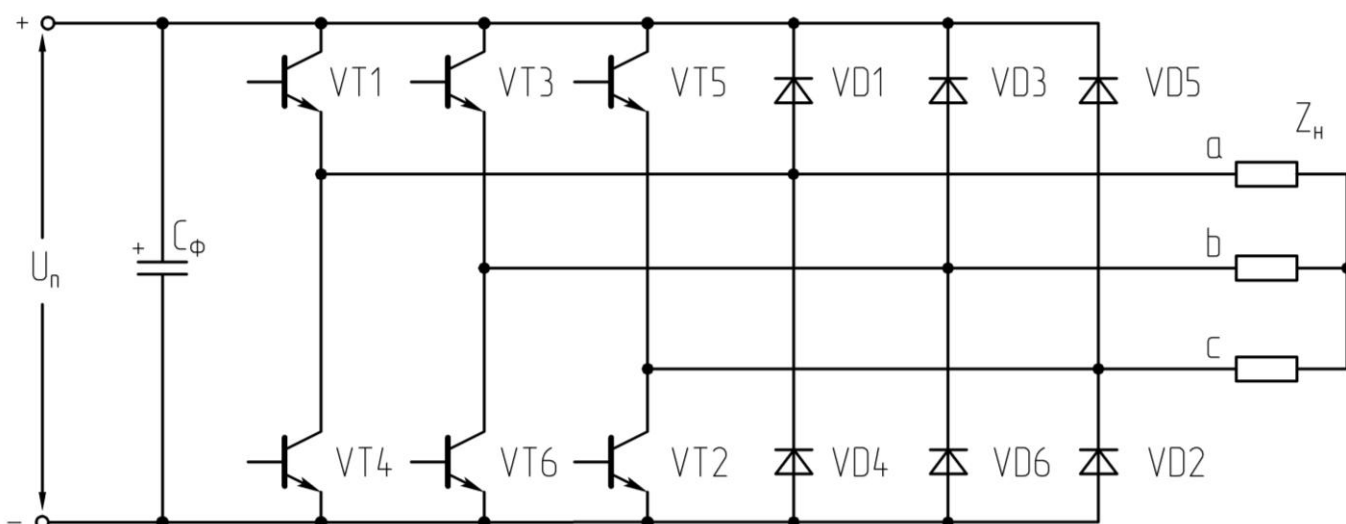


Рис. 42.1. Силовая схема трехфазного мостового АИН

Алгоритм переключения ключей инвертора при $\lambda = 120^\circ$ приведен на рис. 42.2.

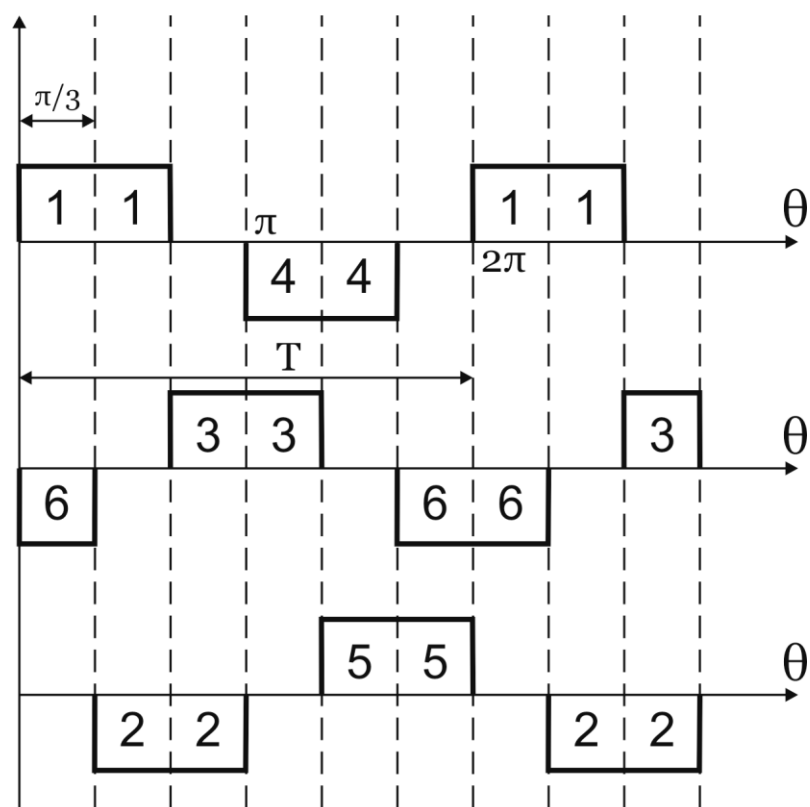


Рис. 42.2. Алгоритм переключения ключей АИН при $\lambda = 120^\circ$

Как видно из алгоритма переключения ключей инвертора при $\lambda=120^\circ$ в схеме инвертора в каждый момент времени открывающие импульсы одновременно подаются лишь на два тиристора. При этом две фазы нагрузки соединены между собой последовательно, а одна из них отключена от источника питания ($U_\phi=0$). Следовательно, к соответствующим работающим фазам прикладывается напряжение $U_\phi=\pm U_\Pi /2$. За период T выходного напряжения возможны 6 независимых сочетаний открытых и закрытых состояний вентилях. Схемы замещения АИН при $\lambda = 120^\circ$ для этих временных интервалов показаны на рис. 42.3.

$$1) 0 < \theta < \frac{\pi}{3};$$

$$2) \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3};$$

$$3) \frac{2\pi}{3} < \theta < \pi;$$

$$4) \pi < \theta < \frac{4\pi}{3};$$

$$5) \frac{4\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{3};$$

$$6) \frac{5\pi}{3} < \theta < 2\pi.$$

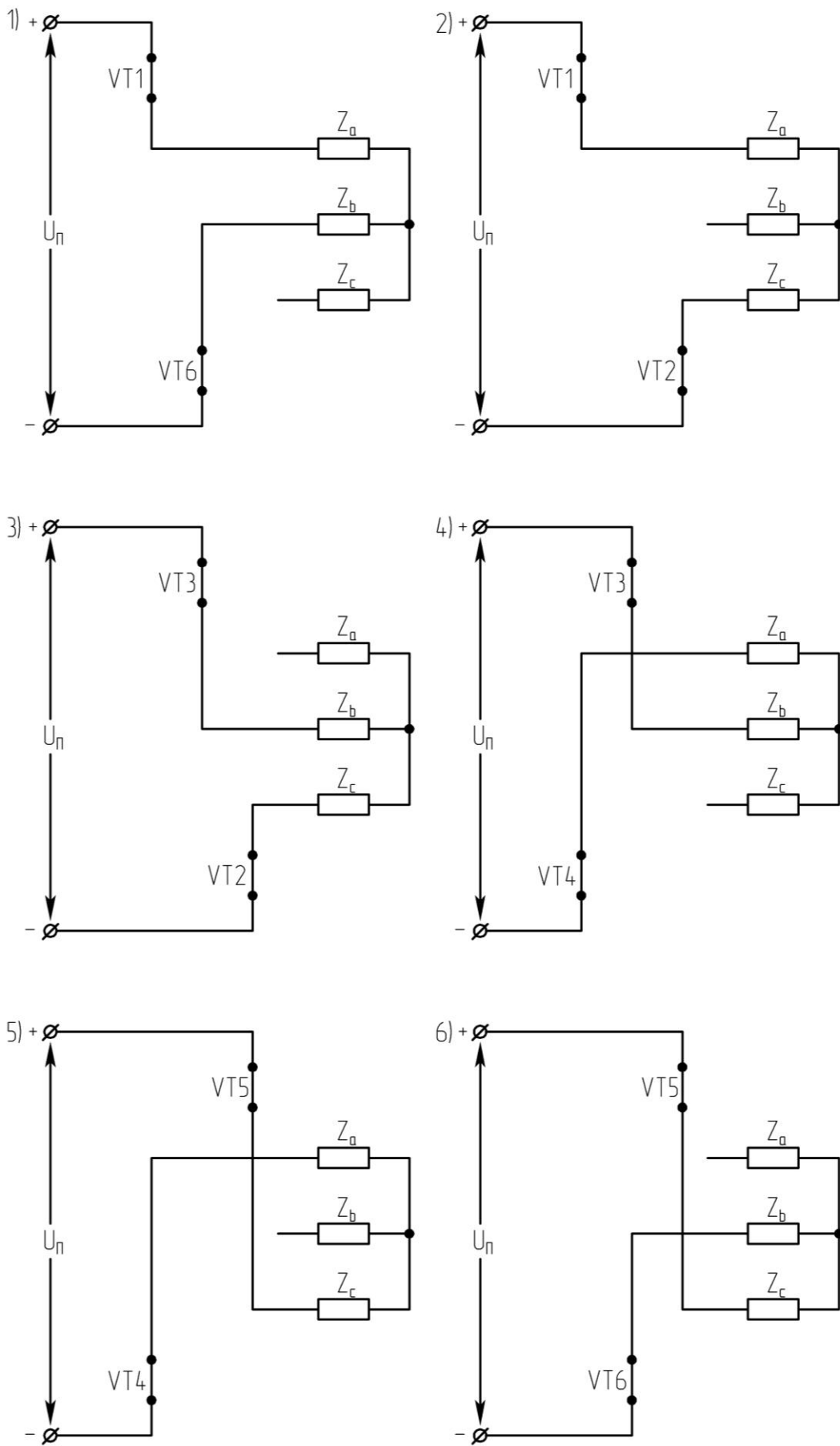


Рис. 42.3. Схемы замещения АИН при $\lambda = 120^\circ$ для различных временных интервалов

Таким образом, работающие фазы соединены между собой последовательно, т.е. к ним прикладываются напряжения $\pm U_{\Pi}/2$.

Вид фазных напряжений показан на рис. 42.4.

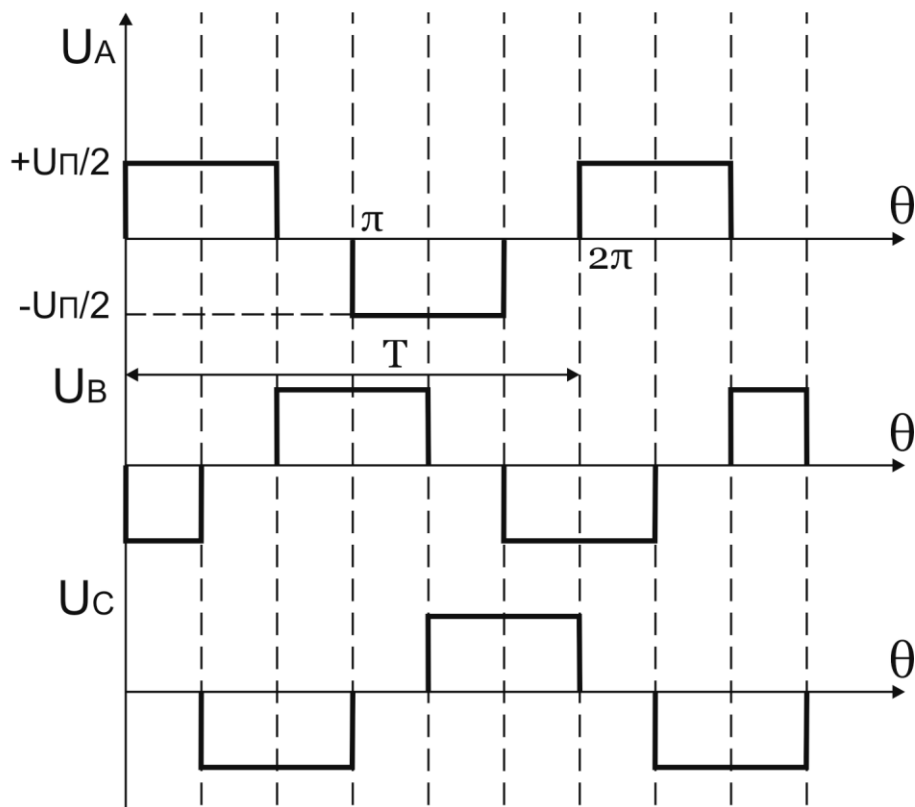


Рис. 42.4. Фазные напряжения АИН при $\lambda = 120^\circ$ и активной нагрузке

Нагрузка активно-индуктивная, соединение звезда, $\varphi \geq \pi/3$

При активно-индуктивной нагрузке и $\varphi \geq \pi/3$ в работу вступают возвратные диоды и конфигурация эквивалентных схем замещения инвертора имеет вид, показанный на рис. 42.5. В каждый момент времени в схеме остаются включенными три полупроводниковых вентиля и это не приводит к изменению формы напряжения на нагрузке (см. рис. 42.6).

- 1) $0 < \theta < \varphi_C$;
- 2) $\frac{\pi}{3} < \theta < \frac{\pi}{3} + \varphi_B$;
- 3) $\frac{2\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} + \varphi_A$;
- 4) $\pi < \theta < \pi + \varphi_C$.

Схемы замещения инвертора на интервалах 1 – 4 представлены на рис. 42.5.

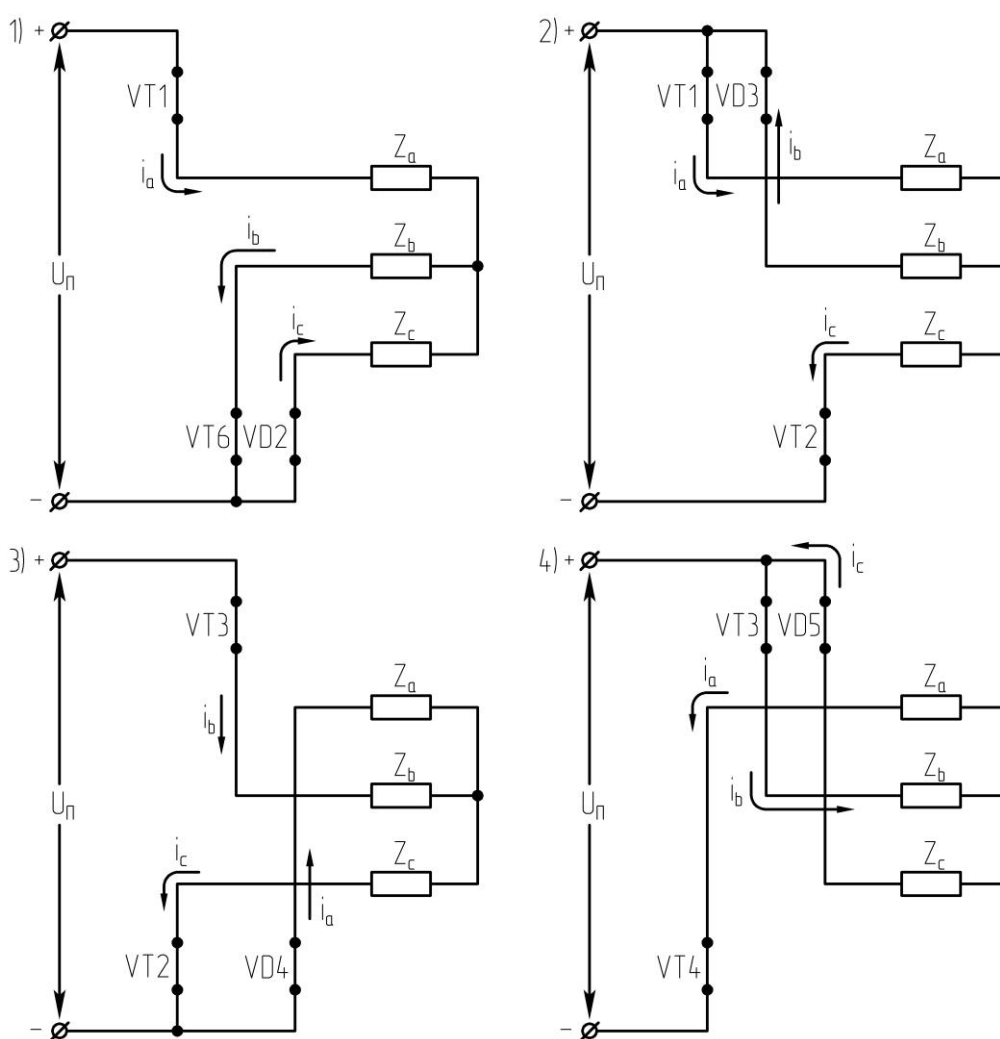


Рис. 42.5. Схемы замещения инвертора на интервалах 1 – 4

Таким образом, в каждый момент времени в схеме инвертора открыты три ключа: два транзистора и диод. Поэтому при $\lambda = 120^\circ$ и $\varphi \geq \pi/3$ форма напряжения на нагрузке аналогична как и при $\lambda = 180^\circ$.

Напряжение и ток в нагрузке в фазе A при $\lambda = 120^\circ$ и $\varphi \geq \pi/3$ представлены на рис. 42.6.

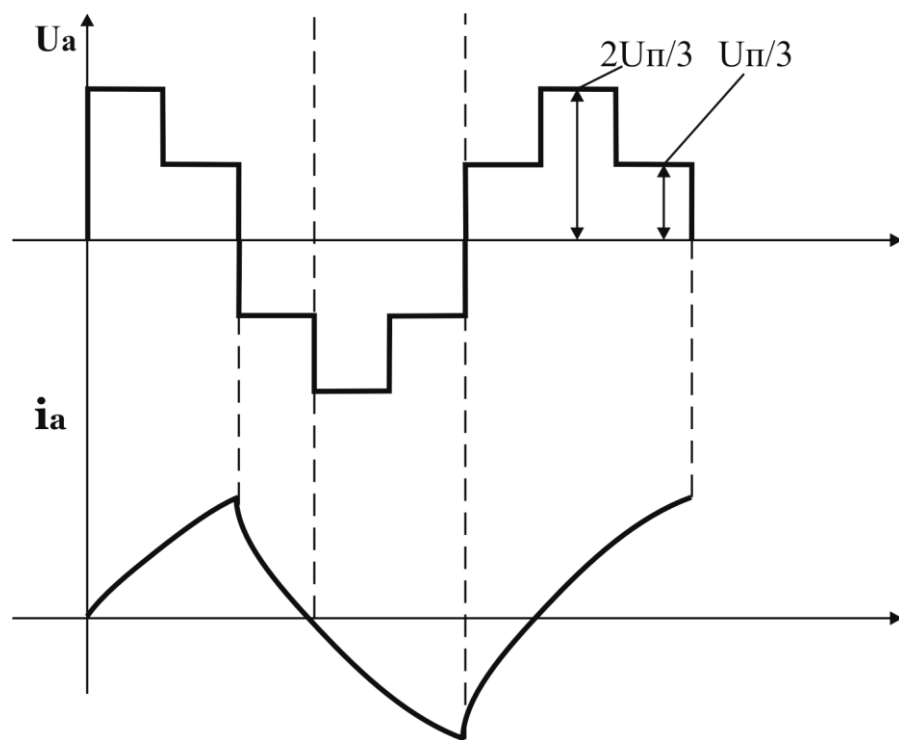


Рис. 42.6. Напряжение и ток фазы А трехфазного мостового АИН при $\lambda = 120^\circ$ и $\varphi \geq \pi/3$

43. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО АИН С УГЛОМ ПРОВОДИМОСТИ $\lambda = 120^\circ$. НАГРУЗКА АКТИВНО-ИНДУКТИВНАЯ, $0^\circ < \varphi < 60^\circ$, СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕЗДА

При $\lambda=120^\circ$ и $\varphi < \pi/3$ схемы замещения инвертора изменяют свою структуру.
Схемы замещения инвертора на интервалах 1 – 6 представлены на рис. 43.1.

- | | |
|---|---|
| 1) $0 < \theta < \varphi_C$ | 4) $\varphi_B < \theta < \frac{2\pi}{3}$ |
| 2) $\varphi_C < \theta < \frac{\pi}{3}$ | 5) $\frac{2\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} + \varphi_A$ |
| 3) $\frac{\pi}{3} < \theta < \frac{\pi}{3} + \varphi_B$ | 6) $\varphi_A < \theta < \pi$ |

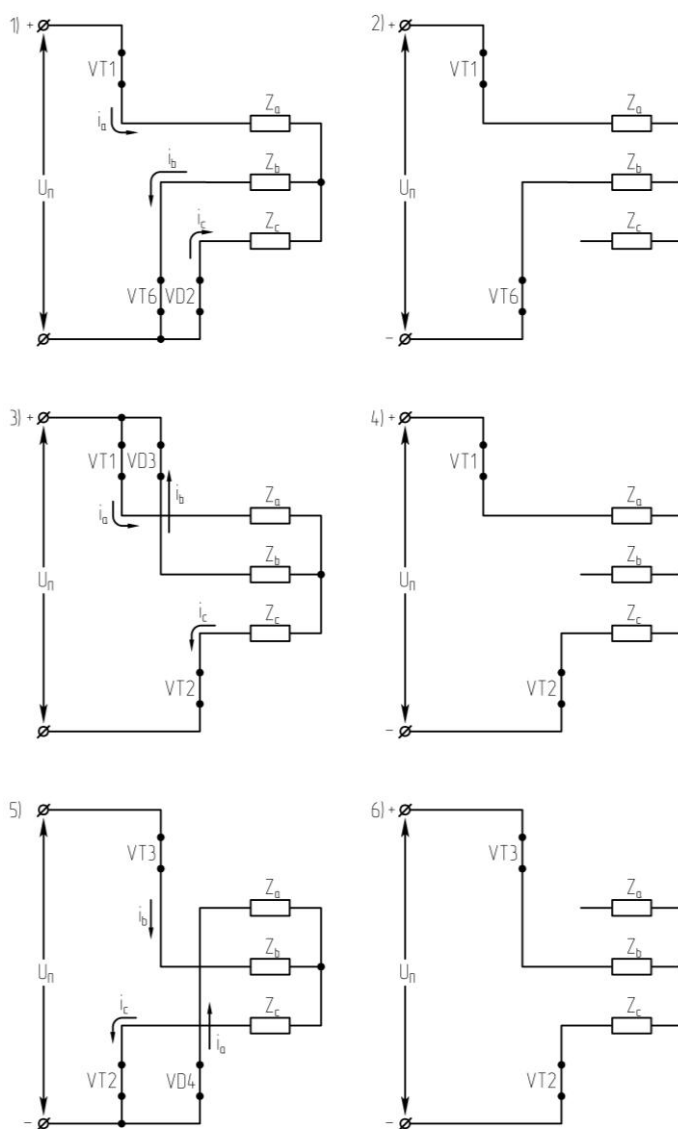


Рис. 43.1. Схемы замещения АИН при $\lambda=120^\circ$ и $\varphi < \pi/3$

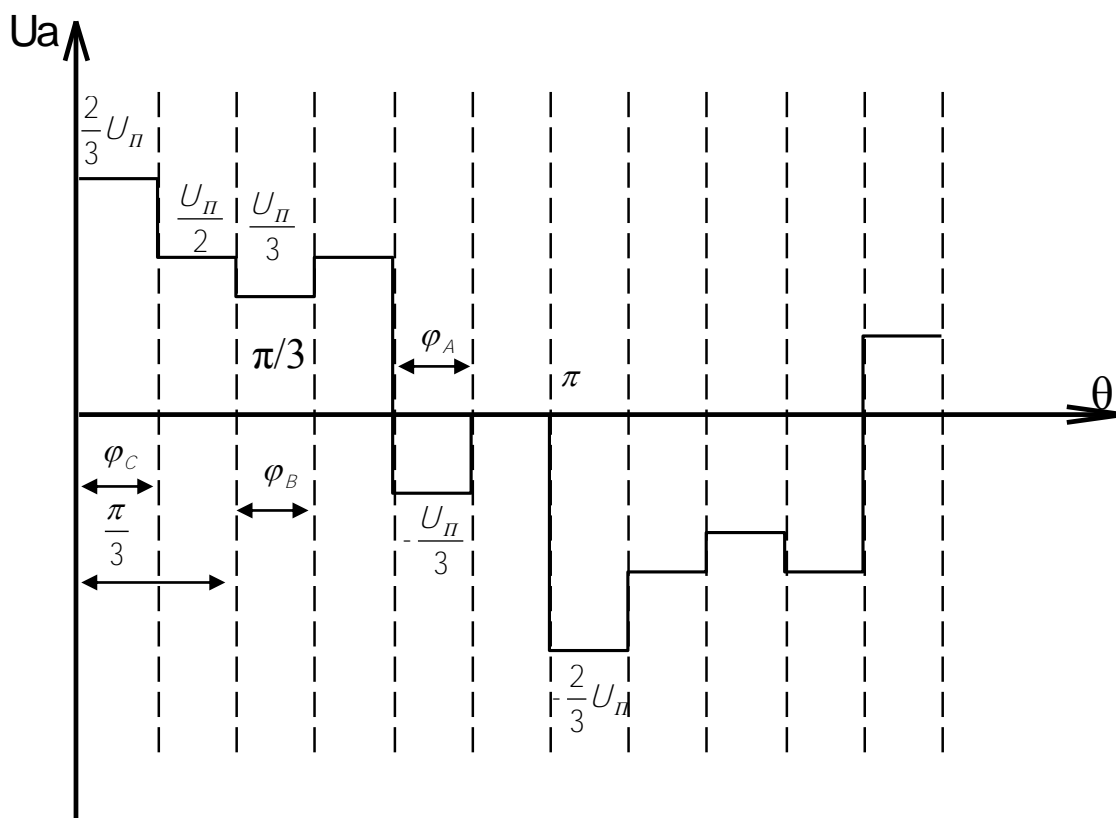


Рис. 43.2. Напряжение фазы А на выходе инвертора при $\lambda = 120^\circ$ и $\varphi < \pi/3$

При $\lambda=120^\circ$ форма напряжения на нагрузке зависит от коэффициента мощности (т.е. угла φ).

При активной нагрузке напряжение имеет форму прямоугольных импульсов с длительностью $\lambda = 120^\circ$.

При $\lambda=120^\circ$ и $\varphi \geq \frac{\pi}{3}$ форма напряжения на нагрузке аналогична, как и при $\lambda=180^\circ$.

При $\lambda=120^\circ$ и $0 < \varphi < \frac{\pi}{3}$ схемы замещения инвертора изменяют свою структуру и форма напряжения на нагрузке состоит из отрезков с амплитудами $\pm \frac{1}{3}U_n$, $\pm \frac{1}{2}U_n$, $\pm \frac{2}{3}U_n$ (см. рис.43.2).

При $\lambda=180^\circ$ форма напряжения на нагрузке и схемы замещения инвертора не зависят от коэффициента мощности нагрузки.

44. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО АИН С УГЛОМ ПРОВОДИМОСТИ $\lambda = 150^\circ$ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ КРИВОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ.
 НАГРУЗКА АКТИВНАЯ, СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕЗДА

Силовая схема трехфазного мостового АИН приведена на рис. 44.1.

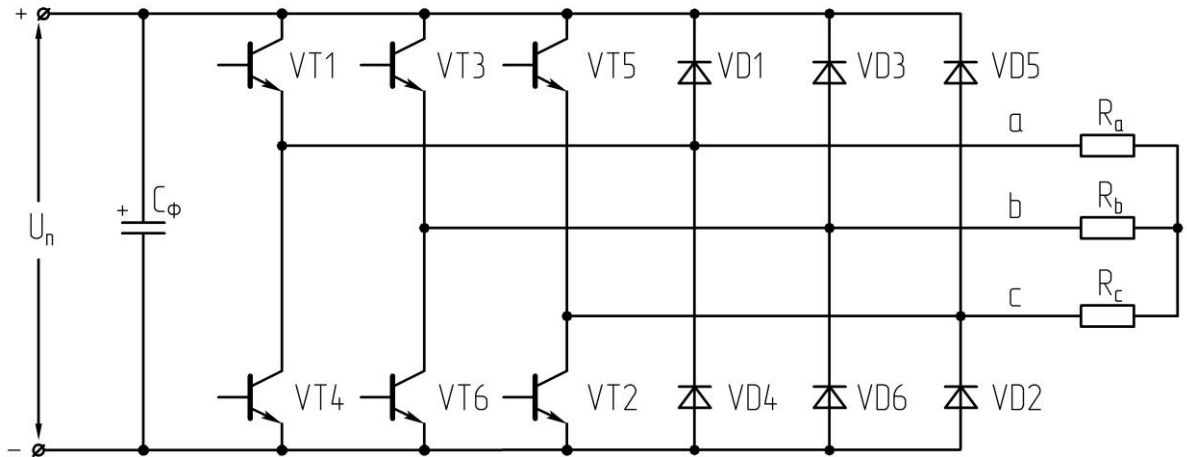


Рис. 44.1. Силовая схема трехфазного мостового АИН

Алгоритм переключения ключей инвертора при $\lambda=150^\circ$ приведен на рис. 44.2.

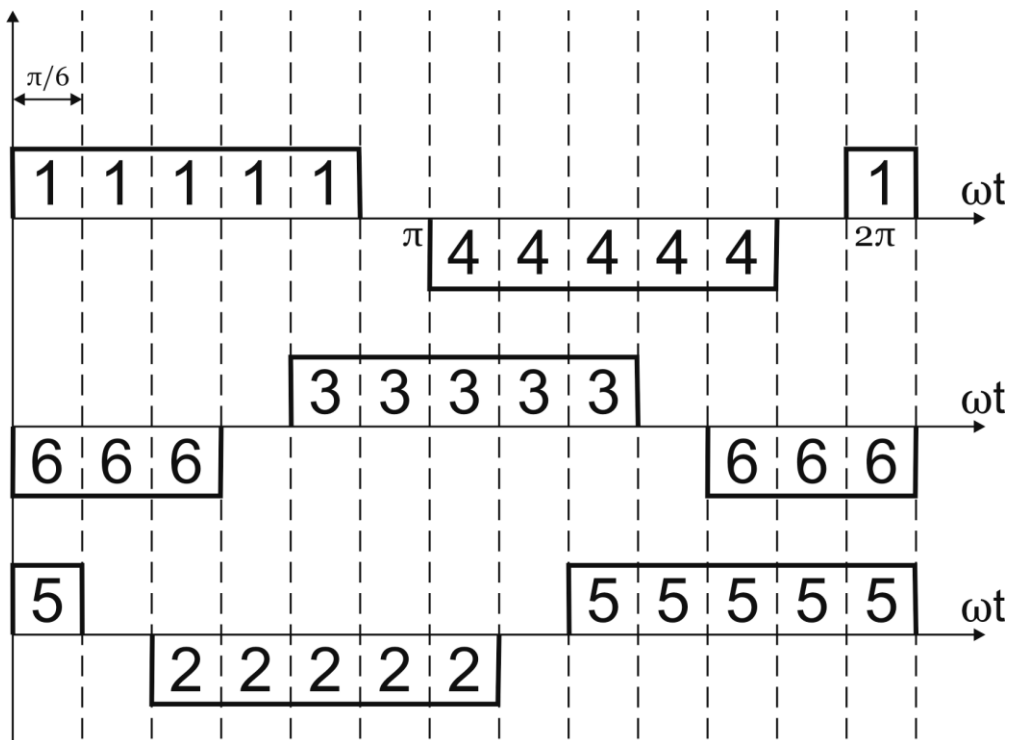


Рис. 44.2. Алгоритм переключения ключей инвертора при $\lambda=150^\circ$

Выполнение данного алгоритма позволяет получить на нагрузке кривую трехфазного симметричного несинусоидального переменного напряжения.

Из алгоритма переключения ключей инвертора следует, что в трехфазном мостовом АИН при $\lambda=150^\circ$ за период T выходного напряжения инвертора имеется 12 независимых сочетаний открытых и закрытых состояний транзисторов. При этом в каждый момент времени открыты либо три, либо два ключа. Схемы замещения АИН для шести временных интервалов приведены на рис. 44.3-44.8.

$$1. 0 < \theta < \frac{\pi}{6}.$$

На данном интервале открыты транзисторы $VT1, VT6, VT5$. Схема замещения АИН приведена на рис. 44.3.

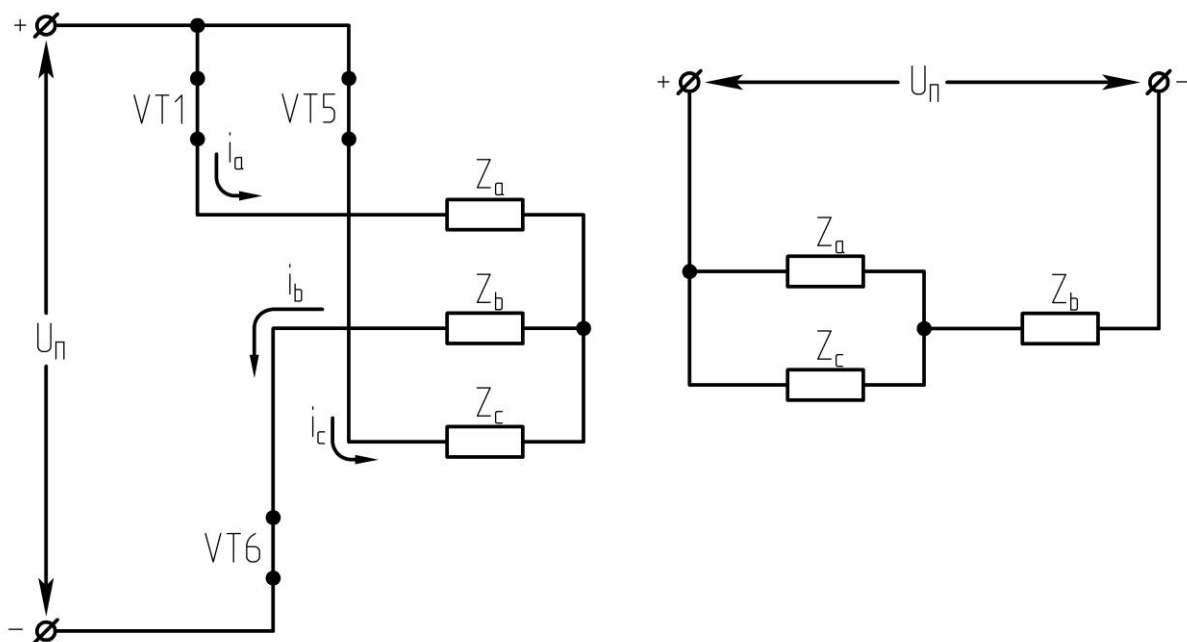


Рис. 44.3. Схема замещения при $0^\circ < \varphi < 30^\circ$

$$U_a = \frac{1}{3} U_n.$$

$$2. \frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{3}.$$

На данном интервале открыты транзисторы $VT1$ и $VT6$. Схема замещения приведена на рис. 44.4.

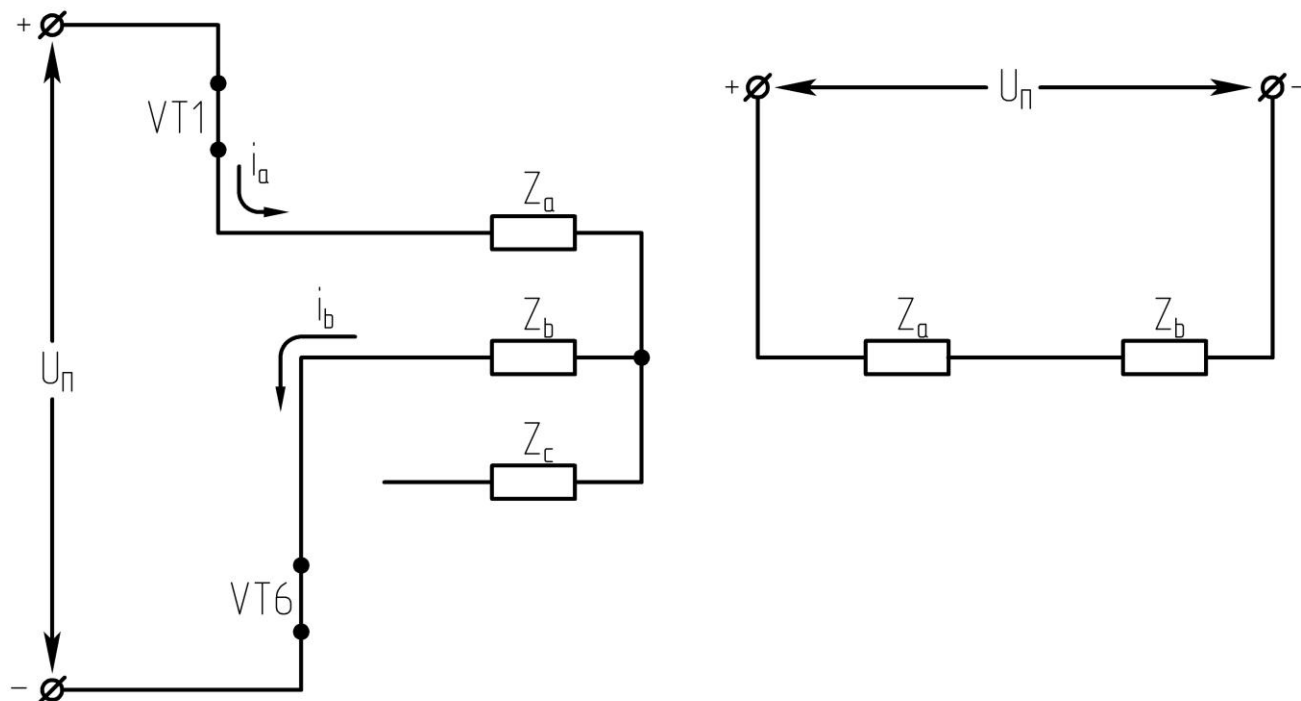


Рис. 44.4. Схема замещения при $30^\circ < \varphi < 60^\circ$

$$U_a = \frac{1}{2} U_n.$$

$$3. \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{\pi}{2}.$$

На данном интервале открыты ключи $VT1, VT2, VT6$. Схема замещения следующая:

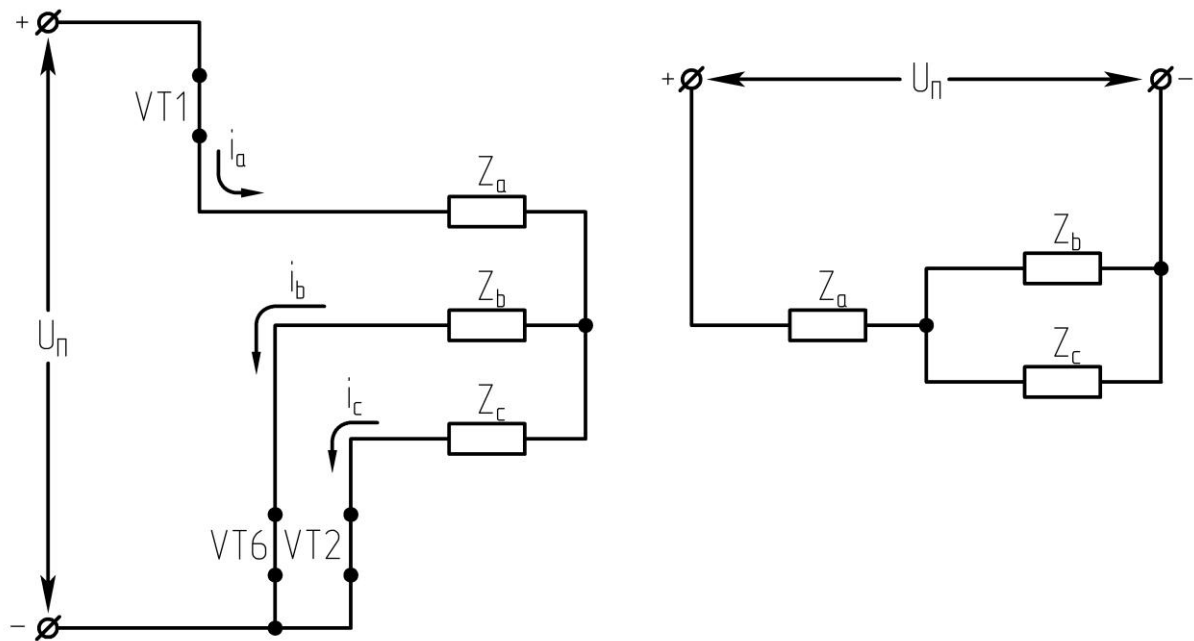


Рис. 44.5. Схема замещения при $60^\circ < \varphi < 90^\circ$

$$U_a = \frac{2}{3} U_n.$$

$$4. \frac{\pi}{2} < \theta < \frac{2\pi}{3}.$$

На данном интервале открыты ключи $VT1$ и $VT2$. Схема замещения приведена на рис. 44.6.

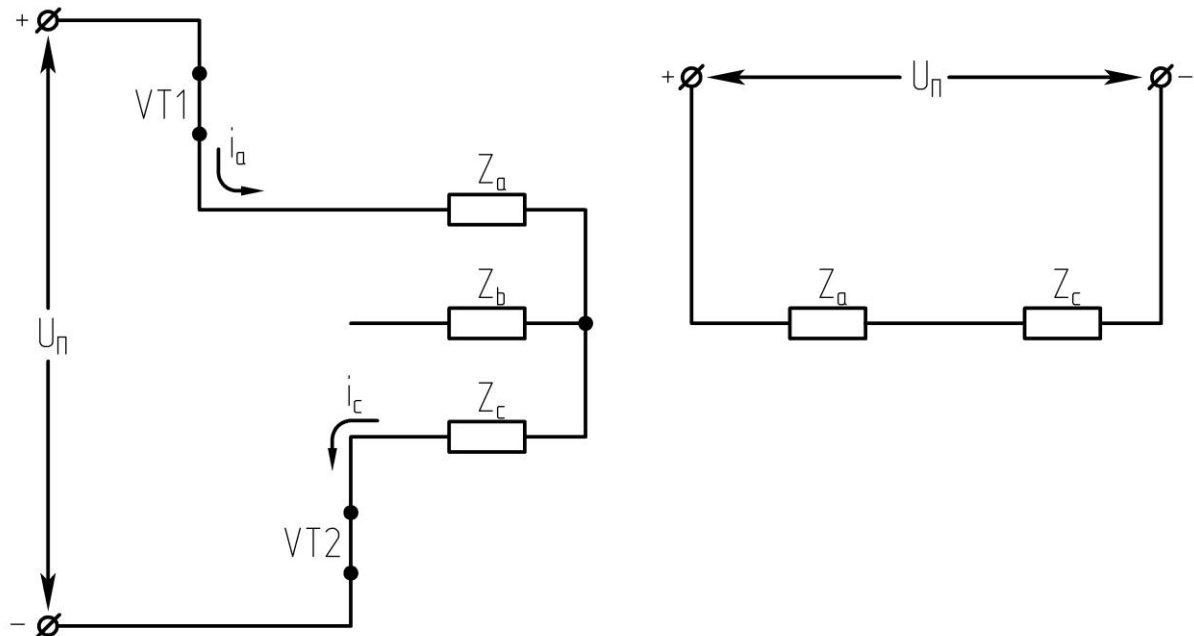


Рис. 44.6. Схема замещения при $90^\circ < \varphi < 120^\circ$

$$U_a = \frac{1}{2} U_n.$$

$$5. \frac{2\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{6}.$$

На данном интервале открыты ключи $VT1, VT3, VT2$. Схема замещения АИН приведена на рис. 44.7.

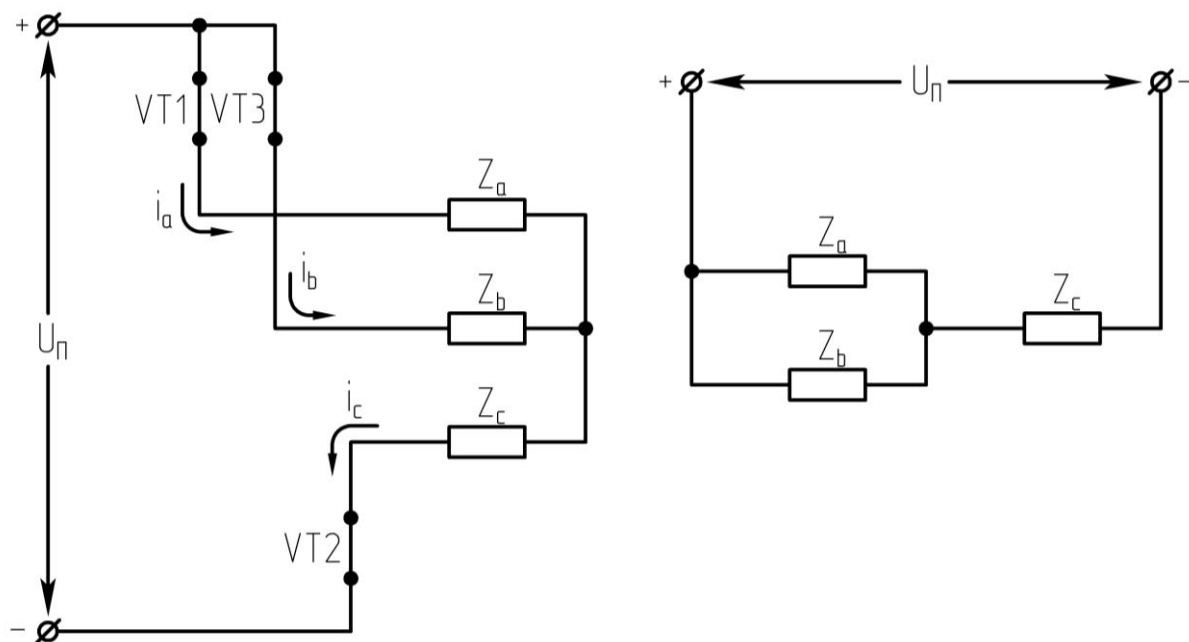


Рис. 44.7.Схема замещения при $120^\circ < \varphi < 150^\circ$

$$U_a = \frac{1}{3} U_n.$$

$$6. \frac{5\pi}{6} < \theta < \pi.$$

На данном интервале открыты ключи $VT3$ и $VT2$. Схема замещения АИН приведена на рис. 44.8.

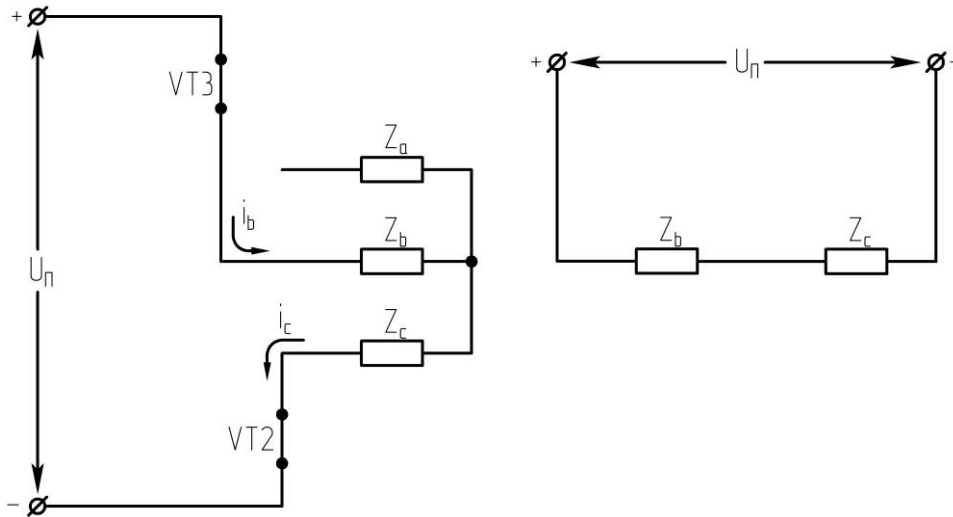


Рис. 44.8. Схема замещения при $150^\circ < \varphi < 180^\circ$

$$U_a = 0.$$

Из схем замещения инвертора видно, что к каждой фазе нагрузки за период T выходного напряжения инвертора прикладываются напряжения:

$$\pm \frac{1}{3} U_{\gamma}, \pm \frac{1}{2} U_{\gamma}, \pm \frac{2}{3} U_{\gamma}, 0 \text{ (см. рис. 44.9).}$$

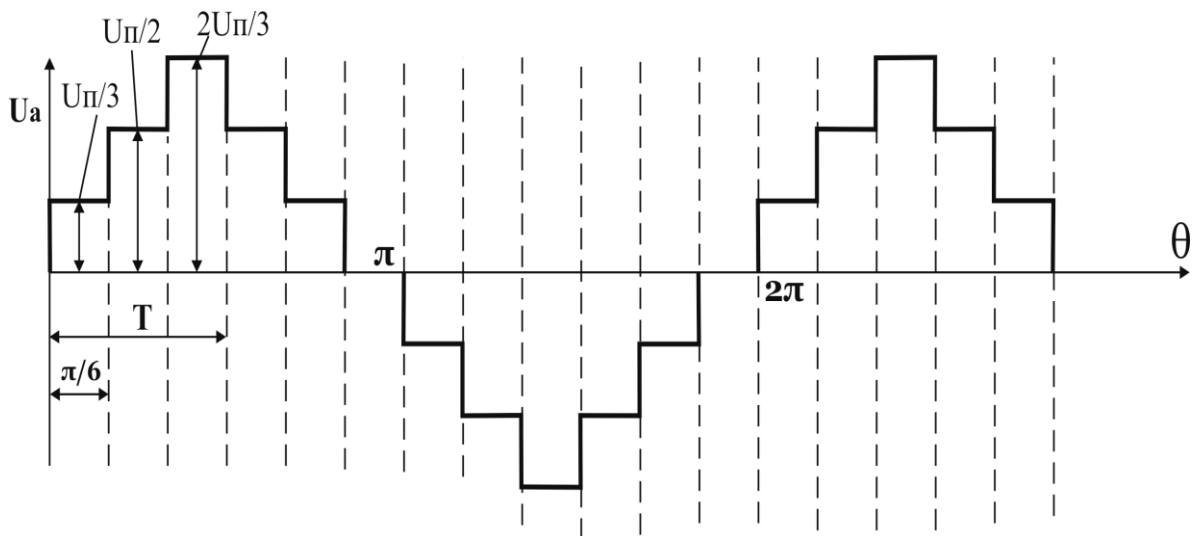


Рис. 44.9. Напряжение фазы A трехфазного мостового АИН при $\lambda=150^\circ$ и активной нагрузке

45. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО ИНВЕРТОРА С НУЛЕВОЙ ТОЧКОЙ ТРАНСФОРМАТОРА С ОДНОСТУПЕНЧАТОЙ МЕЖВЕНТИЛЬНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Одноступенчатая коммутация – это такая, когда для запираания работавшего тиристора используется вступающий в работу тиристор.

Межвентильная коммутация – это такая коммутация, при которой запираение тиристорov происходит при поочередном включении вентиляей.

Силовая схема однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора, выполненная на тиристорах, представлена на рис. 45.1.

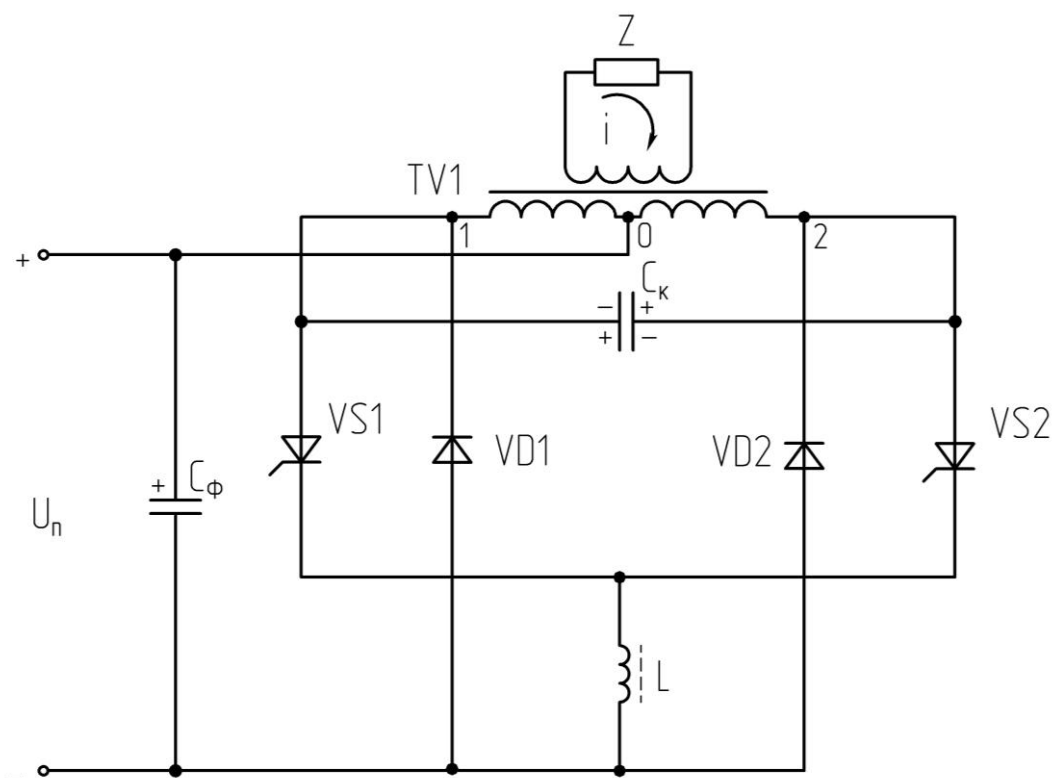


Рис. 45.1. Схема однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора

Переменное напряжение на RL -нагрузке Z инвертора возникает в результате поочередной работы тиристорov $VS1$ и $VS2$, которые подключают полуобмотки $0-1$ и $0-2$ выходного трансформатора $TV1$ к источнику постоянного напряжения U_n через дроссель L . Обратные или возвратные диоды $VD1$ и $VD2$, как и в других схемах инвертора, служат для возврата реактивной энергии в источник питания.

Применение дросселя L является обязательным, поскольку он препятствует быстрому нарастанию тока через конденсатор C_k , а также предотвращает опрокидывание инвертора при включении очередного тиристора. Пусть в момент времени $t=0$ открыт тиристор $VS1$. При этом напряжение на нагрузке будет равно напряжению питания U_{II} ($K_{тр}=1$). Конденсатор C_k заряжен до напряжения $+2U_{II}$, поскольку напряжение на нём равно напряжению на полной обмотке трансформатора 1-2. Полярность на C_k указана сверху на схеме, т.к. он заряжался током, протекающим через полуобмотку 0-2 и $VS1$.

Временные диаграммы работы инвертора приведены на рис. 45.2. Время от t_1 до t_3 – это интервал коммутации. Причем на диаграммах это время коммутации непропорционально увеличено.

При $t= t_1$ подается открывающий импульс на тиристор $VS2$. Тиристор открывается и ток нагрузки в этот момент времени равен I_0 . Через открывшийся тиристор $VS2$ напряжение конденсатора C_k прикладывается к тиристору $VS1$ в обратном направлении (параллельная коммутация), при этом тиристор $VS1$ начинает закрываться и ток нагрузки из цепи тиристора $VS1$ переходит в цепь: C_k – $VS2$ и конденсатор C_k перезаряжается. Перезаряд конденсатора C_k приводит к изменению напряжения на нагрузке. В момент времени t_2 напряжение на конденсаторе C_k на нагрузке и тиристоре $VS1$ становится равным нулю и с этого момента времени начинает изменять свою полярность. К этому моменту времени тиристор $VS1$ должен полностью восстановить свои управляющие и запирающие свойства.

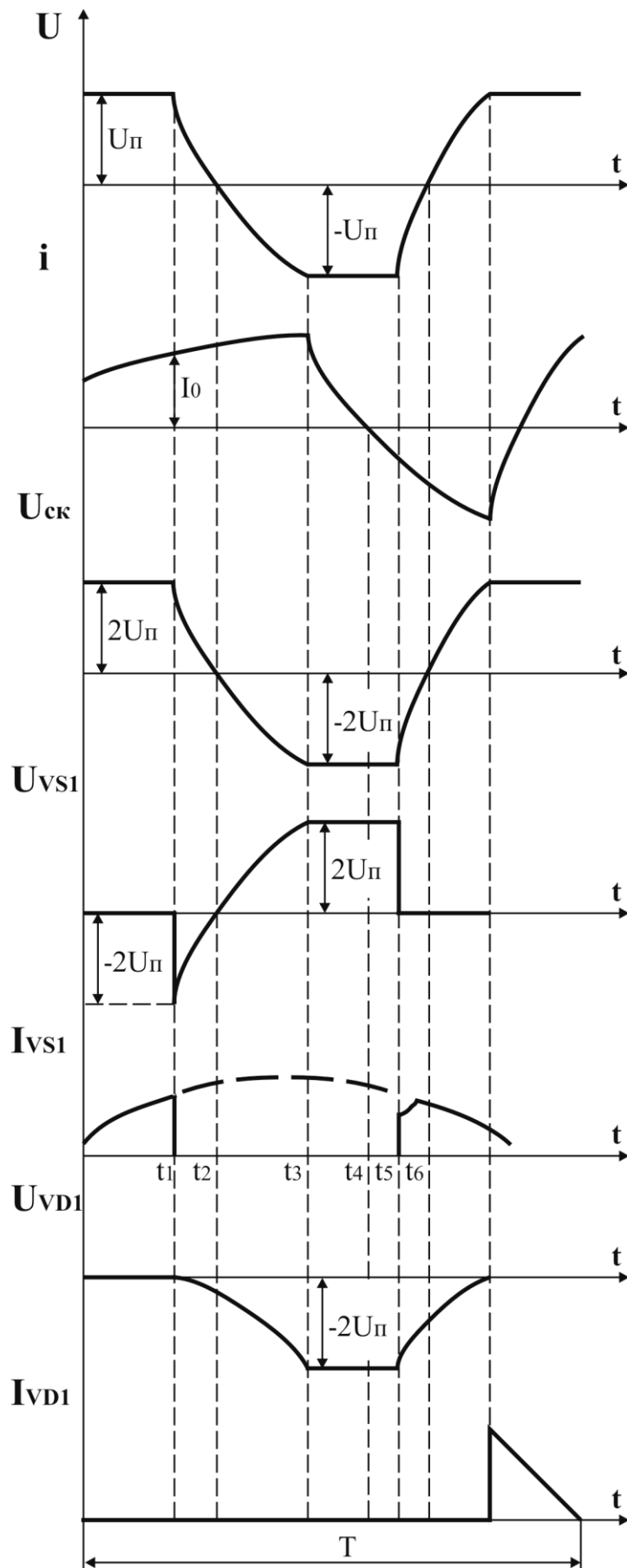


Рис. 45.2. Временные диаграммы работы инвертора с нулевой точкой трансформатора

В момент времени $t=t_3$ напряжение на конденсаторе C_k становится равным $-2U_{II}$, на нагрузке $-U_{II}$, а на тиристоре $VS1 + 2U_{II}$. Напряжение на диоде $VD2$ равно нулю, а ток конденсатора C_k скачком уменьшается до нуля. При этом ток в полуобмотке $0-1$ исчезает, а в полуобмотке $0-2$ становится равным $-I_0$. Начиная с момента времени t_3 ток нагрузки замыкается через обратный диод $VD2$, который за счет действия ЭДС самоиндукции нагрузки открылся. При этом энергия, запасенная в индуктивности, по цепи: $VD2 -$ полуобмотка $0-2 - +U_{II} - C_\phi$ возвращается в источник питания. Часть энергии рассеивается в активных сопротивлениях и проводах. Ток нагрузки спадает до нуля в момент времени $t=t_4$ и переходит в тиристор $VS2$, на который в этот момент времени должен быть подан открывающий импульс. Открывающий импульс на тиристоре $VS2$ должен быть широким, чтобы угол α был больше, чем угол сдвига φ между током и напряжением.

Данная схема при использовании идеальных элементов (не имеющая активных сопротивлений) оказывается неработоспособной, т.к. ток в дросселе в течение коммутационного периода возрастает. И если энергию, накапливаемую в дросселе от одной коммутации к другой, не рассеивать, то ток в дросселе будет возрастать, что приведет к уменьшению коммутационной способности коммутирующего контура. При этом уменьшается время, в течение которого к выходящему из работы тиристорному прикладывается обратное напряжение. Такой процесс будет продолжаться до тех пор, пока инвертор не опрокинется. Для гашения части энергии коммутирующего контура в схему вводят либо дополнительное активное сопротивление, либо используют схемы, позволяющие отдавать часть энергии контура коммутации в источник питания.

46. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА С ОДНОСТУПЕНЧАТОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Силовая схема однофазного мостового инвертора, выполненная на тиристорах, представлена на рис. 46.1.

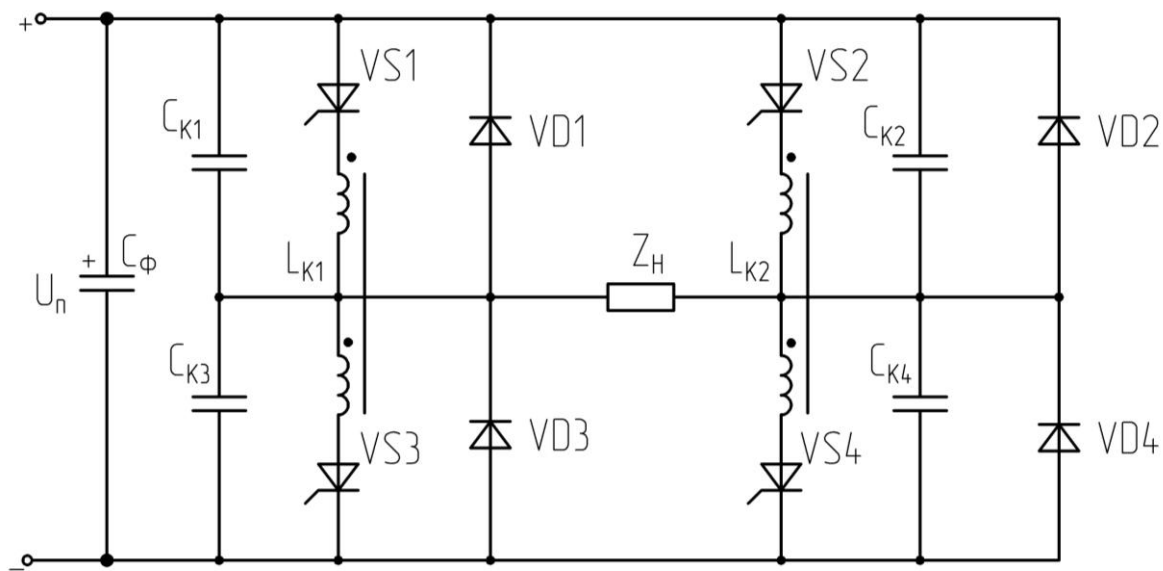


Рис. 46.1 Схема однофазного мостового инвертора напряжения с одноступенчатой коммутацией

В данном инверторе для коммутации основных тиристоров используют коммутирующие конденсаторы $C_{к1} \dots C_{к4}$ и коммутирующие дроссели $L_{к1}$ и $L_{к2}$, каждый с двумя полуобмотками (рис.46.1). Коммутация выходящих из работы тиристоров осуществляется при отпирании вступающих в работу тиристоров. Тиристоры в схеме проводят ток попарно в противофазе с одинаковой длительностью открытого и закрытого состояний: либо $VS1$ и $VS4$, либо $VS2$ и $VS3$.

Пусть в некоторый момент времени открыты тиристоры $VS1$ и $VS4$. Тиристоры $VS2$ и $VS3$ и обратные диоды $VD1$ и $VD4$ при этом ток не проводят. В этот момент времени напряжение на конденсаторах $C_{к2}$ и $C_{к3}$ будет равно напряжению питания U_n , а на конденсаторах $C_{к1}$ и $C_{к4}$ будет равно нулю

(падением напряжения на VS и L_k пренебрегаем). Конденсатор $C_{к2}$ заряжается по цепи:

$+U_{П} - C_{к2} - L_{к2(нижняя)} - VS4 - -U_{П}$, а $C_{к3}$ – по цепи: $+U_{П} - VS1 - L_{к1(верхняя)} - C_{к3} - -U_{П}$.

Запирание тиристоров $VS1$ и $VS4$ начинается с момента подачи открывающих импульсов на $VS2$ и $VS3$. Через открывшиеся $VS2$ и $VS3$ к полуобмоткам коммутирующих дросселей: верхнего $L_{к2}$ и нижнего $L_{к1}$ прикладывается $U_{ск} = U_{П}$.

Из-за протекания тока по этим полуобмоткам в других полуобмотках наводятся ЭДС взаимоиндукции, равные напряжению питания $U_{П} (m=1)$. Эта ЭДС прикладываются в обратном направлении к тиристоры $VS1$ через конденсатор $C_{к1}$ и к тиристоры $VS4$ через конденсатор $C_{к4}$. Вследствие этого тиристоры $VS1$ и $VS4$ закрываются, конденсаторы $C_{к2}$ и $C_{к3}$ разряжаются до нуля, а конденсатор $C_{к1}$ через $VS3$ и $C_{к4}$ через $VS2$ заряжаются до напряжения питания. С этого момента схема готова к очередной коммутации.

На интервалах, когда ток и напряжение имеют разные знаки, часть энергии, накопленная в индуктивности нагрузки, возвращается в конденсатор $C_{ф}$ через обратные диоды.

47. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ДВУХСТУПЕНЧАТОЙ ПОФАЗНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Пофазная коммутация – это такая коммутация, при которой для коммутации используется один коммутирующий конденсатор для коммутации пары тиристоров, подключенных к одной фазе нагрузки. В силовую схему инвертора входят основные или рабочие тиристоры ($VS1 \dots VS6$), вспомогательные или коммутирующие тиристоры ($VS1' \dots VS6'$), коммутирующие конденсаторы: $C_{ка}$, $C_{кв}$, $C_{кс}$ и мост обратных диодов ($VD1 \dots VD6$) (см. рис. 47.1).

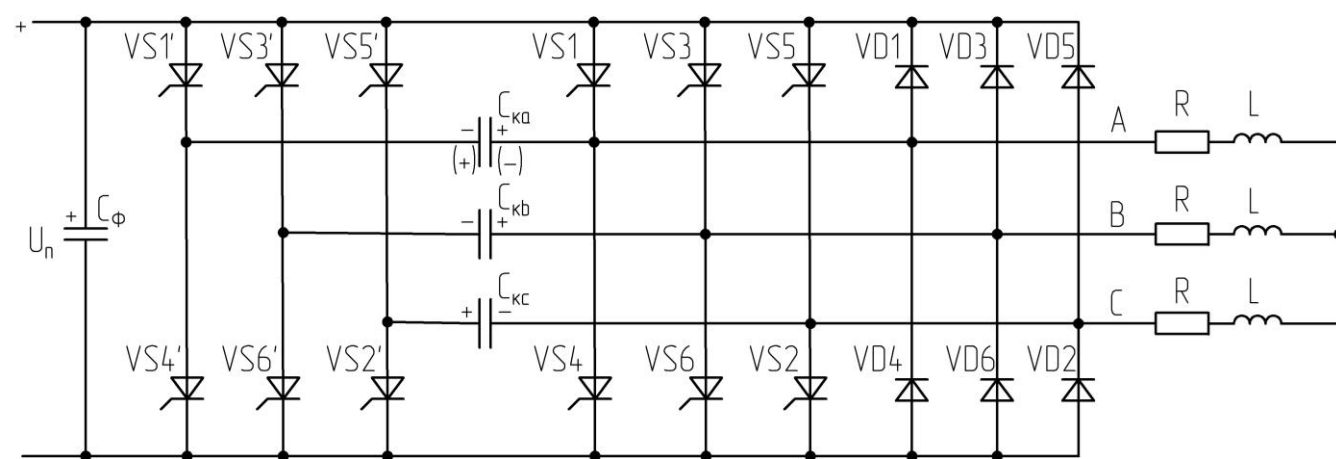


Рис. 47.1. Схема однофазного мостового инвертора напряжения с одноступенчатой коммутацией

Интервал проводимости вентиля ($\lambda=180^\circ$), т.е. в каждый момент времени в схеме включены три рабочих тиристора. Предположим, что включены тиристоры $VS1$, $VS2$, $VS3$. При этом коммутирующие конденсаторы: $C_{ка}$, $C_{кв}$, $C_{кс}$ будут заряжены с полярностью, указанной на схеме (рис.47.1). В соответствии с алгоритмом работы ключей инвертора при очередной коммутации должен закрыться $VS1$ и открыться $VS4$. Для запираания $VS1$ подают открывающий импульс на коммутирующий тиристор $VS1'$ и с этого момента времени начинается процесс коммутации. $VS1'$ открывается и $C_{ка}$ начинает разряжаться по цепи: $+C_{ка} - VD1 - VS1 - C_{ка}$. Вследствие этого рабочий тиристор $VS1$ оказывается под обратным напряжением закрывается. При этом, в момент открывания $VS1'$, ток

нагрузки начинает протекать через него и конденсатор $C_{ка}$, вследствие чего $C_{ка}$ перезаряжается с полярностью, указанной на схеме в скобках. Заряд конденсатора $C_{ка}$ будет происходить до тех пор, пока он полностью не зарядится до напряжения источника питания $U_{п}$. При этом ток конденсатора $C_{ка}$ спадет до нуля, а тиристор $VS1'$ закроется, как и при последовательной емкостной коммутации. Обычно после закрывания $VS1'$ предусматривают короткую паузу перед подачей открывающего импульса на рабочий тиристор $VS4$ для повышения надежности работы схемы за счет исключения одновременного проводящего состояния тиристоров $VS1$ и $VS4$.

При подаче открывающего импульса на $VS4$ он не откроется, так как в фазе А действует ЭДС самоиндукции, стремящаяся поддержать ток в данной фазе в том же направлении. Поэтому, под действием этой ЭДС самоиндукции откроется диод $VD4$ и ток в фазе А будет протекать в том же направлении по цепи: фаза А – фаза С – $VS2$ – $VD4$ – фаза А. Как только ток в этом контуре спадет до нуля, диод $VD4$ закроется и откроется тиристор $VS4$.

Описанная выше ситуация соответствовала сдвигу фаз между током и напряжением $\varphi < \pi/3$.

Если угол $\varphi > \pi/3$ отличие будет в следующем: при запираии тиристора $VS1$ тиристор $VS4$ не откроется из-за действия ЭДС самоиндукции. По истечении времени $\theta = \pi/3$ подается открывающий импульс на коммутирующий тиристор $VS2'$ и конденсатор $C_{кс}$ обратным напряжением закрывает тиристор $VS2$. Подача открывающего импульса на тиристор $VS5$ не приводит к его открыванию из-за действия ЭДС самоиндукции в фазе С. Следовательно, к этому моменту времени в схеме остается открытым лишь один тиристор $VS3$. Под действием ЭДС самоиндукции фазы С открывается диод $VD5$ и продолжающий протекать ток фаз А и С замкнется по контуру: фаза С – $VD5$ – $+C_{\phi}$ – $-C_{\phi}$ – $VD4$ – фаза А – фаза С. При этом происходит возврат части запасенной энергии в конденсатор фильтра C_{ϕ} . Ток фазы В замыкается по цепи: фаза В – фаза С – $VD5$ – $VS3$ – фаза В. Следовательно, энергия фазы В рассеивается в активных сопротивлениях инвертора. В момент времени $\theta = \varphi$ ток в фазе А спадет до нуля и, следовательно,

откроется тиристор V_{S4} . Так как момент открывания тиристоров в схеме зависит от угла φ (угол сдвига между током и напряжением), т.е. зависит от соотношения между активным сопротивлением и индуктивностью нагрузки, то для управления тиристорами инвертора нужно использовать широкие импульсы открывания с длительностью, равной полупериоду выходной частоты.

48. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА С МНОГОКРАТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНОГО СПОСОБА

При формировании кривой выходного напряжения методом однократной коммутации выходное напряжение инвертора имеет ступенчатый вид и содержит значительное количество высших гармоник. В шестиступенчатой кривой напряжения трёхфазного инвертора отсутствует третья и кратные ей гармоники, а суммарное содержание высших гармонических составляет 31,08% основной гармоники.

При одноступенчатой кривой однофазного инвертора содержание высших гармонических составляет 48,4%.

Устранить гармоники с низким порядковым номером на выходе инвертора можно путем использования многократной коммутации.

Применяя многократные включения и выключения тиристорov на интервале одного периода можно задавать ток нагрузки требуемой формы, а также обеспечивать плавное регулирование эффективного значения выходного напряжения, в данном случае с многоимпульсной модуляцией в АИН. Возможны разнообразные алгоритмы многоимпульсной модуляции. Наибольшее применение находит широтно-импульсная модуляция (ШИМ) с формированием огибающей в виде прямоугольника, трапеции и синусоиды. Соответственно такие виды ШИМ получили название *прямоугольной, трапецидальной и синусоидальной модуляции*.

Прямоугольная модуляция часто называется способом широтно-импульсного регулирования (ШИР) (рис. 48.1 а, б). На интервале одного полупериода выходного напряжения главные тиристоры инвертора включаются и выключаются многократно с частотой f_n , превышающей основную частоту f_1 в определенное число раз. Кратность частот $k_F = f_n/f_1 = T_1/T_n$ (где f_n , f_1 , T_n , T_1 – соответственно частота и период несущей и основной частот напряжения) влияет на содержание высших гармонических составляющих. При увеличении k_F снижается содержание высших гармонических составляющих низкого порядка и

возрастает содержание гармонических составляющих высокого порядка, частота которых кратна несущей частоте. При изменении длительности импульса t_u регулируется скважность в пределах групп импульсов, формирующих положительную и отрицательную полуволны выходного напряжения.

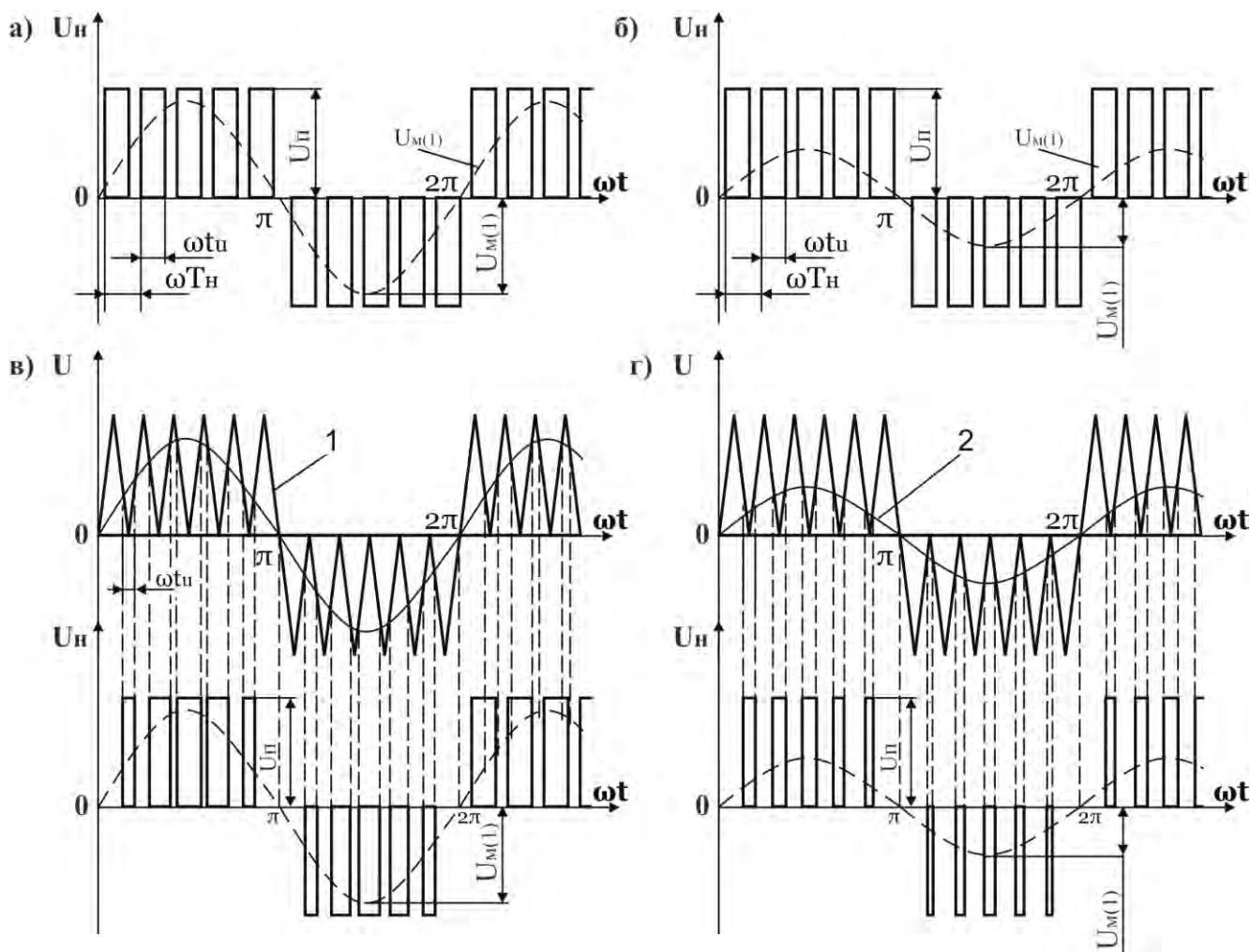


Рис. 48.1. Кривые выходного напряжения инвертора при регулировании методом многоимпульсной модуляции:
а, б – прямоугольной; в, г – по закону синуса;
1 – опорное напряжение; 2 – модулирующая синусоида

Амплитуда первой (основной) гармоники $U_{M(1)}$ пропорциональна коэффициенту заполнения ($k_z = t_u/T_H$) кривой импульсной последовательности или скважности γ . При этом общее содержание гармоник в выходном напряжении значительно меньше, чем при одноимпульсной модуляции.

Еще более сильное снижение содержания высших гармонических составляющих достигается при широтно-импульсной модуляции по закону синуса

($t_u = T_n \sin \omega t, 0 < \omega t < \pi$) (рис. 48.1 в, г). В схеме управления инвертором формируется последовательность сигналов треугольной формы (опорное напряжение), которая сравнивается с модулирующей синусоидой. Точки пересечения кривых определяют длительность импульса t_u выходного напряжения. Частота основной гармонической составляющей выходного напряжения f_1 совпадает с частотой модулирующего напряжения, а амплитуда $U_{M(1)}$ пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения.

При этом полупериод выходного напряжения состоит из серий импульсов неравной длительности повышенной частоты. Обеспечить такое управление можно следующими путями:

- 1) формируя напряжение в соответствии с определенной программой;
- 2) путем ШИМ;
- 3) с помощью замкнутых импульсных систем.

В любом из этих случаев кривая выходного напряжения на каждом полупериоде может состоять из импульсов одной полярности (однополярная модуляция) или из импульсов разной полярности (двухполярная модуляция). Рассмотрим эти виды модуляции на примере однофазного мостового инвертора, силовая схема которого показана на рис. 48.2.

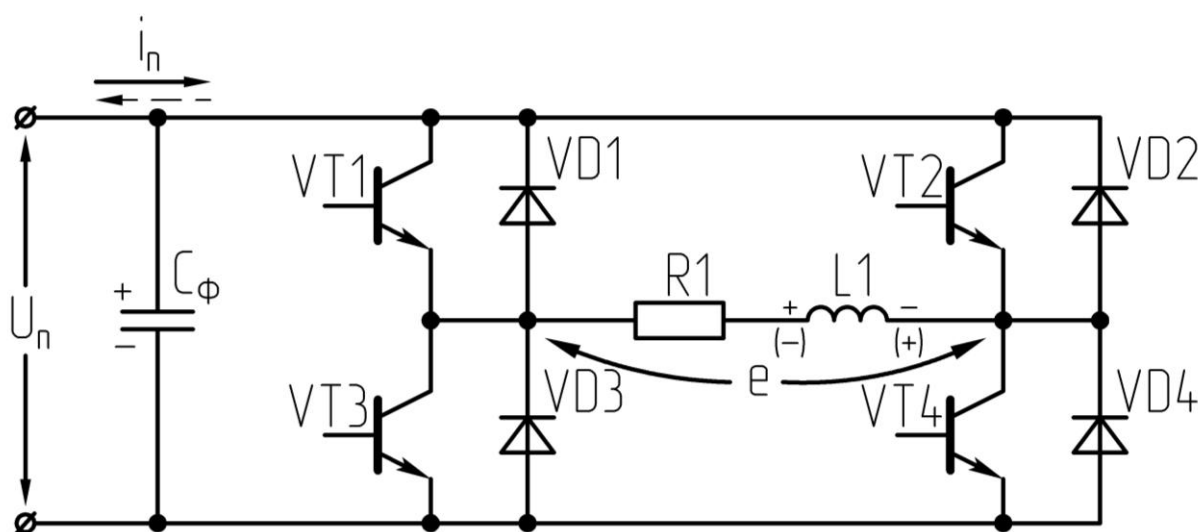


Рис. 48.2. Силовая схема однофазного мостового инвертора

В программном способе осуществляется расчет момента открывания тиристоров.

Для получения однополярной модуляции (рис. 48.3 а) необходимо в течение положительного полупериода выходного напряжения держать открытым $VT4$ и $VT1, VT3$ коммутировать с высокой частотой в противофазе, $VT2$ – закрыт.

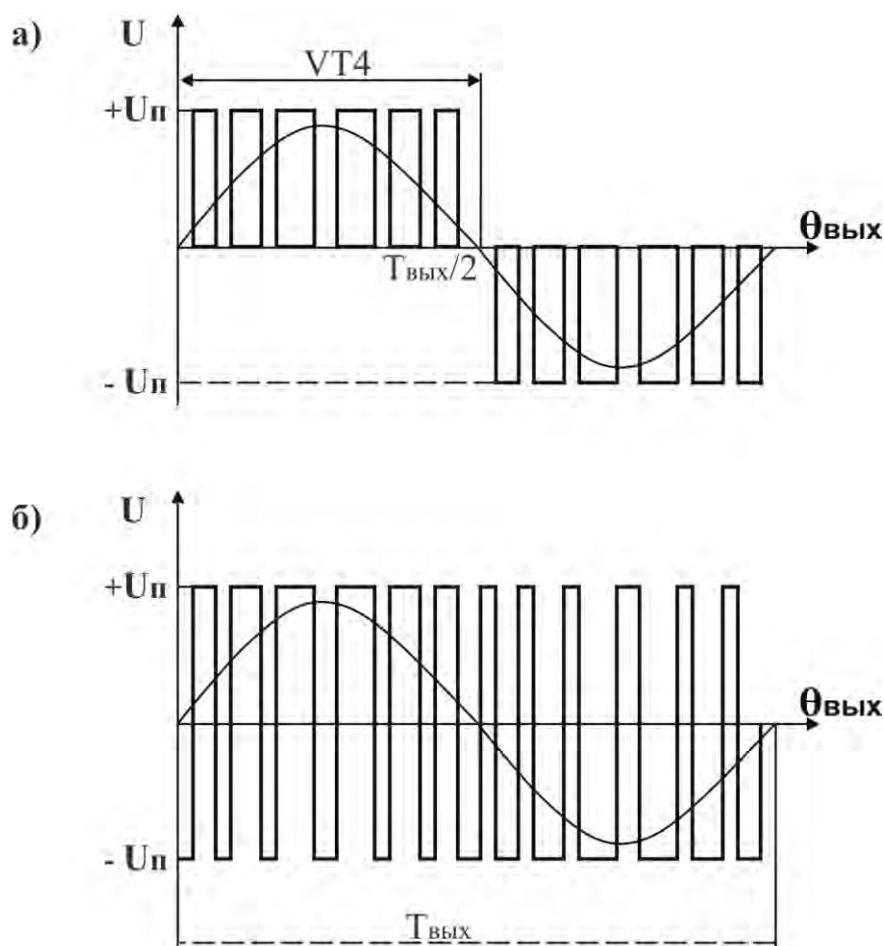


Рис. 48.3. Формирование кривой выходного напряжения инвертора при однополярной (а) и двухполярной (б) модуляциях

При $0 < \theta < T/2$ и открытом $VT1$ $U_{нагр} = U_{п}$, если $VT1$ – закрыт, то ток течет по цепи $VT4 - VD3$ и напряжение на нагрузке равно нулю. В отрицательный полупериод выходного напряжения $VT3$ открыт, а $VT2, VT4$ коммутруются в противофазе с высокой частотой; $VT1$ – закрыт. Когда $VT2$ открыт, напряжение на нагрузке равно $-U_{п}$, а когда $VT2$ – закрыт, то ток течет по цепи $VT3 - VD4$ и напряжение на нагрузке равно нулю.

При двухполярной модуляции (см.рис.48.3б) транзисторы в схеме коммутируются поочередно $VT1, VT4$ или $VT2, VT3$. Если открыты $VT1, VT4$, то к нагрузке прикладывается напряжение $+U_{II}$, а если открыты $VT2, VT3$, то к нагрузке прикладывается напряжение $-U_{II}$.

При двухполярной модуляции на одном полупериоде ширина положительных импульсов превышает ширину отрицательных, а на втором – наоборот.

При формировании кривой выходного напряжения инвертора программным путем моменты времени (или углы) дополнительных коммутаций выбираются из условия подавления наиболее весомых гармоник, близких к основной.

Углы дополнительных коммутаций можно определить путем приравнивания к нулю тех гармонических, которые нужно подавить. Рассчитанные углы вносятся в программу работы вентиля инвертора, которая обеспечивает закрывание и открывание вентиля в рассчитанные моменты времени.

49. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА С МНОГОКРАТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ ПУТЕМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

При формировании выходного напряжения инвертора методом ШИМ открывающие импульсы формируются в результате сравнения модулирующего напряжения (с частотой выходного напряжения) с несущим напряжением высокой частоты. Структурная схема СУ АИН при формировании кривой выходного напряжения методом ШИМ представлена на рис. 49.1.

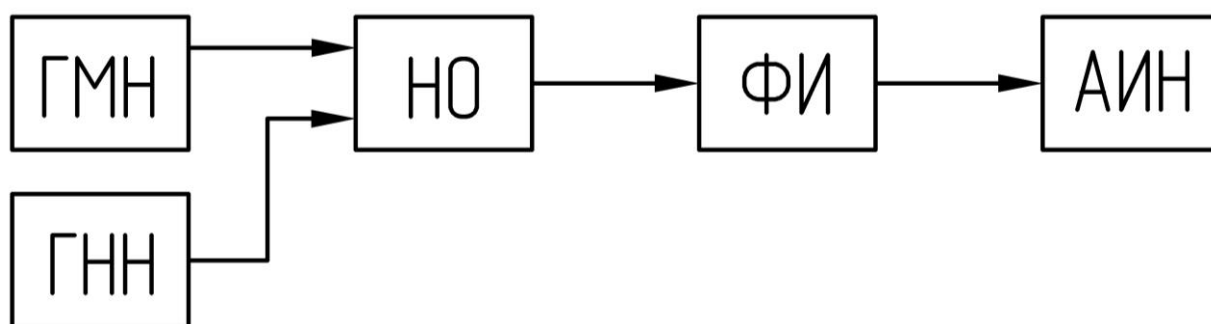


Рис. 49.1. Структурная схема СУ АИН при формировании кривой выходного напряжения методом ШИМ

На рисунке приняты следующие обозначения:

ГМН – генератор модулирующего напряжения (с частотой выходного напряжения инвертора);

ГНН – генератор несущего напряжения высокой частоты;

НО – нуль-орган;

ФИ – формирователь импульсов;

АИН – автономный инвертор напряжения.

Выходное напряжение инвертора при однополярной ШИМ (рис. 49.2 а)

можно записать в виде системы :
$$\begin{cases} U = U_n \text{ при } E_m > E_n \\ U = 0 \text{ при } E_m < E_n \end{cases} .$$

При двухполярной ШИМ (рис. 49.2 б) выходное напряжение инвертора можно записать в виде системы:
$$\begin{cases} U = U_{\Pi} \text{ при } E_m \geq E_n \\ U = -U_{\Pi} \text{ при } E_m < E_n \end{cases}$$

Для симметрии кривой выходного напряжения АИН число дополнительных коммутаций внутри интервала $0 < \theta < \pi$ должно быть четным.

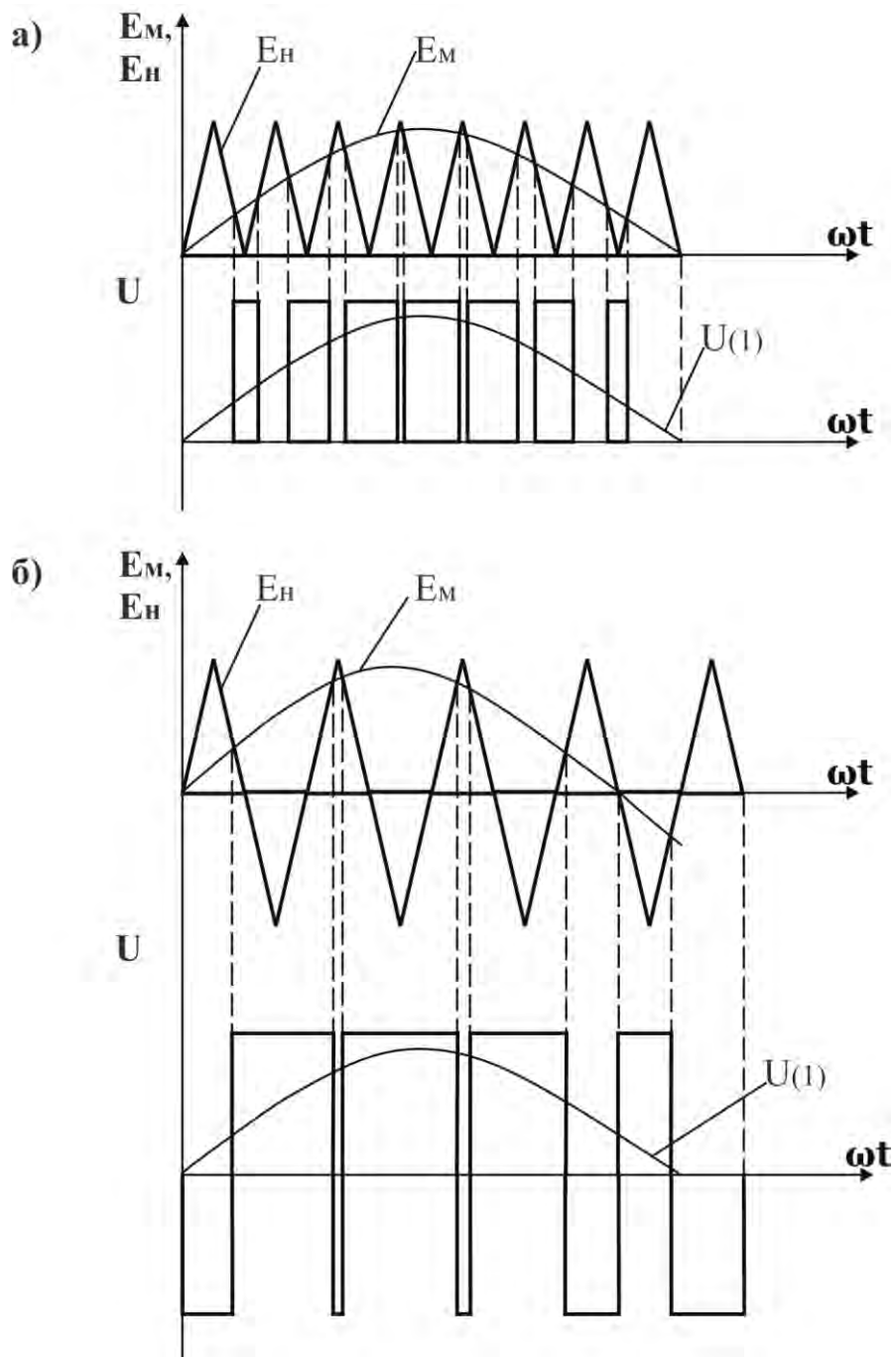


Рис. 49.2. Формирование кривой выходного напряжения инвертора методом однополярной ШИМ (а) и двухполярной ШИМ (б)

50. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА С МНОГОКРАТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ В ЗАМКНУТОЙ ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЕ

Схема формирования выходного напряжения (или тока) в замкнутой импульсной системе на примере однофазного мостового инвертора приведена на рис. 50.1.

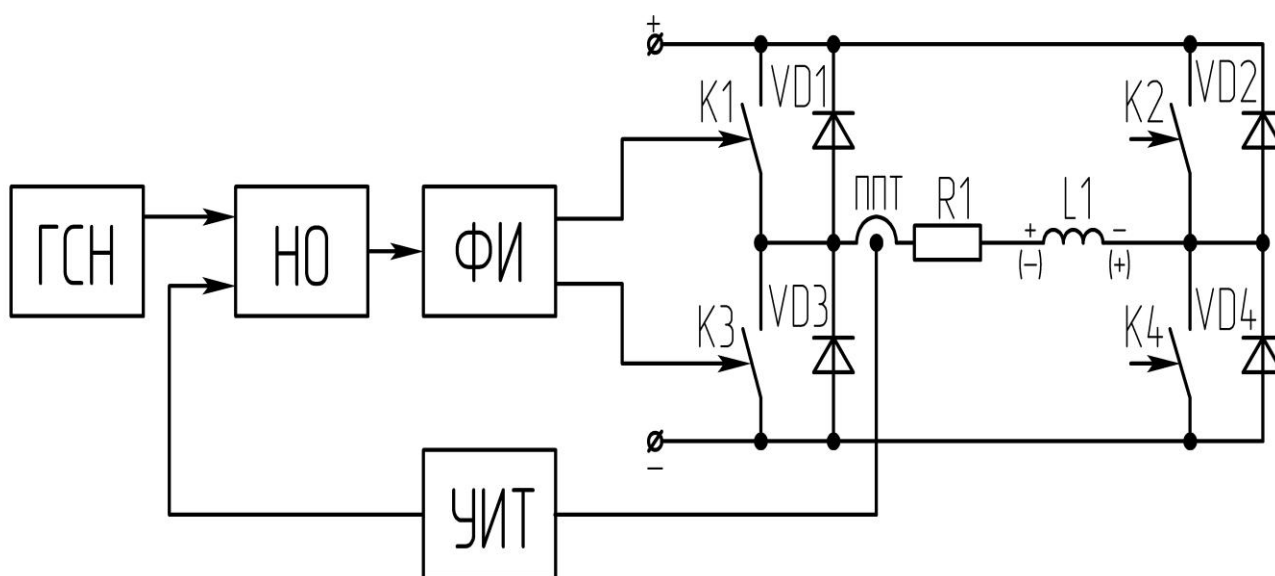


Рис. 50.1. Однофазный мостовой инвертор при формировании выходного напряжения (или тока) в замкнутой импульсной системе

На рисунке приняты следующие обозначения:

ГСН – генератор синусоидального напряжения;

ППТ – первичный преобразователь тока;

УИТ – устройство измерения тока;

$U_{з.ст.}$ – напряжение задания синусоидального напряжения (тока).

Для создания режима ШИМ используется нуль-орган (НО), выход которого может находиться в состоянии положительного или отрицательного насыщения, что соответствует открытому или закрытому состоянию ключа $K1$ и закрытому или открытому состоянию ключа $K3$.

При открытом ключе $K1$ для протекания тока должен быть открыт ключ $K4$. Причем при двухполярной модуляции он коммутируется совместно с $K1$, а при

однополярной – открыт на всем интервале полупериода выходного напряжения.

При этом ток протекает через $K1$ и $K4$ по нагрузке.

После закрывания $K1$ и $K4$ (двухполярная модуляция), вследствие действия ЭДС самоиндукции, откроются диоды $VD2$, $VD3$ и часть энергии начнет возвращаться в источник питания. Открывание ключей $K1$, $K4$ происходит, когда ток в нагрузке (или напряжение) меньше, чем заданное мгновенное значение. Как только истинное значение тока превысит мгновенное значение напряжения или тока задания, ключи $K1$, $K4$ закрываются и ток в цепи начинает спадать. Таким образом, периодическое открывание и закрывание ключей $K1$, $K4$ (с высокой частотой) позволяет получить кривую тока или напряжения в нагрузке, близкую к синусоидальной (рис. 50.2). Система работает в релейном режиме.

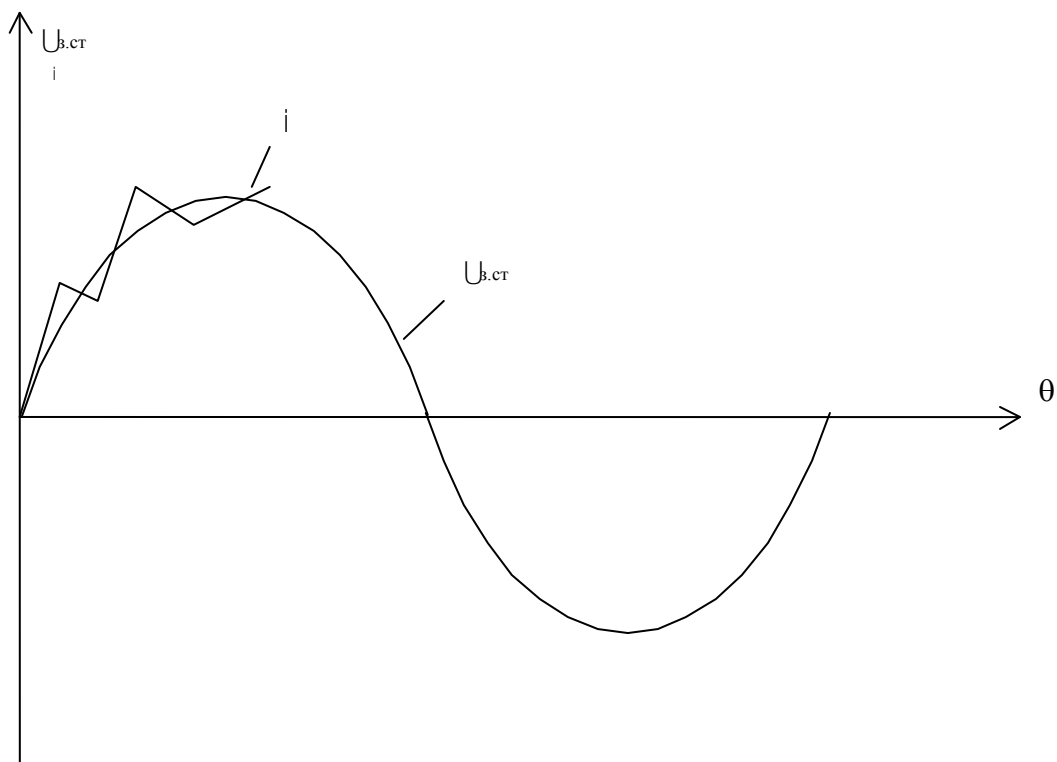


Рис. 50.2. Формирование кривой выходного (синусоидального) тока АИН

51. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА С НУЛЕВОЙ ТОЧКОЙ ТРАНСФОРМАТОРА. ОДНОФАЗНЫЙ И ТРЕХФАЗНЫЙ МОСТОВЫЕ АИТ

Автономные инверторы тока (АИТ) – формируют в нагрузке ток, форма которого определяется только порядком переключения вентилей инвертора, а форма и фаза напряжения зависят от характера нагрузки. При этом питание инвертора осуществляется от источника тока. Перевод выпрямителя в режим источника тока можно осуществить двумя путями:

- а) установкой на входе инвертора дросселя с большой индуктивностью;
- б) путем охвата выпрямителя сильной отрицательной обратной связью по току.

Инвертор тока с большой индуктивностью на входе называется параметрическим.

АИТ с нулевой точкой трансформатора

Простейшей схемой АИТ является инвертор с нулевым выводом трансформатора (рис. 51.1).

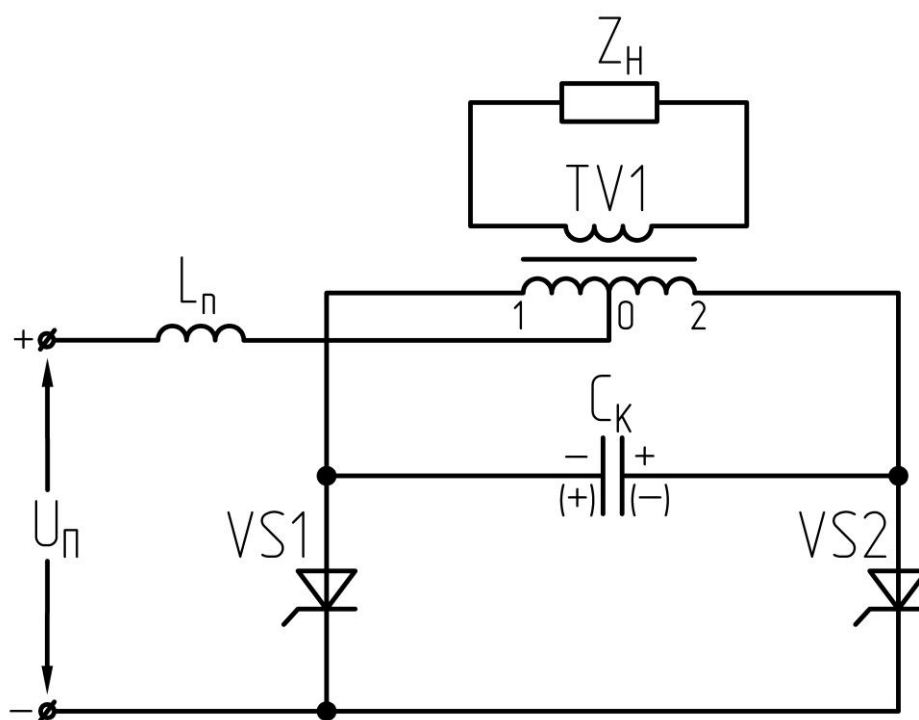


Рис. 51.1. АИТ с нулевой точкой трансформатора

На управляющие электроды тиристоров $VS1$ и $VS2$ поступают открывающие импульсы в противофазе. При подаче открывающего импульса на тиристор $VS1$ начинает протекать ток по первичной обмотке трансформатора $0-1$ и величина этого тока, протекающего по тиристор, определяется током полуобмотки и током заряда конденсатора C_k . Вследствие взаимоиндукции при протекании тока по обмотке $0-1$ в другой полуобмотке возникает ЭДС, равная ей по величине. Конденсатор C_k к концу полупериода заряжен до напряжения U_C . При включении тиристора $VS2$ создается контур для разряда конденсатора C_k , в результате чего к тиристор $VS1$ прикладывается обратное напряжение. Вследствие этого тиристор $VS1$ закрывается, а конденсатор C_k начинает перезаряжаться с противоположной полярностью. В результате через вторичную обмотку трансформатора протекает переменный ток (см. рис.51.2). При включении очередного тиристора происходит также его разряд на первичную обмотку трансформатора и на нагрузку. При этом часть энергии расходуется в активное сопротивление, а часть накапливается в индуктивностях.

Силовые схемы инвертора тока не содержат обратных диодов, поэтому они проще.

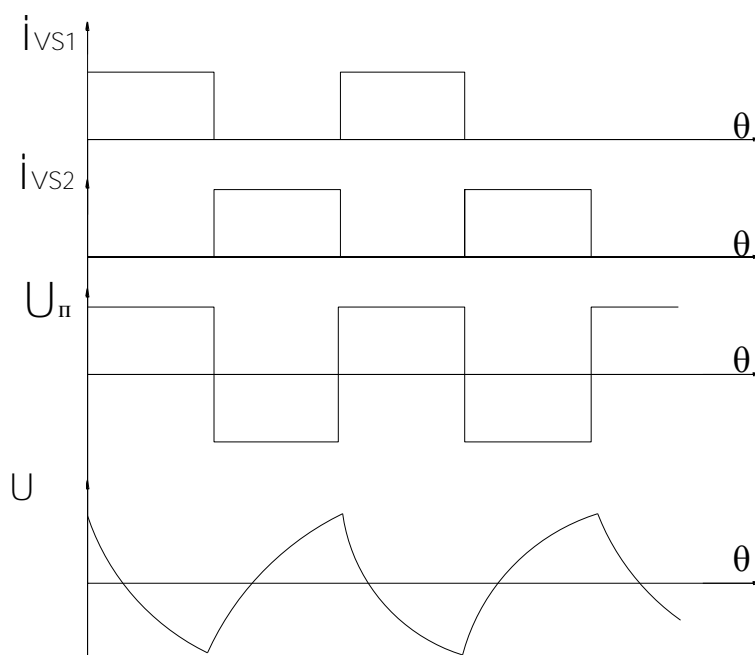


Рис. 52.2. Временные диаграммы работы АИТ с нулевой точкой трансформатора

Однофазный мостовой инвертор тока

Схема однофазного мостового инвертора тока представлена на рис. 51.3.

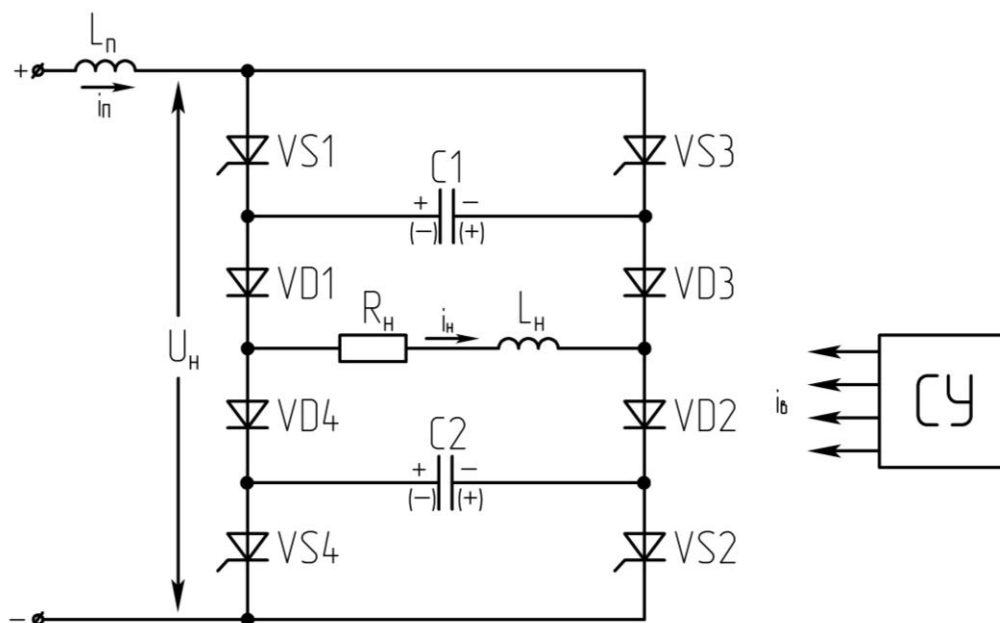


Рис. 51.3. Однофазный мостовой инвертор тока

Автономный инвертор тока (АИТ) представляет собой преобразователь энергии постоянного тока в энергию переменного тока; источник питания не обладает большим внутренним индуктивным сопротивлением, обеспечивающим постоянство потребляемого тока (на входе АИТ включен дроссель с большой индуктивностью). Схема АИТ включает в себя мост тиристоров $VS1...VS4$, R - L нагрузку, конденсаторы C_{K1} , C_{K2} , отсекающие диоды $VD1...VD4$ и схему управления (СУ). Коммутирующие конденсаторы выполняют функцию источников напряжения, прикладываемого в обратном направлении к тиристорам во время выключения, и обеспечивают обмен реактивной энергией с катушкой индуктивности нагрузки.

На интервале $0 < \omega t < \pi$ проводят ток тиристоры $VS1$ и $VS2$ (см. рис. 51.4). Ток нагрузки i_H протекает в соответствии с направлением, указанным на рис. 51.3. Конденсаторы C_{K1} , C_{K2} на этом интервале заряжаются так, что их левые обкладки положительны. Ток нагрузки постоянен, протекает по цепи: $VS1 - VD1 - L_H - R_H - VD2 - VS2$ и равен току источника $I_H = const$, т.к. индуктивность L реактора

велика. Напряжение на нагрузке на данном интервале $U_H = I_{II} R_H$, $L_H \frac{di_H}{dt} = 0$, а напряжение на входе $U_{II} = U_H = I_{II} R_H$.

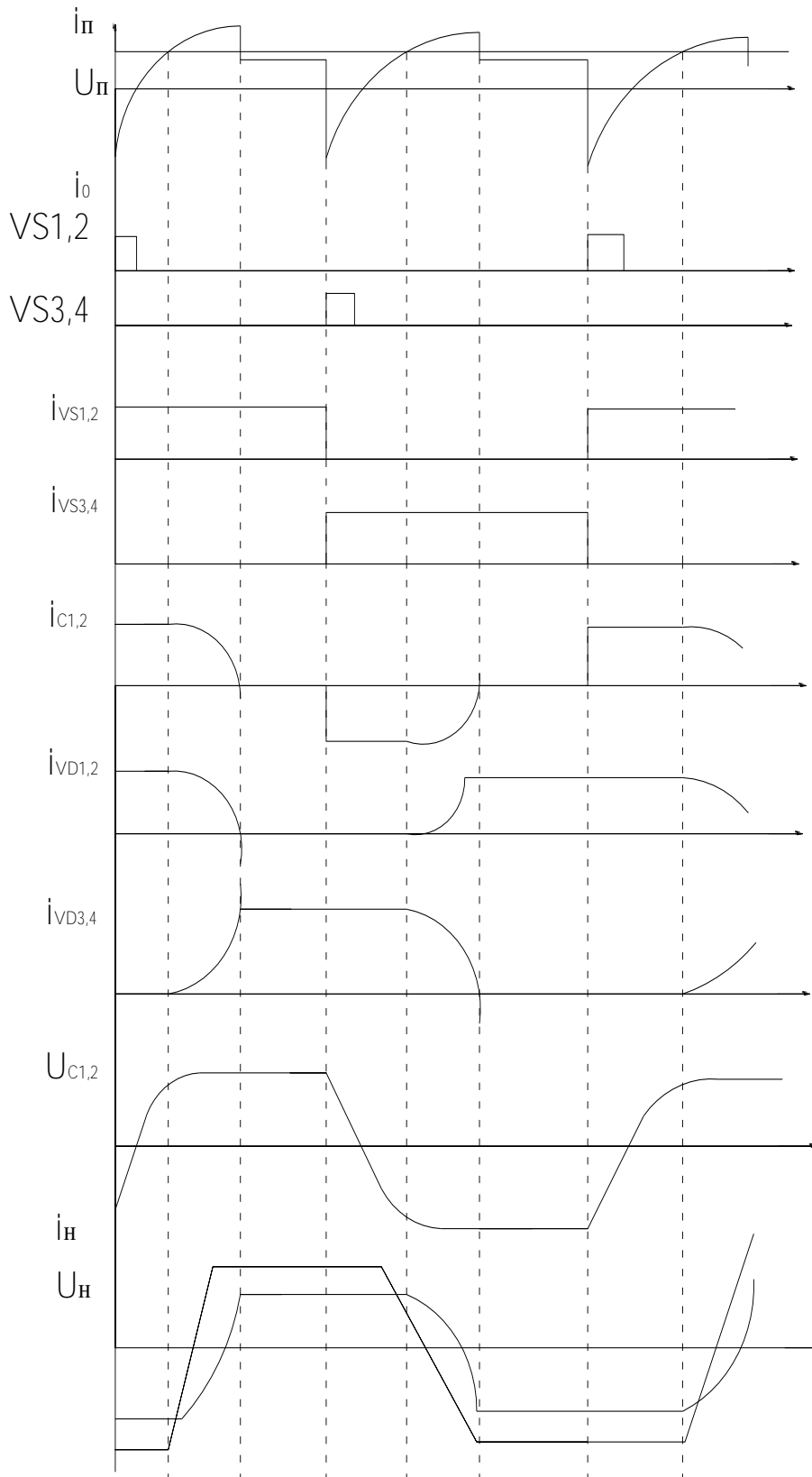


Рис. 51.4. Временные диаграммы работы однофазного мостового АИТ

В момент $\omega t = \omega t_1$ включаются тиристоры $VS3$, $VS4$ и под действием напряжения, созданного заряженными конденсаторами указанной полярности, происходит мгновенное переключение тока нагрузки с тиристоров $VS1$, $VS2$ на тиристоры $VS3$, $VS4$. К тиристорам $VS1$, $VS2$ прикладывается напряжение конденсаторов U_c в обратном направлении. Происходит первая ступень коммутации, в результате которой создаются условия для запираания тиристоров $VS1$, $VS2$. Напряжение на входе U_{II} изменяется до значения $U_{II} = I_{II} R_H - U_{C1} - U_{C2}$, так как на интервале $\omega t_1 - \omega t_2$ ток нагрузки замыкается по цепи: $VS3 - C_{K1} - VD1 - L_H - R_H - VD2 - C_{K2} - VS4$. Напряжение на конденсаторах C_{K1} , C_{K2} на этом интервале изменяется линейно в процессе перезаряда постоянным током $i_H = I_{II} = const$ (рис. 51.4).

В момент ωt_2 конденсаторы C_{K1} , C_{K2} полностью разряжены, и обратное напряжение, прикладываемое к тиристорам $VS1$, $VS2$, равно нулю. Начиная с момента ωt_2 , к тиристорам прикладывается прямое напряжение. Интервал $\omega t_1 - \omega t_2$ должен быть достаточным для восстановления тиристорами запирающих свойств.

В момент ωt_2 конденсаторы оказываются заряженными током противоположной полярности. Напряжение в этот момент равно: $U_c(\omega t_2) = I_{II} R_H$. Дальнейшее повышение напряжения приводит к смещению отсекающих диодов $VD3$, $VD4$ в прямом направлении, и начинается вторая ступень коммутации в инверторе, сопровождающаяся изменением направления тока в цепи нагрузки. Цепь нагрузки оказывается подключенной параллельно перезаряженным током обратной полярности конденсатором. Ток источника I_{II} перераспределяется между нагрузкой и конденсаторами C_{K1} , C_{K2} , дополнительно заряжая их и вызывая изменение направления протекания тока i_H . При этом ток диодов $VD3$, $VD4$ увеличивается до значения I_{II} , а ток диодов $VD1$, $VD2$ уменьшается до нуля. Напряжение на входе инвертора возрастает и превышает значение $I_{II} R_H$.

В момент ωt_4 коммутация инвертора полностью завершается. Далее процессы повторяются.

Благодаря отсекающим диодам конденсаторы C_{K1} , C_{K2} оказываются "отделенными" от нагрузки на интервале между коммутациями и не участвуют в энергообменном процессе. На интервале коммутации происходит обмен энергией между нагрузкой и конденсаторами. Емкость конденсаторов должна быть достаточной для обеспечения необходимого времени запираания тиристоров. Емкость конденсаторов также определяет значение напряжения, до которого заряжаются конденсаторы. Это напряжение не должно быть слишком высоким, чтобы не завышать параметры тиристоров инвертора по напряжению.

В этой схеме внезапное изменение нагрузки или размыкание цепи вызывают высокие перенапряжения на входе инвертора, для предотвращения этого необходимо предусматривать специальную защиту. Короткие замыкания в цепи нагрузки не представляют большой опасности для тиристоров, так как ток ограничивается реактором с большей индуктивностью.

Трехфазный мостовой инвертор тока

Силовая электрическая схема трехфазного мостового инвертора тока представлена на рис. 51.5.

Принципы устройства и работы трехфазного АИТ аналогичны рассмотренному выше однофазному АИТ. Особенностью является лишь то, что в процессе коммутации конденсаторы $C1$, $C3$, $C5$ и $C2$, $C4$, $C6$ включены в контур тока в виде двух параллельных цепей (один конденсатор и два последовательных конденсатора). Например, при коммутации тока с $VS1$ на $VS3$ конденсатор $C1$ включен параллельно с конденсаторами $C2$ и $C3$, соединенными последовательно между собой. При этом ток источника I_{Π} распределяется по конденсаторам в соотношении $i_{C1} = 2I_{\Pi}/3$ и $i_{C2} = i_{C3} = I_{\Pi}/3$.

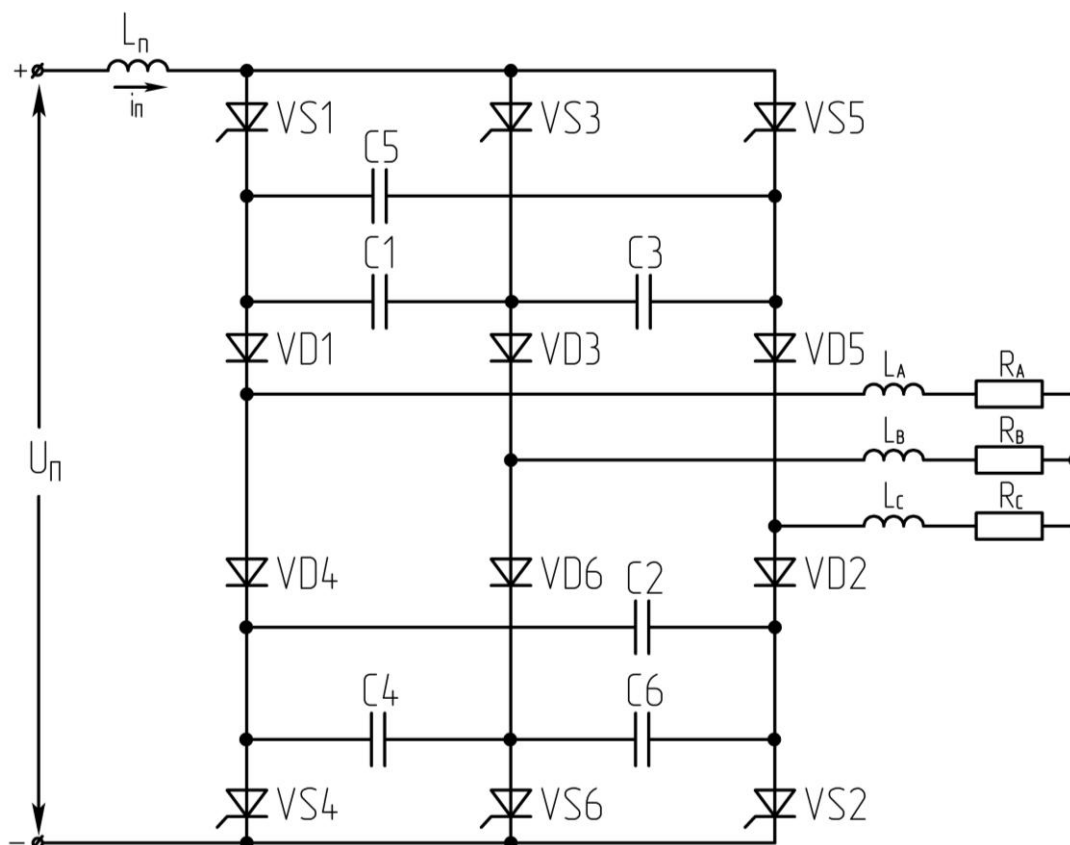


Рис. 51.5. Силовая схема трехфазного мостового инвертора тока

Временные диаграммы работы трехфазного мостового инвертора тока представлены на рис. 51.6.

В межкоммутационный интервал перед коммутацией тиристора $VS1$ в момент $\omega t = 2\pi/3$ ток нагрузки проводят тиристоры $VS1$ и $VS2$. Контур тока нагрузки замыкается через $VS1$, $VD1$, фазы a и c , $VD2$, $VS2$. Конденсаторы $C1$, $C5$ заряжены, конденсатор $C3$ разряжен. Исследуем коммутацию от момента включения $VS3$ ($\omega t = \omega t_1$). Конденсатор $C1$ после включения $VS3$ подключен параллельно $VS1$ и запирает его обратным напряжением.

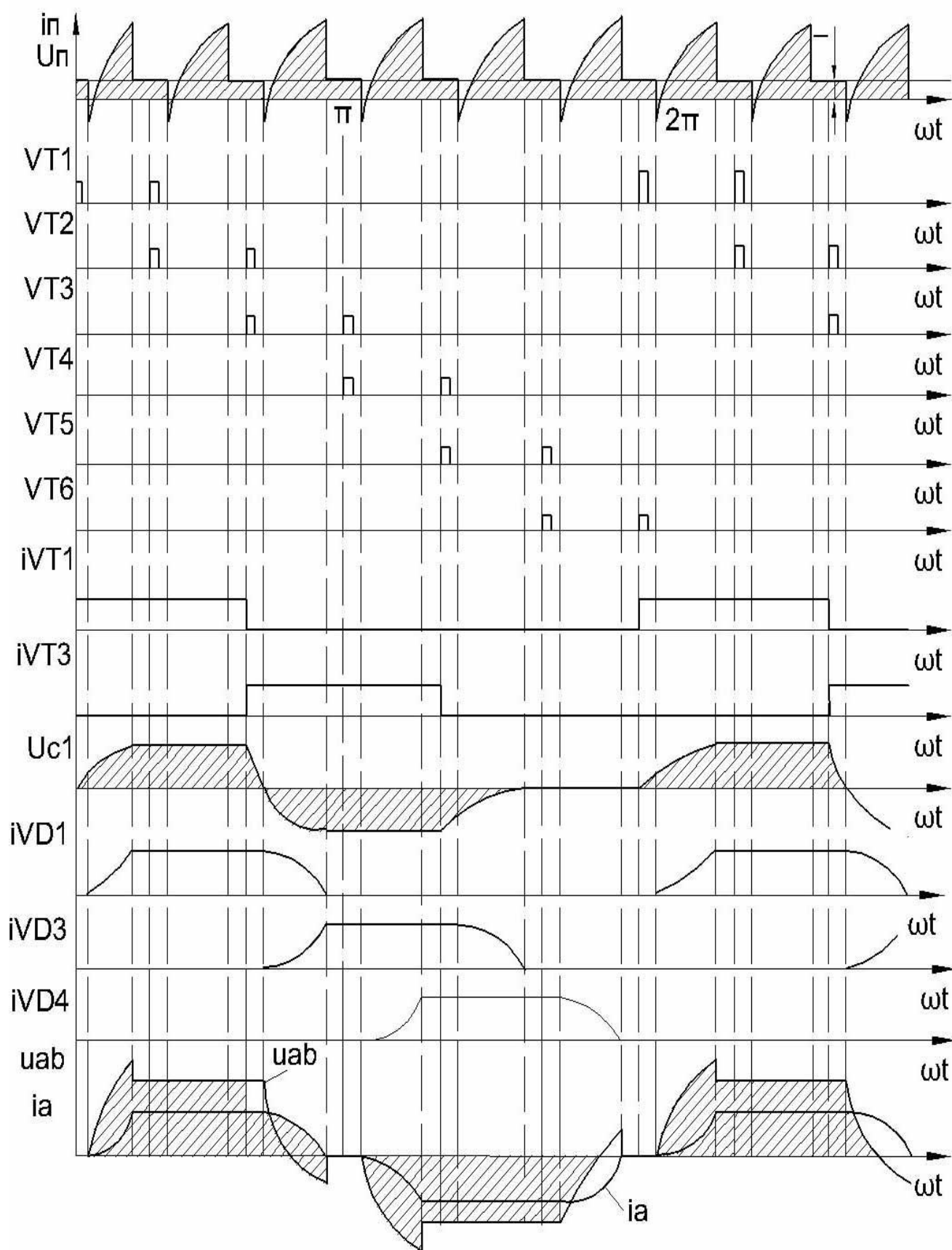


Рис. 51.6. Временные диаграммы работы трехфазного мостового инвертора тока

Ток нагрузки мгновенно переводится в цепь $VS3$. Ток тиристора $VS3$ $i_{VS3} = I_T$ разделяется в отношениях $2/3$ и $1/3$ между конденсаторами $C1$ и $C3$, $C5$ (предполагаем $C1 = C2 = C3$). Постоянным током $2I_T/3$ разряжается линейно конденсатор $C1$ (интервал $\omega t_1 - \omega t_3$). При этом через отсекающий диод $VD3$ ток не протекает до тех пор, пока напряжение U_{C1} не станет ниже значения $I_T R$ (при $L \frac{di_H}{dt} = 0$). При дальнейшем снижении U_{C1} ($I_T R - U_{C1} > 0$) потенциал анода $VD3$ становится положительным, диод открывается и его ток нарастает от нуля до значения I_T (интервал $\omega t_2 - \omega t_4$). Ток диода $VD1$ уменьшается от значения I_T до нуля. Сумма токов i_{VD1} и i_{VD3} равна постоянному току I_T :

$$i_{VD1} + i_{VD3} = 3i_{C1}/2 + I_T - 3i_{C1}/2 = I_T. \text{ Коммутация закончится, когда } i_{VD1} = 0, \text{ а } i_{VD3} = I_T.$$

Коммутация проходит в две ступени: мгновенного переключения тока в тиристорах и постепенного переключения тока в цепи нагрузки. Коммутирующий конденсатор должен иметь достаточную емкость, чтобы интервал $\omega t_q = \omega t_3 - \omega t_1$, предусмотренный для запираания тиристора, был больше, чем минимальный интервал ωt_{qmin} , необходимый для выключения тиристора данного типа. Напряжение, на которое заряжается коммутирующий конденсатор емкостью C по окончании коммутации, определяется значением тока I_T , индуктивностью и другими параметрами нагрузки.

52. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА

Инвертор, в котором коммутация вентилях осуществляется с помощью резонансного L - C контура, называется резонансным инвертором.

Схема мостового однофазного резонансного инвертора (рис. 52.1) аналогична схеме параллельного инвертора тока, но индуктивность дросселя L_D в резонансном инверторе имеет значительно меньшую величину.

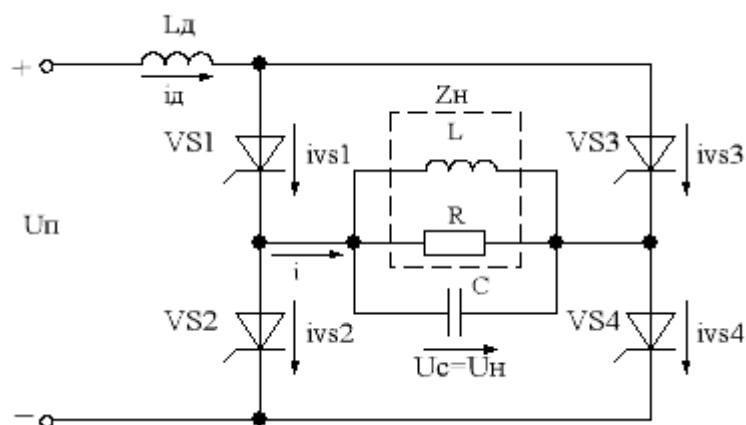


Рис. 52.1. Схема однофазного мостового резонансного инвертора

Временные диаграммы работы однофазного резонансного инвертора показаны на рис. 52.2.

При отпирании тиристоров $VS1$ и $VS2$ (момент θ_1) (рис. 52.2) коммутирующий конденсатор C заряжается от источника постоянного напряжения $U_{п}$. Параметры элементов схемы выбираются таким образом, чтобы заряд конденсатора происходил по колебательному закону и ток тиристоров спадал до нуля (в момент θ_2) раньше момента отпирания следующей пары тиристоров (момент θ_3). В течение интервала $\theta_2 - \theta_3$ ни один из тиристоров не проводит ток и входной ток $i_D = 0$. Напряжение на тиристорах $VS1$ и $VS2$ при этом равно половине разности напряжений источника питания $U_{п}$ и коммутирующего конденсатора U_C . Напряжение U_C на интервале $\theta_2 - \theta_3$ должно превышать $U_{п}$, чтобы напряжение на тиристорах $VS1$ и $VS2$ в течение этого интервала оставалось отрицательным.

В момент θ_3 отпираются тиристоры $VS3$ и $VS4$, и к тиристорам $VS1$ и $VS2$ прикладывается напряжение U_C . Конденсатор перезаряжается, и напряжение на тиристорах $VS1$ и $VS2$ меняет полярность. Угол запираания тиристоров β состоит из двух составляющих: угла непроводимости тиристоров инвертора β_1 и собственного угла запираания β_2 . В момент времени θ_4 ток через тиристоры $VS3$ и $VS4$ прекращается, и напряжение на коммутирующем конденсаторе изменяется по такому же закону, что и на интервале $\theta_2 - \theta_3$ (но с противоположным знаком). При отпирании тиристоров $VS1$ и $VS2$ (момент θ_5) цикл работы повторяется.

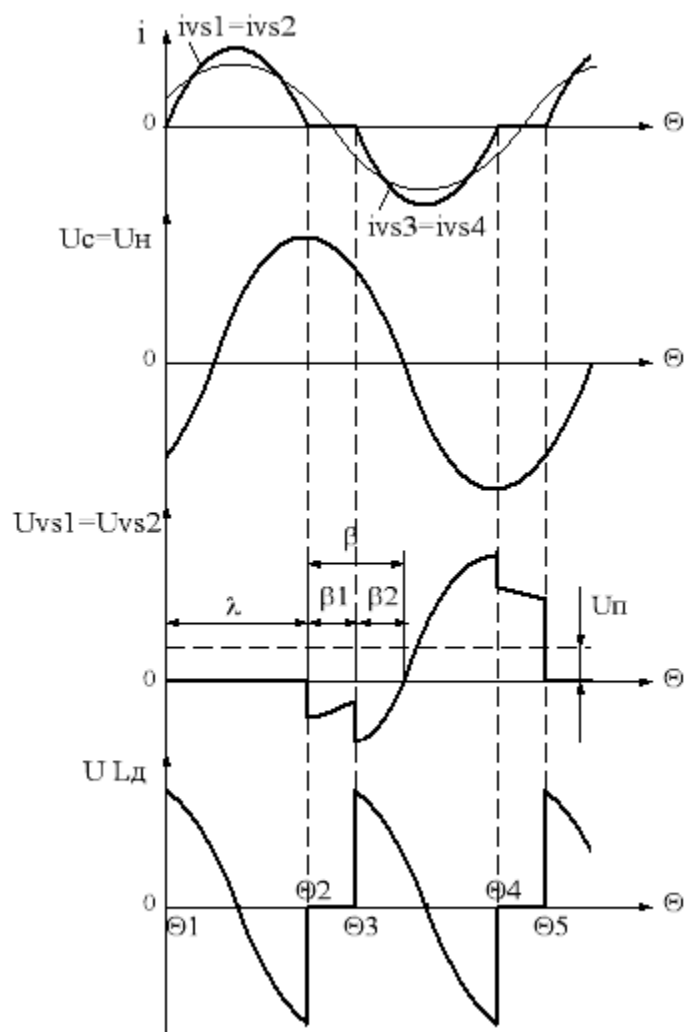


Рис. 52.2. Временные диаграммы токов и напряжений однофазного резонансного инвертора

В режиме прерывистого тока напряжение на нагрузке, коммутирующем конденсаторе и на тиристорах зависит не только от параметров нагрузки, рабочей

частоты, емкости коммутирующего конденсатора, но также и от величины угла проводимости λ .

Угол проводимости тиристоров определяется отношением

$$\lambda = \frac{\omega\pi}{\omega_0}, \quad (52.1)$$

где ω_0 – собственная частота инвертора, ω – рабочая частота.

Если параметры схемы инвертора подобраны неудачно, то напряжение U_C на интервале $\theta_2 - \theta_3$ может становиться меньше U_{II} и полярность напряжения на включившихся тиристорах становится положительной (рис. 52.3). При этом угол запираания значительно уменьшается, что может привести к опрокидыванию инвертора.

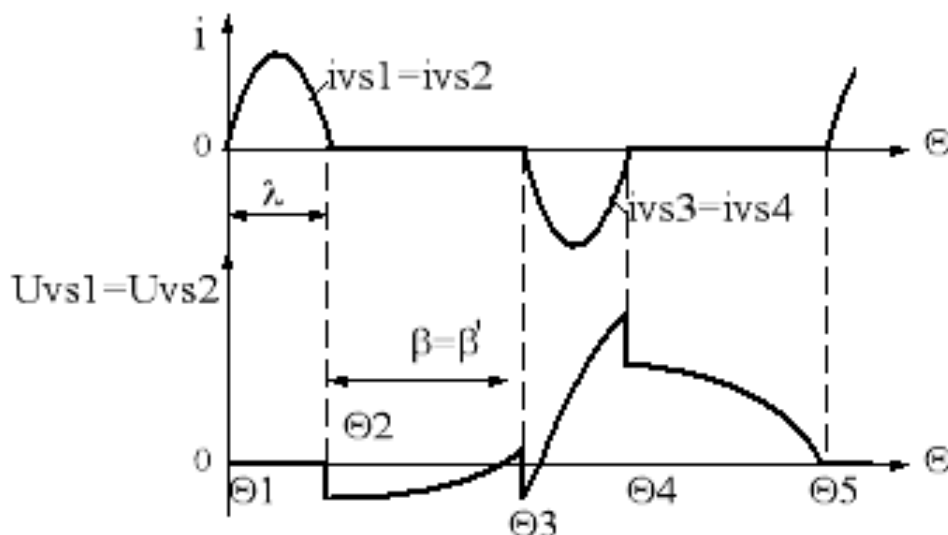


Рис. 52.3. Временные диаграммы токов и напряжений однофазного резонансного инвертора при $U_C < U_{II}$

Максимальные значения прямого и обратного напряжений на тиристорах

$$\begin{aligned} U_{пр.макс} &\approx \sqrt{2}U_n; \\ U_{обр.макс} &\approx \sqrt{2}U_n \sin \beta_2. \end{aligned} \quad (52.2)$$

В резонансном инверторе скорость нарастания тока тиристора сравнительно мала, так как форма импульса тока синусоидальна, и поэтому не требуется специальных устройств для ограничения нарастания скорости. Следовательно,

резонансный инвертор может быть использован при высокой выходной частоте. Кроме того, в резонансном инверторе можно получить большие значения углов запираания за счет уменьшения относительной длительности тока управляемых вентиляей.

Для резонансного инвертора предпочтительнее нагрузка, изменяющаяся в незначительных пределах, так как изменение параметров нагрузки может привести к переходу из обычного режима к режиму с уменьшенным углом запираания.

53. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ДВУХЗВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Классификация всех видов преобразователей переменного тока в переменный ток других параметров по функциональному назначению приведена на рис. 53.1.

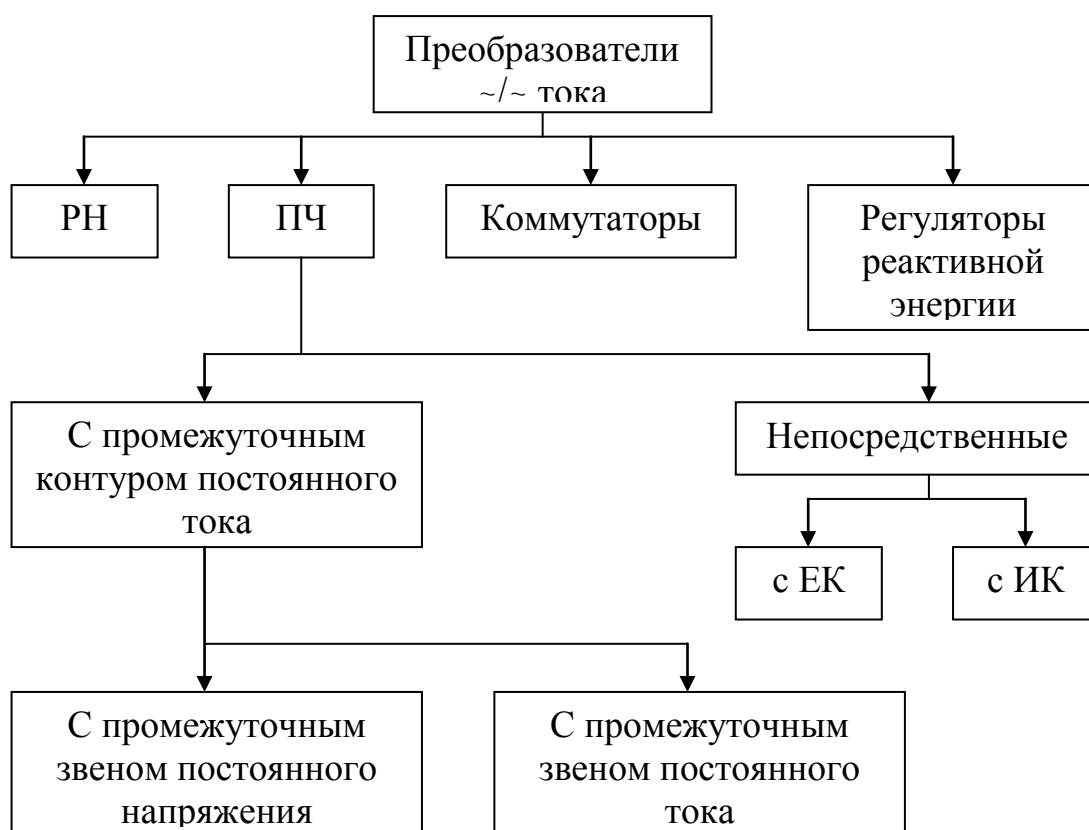


Рис. 53.1. Классификация преобразователей переменного тока в переменный ток других показателей

Непосредственные преобразователи, обеспечивающие связь двух сетей (цепей), могут выполняться по схемам, в которых в процессе преобразования частоты и напряжения выключение управляемых полупроводниковых приборов в необходимые моменты времени осуществляется благодаря наличию ЭДС сети, приложенной к приборам в обратном направлении, как в выпрямителях с сетевой (естественной) коммутацией. Вместо ЭДС питающей сети роль коммутирующей может выполнять ЭДС нагрузки, например вращающейся перевозбужденной синхронной машины. Возможно

совместное использование в качестве источников коммутирующей ЭДС питающей сети и цепи нагрузки (комбинированная естественная коммутация).

Преобразователи частоты (ПЧ) могут быть реализованы в виде схемы с промежуточным контуром постоянного тока и без промежуточного контура постоянного тока с непосредственной связью входной и выходной цепей переменного тока посредством группы полупроводниковых приборов.

Структурная схема двухзвенного ПЧ (или ПЧ с промежуточным контуром постоянного тока) представлена на рис. 53.2.

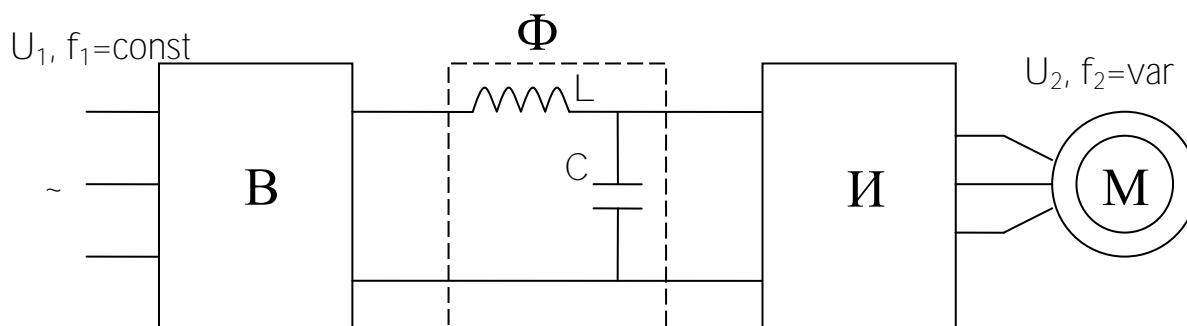


Рис. 53.2. Структурная схема двухзвенного преобразователя частоты

Преобразователи с промежуточным контуром постоянного тока представляют собой сложные двухступенчатые преобразователи, включающие в себя входной преобразователь в виде управляемого или неуправляемого выпрямителя, промежуточного звена с фильтром и выходного преобразователя в виде автономного инвертора напряжения или тока. Для мощных ЭП (более 10-15 кВт) выпрямитель выполняется управляемым для плавного заряда конденсатора фильтра C .

В зависимости от типа автономного инвертора контур постоянного тока выполняется как звено, обеспечивающее постоянное напряжение (обычно C или LC фильтр), или как звено, поддерживающее постоянство тока (фильтр в виде реактора со значительной индуктивностью). Такие преобразователи применяются в современных электроприводах переменного тока с

асинхронными и синхронными двигателями трехфазного тока и позволяют регулировать скорость ЭП вверх и вниз от номинальной, причём регулирование скорости плавное.

Комплектный электропривод MicroMaster VECTOR (рис. 53.3) выполнен на основе двухзвенного преобразователя частоты с транзисторным (на IGBT-ключах) автономным инвертором напряжения (АИН) с широтно-импульсным (ШИМ) управлением и многофункциональной микропроцессорной системой управления с развитым интерфейсом, обеспечивающей косвенное векторное управление асинхронным двигателем без датчиков магнитного потока и скорости. Так как скорость ротора АД в этой системе не изменяется, а вычисляется на основе модели, то имеем так называемую «бездатчиковую» систему векторного управления, в которой вся информация, необходимая для функционирования системы, обеспечивается электрическими датчиками, измеряющими мгновенные значения напряжений и токов (ДН и ДТ) в выходных фазах ПЧ. В электроприводе реализовано частотное управление асинхронным электродвигателем, заключающееся во взаимосвязанном регулировании частоты f_1 и значения U_1 основной гармоники питающего напряжения. Закон изменения f_1 и U_1 программируется.

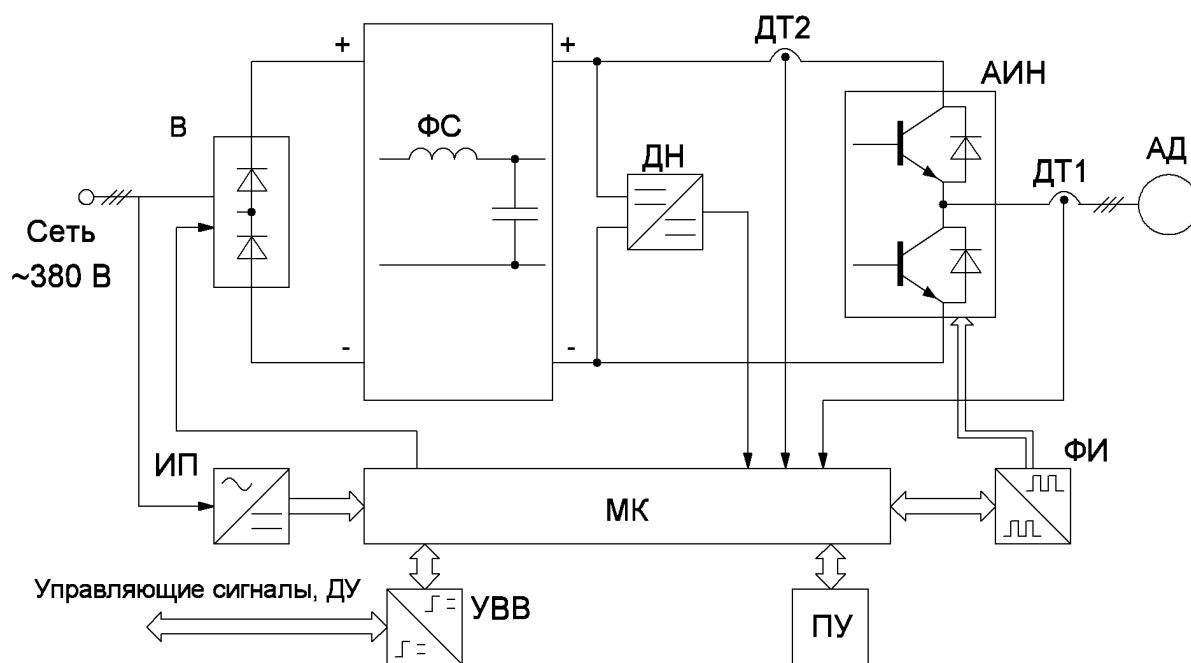


Рис. 53.3. Функциональная схема комплектного электропривода MicroMaster VECTOR с ПЧ с промежуточным контуром постоянного тока

На схеме приняты следующие обозначения:

В – силовой неуправляемый диодный выпрямитель;

ФС – силовой LC фильтр звена постоянного напряжения;

АИН – транзисторный (IGBT) автономный инвертор напряжения;

АД – приводной асинхронный электродвигатель;

ДН – датчик напряжения;

ДТ1, ДТ2 – датчики тока;

ИП – источник питания;

МК – микропроцессорный контролер;

ФИ – формирователь управляющих сигналов транзисторов;

ПУ – пульт управления встроенный;

УВВ – устройство ввода/вывода (внешний интерфейс);

Силовой канал В – ФС – АИН осуществляет двухступенчатое преобразование электрической энергии: выпрямление сетевого переменного напряжения и последующее ШИМ – управляемое инвертирование выпрямленного напряжения в переменное регулируемого значения и частоты. Частота ШИМ составляет 4 кГц.

Датчики тока ДТ и напряжения ДН в силовом канале ПЧ служат для контроля, регулирования и измерения электрических параметров электропривода, а также для защиты от токов перегрузки и коротких замыканий, недопустимых отклонений напряжения.

Многоканальный источник питания ИП устройств управления, регулирования и защиты электропривода преобразует сетевое переменное напряжение в систему напряжений постоянного тока требуемых уровней и степени стабильности, гальванически связанных и несвязанных между собой.

МК осуществляет формирование сигналов управления режимами работы электропривода с заданными параметрами, сигналов ШИМ – управления транзисторами АИН, сигналов защиты и аварийного отключения

электропривода, приём и передачу внешних управляющих, задающих и информационных сигналов.

В качестве устройств УВВ для приёма и передачи сигналов МК имеет набор дискретных и аналоговых входов/выходов, последовательный канал связи, в том числе для связи с дистанционным пультом управления. Во входные и выходные цепи МК включены устройства гальванической развязки для потенциального разделения с силовыми цепями и внешними управляющими цепями.

Формирователи ФИ формируют требуемый уровень управляющих сигналов силовых IGBT транзисторов и обеспечивают гальваническое разделение.

Пульты управления ПУ (встроенный) и ДУ (дистанционный) содержат клавиатуру для управления режимами работы, задания и программирования параметров, а также элементы индикации и сигнализации для отображения значений параметров и диагностирования состояния электропривода.

54. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ (НПЧ)

Наиболее простыми и распространенными в электроэнергетике являются непосредственные преобразователи с сетевой коммутацией, среди которых важную роль играют **непосредственные преобразователи частоты (НПЧ)**, которые в иностранной литературе называются *циклоконвертерами*.

Каждая фаза НПЧ состоит из двух встречно-параллельно включенных выпрямителей. Структурная схема однофазно-однофазного НПЧ представлена на рис. 54.1.

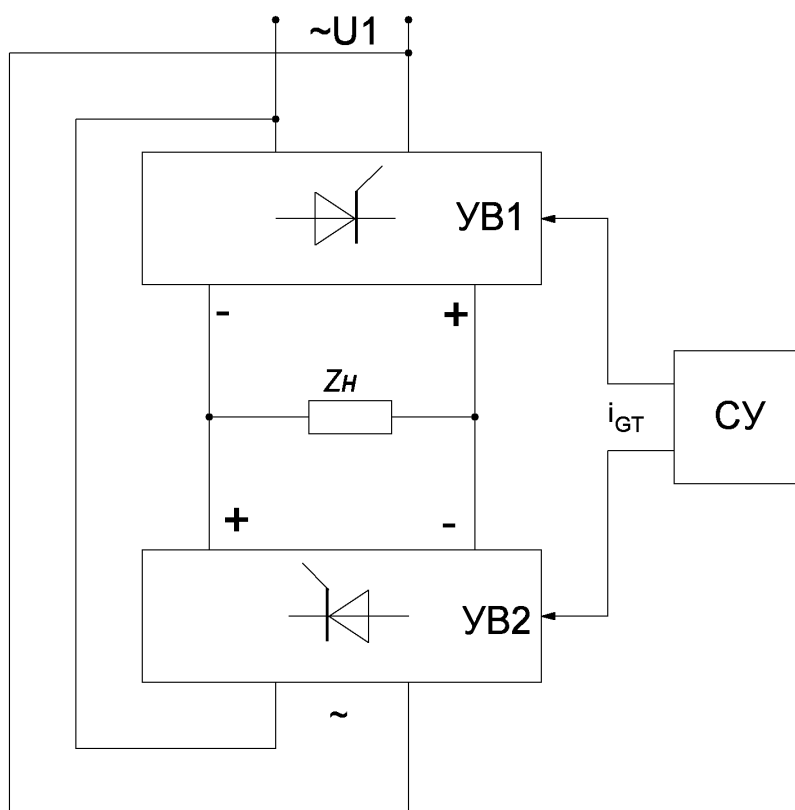


Рис. 54.1. Структурная схема однофазно-однофазного НПЧ

Управляемый выпрямитель УВ1 формирует на нагрузке Z_H положительный полупериод выходного напряжения, а УВ2 – отрицательный. Система управления (СУ) формирует сигналы управления тиристорами выпрямителей i_{GT} с некоторым углом α , который может быть постоянным или изменяться по какому-либо закону на полупериоде выходного напряжения. Задание угла α обеспечивает регулирование эффективного значения напряжения и

соответствующую модуляцию напряжения и тока нагрузки. Выходная частота НПЧ регулируется за счёт формирования выходного напряжения из различного числа полупериодов напряжения сети (например, двух, трёх и т.д.).

Эти преобразователи имеют недостатки, связанные с трудностями плавного регулирования частоты, что ограничивает их применение в тяговом электроприводе. Частота на выходе НПЧ может изменяться дискретно, а максимальное ее значение не может превышать $1/3$ частоты питающей сети.

Для устранения указанных недостатков в непосредственных преобразователях однооперационные тиристоры применяют с устройствами принудительной коммутации или используют запираемые тиристоры или силовые транзисторы. Такие непосредственные преобразователи с искусственной (принудительной) коммутацией часто выполняются по схеме с неявным внутренним контуром постоянного тока. Они по сложности сравнимы с преобразователями с промежуточным контуром постоянного тока.

Рассмотрим принцип формирования выходного напряжения на примере однофазно-однофазного НПЧ с естественной коммутацией (рис. 54.2). Примем следующие допущения: трансформатор и тиристоры идеальные, нагрузка резистивная. В схеме НПЧ имеется прямой ($VS1-VS4$) и обратный ($VS5-VS8$) встречно включенные тиристорные мосты.

На интервале трех периодов напряжение вторичной обмотки трансформатора через тиристоры $VS1-VS4$ первого выпрямительного моста прикладывается к резистору R в прямом направлении. При этом сигналы управления $i_{GV1} - i_{GV4}$ подаются от схемы управления СУ с некоторым углом управления α (см. рис.54.3). Этот угол может быть постоянным или изменяться по какому-либо закону на рассматриваемом интервале работы $VS1-VS4$, например, по закону синуса. Задание угла, а обеспечивает регулирование эффективного значения напряжения и соответствующую модуляцию напряжения и тока нагрузки.

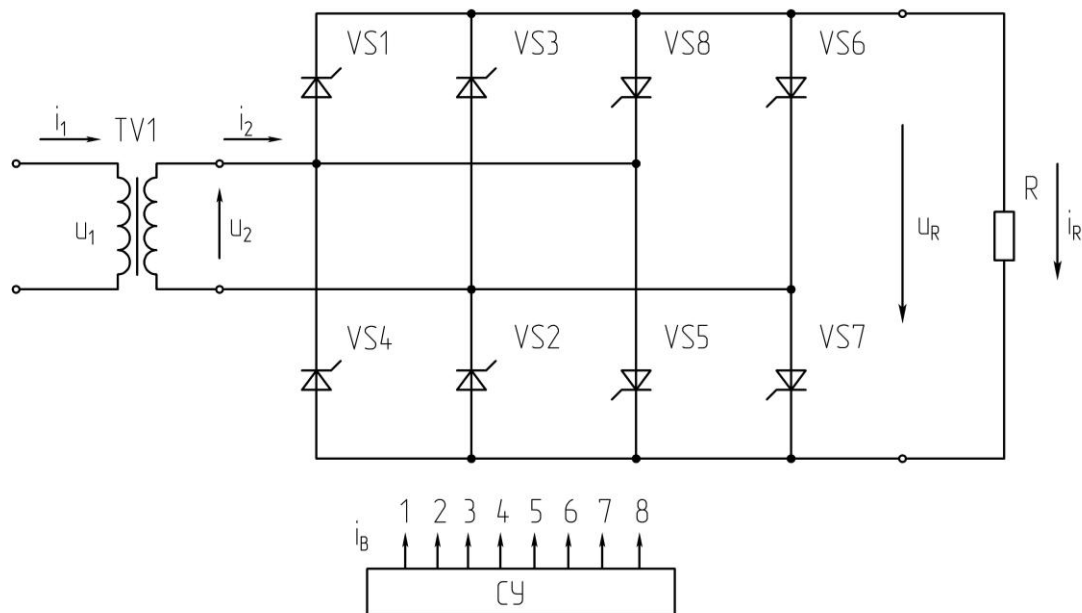


Рис. 54.2. Схема однофазно-однофазного НПЧ

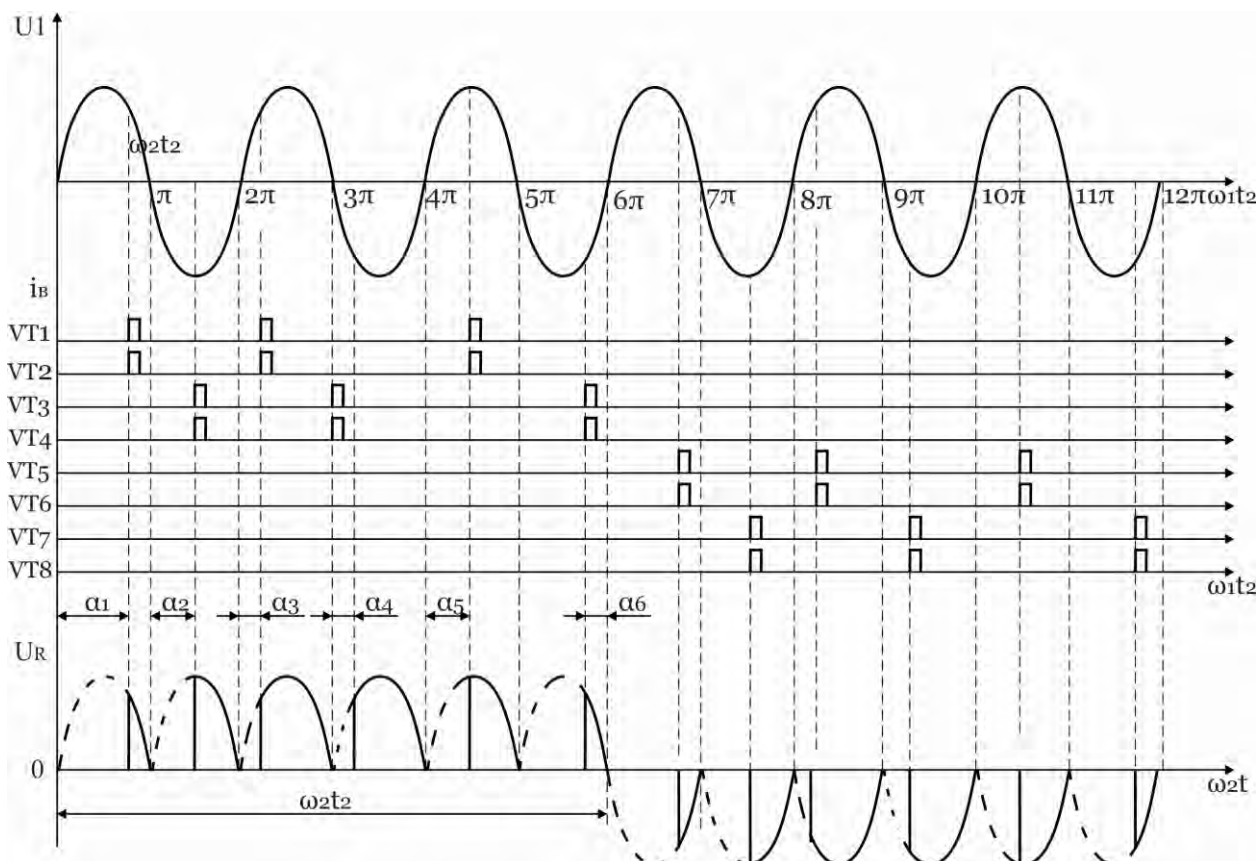


Рис. 54.3. Временные диаграммы работы однофазно-однофазного НПЧ

На следующем интервале трех периодов напряжение вторичной обмотки трансформатора с помощью второго, встречно включенного, управляемого выпрямителя (тиристоры $VS5-VS8$) прикладывается к резистору R в обратном направлении. Таким образом, на интервале шести периодов питающего

напряжения u_2 формируется один период напряжения U_k на нагрузке. Кроме основной гармонической составляющей $U_{R(1)}$ в кривой напряжения нагрузки содержатся высшие гармонические составляющие, кратные частоте питающего напряжения, частоте основной гармонической составляющей напряжения нагрузки, а также комбинационные гармонические составляющие.

Частота основной гармонической составляющей напряжения нагрузки взаимозависима с частотой питающего напряжения:

$$f_2 = \frac{1}{T_2} = \frac{f_1}{1 + [2(n-1)/q]} = \frac{1}{T_1[1 + [2(n-1)/q]]}, \quad (54.1)$$

где n – число полупериодов питающего напряжения, укладываемых в полупериод выходного напряжения;

q – число пульсаций выпрямленного напряжения для прямого и обратного выпрямителей.

Например, при n , принимающем значения натурального ряда чисел и для однофазных двухпульсовых выпрямительных групп ($n = 1, 2, 3 \dots, q = 2, f = 50$ Гц) получим

$$f_2 = \frac{50}{(1+n-1)} = \frac{50}{n}, \text{ т. е. } f_2 \text{ принимает значения } 50, 25, 16^{2/3}, \dots \text{ Гц.}$$

Таким образом, частоту выходного напряжения можно изменять дискретно. Кратность частот $k_f = f_1/f_2$ может принимать значение от 1 до бесконечности.

Для получения плавного регулирования частоты выходного напряжения такого преобразователя необходимо вводить паузу между интервалами работы первого и второго тиристорных мостов, длительность, которой следует плавно изменять. Этим может быть получено непрерывное изменение выходной частоты в диапазонах дискретности формирования частоты выходного напряжения в зоне $1/3$ значения частоты входного напряжения.

При активно-индуктивной нагрузке характер формирования кривых имеет существенную особенность, обусловленную тем, что в конце полупериода выходного напряжения ток нагрузки продолжает протекать в прежнем направлении под действием ЭДС самоиндукции. Для пропуска тока на

интервале его снижения до нуля выпрямитель, выходящий из работы, необходимо переводить в режим пропуска тока (инверторный режим). При этом на тиристоры выпрямителя, вступающего в работу, нельзя подавать управляющие сигналы, так как это вызывает короткое замыкание трансформатора.

Для обеспечения нормальной работы НПЧ при активно-индуктивной нагрузке используют два алгоритма управления тиристорами прямой и обратной выпрямительных групп: с заданием начала формирования кривой напряжения очередного полупериода по сигналу от датчика перехода тока нагрузки через нуль и с непрерывным заданием управления тиристорами обеих выпрямительных групп без датчика нуля тока нагрузки.

Для питания трехфазной нагрузки, например асинхронной машины, НПЧ подобного типа выполняется из трех самостоятельных групп, сдвинутых по управлению на 120 эл. град, по выходной частоте. Каждая группа обеспечивает питание отдельной фазной обмотки статора. Такой НПЧ может быть собран из 36 тиристоров. Возможно применение нулевой схемы на 18 тиристорах.

55. МНОГОУРОВНЕВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В настоящее время более 50% электроэнергии, потребляемой электроприводами, приходится на долю мощного (до 4-6 МВт) высоковольтного (до 6-10 кВ) электропривода переменного тока. Для повышения рабочего напряжения преобразователей отдельные виды приборов соединяют последовательно. В то же время использование технологии многоуровневого соединения не только приводит к повышению напряжения относительно номинальных параметров ключей, но и улучшает гармонический состав тока и напряжения. В многоуровневых преобразователях возникает возможность сочетания АИМ и ШИМ. Одновременно снижаются уровни скорости изменения тока и напряжения (di/dt и du/dt) на ключах, уменьшаются помехи и частота модуляции преобразователя. Термин «многоуровневый» относится как к инверторам, так и к выпрямителям.

Современные тенденции в развитии асинхронного электропривода связаны с повышением его эффективности за счет частотного регулирования, которое обеспечивает ощутимую экономию электроэнергии, увеличение срока службы оборудования и пр. С появлением силовых высоковольтных IGBT-транзисторов (на напряжение до 6,5кВ и токи до 3600А) реализация этих преимуществ стала возможной и в области мощного высоковольтного электропривода переменного тока, который используется в электро- и теплоэнергетике, нефтегазовой отрасли, на транспорте и т.п. (более 50% электрической энергии, потребляемой электроприводами, приходится на долю мощных электроприводов: вентиляторы, насосы и т.п.). В спектре средств силовой электроники для АЭП с АД особое место занимают высоковольтные преобразователи с регулируемой выходной частотой (ВПЧ). В парке АД значительная доля приходится на высоковольтные АД напряжением 6кВ, мощностью 250-8000кВт (насосы, вентиляторы и т.п.). Наибольший энергосберегающий эффект – перевод этих электроприводов в режим с регулируемой частотой вращения.

Преобразователи частоты для высоковольтного асинхронного привода должны обладать рядом потребительских свойств, наиболее предпочтительными из которых являются следующие:

- 1) независимое и взаимосвязанное регулирование выходного напряжения по частоте и амплитуде основной гармоники (при незначительном содержании высших гармоник);
- 2) цифровое управление приводом с возможностью обмена информацией (диагностика, индикация и т.п.) по интерфейсу с системами управления более высокого уровня;
- 3) электромагнитная совместимость с питающей сетью, выражающаяся в близком к единице коэффициенте мощности;
- 4) возможность возврата электроэнергии в сеть (рекуперация) при переходе приводного двигателя в генераторный режим (например, при интенсивном торможении инерционного привода);

Отметим, что реализация первых двух функций в высоковольтном преобразователе подразумевает применение микропроцессорной системы (например, с векторным управлением), а осуществление двух последних свойств предполагает использование управляемого выпрямителя, являющегося обратимым функциональным узлом и способного играть роль корректора коэффициента мощности.

Возможность создания высоковольтного преобразователя частоты (в частности, выбор структуры его силовых цепей) определяется параметрами приводного двигателя и силовых IGBT-модулей. В табл. 55.1 приведены ориентировочные выходные параметры (мощность и ток) преобразователей, вычисленные по мощности двигателя (при расчётных коэффициенте полезного действия 90% и коэффициенте мощности 0,9), для двух его типоразмеров – на 6 и 10 кВ. Как видно, выходной ток преобразователя в рассматриваемом диапазоне мощностей не превышает 750 и 450 А при выходных напряжениях 6 и 10 кВ соответственно. Важно также отметить и то, например, что уровню выходного тока 200А соответствует мощность двигателя порядка 1700 кВт (при 6 кВ) и 2800 кВт (при 10 кВ).

Табл. 55.1. Ориентировочные параметры двигателей и преобразователей

№ п/п	Мощность на валу, кВт	Выходная мощность		Выходной ток, А (действующее значение)	
		кВт	кВА	при 6 кВ	при 10 кВ
1	630	700	778	75	45
2	800	889	988	95	57
3	1000	1111	1235	119	71
4	1250	1389	1543	148	89
5	1600	1778	1975	190	114
6	2000	2222	2469	238	143
7	2500	2778	3086	297	178
8	3200	3556	3951	380	228
9	4000	4444	4938	475	285
10	5000	5556	6173	594	356
11	6300	7000	7778	748	449

В табл.55.2 приведен перечень высоковольтных силовых IGBT-модулей (FZ- модуль с одним транзистором, FF- модуль с двумя транзисторами, соединенными последовательно), выпускаемых фирмой EUPEC.

Табл. 55.2. Высоковольтные IGBT-модули фирмы EUPEC

номинальный ток, А	Номинальное напряжение, В		
	1700	3300	6500
200		FF200R33KF2C	FZ200R65KF1
400	FF200R17KE3B2	FF400R33KF2C	FZ400R65KF1
600	FF600R17KE3		FZ600R65KF1
800	FF800R17KE3	FF800R33KF2C	
1200	FF1200R17KE3	FF1200R33KF2C	
1800	FZ1800R17KE3B2		
2400	FZ2400R17KE3B2		
3600	FZ3600R17KE3		

Как видно, существует обратная зависимость между номинальными значениями напряжения и тока модуля: например, FZ-модули 17 класса выпускаются на токи от 1800 до 3600 А, такие же модули 33 класса – на токи 800 и 1200 А, а модули 65 класса – только на токи от 200 до 600 А. Сопоставляя данные таблиц 55.1 и 55.2, можно заключить, что современная элементная база силовой электроники обеспечивает возможность создания высоковольтных преобразователей для приведенного ряда высоковольтных двигателей.

Использование новых полупроводниковых приборов позволило принципиально изменить не только топологию силовой схемы инвертора, но и принципы управления инверторами. Для инверторов на полностью управляемых высоковольтных ключах применяются различные технологии широтно-импульсной модуляции: ШИМ со «слежением» (релейного типа), программная ШИМ с избирательным подавлением высших гармоник, многоуровневая ШИМ, ШИМ в комбинации с амплитудно-импульсной модуляцией и т.п.

Наибольшее распространение в настоящее время получили следующие варианты структуры высоковольтного преобразователя частоты (ВПЧ):

1. Высоковольтная сеть - высоковольтный понижающий трансформатор - низковольтный ПЧ - высоковольтный повышающий трансформатор - высоковольтная машина переменного тока (двухтрансформаторная схема с низковольтным звеном преобразования);

2. Высоковольтная сеть - высоковольтный входной трансформатор - многоуровневый ВПЧ - высоковольтная машина переменного тока;

3. Высоковольтная сеть - высоковольтный входной трансформатор - каскадный ПЧ - высоковольтная машина переменного тока;

4. Низковольтная сеть – низковольтный выпрямитель - многоуровневый повышающий безтрансформаторный инвертор напряжения - высоковольтная машина переменного тока.

Первая из упомянутых структур (рис. 55.1) не имеет ограничений по уровню входного и выходного напряжений (относительная простота реализа-



Рис.55.1. Структурная схема высоковольтного ПЧ с двумя трансформаторами

ции), однако недостатками такого ВПЧ являются наличие двух высоковольтных трансформаторов и значительное содержание высших гармоник в спектре выходного напряжения. Преобразователь частоты (ПЧ) в

этой структуре состоит из неуправляемого выпрямителя с индуктивно-ёмкостным фильтром и трёхфазного мостового инвертора, который может быть реализована на IGBT-модулях, например, 12 или 17 класса. В частности, при использовании модулей на 1700 В и 2400 А (ориентировочно с двойным запасом по напряжению и по току) выходная мощность преобразователя составит порядка 1250 кВА.

Многоуровневый ВПЧ по второй структуре (рис.55.2) содержит входной трансформатор с двумя группами вторичных обмоток, два неуправляемых выпрямителя, выходы которых соединены последовательно, и высоковольтный инвертор, фазы которого реализуются тремя силовыми блоками (СБ-1...СБ-3).

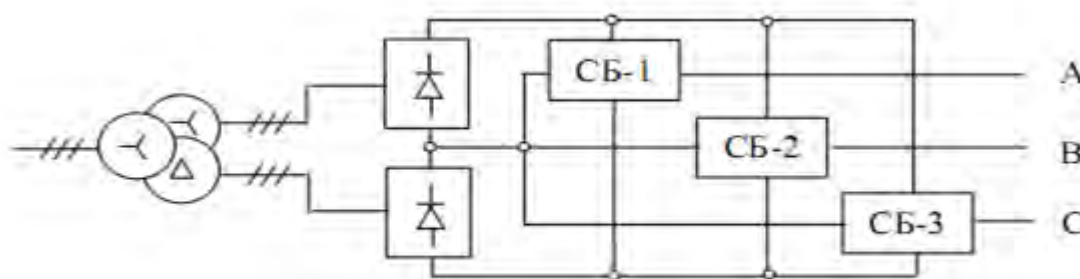


Рис.55.2. Структурная схема многоуровневого высоковольтного ПЧ

СБ инвертора состоят из последовательного соединения «низковольтных» IGBT-транзисторов с сопутствующими средствами, обеспечивающими равномерное распределение нагрузки между ними. Простейший трехуровневый мостовой инвертор содержит по четыре транзистора в одном СБ. При современной элементной базе (использование IGBT- модулей на 6,5кВ и 400А с двойным запасом по напряжению и току) позволяет реализовать в трехуровневом ПЧ выходную мощность порядка 1300 кВА (т.е. имеет ограничения по выходному напряжению до 4,5кВ).

Альтернативной многофазным схемам является ячейко-цепочечная топология многоуровневых схем, которые обычно имеют ячейку, выполненную на базе однофазной мостовой схемы. В основе ее лежит последовательное сложение напряжений отдельных ячеек преобразователей. В качестве источников питания ячеек могут быть использованы элементы нетрадиционных источников питания, таких, как

солнечные или топливные батареи, но чаще всего обычные выпрямители с входными трансформаторами. В этих случаях усложняется реализация инверторного режима работы. Диодная схема выпрямления позволяет сравнительно просто создавать такие ячейки. При этом легко решается задача создания схемы многофазного выпрямителя со ступенчатой формой входного тока. Принципиальная схема ПЧ с многоуровневым АИН с ячейко-цепочечной схемой приведена на рис.55.3.

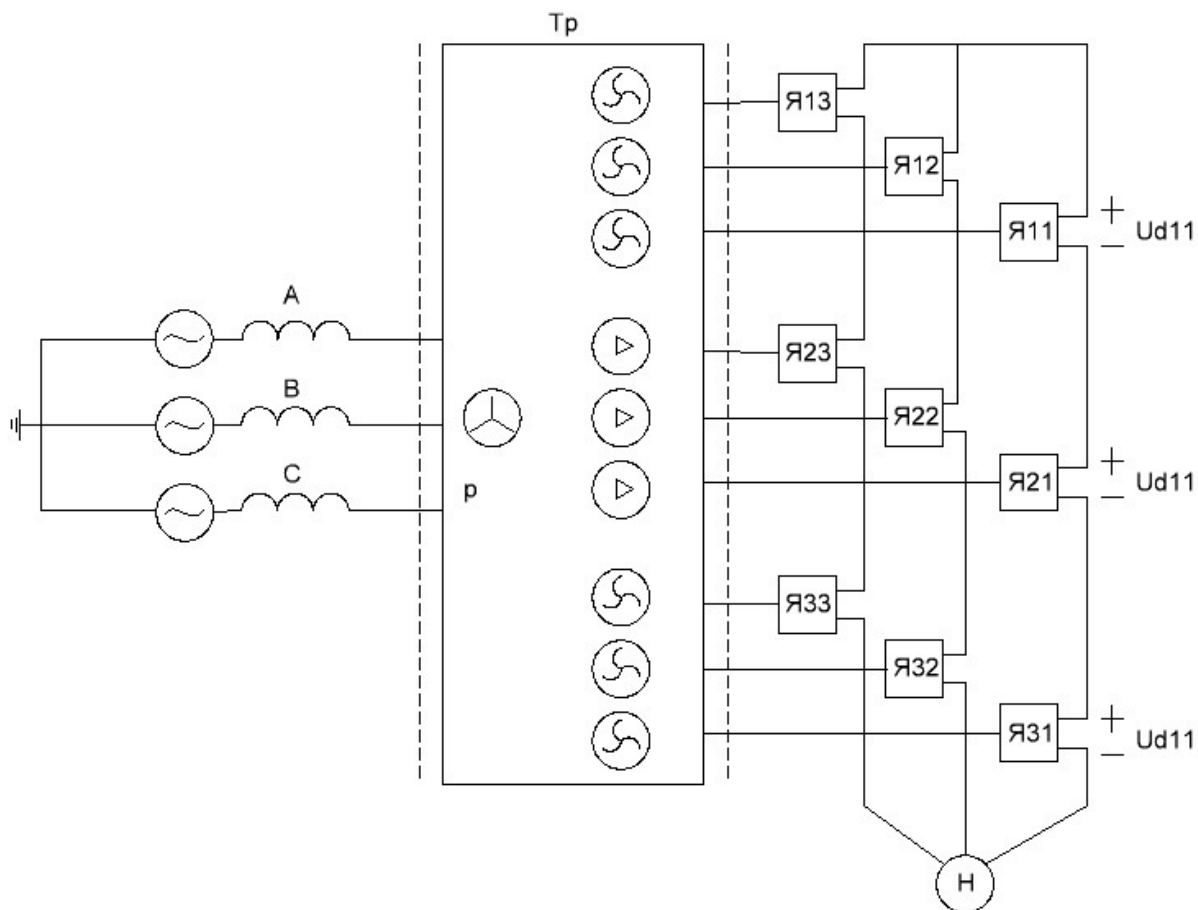


Рис.55.3. Трехфазный многоуровневый ПЧ с ячейко- цепочечной топологией

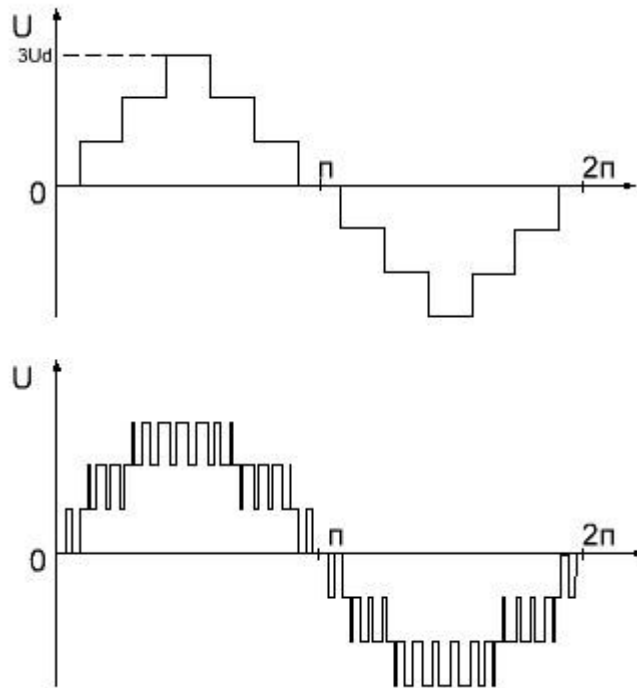


Рис. 55.4. Выходное напряжение фазы ячейко-цепочечной трехуровневой схемы

Из трех ячеек в каждой фазе можно образовать 18-пульсную систему с трансформаторами, имеющими различную схему соединения вторичных обмоток, напряжение которых сдвинуто по фазе на 120° . В этом случае для разных схем соединения можно исключить из первичного тока 5, 7 и 13-ю гармоники тока, потребляемого из сети. Каждая ячейка содержит однофазный инвертор напряжения. В зависимости от состояния ключей выходной ячейки значения и знак выходного напряжения изменяются от 0 до U_d .

Применяя принципы импульсной модуляции, осредненное значение этих величин можно изменять. На рис. 55.4, а приведена форма напряжения фазы преобразователя из трех ячеек без ШИМ. При синусоидальной ШИМ получают квазисинусоидальное напряжение при низких значениях частоты модуляции. Например, при синусоидальной ШИМ выходного напряжения получают напряжение, форма которого представлена на рис. 55.4, б. Таким образом, возможно сочетание ШИМ и АИМ выходного напряжения. При возрастании числа ступеней можно снижать частоту импульсной коммутации ключей. Организация инверторного режима каждой ячейки осуществляется различными способами, в частности при использовании полностью управляемых преобразователей каждой ячейки.

Однофазные преобразователи ячеек могут быть выполнены на основе многоуровневых схем, что позволяет повысить напряжение на каждой ячейке при одинаковой элементной базе. Кроме того, это дает возможность увеличить число ступеней для АИМ. В многоуровневых устройствах возможна организация эффективной АИМ за счет увеличения числа ступеней в модулируемом напряжении. Например, в схемах с четырьмя ячейками в фазе можно сформировать напряжение с 81 уровнем, применяя способ трехкратного увеличения напряжения в последовательно соединенных ячейках на стороне переменного тока. В результате можно сформировать 40 положительных и 40 отрицательных ступеней напряжения, а также один нулевой уровень напряжения [53]. Очевидно, что выбор ступеней является типичной многофакторной оптимизационной задачей. На ее решение влияют уровень выходного напряжения, требования к частоте модуляции, область применения, глубина регулирования и другие факторы.

Многоуровневые инверторы мостового типа позволяют за счет увеличения числа уровней использовать ключи на низкое напряжение, но при более простом силовом трансформаторе и меньшем количестве индивидуальных источников постоянного напряжения по сравнению с каскадными схемами ПЧ. Однако при заданном напряжении на ключе их количество в обеих схемах одинаковое.

Каскадный ПЧ (3-я структура) практически не имеет ограничений по уровню выходного напряжения. Структура силовых цепей такого преобразователя изображена на рис.55.5.

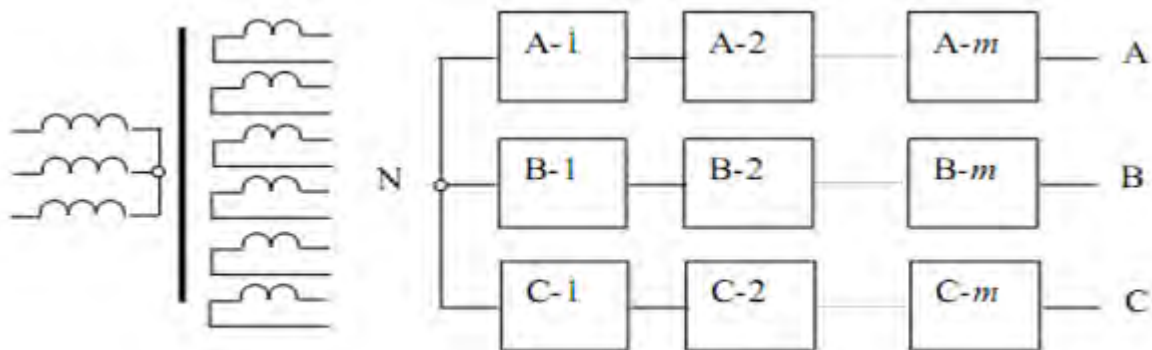


Рис. 55.5. Структурная схема каскадного преобразователя

Он содержит три фазы (AN, BN и CN), соединенные по схеме «звезда», причем приводной АД подключается к фазным выводам А, В и С. Каждая из трех фаз преобразователя состоит из n силовых блоков, соединенных последовательно. Питание n силовых блоков индивидуальное (однофазное или трехфазное) и осуществляется от вторичных обмоток высоковольтного входного трансформатора. Силовой блок каскадного ПЧ представляет собой обратимый четырехполюсник, электрическая схема которого показана на рис.55.6.

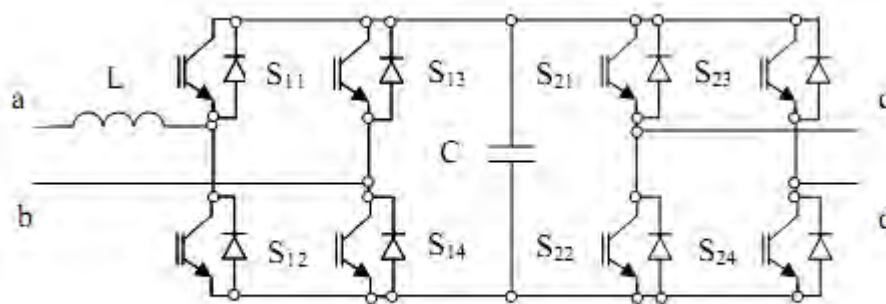


Рис. 55.6. Электрическая схема силового блока

Он состоит из двух однофазных инверторов, выполненных на IGBT-транзисторах (с одним, двумя или четырьмя транзисторами) и соединенных между собой также каскадно, причем, вход (ав) первого из них подсоединен к обмотке (обмоткам) трансформатора, а выход (сд) второго- последовательно с выходами других подобных блоков в выходной фазе преобразователя. Следует отметить наличие в силовом блоке двух накопителей энергии – индуктивного L и емкостного C , которые обеспечивают работу 1-го инвертора в режимах прямой и обратной передачи энергии. Особенность данного блока - напряжение на каждом из его транзисторов в m раз меньше амплитуды фазного выходного напряжения ПЧ. Следовательно, использование IGBT- модулей на 6,5кВ и 400А также с двойным запасом по напряжению и току позволяет реализовать, например, в двухкаскадном ($m = 2$) преобразователе выходную мощность порядка 2800 кВА (при напряжении до 8кВ). Дальнейшее повышение выходных параметров (напряжения и мощности) в каскадном ПЧ возможно за счет применения в них IGBT-транзисторов на большие токи и меньшие

напряжения (с соответствующим увеличением числа n силовых блоков в каждой фазе).

Многоуровневый повышающий безтрансформаторный инвертор напряжения (4-я структура) выполнен по схеме, обеспечивающей напряжения на всех полупроводниковых элементах и конденсаторах не выше входного напряжения инвертора (рис.55.7). При этом в инверторе отсутствует проблема балансирования напряжения на конденсаторах. Предлагаемая схема рациональна для питания высоковольтных машин переменного тока от

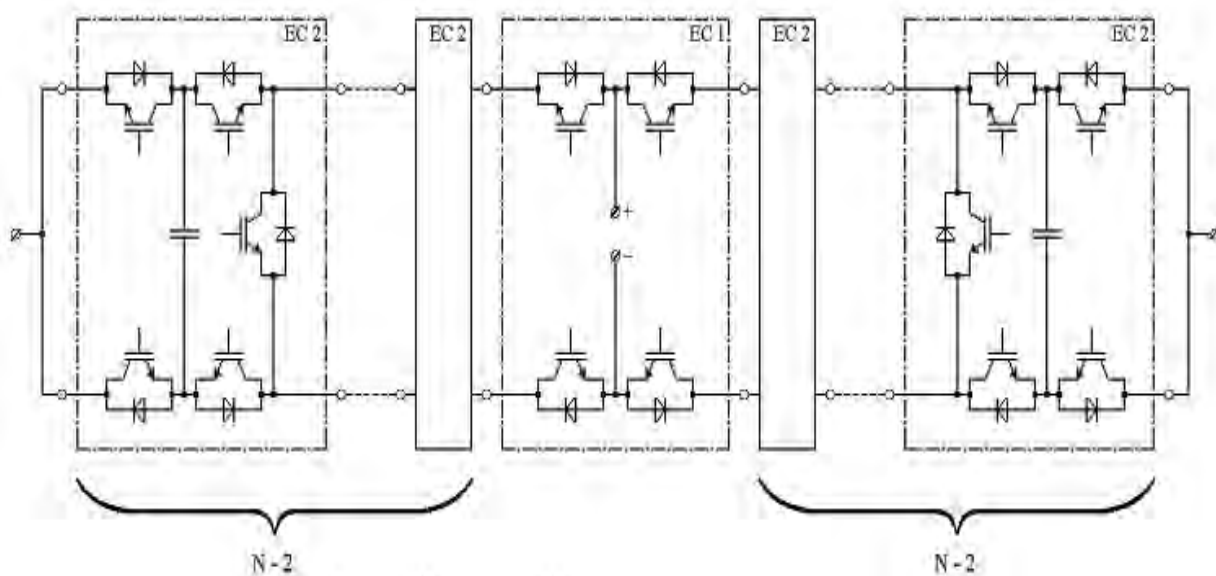


Рис. 55.7. Структурная схема многоуровневого повышающего безтрансформаторного инвертора напряжения

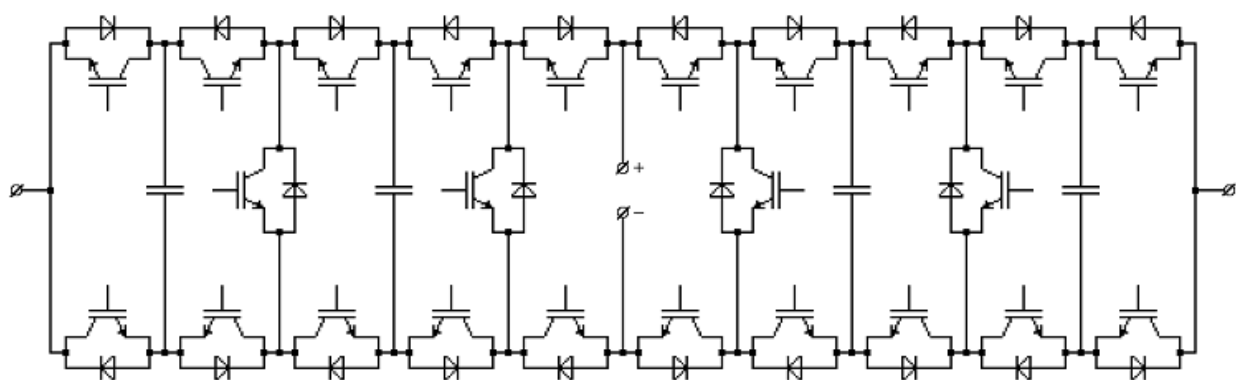


Рис. 55.8. Схема многоуровневого повышающего безтрансформаторного инвертора напряжения с двумя парами ячеек типа EC2 и одной центральной ячейкой EC1

стандартных низковольтных сетей без использования высоковольтного трансформатора. Другая возможная область применения предлагаемого повышающего инвертора напряжения связана с системами накопления энергии с батареями. Современные батарейные накопители характеризуются высокой энергоемкостью и эффективностью, что позволяет создавать накопители для энергосистем мощностью в мегаватты.

Данный инвертор может быть представлен состоящим из элементарных ячеек ЕС1 и ЕС2 двух различных видов, как это показано на рис. 55.7. Единственная в данном устройстве ячейка ЕС1 состоит из двух пар ключей описанного выше вида, причём два ключа первой пары соединены катодами диодов, и данный узел служит для подсоединения положительного полюса источника питания, а два ключа второй пары соединены анодами диодов, и данный узел служит для подсоединения отрицательного полюса источника питания. Ячейка ЕС2 в своей основе аналогична ячейке ЕС1, но с включением вместо источника конденсатора, и дополнительным ключом, подсоединяемым параллельно входу ячейки к ключам верхней и нижней пары разноимёнными по отношению к ним выводами. Как ячейка ЕС1, так и вся структура в целом симметричны влево и вправо относительно выводов источника питания, поэтому увеличение на единицу числа уровней формируемого переменного напряжения достигается симметричным увеличением на единицу числа ячеек вида ЕС2 слева и справа от ячейки ЕС1. Верхний и нижний выводы каждой из двух крайних левой и правой ячеек ЕС2 соединяются, образуя выходные зажимы устройства. На рис. 55.8 показана схема с двумя парами ячеек типа ЕС2 и одной центральной ячейкой ЕС1, соответствующая $N = 4$.

Повышающий многоуровневый автономный инвертор напряжения (рис. 55. 7) работает следующим образом. Требуемое количество уровней в выходном напряжении образуется последовательным соединением источника питания и необходимого количества предварительно заряженных до напряжения источника питания конденсаторов ячеек и подключением

полученной цепочки к выходным выводам через соответствующие открытые ключи.

Единичный уровень напряжения формируется, например, источником питания, а нулевое выходное напряжение наиболее просто получается соединением накоротко выходных выводов устройства путём подачи импульсов управления на все ключи верхней или нижней цепочки последовательно соединённых разноимёнными выводами ключей. Ячейки ЕС2 пригодны для передачи на каждый из выходных выводов устройства потенциалов любой полярности, поэтому предлагаемый многоуровневый автономный инвертор напряжения пригоден для работы в двухтактном режиме цикла «заряд- разряд» конденсаторов на частоте, многократно превышающей частоту выходного напряжения. Например, на первом такте выходное напряжение, по величине большее одного уровня (напряжения источника питания), вместе с источником питания формируют последовательно включаемые предварительно заряженные конденсаторы ячеек ЕС2, расположенных справа от ячейки ЕС1 (рис. 55.7), в то время как конденсаторы ячеек ЕС2, расположенных слева от ячейки ЕС1, заряжаются, будучи присоединёнными параллельно друг другу и источнику питания; на втором такте в формировании выходного напряжения участвуют последовательно включаемые конденсаторы ячеек ЕС2, расположенных уже слева от ячейки ЕС1, а конденсаторы ячеек ЕС2, расположенных справа от ячейки ЕС1, включаемые параллельно, заряжаются. Таким образом, здесь используется принцип, известный в диодных выпрямителях-умножителях напряжения, когда конденсаторы переключаются транзисторами схемы с параллельного включения на последовательное. При параллельном соединении они заряжаются от низковольтного источника, а при их последовательном соединении – разряжаются на высоковольтную цепь нагрузки. Регулирование выходного напряжения предлагаемого многоуровневого автономного инвертора напряжения осуществляется известными способами, общепринятыми для данного класса инверторов, например, с использованием

синусоидальной многоуровневой широтно-импульсной модуляции (СМШИМ) или управлением по обобщенному вектору напряжения.

Данный инвертор способен повышать выходное напряжение по сравнению с входным в число раз, равное $N-1$, где N -число ячеек типа ЕС2 в инверторе, т.к. конденсаторы ячеек, заряжаемые до напряжения входного источника постоянного напряжения, на этапе разряда на нагрузку включаются последовательно. Предельные значения прикладываемых к ключам напряжений в инверторе равны напряжению источника питания, независимо от числа N . Первая область применения данного инвертора – безтрансформаторное питание высоковольтных двигателей переменного напряжения (асинхронных и синхронных) от низковольтных сетей. Вторая область применения данного инвертора – безтрансформаторные батарейные накопители электроэнергии для высоковольтных сетей. При пропадании напряжения в высоковольтной сети, получаемого от внешней энергосистемы, или при пиках нагрузки, накопитель способен поддержать питание мощной нагрузки высоковольтной сети (сотни киловатт) в течение нескольких часов, в зависимости от емкости батарей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бурков, А.Т. Электронная техника и преобразователи / А.Т. Бурков. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
2. Забродин, Ю.С. Промышленная электроника / Ю.С. Забродин. – М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.
3. Засорин, С.Н. Электронная и преобразовательная техника / С.Н. Засорин, В.А. Мицкевич, К.Г. Кучма. – М.: Транспорт, 1981. – 319 с.
4. Перельман, Б.Л. Полупроводниковые приборы. Справочник / Б.Л. Перельман. – М.: Солон Микротех, 1996. – 452 с.
5. Полупроводниковые выпрямители / Под ред. Ф.Н. Ковалева и Г.П. Мостковой. – М.: Энергия, 1978. – 448 с.
6. Розанов, Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергия, 1979. – 392 с.
7. Розанов, Ю.К. Основы силовой электроники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 295 с.
8. Сен, П. Тиристорные электроприводы постоянного тока / П. Сен. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 232 с.
9. Справочник по преобразовательной технике / Под ред. И.М. Чиженко. – Киев: Техника, 1978. – 447 с.
10. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / Под ред. А.Д. Поздеева. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 352 с.
11. Чебовский, О.Г. Силовые полупроводниковые приборы: справочник / О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев, Р.П. Недошивин,. – М.: Энергоиздат, 1985. – 400 с.
12. Чиженко, И.М. Преобразовательная техника / И.М. Чиженко, В.С. Руденко, В.И. Сенько. – Киев: Вища школа, 1978. – 424 с.
13. Электронные устройства электромеханических систем / Ю.К. Розанов [и др.]. – М.: Academia, 2004. – 270 с.

2. ПРАКТИЧЕСКИЙ РАЗДЕЛ

Практический раздел содержит: план практических занятий, типовые задания и методическое пособие по выполнению курсового проекта, а также лабораторный практикум по дисциплине «Силовая преобразовательная техника» для студентов специальности 53 01 05 «Автоматизированные электроприводы».

Примерный план практических занятий

1. Расчет и выбор силовых полупроводниковых приборов выпрямителей по току и напряжению.
2. Расчет и выбор силовых элементов полупроводниковых преобразователей переменного напряжения (ППН).
3. Расчет и выбор силового трансформатора, элементов защиты силовых приборов преобразователей (анодного реактора, защитных R-C цепочек).
4. Расчет пульсаций тока и напряжения на выходе выпрямителей, расчет и выбор фильтров для сглаживания пульсаций на выходе выпрямителей.
5. Проектирование структурной и функциональной схем системы управления силовыми полупроводниковыми приборами.
6. Выбор типов аналоговых и цифровых ИМС для проектирования принципиальной электрической схемы системы управления преобразователем.
7. Электрический расчет функциональных элементов системы импульсно-фазового управления выпрямителя, ШИП.
8. Электрический расчет функциональных элементов системы импульсно-фазового управления инвертора.
9. Расчет регулировочных и внешних характеристик выпрямителей.
10. Расчет и выбор силовых элементов полупроводниковых преобразователей постоянного тока с импульсным управлением.
11. Расчет и выбор силовых элементов автономных инверторов на полностью и полууправляемых ключах.

Министерство образования Республики Беларусь
БЕЛОРУССКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Кафедра «Электропривод и автоматизация
промышленных установок и технологических комплексов»

Г.И. Гульков
Н.М. Улащик

СИЛОВАЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Методическое пособие
к курсовому проектированию
для студентов специальности 1-53 01 05
«Автоматизированные электроприводы»

Минск 2007

УДК 621.314.632 (075.8)

ББК 31.264.5я7

Г 94

Р е ц е н з е н т ы:

В.С. Юденков, М.И. Полуянов

Гульков, Г.И.

Г 94 Силовая преобразовательная техника: методическое пособие к курсовому проектированию для студентов специальности 1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы» / Г.И. Гульков, Н.М. Улащик. – Минск: БНТУ, 2007. – 90 с.

ISBN 978-985-479-630-7.

Методическое пособие предназначено для студентов дневной и заочной форм обучения при выполнении курсового проекта по дисциплине «Силовая преобразовательная техника». В нем отражены требования к курсовому проектированию и рассмотрено содержание разделов курсового проекта, а также показано, как рассчитывают и выбирают элементы силовой схемы полупроводникового преобразователя электрической энергии.

Приводятся методики расчета и выбора силовых диодов, тиристоров, симисторов, IGBT-ключей, силового трансформатора, анодного реактора, сглаживающего дросселя и защитных R-C-цепочек. Даны рекомендации по проектированию структурной и функциональной схем системы импульсно-фазового регулирования, выбору типов аналоговых и цифровых интегральных микросхем, проектированию и расчету принципиальных схем функциональных элементов системы управления преобразователем.

В приложении даны технические данные и параметры некоторых типов силовых трансформаторов, анодных реакторов и сглаживающих дросселей.

УДК 621.314.632 (075.8)

ББК 31.264.5я7

ISBN 978-985-479-630-7

© Гульков Г.И.,

Улащик Н.М., 2007

© БНТУ, 2007

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Дисциплина «Силовая преобразовательная техника» является специальной дисциплиной специальности «Автоматизированные электроприводы» и предусматривает, кроме изучения теоретического материала, закрепление полученных знаний при проведении практических и лабораторных занятий, а также при выполнении курсового проекта. Курсовое проектирование является одним из главных элементов учебного процесса. В ходе проектирования студенты приобретают практические навыки расчета силовых схем и выбора полупроводниковых приборов различных видов преобразователей электрической энергии, а также проектирования и расчета принципиальных электрических схем систем управления полупроводниковыми приборами преобразователей.

Курсовой проект по данной дисциплине включает вопросы проектирования полупроводникового преобразователя электрической энергии: изучение принципа действия и основных расчетных соотношений проектируемого преобразователя, выбор и расчет элементов силовой схемы (тиристоров, диодов, транзисторов, трансформаторов, анодных реакторов, сглаживающих дросселей и др.), расчет и выбор функциональных элементов системы управления преобразователем, расчет и построение различных характеристик проектируемого преобразователя.

Наиболее трудоемким этапом проектирования является вопрос выбора и расчета принципиальных электрических схем функциональных элементов системы управления преобразователем, так как данная задача имеет множество решений и выполняется сначала путем проектирования принципиальных схем отдельных элементов систем управления с последующей их взаимной увязкой.

Данное методическое пособие предназначено для оказания помощи студентам при проектировании различных типов полупроводниковых преобразователей электрической энергии.

2. ЗАДАНИЕ НА КУРСОВОЙ ПРОЕКТ. ТРЕБОВАНИЯ К ПРОЕКТУ

Задание на курсовой проект выдается руководителем на стандартном бланке и утверждается заведующим кафедрой. Оно включает тему проекта, исходные данные, содержание расчетно-пояснительной записки, перечень графического материала, рекомендуемую литературу, а также сроки выдачи и сдачи законченного проекта.

Содержание расчетно-пояснительной записки в общем случае имеет следующие разделы:

Введение.

1. Выбор силовых полупроводниковых приборов (СПП) по току и напряжению и проверка их по перегрузочной способности.

2. Расчет и выбор элементов пассивной защиты СПП от аварийных токов и перенапряжений.

3. Литературный обзор систем управления СПП преобразователя и формирование требований к системе управления проектируемого преобразователя.

4. Проектирование структурной и функциональной схем системы управления СПП.

5. Выбор типов линейных (аналоговых) и цифровых интегральных микросхем.

6. Проектирование принципиальной схемы и электрический расчет функциональных элементов СУ СПП.

7. Составление полной принципиальной электрической схемы преобразователя и перечня элементов к ней. Описание принципа действия схемы.

8. Расчет и построение внешней и регулировочной характеристик преобразователя.

Заключение.

Расчетно-пояснительная записка оформляется на стандартных листах бумаги формата А4 с одной стороны. Листы записки нумеруются в правом верхнем углу и сшиваются. На первом листе приводится содержание записки по разделам и основным параграфам разделов, а на последнем – список использованной литературы, оформляемой в соответствии с ГОСТ 7.1-84. Обложка пояснительной записки делается из плотной бумаги и оформляется по установленному в БНТУ образцу.

Разделы записки должны иметь четкое изложение материала, включая используемые методики расчета, основные допущения и обозначения. При использовании формул, графиков, численных коэффициентов и методик необходимо делать ссылки на соответствующие литературные источники, которые следует привести в списке использованной литературы.

Результаты повторяющихся расчетов следует сводить в таблицы, предварительно показав на примере ход вычислений. Таблицы и рисунки должны иметь наименования и нумерацию. Под буквенными обозначениями соответствующих величин необходимо указывать размерность.

Записка должна обязательно иллюстрироваться схемами, графиками и т.д., которые отражают результаты отдельных этапов проектирования. Они могут выполняться на листах записки или на листах кальки и миллиметровки. Записка должна содержать все необходимые графики, схемы, рисунки независимо от того, вынесены они на чертежные листы или нет.

Чертежи к проекту выполняются на листах формата А1. Они предназначены для иллюстрации доклада при защите проекта. Обычно на чертежах приводятся: функциональная схема системы управления проектируемым преобразователем, полная принципиальная электрическая схема преобразователя, расчетные графики и чертежи. Перечень материала, выносимого на чертежные листы, согласовывается с руководителем проекта.

Чертежи выполняются карандашом или тушью в соответствии с требованиями ЕСКД. Пояснительная записка пишется вручную аккуратным почерком или печатается с соблюдением правил орфографии и синтаксиса.

Для планомерной работы студента над проектом руководитель указывает ориентировочные сроки выполнения основных разделов.

Готовый проект студент сдает к установленному сроку руководителю для проверки. Если имеются замечания руководителя о качестве и полноте выполненной работы, студент дорабатывает проект и исправляет допущенные ошибки.

Курсовой проект студент защищает перед комиссией, состоящей из преподавателей кафедры.

3. ВЫБОР ЭЛЕМЕНТОВ СИЛОВОЙ СХЕМЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ЕСТЕСТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Принцип действия полупроводниковых преобразователей электроэнергии основан на использовании силовых полупроводниковых приборов, которые делятся на следующие основные виды: диоды, тиристоры, симметричные тиристоры (симмисторы), транзисторы.

Силовые полупроводниковые приборы (СПП) характеризуются широким рядом параметров, определяющим их статические и динамические свойства [1]. Основными параметрами, позволяющими осуществить обоснованный выбор СПП для проектируемого преобразователя, являются:

- коммутационные параметры;
- токи;
- напряжения.

3.1. Коммутационные параметры и выбор подвида СПП

Диод характеризуется одним коммутационным параметром: временем обратного восстановления. В зависимости от величины времени обратного восстановления диоды подразделяются на следующие подвиды:

- диоды низкочастотные (обозначение Д), у которых время обратного восстановления не нормируется;
- диоды быстровосстанавливающиеся (частотные) (ДЧ), у которых время обратного восстановления равно или менее нормы.

К коммутационным параметрам тиристора относят время включения, время выключения, критическую скорость нарастания тока в открытом состоянии и критическую скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии.

К коммутационным параметрам транзистора относятся время включения и время выключения.

Тиристоры в зависимости от величины времени включения и выключения подразделяются на следующие виды:

- тиристоры низкочастотные (Т), тиристоры симметричные (ТС), у которых время включения и время выключения не нормируется;

- быстродействующие тиристоры (ТБ), у которых время включения и время выключения равно или менее нормы;
- быстровыключающиеся тиристоры (ТЧ), у которых время выключения равно или менее нормы;
- быстровключающиеся тиристоры (ТИ), у которых время включения равно или менее нормы.

Низкочастотные диоды, тиристоры и симметричные тиристоры применяются в области частот от 0 до 500 Гц [2], где время включения и время выключения не оказывает существенного влияния на технические и экономические характеристики преобразователя. К таким преобразователям относятся преобразователи с естественной коммутацией: выпрямители, полупроводниковые преобразователи переменного напряжения и непосредственные преобразователи частоты, которые получают питание от общепромышленной сети переменного тока ($f_c = 50$ Гц).

Быстродействующие и быстровыключающиеся тиристоры, транзисторы, быстровосстанавливающиеся диоды применяются в преобразователях, в которых требуются в первую очередь малые времена включения и выключения, а также высокие скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии и тока в открытом состоянии. К таким преобразователям в частности относятся преобразователи с искусственной коммутацией: преобразователи с широтно-импульсным управлением постоянного и переменного тока, автономные инверторы.

3.2. Выбор низкочастотных СПП по току для преобразователей с естественной коммутацией

3.2.1. Режимы работы СПП в преобразователях и основные тепловые характеристики

В зависимости от условий протекания тока через СПП различают следующие режимы работы СПП [3]:

- длительный режим работы при неизменном или изменяющемся в ограниченных пределах (до 10 %) токе нагрузки, когда время протекания тока через СПП больше или равно времени t_{rb} необходимого для достижения его полупроводниковой структурой максимальной температуры при заданных токе и условиях охлаждения;
- повторно-кратковременный режим работы при дискретно изменяющемся от нуля до максимума токе, когда время протекания тока через СПП меньше t_{rt} и время паузы также меньше t_{rt} ;
- импульсный режим работы при нагрузке СПП кратковременными импульсами тока большой скважности, когда время протекания тока через прибор меньше t_{rb} , а время паузы – больше t_{rt} .

Рекомендуемые значения t_{rt} приведены в [3]. При протекании тока через СПП в результате теплового действия тока прибор нагревается. Тепловая энергия отводится от полупроводниковой структуры (в дальнейшем перехода) к

корпусу прибора, от него – к охладителю, от охладителя – к окружающей среде. При работе прибора в установившемся режиме температуры перехода T_j и корпуса T_c устанавливаются на значениях, зависящих от количества теплоты (протекающего тока), типа используемого охладителя и вида охлаждающей среды. В этом случае температура перехода определяется по выражениям:

$$T_j - T_c = P_{tot} \cdot R_{thjc}, \quad (3.1)$$

$$T_j - T_a = P_{tot} \cdot R_{thja},$$

где P_{tot} – среднее значение суммарных потерь мощности (определяет количество теплоты);

R_{thjc} – тепловое сопротивление переход–корпус;

R_{thja} – тепловое сопротивление переход–охлаждающая среда.

Суммарные потери P_{tot} включают в себя:

- потери, вызванные током нагрузки;
- потери, связанные с током утечки при приложении прямого напряжения в закрытом состоянии тиристора;
- потери, связанные с током утечки при приложении обратного напряжения;
- потери, возникающие при включении и выключении тиристора (коммутационные потери);
- потери в переходе управляющий электрод–катод, вызванные током открывания.

Основная доля тепловой энергии, выделяющейся в переходе, определяется потерями от тока нагрузки. Вследствие этого выражение (3.1) можно представить в виде:

$$T_j - T_c = P \cdot R_{thjc}, \quad (3.2)$$

$$T_j - T_a = P \cdot R_{thja}, \quad (3.3)$$

где P – потери мощности от тока нагрузки.

Потери мощности P определяются величинами прямого падения напряжения на приборе $U(i)$ и тока нагрузки i :

$$P = \frac{1}{t_2 - t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} U(i) \cdot i \cdot dt,$$

где $U(i) \cdot i$ – мгновенное значение потерь мощности.

Падение напряжения $U(i)$ определяется вольтамперной характеристикой прибора. При линейной аппроксимации ВАХ прибора средние потери мощности, вызывающие нагрев структуры прибора, рассчитываются по выражениям [1]:

$$P_F = U_{(TO)} \cdot I_{FAV} + k_{\Phi}^2 \cdot r_T \cdot I_{FAV}^2 - \text{для диода}, \quad (3.4)$$

$$P_T = U_{T(TO)} \cdot I_{TAV} + k_{\Phi}^2 \cdot r_T \cdot I_{TAV}^2 - \text{для тиристора},$$

$$P_T = 0,9 \cdot U_{T(TO)} \cdot I_{TRMS} + r_T \cdot I_{TRMS}^2 - \text{для симметричного тиристора},$$

где $U_{(TO)}$, $U_{T(TO)}$ – пороговое напряжение диода, тиристора и симметричного тиристора соответственно;

r_T – дифференциальное сопротивление;

I_{FAV} – среднее значение тока диода;

I_{TAV} – среднее значение тока тиристора;

I_{TRMS} – действующее значение тока симмистора;

k_Φ – коэффициент формы тока прибора, равен отношению действующего значения тока, протекающего через прибор, к среднему значению, $k_\Phi = \frac{I_{TRMS}}{I_{TAV}}$.

3.2.2. Критерий выбора СПП по току и номинальные режимы работы СПП

Критерием правильного выбора СПП является условие

$$T_j \leq T_{jm}, \quad (3.5)$$

где T_{jm} – максимально допустимая температура перехода.

В соответствии с условием (3.5) температура перехода не должна превысить максимально допустимую в любых режимах работы прибора. Так как при строго определенных условиях работы (R_{thjc} , R_{thja} , $U_{(TO)}$, $U_{T(TO)}$, k_Φ , r_T , T_a) температура перехода в соответствии с выражениями (3.2)–(3.4) однозначно связана с протекающим через прибор током, то при выполнении условия

$$I_{FAV} \leq I_{FAVm} \text{ – для диода,} \quad (3.6)$$

$$I_{TAV} \leq I_{TAVm} \text{ – для тиристора,}$$

$$I_{TRMS} \leq I_{TRMSm} \text{ – для симметричного тиристора,}$$

температура перехода не превысит максимально допустимую. В выражении (3.6) I_{FAVm} , I_{TAVm} – максимально допустимый средний ток диода и тиристора соответственно; I_{TRMSm} – максимально допустимый действующий ток симметричного тиристора.

Для каждого СПП в справочных материалах приводятся два значения максимально допустимого тока:

– максимально допустимый ток при заданной температуре корпуса прибора (соответствует выражению (3.2));

– максимально допустимый ток при заданных условиях охлаждения (соответствует выражению (3.3)).

Эти значения определены для наперед заданных условий работы СПП, сочетание которых назовем номинальным (классификационным) режимом работы прибора. Для диода и тиристора номинальным режимом является длительный режим работы с однополупериодной синусоидальной формой тока при частоте 50 Гц с углом проводимости $\beta = 180^\circ$. Форма тока, соответствующая номинальному режиму работы диода и тиристора, приведена на рис. 3.1.

Для номинального режима коэффициент формы тока вентиля

$$k_{\phi} = \frac{I_{\text{TRMS}}}{I_{\text{TAV}}} = 1,57.$$

Для симметричного тиристора номинальным режимом является длительный режим работы с синусоидальной формой тока при частоте 50 Гц (рис. 3.2).

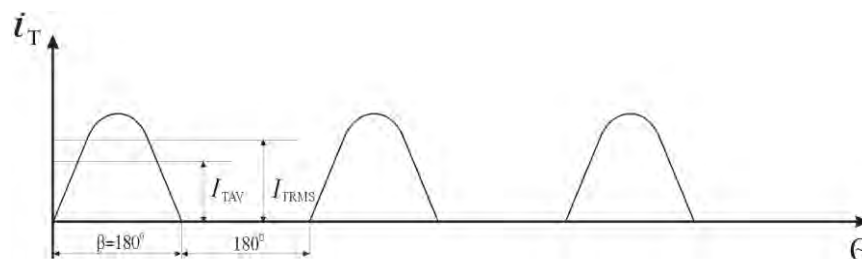


Рис. 3.1. Форма тока при номинальном режиме работы тиристора:

I_{TAV} – среднее значение тока тиристора,
 I_{TRMS} – действующее значение тока тиристора,
 β – угол проводимости, $\theta = \omega t$, $\omega = 2\pi f$, $f = 50$ Гц.

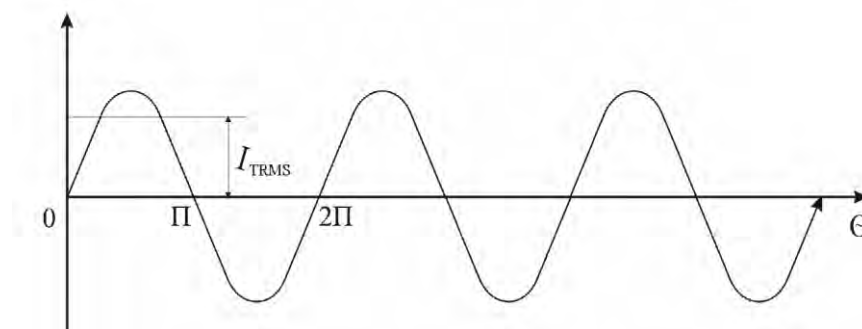


Рис. 3.2. Форма тока, соответствующая номинальному режиму работы симмистора.

Для номинального режима работы симметричного тиристора коэффициент формы тока $k_{\phi,i} = 1,11$.

СПП по значениям максимально допустимого тока при заданной температуре корпуса делятся на типы. Максимально допустимое значение тока, соответствующее типу СПП, назовем типовым. В качестве типового значения тока прибора принимается максимально допустимый средний (для диода и тиристора) или действующий (для симметричного тиристора) ток при заданной температуре корпуса, т.е. среднее (для диода и тиристора) или действующее (для симметричного тиристора) за период значение тока в открытом состоянии, протекающего через прибор, работающий в номинальном режиме, когда при установившемся тепловом состоянии температура корпуса равна заданному значению, а температура перехода равна максимально допустимой.

Типовое значение тока указывается в условном обозначении типа прибора. Например, в обозначении тиристора Т143-500 число 500 – это типовое значение тока. Предприятие-изготовитель СПП при определении типового значения тока не оговаривает, каким способом осуществляется охлаждение

прибора (тип охладителя и его характеристики, вид охлаждающей среды и т.д). Потребитель может нагрузить прибор током, равным типовому, если в длительном режиме работы обеспечит охлаждение (неизвестное заранее), при котором температура перехода будет равна максимально допустимой, а температура корпуса – заданной. Вследствие этого типовое значение тока можно использовать лишь для ориентировочного выбора СПП по току.

В качестве максимально допустимого тока при заданных условиях охлаждения принимается: максимально допустимый средний (для диода и тиристора) или действующий (для симметричного тиристора) ток при заданных условиях охлаждения, т.е. среднее (для диода и тиристора) или действующее (для симметричного тиристора) за период значение тока в открытом состоянии, протекающего через прибор, работающий в номинальном режиме при установившемся тепловом состоянии, при заданных температуре охлаждающей среды, типе охладителя и интенсивности охлаждения.

Значения максимально допустимого тока при заданных условиях охлаждения приводятся в справочных данных [1] для каждого типа прибора при определенной температуре охлаждающей среды (для воздуха $T_a = 40$ °С, для воды $T_a = 30$ °С), для одного или нескольких рекомендуемых типов охладителей с указанием вида охлаждения (естественное или принудительное) и его интенсивности (для воздуха указывается скорость воздуха $v_a = 6$ м/с или 12 м/с, для воды – $V = 6$ л/мин). Указанные условия охлаждения прибора назовем номинальными (классификационными) условиями охлаждения.

3.2.3. Выбор СПП по току для режима работы, соответствующего номинальному, при условиях охлаждения, соответствующих номинальным

Режим работы СПП соответствует номинальному при их использовании:

- в однофазных управляемых выпрямителях и преобразователях переменного напряжения с активной нагрузкой, если в процессе регулирования напряжения угол открывания α принимает минимальное значение, равное нулю;
- в преобразователях переменного напряжения с активно-индуктивной нагрузкой, если в процессе регулирования напряжения угол открывания α принимает значения $\alpha \leq \varphi$, (φ – фазовый угол нагрузки).

Условия охлаждения СПП соответствуют номинальным при их использовании в преобразователях, если:

- при естественном охлаждении максимальная температура воздуха $T_a = 40$ °С;
- при принудительном охлаждении максимальная температура воздуха $T_a = 40$ °С, воды $T_a = 30$ °С, скорость воздуха $v_a = 6$ м/с или 12 м/с, расход воды $V = 6$ л/мин;
- применяется рекомендуемый тип охладителя с заданным тепловым сопротивлением корпус охладителя R_{thch} .

Выбор СПП по току при работе в номинальном режиме при условиях охлаждения, соответствующих номинальным, осуществляется в соответствии со следующим алгоритмом:

1. На основании принципа действия силовой схемы преобразователя определяем режим работы с максимальной загрузкой приборов по току.

2. Устанавливаем соответствие режима работы приборов с максимальной загрузкой по току номинальному режиму, а также соответствие условий охлаждения приборов номинальным условиям охлаждения.

3. Рассчитываем среднее (для диода I_{FAV} и тиристора I_{TAV}) или действующее (для симметричного тиристора I_{TRMS}) значение тока, протекающего через прибор, для режима с максимальной загрузкой по току.

4. По условию

$$k_{з.р.и} I_{FAV} \approx I_{FAVm} - \text{для диода,} \quad (3.7)$$

$$k_{з.р.и} I_{TAV} \approx I_{TAVm} - \text{для тиристора,}$$

$$k_{з.р.и} I_{TRMS} \approx I_{TRMSm} - \text{для симметричного тиристора}$$

в соответствующей таблице «Рекомендуемые охладители и нагрузочная способность диодов (тиристоров, симметричных тиристоров)» [1] выбираем тип прибора и охладителя. В выражении (3.7) $k_{з.р.и}$ – коэффициент запаса по току в рабочем режиме (в отличие от режима перегрузки и аварийного), $k_{з.р.и} = 1,25 \dots 1,65$; I_{FAVm} , I_{TAVm} – максимально допустимый средний ток диода, тиристора соответственно при заданных условиях охлаждения; I_{TRMS} – максимально допустимый действующий ток симметричного тиристора при заданных условиях охлаждения.

Пример 3.1. Выбрать приборы по току для однофазного полууправляемого выпрямителя, работающего в длительном режиме.

Схема такого выпрямителя представлена на рис. 3.3. Действующее значение напряжения питания $U_1 = 380$ В, $f_1 = 50$ Гц, $R = 12$ Ом, диапазон регулирования угла открывания $\alpha = 0 \dots 150^\circ$. Охлаждение приборов естественное. Температура воздуха $+10 \dots +40$ °С.

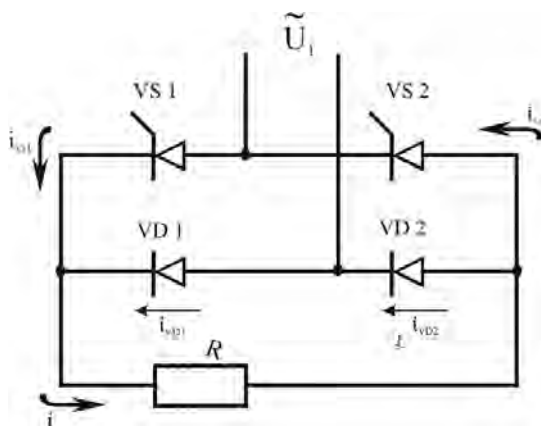


Рис. 3.3. Силовая схема однофазного мостового полууправляемого выпрямителя

Решение.

1. Для данной схемы максимальный ток тиристоров и диодов будет при $\alpha = 0$.

2. Так как ток при $\alpha = 0$ имеет однополупериодную синусоидальную форму (рис. 3.4), $f_1 = 50$ Гц, $\beta = 180^\circ$, режим работы выпрямителя длительный, то наиболее тяжелый режим работы тиристоров и диодов соответствует номинальному. Условия охлаждения приборов также соответствуют номинальным, так как охлаждение естественное и максимальная температура воздуха 40°C .

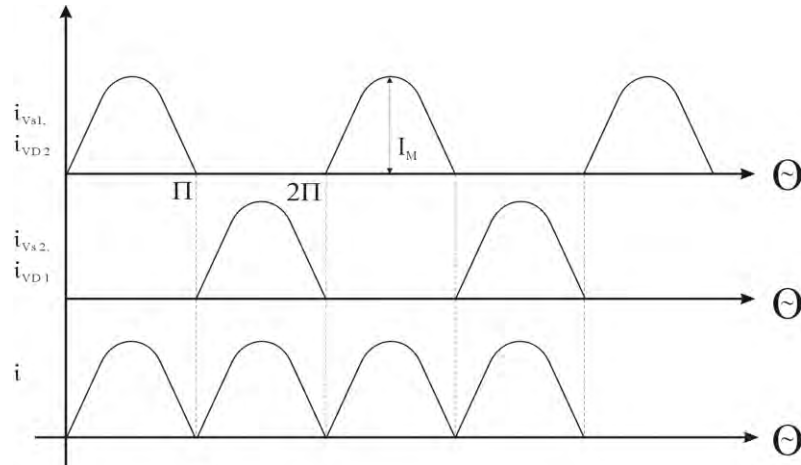


Рис. 3.4. Временные диаграммы работы однофазного полупроводяемого выпрямителя при $\alpha = 0$

3. Определим среднее значение тока тиристоров VS1, VS2 и диодов VD1, VD2 в схеме при $\alpha = 0$.

$$I_{TAV} = I_{FAV} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi I_M \cdot \sin \theta \cdot d\theta = \frac{I_M}{\pi} = \frac{U_1 \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot R} = \frac{380 \cdot \sqrt{2}}{3,14 \cdot 12} = 14,26 \text{ А.}$$

4. Приняв $k_{з.р.и} = 1,5$, определяем произведение

$$k_{з.р.и} \cdot I_{FAV} = k_{з.р.и} \cdot I_{TAV} = 1,5 \cdot 14,26 = 21,39 \text{ А.}$$

В соответствии с условиями (3.7) выбираем из табл. 5.3 [2, с. 89] диоды Д122-40 с охладителем 0221-60, $I_{FAVm} = 21$ А при естественном охлаждении и $T_a = 40^\circ\text{C}$; из табл. 11.3 [2, с. 179] выбираем тиристоры Т132-50 с охладителем 0231-80, $I_{TAVm} = 21$ А при естественном охлаждении и $T_a = 40^\circ\text{C}$.

Пример 3.2. Выбрать приборы по току для однофазного полупроводяемого выпрямителя с регулированием напряжения на стороне переменного тока.

Схема такого выпрямителя представлена на рис. 3.5. $U_1 = 220$ В, $f_1 = 50$ Гц, $R = 3,7$ Ом, $\alpha = 0 \dots 175^\circ$. Охлаждение приборов естественное. Температура воздуха $-10 \dots +40^\circ\text{C}$. Режим работы – длительный.

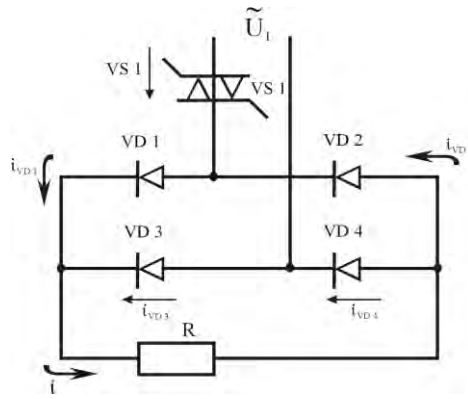


Рис. 3.5. Силовая схема однофазного полупроводящего выпрямителя с регулированием напряжения на стороне переменного тока
Решение.

1. Для данной схемы максимальный ток симметричного тиристора и диодов будет при $\alpha = 0$.

2. Режим работы приборов с максимальным током соответствует номинальному (рис. 3.6). Условия охлаждения также соответствуют номинальным.

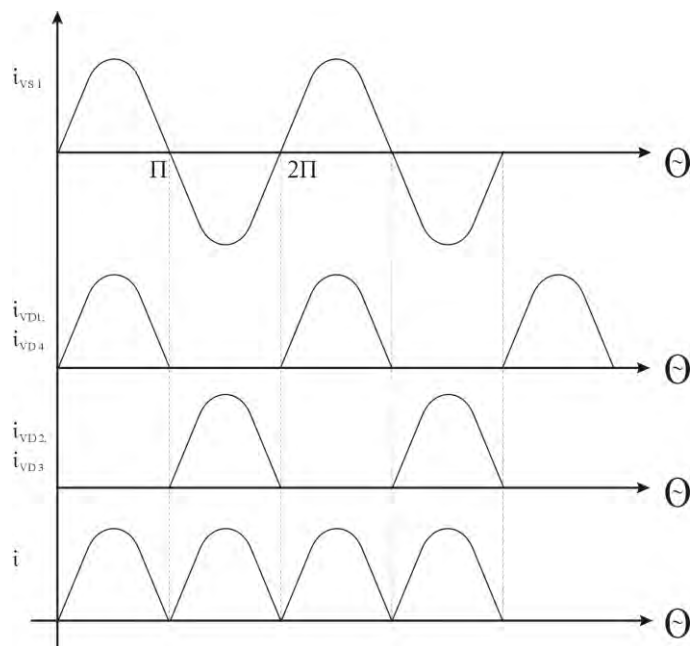


Рис. 3.6. Временные диаграммы работы полупроводящего выпрямителя с регулированием напряжения на стороне переменного тока при $\alpha = 0$

3. Действующее значение тока симметричного тиристора VS1

$$I_{\text{TRMS}} = \frac{U_1}{R} = \frac{220}{3,7} = 59,46 \text{ A.}$$

Среднее значение тока диодов VD1...VD4

$$I_{\text{FAV}} = \frac{U_1 \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot R} = 26,77 \text{ A.}$$

4. Приняв $k_{з.р.i} = 1,5$, определим значения:

$$k_{з.п.i} \cdot I_{TRMS} = 1,5 \cdot 59,46 = 89,19 \text{ А};$$

$$k_{з.п.i} \cdot I_{FAVM} = 1,5 \cdot 26,77 = 40,16 \text{ А}.$$

Выбираем симметричный тиристор ТС171-250 с охладителем 0181-110, $I_{TRMSm} = 90 \text{ А}$; диоды Д132-80 с охладителем 0231-80, $I_{FAVm} = 40 \text{ А}$.

Пример 3.3. *Выбрать тиристоры по току для однофазного преобразователя переменного напряжения.*

Схема такого ППН представлена на рис. 3.7. $U_1 = 380 \text{ В}$, $f_1 = 50 \text{ Гц}$, $R = 5 \text{ Ом}$, $L = 8 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$, $\alpha = \varphi \dots 175^\circ$ (φ – фазовый угол нагрузки). Охлаждение тиристоров принудительное, скорость воздуха $v = 6 \text{ м/с}$. Температура воздуха $0 \dots +40 \text{ }^\circ\text{С}$. Режим работы преобразователя – длительный.

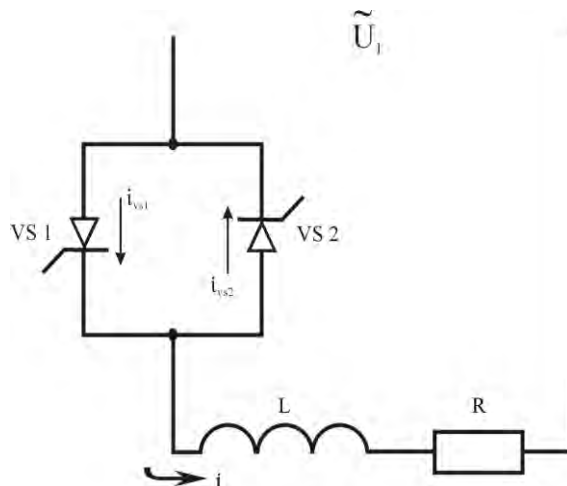


Рис. 3.7. Силовая схема однофазного ППН

Решение.

1. Для данной схемы максимальный ток тиристоров при $\alpha \leq \varphi$. Определим

$$\varphi = \text{arctg} \frac{\omega L}{R} = \text{arctg} \frac{314 \cdot 8 \cdot 10^{-3}}{5} = 29,6^\circ.$$

2. Режим работы тиристоров с максимальным током и условия охлаждения соответствуют номинальным (рис. 3.8).

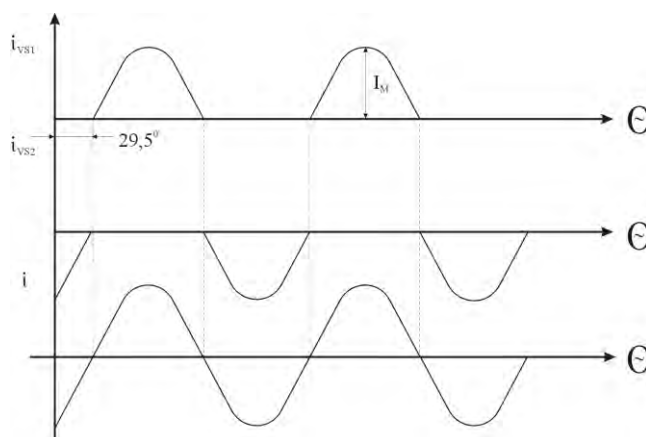


Рис. 3.8. Временные диаграммы работы однофазного ППН на R - L нагрузку при $\alpha \leq \varphi$

3. Среднее значение тока тиристоров VS1, VS2

$$I_{TAV} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_M \cdot \sin \theta \cdot d\theta = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_M \cdot \sin \theta \cdot d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_1}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} = 30,6 \text{ А.}$$

4. Приняв $k_{з.р.и} = 1,5$, определим значение $k_{з.р.и} \cdot I_{TAV} = 1,5 \cdot 30,6 = 45,9 \text{ А}$. Выбираем из табл. 11.6 [1] тиристоры Т152-80 с охладителем 0151-80, $I_{TAVm} = 45 \text{ А}$ при принудительном охлаждении со скоростью воздуха $v = 6 \text{ м/с}$ и $T_a = 40 \text{ °С}$.

3.2.4. Выбор СПП по току для режима работы и условий охлаждения, отличных от номинальных

Форма кривой при отклонении любого из параметров, характеризующих номинальный режим работы ($f_1 = 50 \text{ Гц}$, $\beta = 180^\circ$, $k_{ф.и} = 1,57$ (для диодов и тиристоров)), $k_{ф.и} = 1,11$ (для симметричных тиристоров) и номинальные условия охлаждения ($T_a = 40 \text{ °С}$ (для воздуха), $T_a = 30 \text{ °С}$ (для воды), $v = 6$ или 12 м/с , $V = 6 \text{ л/мин}$, рекомендуемый охладитель с заданным R_{thch}), режим работы прибора и условия охлаждения не соответствуют номинальным.

Рассмотрим влияние отклонения каждого из указанных параметров (при сохранении остальных на номинальном уровне) на максимально допустимый ток при заданных условиях охлаждения.

При $f_1 > 50 \text{ Гц}$ мощность потерь в СПП увеличивается за счет увеличения коммутационных потерь и потерь от тока открывания. Вследствие этого температура структуры T_j при токе, равном максимально допустимому при заданных условиях охлаждения, превысит допустимое значение T_{jm} . Поэтому ток, протекающий через прибор, необходимо уменьшить так, чтобы температура структуры не превышала T_{jm} .

При $f_1 < 50 \text{ Гц}$ необходимо также уменьшить допустимое значение тока. Это объясняется тем, что при неизменном среднем значении тока, равном максимально допустимому при заданных условиях охлаждения, средняя температура структуры также остается неизменной. Однако возрастает период протекания каждого импульса тока, а следовательно, и диапазон колебаний температуры структуры. Поэтому допустимый ток СПП должен быть уменьшен так, чтобы наибольшая температура перехода СПП на периоде протекания импульса тока не превышала максимально допустимого значения T_{jm} .

При $k_{ф.и} > 1,57$ (для диодов и тиристоров) и $k_{ф.и} > 1,11$ (для симметричных тиристоров) допустимый ток СПП необходимо уменьшить, так как при одном и том же среднем токе через СПП (действующем для симметричного тиристора), равном максимально допустимому при заданных условиях охлаждения, с увеличением $k_{ф.и}$ увеличивается амплитуда тока и его действующее значение, а следовательно, увеличивается полная мощность потерь в СПП и температура перехода.

Выбор СПП по току при работе в режиме и условиях охлаждения отличных от номинальных осуществляется в соответствии со следующим алгоритмом:

1. Устанавливаем, какие параметры, характеризующие номинальный режим работы и условия охлаждения, не соответствуют номинальным значениям.
2. На основании принципа действия силовой схемы преобразователя определяем режим работы с максимальной нагрузкой приборов по току.
3. Рассчитываем среднее и действующее значение тока, протекающего через прибор, для режима с максимальной нагрузкой по току.
4. Определяем коэффициенты формы тока прибора:

$$k_{\phi,i} = \frac{I_{FRMS}}{I_{FAV}} \text{ — для диода;}$$

$$k_{\phi,i} = \frac{I_{TRMS}}{I_{TAV}} \text{ — для тиристора и симметричного тиристора.}$$

5. По условию

$$k_{3,0} \cdot k_{3,p,i} \cdot I_{FAV} \approx I_{FAV_m} \text{ — для диода,}$$

$$k_{3,0} \cdot k_{3,p,i} \cdot I_{TAV} \approx I_{TAV_m} \text{ — для тиристора,} \quad (3.8)$$

$$k_{3,0} \cdot k_{3,p,i} \cdot I_{TRMS} \approx I_{TRMS_m} \text{ — для симметричного тиристора}$$

предварительно выбираем типы приборов и охладителей. В выражении (3.8) $k_{3,0}$ – коэффициент запаса, учитывающий отклонение режима работы и условий охлаждения от номинальных, $k_{3,0} = 0,8 \dots 1,2$. $k_{3,0} < 1$ при улучшении, $k_{3,0} > 1$ при ухудшении условий работы и охлаждения по сравнению с номинальными.

6. Для выбранного прибора рассчитываем максимально допустимый средний (для диода и тиристора) или действующий (для симметричного тиристора) ток при заданных условиях работы и охлаждения [1]:

$$I_{FAV_m}^* = \frac{\sqrt{U_{(TO)}^2 + 4k_{\phi}^2 r_T \frac{T_{jm} - T_a}{R_{thja}} - U_{(TO)}}}{2k_{\phi}^2 r_T},$$

$$I_{TAV_m}^* = \frac{\sqrt{U_{T(TO)}^2 + 4k_{\phi}^2 r_T \frac{T_{jm} - T_a}{R_{thja}} - U_{(TO)}}}{2k_{\phi}^2 r_T}, \quad (3.9)$$

$$I_{TRMS_m}^* = \frac{\sqrt{U_{(TO)}^2 + 4k_{\phi}^2 r_T \frac{T_{jm} - T_a}{R_{thja}} - U_{(TO)}}}{2k_{\phi} r_T},$$

где $I_{FAV_m}^*$, $I_{TAV_m}^*$ – максимально допустимый средний ток диода, тиристора соответственно при заданных условиях работы и охлаждения;

$I_{TRMS_m}^*$ – максимально допустимый действующий ток симметричного тиристора при заданных условиях работы и охлаждения;

$R_{thja} = R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha}$ – тепловое сопротивление переход-среда; °C/Вт;

R_{thjc} – тепловое сопротивление переход-корпус;
 R_{thch} – тепловое сопротивление корпус- контактная поверхность
 охладителя;

R_{thha} – тепловое сопротивление контактная поверхность охладителя –
 охлаждающая среда;

Значения $U_{(TO)}$, $U_{T(TO)}$, r_T , T_{jm} , R_{thjc} , R_{thch} , R_{thha} приводятся в справочнике [1] для выбранного по условию (3.8) типа прибора и соответствующего типа охладителя.

7. При выполнении условия:

$$\begin{aligned} k_{з.п.i} \cdot I_{FAV} &\approx I_{FAVm}^* - \text{для диода,} \\ k_{з.п.i} \cdot I_{TAV} &\approx I_{TAVm}^* - \text{для тиристора,} \\ k_{з.п.i} \cdot I_{TRMS} &\approx I_{TRMSm}^* - \text{для симметричного тиристора} \end{aligned} \quad (3.10)$$

считается, что прибор по току выбран правильно.

8. При невыполнении условия (3.10) расчет повторяют с п. 6, выбрав из справочника тип прибора с током на ступень выше или ниже.

Пример 3.4. Выбрать приборы по току для однофазного мостового выпрямителя (рис. 3.9), работающего в длительном режиме. Действующее значение напряжения питания $U_1 = 380$ В, $f_1 = 50$ Гц, $R = 12$ Ом, $L = 1,5$ Гн, $\alpha = 10 \dots 180^\circ$. Охлаждение тиристоров естественное, $T_a = 0 \dots 50$ °С.

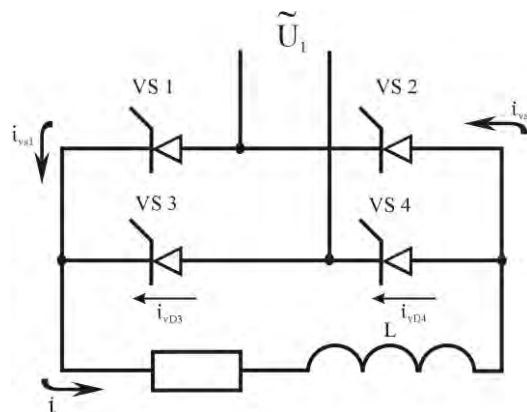


Рис. 3.9. Силовая схема однофазного мостового симметрично-управляемого выпрямителя

Решение.

1. Для данной схемы при активно-индуктивной нагрузке максимальный ток тиристоров будет при $\alpha = 10^\circ$.

2. При $\omega \cdot L \geq 5R$ (что выполняется для примера) можно считать, что ток тиристоров на интервале проводимости постоянный (не имеет пульсаций, рис. 3.10). Вследствие этого $k_\phi \neq 1,57$ и режим работы не соответствует номинальному. Условия охлаждения также не соответствуют номинальным, так как максимальная температура воздуха равна 50 °С.

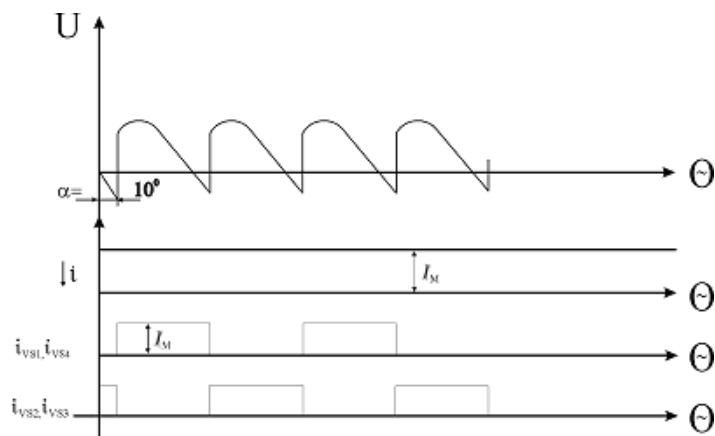


Рис. 3.10. Временные диаграммы работы однофазного симметрично-управляемого выпрямителя при $\alpha = 10$ ($L \rightarrow \infty$)

3. Среднее значение тока тиристоров VS1...VS4

$$I_{TAV} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_M(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_M(\theta) d\theta = \frac{I_M}{2} =$$

$$= \frac{E_0 \cdot \cos \alpha \min}{2R} = \frac{0,9U_1 \cdot \cos 10^\circ}{2 \cdot 12} = \frac{0,9 \cdot 380 \cdot \cos 10^\circ}{24} = 14 \text{ A.}$$

4. Действующее значение тока тиристоров VS1...VS4

$$I_{TRMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_M^2 d\theta} = \frac{I_M}{\sqrt{2}}.$$

5. Коэффициент формы тока тиристора

$$k_\Phi = \frac{I_{TRMS}}{I_{TAV}} = \sqrt{2}.$$

6. Так как $k_\Phi < 1,57$ (условия по нагреву током легче, чем в номинальном режиме), а максимальная температура воздуха $T_a = 50$ °С (условия по отводу тепла хуже, чем при $T_a = 40$ °С), принимаем $k_{3,0} = 1$. Приняв $k_{3,p,i} = 1,5$, определим значение $k_{3,0} \cdot k_{3,p,i} \cdot I_{TAV} = 1 \cdot 1,5 \cdot 14 = 21$ А. Выбираем тиристоры Т132-50 с охладителем 0231-80, $I_{TAVm} = 21$ А при естественном охлаждении и $T_a = 40$ °С. $U_{T(то)} = 1,03$ В, $r_T = 4,6 \cdot 10^{-3}$ Ом, $T_{jm} = 125$ °С, $R_{thja} = 2,8$ °С/Вт.

7. Рассчитываем по формуле (3.9) I_{TAVm}^* :

$$I_{TAVm}^* = \frac{\sqrt{1,03^2 + 4 \cdot 2 \cdot 4,6 \cdot 10^{-3} \frac{125 - 50}{2,8}} - 1,03}{2 \cdot 2 \cdot 4,6 \cdot 10^{-3}} = 21,8 \text{ A.}$$

8. Так как условие (3.10) выполняется, то тиристоры по току выбраны правильно.

3.2.5. Проверка СПП по перегрузочной способности

В процессе эксплуатации преобразователей СПП могут подвергаться рабочим и аварийным перегрузкам по току. Например, в преобразователях, используемых в электроприводе, токовые рабочие перегрузки возникают в переходных режимах работы (пуск, торможение, наброс нагрузки выше номинальной). Если через прибор в номинальном режиме работы

преобразователя протекает максимально допустимый ток, то рабочие перегрузки недопустимы, так как температура перехода имеет максимально допустимое значение. Выбор приборов по току осуществляется с учетом коэффициента запаса. Поэтому в номинальном режиме работы преобразователя температура перехода ниже максимально допустимой и прибор может быть нагружен током, превышающим номинальный, в течение определенного времени, за которое температура перехода достигнет максимально допустимого значения. Очевидно, что чем больше значение тока перегрузки, тем меньше время, за которое температура перехода достигает максимально допустимого значения и, наоборот.

Из вышесказанного следует, что для обеспечения нормальной работы преобразователя в режимах рабочей перегрузки необходимо для выбранных по току СПП осуществить их проверку по перегрузочной способности.

Критерием нормальной работы СПП при перегрузке по току является выполнения условия:

$$t_m \geq t_{\text{пер}}, \quad (3.11)$$

где t_m – максимально допустимое время перегрузки, за которое температура перехода достигнет максимально допустимого значения;

$t_{\text{пер}}$ – требуемое (реальное) время перегрузки.

Время t_m определяется по графику зависимости переходного теплового сопротивления переход-среда $Z_{(\text{th})\text{tja}} = f(t)$ для конкретных типов прибора, охладителя и интенсивности охлаждения [1]. Переходное тепловое сопротивление при неимпульсной перегрузке, следующей за непрерывной работой [1]:

$$Z_{(\text{th})\text{tja}} = \frac{T_{jm} - T_a - P_T R_{\text{thja}}}{P_{T(\text{OV})} - P_T}, \quad (3.12)$$

где $P_{T(\text{OV})}$ – средние потери мощности при перегрузке (для диода $P_{F(\text{OV})}$).

$P_{T(\text{OV})}$ определяются по выражению (3.4), в которое подставляется значение тока перегрузки, равное $k_{\text{зрпim}} \cdot I_{\text{TAVпер}}$;

$k_{\text{зрпim}}$ – коэффициент запаса по току рабочей перегрузки, $k_{\text{зрпim}} = 1,1 \dots 1,2$.

Проверка СПП по перегрузочной способности осуществляется в следующей последовательности:

1. Определяем по формуле (3.4) средние потери мощности P_T (для диода P_F) для тока, предшествующего перегрузке:

$$P_T = U_{T(\text{TO})} \cdot I_{\text{TAV}} + k_{\text{ф}}^2 \cdot r_T \cdot I_{\text{TAV}}^2;$$

для симмистора: $P_T = 0,9 \cdot U_{T(\text{TO})} \cdot I_{\text{TRMS}} + r_T \cdot I_{\text{TRMS}}^2$.

2. Определяем по (3.4) средние потери мощности $P_{T(\text{OV})}$ (для диода $P_{F(\text{OV})}$) для тока, соответствующего перегрузке. Ток перегрузки СПП напрямую связан с пусковым током двигателя постоянного тока (ДПТ). Пусковой ток ДПТ по условиям безискровой коммутации для общепромышленных ДПТ ограничен значениями $I_{\text{пуск}} = (2,5 \dots 4,0) I_{\text{н}}$. Также $I_{\text{пуск}}$ ограничивается по условиям не превышения допустимого линейного (или углового) ускорений $a_{\text{доп}}$. Таким образом, $I_{\text{TAVпер}} = (2,5 \dots 4,0) I_{\text{TAV}}$:

$$P_{T(OV)} = U_{T(TO)} \cdot I_{TAVпер} \cdot k_{зрим} + k_{\Phi}^2 \cdot r_T (I_{TAVпер} \cdot k_{зрим})^2.$$

3. Определяем по (3.12) переходное тепловое сопротивление переход-среда $Z_{(th)tja}$.

4. По графику функции $Z_{(th)tja} = f(t)$ определяем максимально допустимое время перегрузки t_m [1].

5. Определяем реальное время перегрузки, равное времени пуска электропривода:

$$t_{пер} = t_{пуск} = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_H}{M_{пуск} - M_c},$$

где J_{Σ} – суммарный приведенный момент инерции электропривода, $J_{\Sigma} = (1, 2 \dots 1, 3) J_{дв}$;

$J_{дв}$ – момент инерции электродвигателя;

ω_H – номинальная угловая скорость двигателя, $\omega_H = \frac{\pi \cdot n_H}{30}$;

$M_{пуск}$ – пусковой момент двигателя, при $\Phi = \text{const}$ $M_{пуск} \equiv I_{пуск}$, следовательно $M_{пуск} = (2, 5 \dots 4, 0) M_H$; $M_H = P_H / \omega_H$;

M_c – статический момент, с которым происходит пуск электропривода, принять $M_c = M_H$.

6. Если условие (3.11) выполняется, то прибор удовлетворяет режиму перегрузки.

7. Если условие (3.11) не выполняется, расчет повторяют, выбрав из справочника тип прибора с током на ступень выше.

Пример 3.5. В однофазном мостовом выпрямителе, питающем двигатель, используются тиристоры Т132-50 с охладителем 0231-80. Охлаждение естественное, $T_a = 60$ °С. Осуществить проверку тиристоров по перегрузочной способности, для режима пуска двигателя 2ПО132L до номинальной скорости $\omega_H = 234,5$ рад/с с постоянным моментом $M_{пуск} = 2,5$ Н·м. Номинальный ток двигателя $I_H = 29$ А; номинальный момент $M_H = 22,6$ Н·м; момент нагрузки $M_c = 0$; момент инерции привода $J_{\Sigma} = 0,06$ кг·м².

Решение.

1. Определяем средние потери мощности P_T с учетом того, что $I_{TAV} = \frac{I_H}{2}$, $k_{\Phi} = 1,41$ для однофазного мостового выпрямителя:

$$P_T = U_T \cdot I_{TAV} + k_{\Phi}^2 \cdot r_T \cdot I_{TAV}^2 = 1,03 \cdot 14,5 + 1,41^2 \cdot 4,6 \cdot 10^{-3} \cdot 14,5^2 = 16,9 \text{ Вт.}$$

2. Определяем средние потери мощности $P_{T(OV)}$ в режиме перегрузки, приняв $k_{зрим} = 1,1$:

$$P_{T(OV)} = 1,03 \cdot 2,5 \cdot 14,5 \cdot 1,1 + 1,41^2 \cdot 4,6 \cdot 10^{-3} (2,5 \cdot 14,5 \cdot 1,1)^2 = 55,7 \text{ Вт.}$$

3. Определяем $Z_{(th)tja}$

$$Z_{(th)tja} = \frac{125 - 60 - 16,9 \cdot 2,8}{55,7 - 16,9} = 0,46 \text{ °С/Вт.}$$

4. По графику $Z_{(th)tja} = f(t)$ (рис. 11.9, e, кривая 1) находим $t_m = 1,7$ с.

5. Определяем время перегрузки, равное времени пуска двигателя:

$$t_{\text{пер}} = \frac{J_{\Sigma} \omega_{\text{н}}}{M_{\text{пуск}} - M_{\text{с}}} = \frac{0,06 \cdot 234,5}{2,5 \cdot 22,6} = 0,25 \text{ с.}$$

6. Так как $t_m > t_{\text{пер}}$, то тиристоры Т132-50 с охладителем 0231-80 удовлетворяют режиму перегрузки.

3.3. Выбор класса СПП по напряжению

СПП должны выдерживать определенные напряжения, прикладываемые к ним как в прямом, так и в обратном направлениях. В полупроводниковом преобразователе СПП подвергаются воздействию рабочего напряжения и перенапряжений.

Рабочее импульсное напряжение (в преобразователях с естественной коммутацией синусоидальное) или рабочее постоянное напряжение (в преобразователях с искусственной коммутацией) определяется напряжением источника питания. Номинальное значение и допустимые отклонения этого напряжения известны и не могут быть произвольно изменены.

Перенапряжения разделяют на повторяющиеся и неповторяющиеся. Повторяющиеся перенапряжения определяются действием схемы преобразователя и возникают, например, при коммутации СПП. Неповторяющиеся перенапряжения определяются внешними по отношению к преобразователю причинами, например, срабатыванием коммутационной или защитной аппаратуры в схеме преобразователя или внешней цепи, а также грозowymi электрическими разрядами. Величины перенапряжений в схеме зависят от параметров силовой цепи преобразователя и заранее неизвестны. Предвидимые перенапряжения, прикладываемые к СПП в схеме, могут быть уменьшены по величине с помощью устройств ограничения перенапряжений. Полное снятие перенапряжений в большинстве схем нецелесообразно, так как приводит к чрезмерному увеличению массы и габаритов устройств ограничения перенапряжений, а также потерь мощности в них. На практике выбирают СПП, имеющий запас классификационного значения напряжения по отношению к максимальному значению рабочего напряжения, прикладываемого к СПП в схеме. Уровень запаса выбирают из условий получения приемлемых массы и габаритов устройств ограничения перенапряжений и приемлемой мощности потерь в них. В качестве классификационного значения напряжения, приводимого в справочных материалах, принимают повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии U_{DRM} . U_{DRM} указывается в справочных данных в обозначении вентиля соответствующей цифрой класса прибора по напряжению и равно числу сотен вольт. Например, Т122-25-8 – тиристор 8 класса (максимальное значение прикладываемого к нему напряжения до 800 В).

Выбор СПП по напряжению осуществляется по формуле

$$k_{3,u} \cdot U_m \leq U_{\text{DRM}}, \quad (3.13)$$

где $k_{3,u}$ – коэффициент запаса по рабочему напряжению, $k_{3,u} = 1,65 \dots 2$;

U_m – максимальное значение рабочего напряжения, прикладываемого к СПП в схеме, $U_m = k_c \cdot U_{\text{м.н}} = 1,15 U_{\text{м.н}}$;

$U_{mн}$ – номинальное значение максимального обратного напряжения, прикладываемого к вентилю в конкретной схеме;

k_C – коэффициент, учитывающий возможность повышения напряжения в сети, $k_C = 1,15$.

Пример 3.6. Выбрать тиристоры Т132-50 по напряжению из примера 3.4: однофазный мостовой выпрямитель, $U_1 = 380$ В.

1. Максимальное значение обратного напряжения, прикладываемого к тиристорам в схеме $U_{mн} = \sqrt{2} U_1$.

2. Находим значение

$$k_{3U} \cdot 1,15 \cdot U_{mн} = k_{3U} \cdot 1,15 \cdot \sqrt{2} \cdot U_1 = 1,8 \cdot 1,15 \cdot \sqrt{2} \cdot 380 = 1112 \text{ В.}$$

Таким образом, для данных тиристоров Т132-50 $U_{DRM} = 12$, т.е. нужны тиристоры 12 класса по напряжению – Т132-50-12.

Пример 3.7. Выбрать класс тиристоров по напряжению, работающих в трехфазной мостовой схеме выпрямления с трансформатором. Питающая сеть 380/220 В, фазное значение напряжения вторичной обмотки трансформатора $U_{2ф} = 120$ В.

1. Максимальное значение обратного напряжения, прикладываемого к тиристорам, в схеме:

$$U_{mн} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_{2ф} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 120 = 294 \text{ В.}$$

2. Приняв $k_{3U} = 2,0$, находим

$$k_{3U} \cdot 1,15 \cdot U_{mн} = 2 \cdot 1,15 \cdot 294 = 676 \text{ В.}$$

3. Следовательно, необходимы тиристоры с $U_{DRM} = 7$, т.е. 7 класса по напряжению.

3.4. Выбор силового трансформатора

Силовой трансформатор применяется для согласования номинального напряжения нагрузки с выпрямленным напряжением.

В настоящее время в связи с тем, что массогабаритные показатели трансформатора невысоки (масса трансформатора в 2–4 раза больше, чем масса силовой схемы и системы управления, габариты трансформатора составляют до 50 % от габаритов всего преобразователя и системы управления), а также стоимость трансформатора составляет до 40 % от стоимости всего преобразователя и его системы управления, то однофазные схемы выпрямителей при питании двигателей обычно выполняются бестрансформаторными.

Проектируемый преобразователь электрической энергии должен обеспечить на нагрузке номинальное напряжение. Ориентируясь на стандартную промышленную сеть 380/220 В, 50 Гц, однофазные мостовые схемы ($k_{сх} = 0,9$), работающие на двигатель с $U_{ян} = 110$ В, запитывают сетевым напряжением $U_{1н} = 220$ В, а работающие на двигатель с $U_{ян} = 220$ В – сетевым напряжением $U_{1н} = 380$ В. При этом необходимо ограничить минимальное значение угла открывания α значением α_{min} , если нагрузкой является двигатель постоянного тока.

Значение минимального угла открывания вентилей α_{\min} для однофазных схем лежит в пределах $\alpha_{\min} = 40 \dots 50^\circ$ эл., для трехфазных $\alpha_{\min} = 20 \dots 30^\circ$ эл. и определяется в первом приближении по формуле:

– для симметричных (полностью управляемых) схем

$$U_{\text{ян}} = E_0 \cdot \cos \alpha_{\min}, \quad (3.14)$$

$$\alpha_{\min} = \arccos \frac{U_{\text{ян}}}{E_0},$$

где $U_{\text{ян}}$ – номинальное значение напряжения двигателя;

E_0 – значение выпрямленной ЭДС при $\alpha = 0$, $E_0 = k_{\text{схе}} \cdot U_1$;

– для несимметричных (полууправляемых) схем

$$U_{\text{ян}} = E_0 \cdot \frac{1 + \cos \alpha_{\min}}{2},$$

$$\alpha_{\min} = \arccos \left(2 \cdot \frac{U_{\text{ян}}}{E_0} - 1 \right). \quad (3.15)$$

При проектировании трехфазной нулевой схемы трансформатор необходим для создания нулевой точки для питания нагрузки. Если проектируется трехфазная мостовая схема, то при $U_{\text{ян}} = 440$ В трансформатор не нужен, а при других значениях номинального напряжения двигателя ($U_{\text{ян}} = 110, 220$ В) трансформатор необходим, т.к. получение необходимого напряжения за счет увеличения угла α при отсутствии трансформатора приводит к большим пульсациям тока нагрузки и теряет смысл применение многопульсных схем.

Выбор трансформатора осуществляется в следующей последовательности:

1. Находим требуемое значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора по формуле

$$U_{2\text{расч}} = E_2 \cdot k_C \cdot k_R \cdot k_\alpha, \quad (3.16)$$

где E_2 – ЭДС вторичной обмотки трансформатора

$$E_2 = \frac{U_H}{k_{\text{схе}}};$$

U_H – номинальное напряжение нагрузки;

$k_{\text{схе}}$ – коэффициент схемы по ЭДС;

k_C – коэффициент, учитывающий возможность снижения напряжения в сети, $k_C = 1,1$;

k_R – коэффициент, учитывающий падение напряжения на активных сопротивлениях трансформатора, падение напряжения на вентилеях и падение напряжения из-за коммутации вентилей, $k_R = 1,05$;

k_α – коэффициент, учитывающий неполное открывание вентилей, $k_\alpha = 1,1$ – для нереверсивных преобразователей, $k_\alpha = 1,2$ – для реверсивных преобразователей.

2. Рассчитываем типовую мощность трансформатора

$$S_T = k_p \cdot P, \quad (3.17)$$

где P – мощность постоянных составляющих напряжения и тока выпрямителя,

$$P = \frac{P_H}{\eta_H};$$

k_p – коэффициент, учитывающий превышение типовой мощности над мощностью постоянных составляющих, $k_p = S_T/P$; $k_p = 1,11$ – для однофазных мостовых схем; $k_p = 1,345$ – для трехфазной нулевой схемы; $k_p = 1,045$ – для трехфазной мостовой схемы.

3. Полная мощность трансформатора

$$S_{\text{расч}} = k_C^2 \cdot k_R \cdot k_f \cdot S_T, \quad (3.18)$$

где k_i – коэффициент непрямоугольности тока, учитывающий отклонение формы тока от прямоугольной, $k_i = 1,05 \dots 1,1$.

4. Из каталога выбираем трансформатор по соотношениям

$$\begin{aligned} S_H &\geq S_{\text{расч}}, \\ U_{2H} &\approx U_{2\text{расч}}. \end{aligned} \quad (3.19)$$

5. Находим активное сопротивление фазы трансформатора:

$$R_{\text{тр}} = R_1' + R_2 = \frac{\Delta P_{\text{нагр}}}{m_2 \cdot I_{2H}^2}, \quad (3.20)$$

где R_1' – активное сопротивление первичной обмотки трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке;

R_2 – активное сопротивление вторичной обмотки;

$\Delta P_{\text{нагр}}$ – нагрузочные потери трансформатора или потери короткого замыкания $\Delta P_{\text{кз}}$;

I_{2H} – номинальный ток фазы вторичной обмотки трансформатора.

6. Находим индуктивное сопротивление фазы трансформатора:

$$X_{\text{тр}} = X_1' + X_2 = \sqrt{Z_k^2 - R_{\text{тр}}^2},$$

где X_1' – индуктивное сопротивление первичной обмотки трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке;

X_2 – индуктивное сопротивление вторичной обмотки трансформатора;

Z_k – полное сопротивление короткого замыкания трансформатора,

$$Z_k = \frac{U_k \cdot U_{2H}}{I_{2H} \cdot 100} \cdot k_{\text{тр}}^2, \quad (3.21)$$

U_k – напряжение короткого замыкания трансформатора, %;

$k_{\text{тр}}$ – коэффициент трансформации трансформатора.

3.5. Выбор трансформатора для системы НВ-ПШИУ

Трансформатор для системы НВ-ПШИУ выбирается исходя из условия обеспечения номинального напряжения на якоре двигателя $U_{\text{я.дв}}$ при максимальной скважности импульсов управления $\gamma_{\text{max}} = 0,85 \dots 0,9$:

$$U_{\text{я.дв.н}} = (U_{\text{п}} - n \cdot \Delta U_{\text{в}}) \gamma_{\text{max}},$$

где U_{Π} – постоянное напряжение на выходе неуправляемого выпрямителя (НВ);
 ΔU_B – падение напряжения на открытом ключе ПШИУ, $\Delta U = 2 \dots 3$ В;
 n – число ключей ПШИУ, по которым одновременно протекает ток;
 γ_{\max} – максимальная скважность импульсов управления ключами ПШИУ,
 $\gamma_{\max} = 0,85 \dots 0,9$.

Таким образом,

$$U_{\Pi} = \frac{U_{\text{я.дв.н}}}{\gamma_{\max}} + n \cdot \Delta U_B ;$$

$$U_{2\text{расч}} = E_{2\text{н}} \cdot k_R \cdot k_{\alpha} ;$$

$$E_{2\text{н}} = \left(\frac{U_{\Pi}}{k_{\text{схе}}} + n \cdot \Delta U_B \right) \cdot k_C ,$$

где k_C – коэффициент, учитывающий возможное изменение напряжения питающей сети в допустимых пределах, $k_C = 1,1$.

$$S_T = S_{1\text{н}} = S_{2\text{н}} = k_P \cdot P ,$$

где $P = \frac{P_{\text{н}}}{\eta_{\text{н}}} .$

$$S_{1\text{н}} = m_1 \cdot U_{1\text{н}} \cdot I_{1\text{н}} ,$$

$$S_{2\text{н}} = m_2 \cdot U_{2\text{н}} \cdot I_{2\text{н}} ,$$

где $U_{1\text{н}}, U_{2\text{н}}, I_{1\text{н}}, I_{2\text{н}}$ – номинальные значения фазных напряжений и токов первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Если в каталоге отсутствует трансформатор с необходимыми параметрами, то в соответствии с расчетными значениями величин принимаем его изготовление по спецзаказу. Далее необходимо выполнить расчет трансформатора, в ходе которого определить активное и индуктивное сопротивления фазы трансформатора.

Определяем

$$S = S_{1\text{н}} = S_{2\text{н}} ; I_{1\text{н}} = \frac{S_{1\text{н}}}{U_{1\text{н}} \cdot m_1} ; I_{2\text{н}} = \frac{S_{2\text{н}}}{U_{2\text{н}} \cdot m_2} .$$

Принимаем плотность тока в обмотке трансформатора $j = 3 \dots 5$ А/мм². Тогда площадь поперечного сечения проводников

$$S_{\text{пр1}} = I_{1\text{н}} / j ; S_{\text{пр2}} = I_{2\text{н}} / j .$$

Диаметр проводников

$$D_{\text{пр1}} = 2 \sqrt{\frac{S_{\text{пр1}}}{\pi}} ; D_{\text{пр2}} = 2 \sqrt{\frac{S_{\text{пр2}}}{\pi}} .$$

Обмотки трансформатора изготавливаем из медных проводов с удельным сопротивлением $\rho_m = 0,0175 \frac{\hat{I} \cdot \hat{I} \cdot \hat{I} \cdot \hat{I}^2}{\hat{I}}$.

Зададимся индукцией магнитного поля $B = (1,5 \dots 1,7)$, Тл.

$$E_1 = 4,44 \cdot f \cdot W_1 \cdot B \cdot S ,$$

где f – частота питающей сети, $f = 50$ Гц;

S – площадь поперечного сечения магнитопровода сердечника;

W_1 – число витков в фазе первичной обмотки трансформатора.

Зададимся W_1 и найдем

$$S = \frac{E_1}{4,44 \cdot f \cdot B \cdot w_1}.$$

Число витков в фазе вторичной обмотки трансформатора

$$w_2 = \frac{E_{2H}}{4,44 \cdot f \cdot B \cdot S}.$$

Принимаем, что трансформатор имеет стержневой магнитопровод, а также считаем, что обмотка однослойная. Тогда средняя длина витка $l_{cp} = 4 \cdot \sqrt{S}$.

Находим активное сопротивление фазы трансформатора

$$R_{TP} = R_1 + R_2' = R_1 + k_{TP}^2 \cdot R_2,$$

где k_{TP} – коэффициент трансформации трансформатора, $k_{TP} = E_1/E_2$.

$$R_1 = l_{cp} \cdot w_1 \cdot \rho_M / S_{пр1}; \quad R_2 = l_{cp} \cdot w_2 \cdot \rho_M / S_{пр2}.$$

Находим полное сопротивление короткого замыкания трансформатора

$$Z_k = \frac{e_k \cdot U_{2H}}{I_{2H} \cdot 100 \%}.$$

Тогда

$$x_{TP} = x_1' + x_2 = \sqrt{Z_k^2 - R_{TP}^2}.$$

Находим x_1 и x_2' :

$$x_1 \approx x_2' = \frac{x_{TP}}{2}; \quad x_2 = \frac{x_2'}{k_{TP}^2}.$$

Индуктивности первичной и вторичной обмоток трансформатора

$$L_1 = x_1 / \omega, \quad L_2 = x_2 / \omega.$$

3.6. Выбор элементов силовой схемы полупроводниковых преобразователей с широтно-импульсным управлением

Длительный период времени основными силовыми приборами оставались биполярный транзистор и тиристор. Принципиальными недостатками биполярного транзистора являются значительная мощность, потребляемая на управление, а тиристора – неполная управляемость и сравнительно низкое быстродействие. Разработка запираемого тиристора (англ. GTO – gate thiristor off) решило проблему управляемости этого мощного управляемого прибора, но при этом его частотные свойства не улучшились.

Новые перспективы в принципиальном совершенствовании параметров транзисторов в части существенного снижения мощности управления и повышения быстродействия открыло создание МОП-транзистора (англ. MOSFET – metal oxide semiconductor field effect transistor).

Однако этот вид транзистора имеет значительные ограничения на повышение рабочих напряжений. Эти ограничения обусловлены повышением сопротивления во включенном состоянии транзисторов, разработанных на более высокие напряжения. В этой связи в настоящее время МОП-транзисторы используются, как правило, на рабочие напряжения, не превышающие 300–400 В. Из-за относительно высоких значений сопротивления мощные МОП-

транзисторы уступают биполярным в части потерь мощности в проводящем состоянии.

Компромиссным техническим решением, позволившим реализовать положительные качества как биполярных, так и МОП-транзисторов, стало создание IGBT. Обладая хорошими частотными свойствами, крайне низким значением мощности управления, IGBT имеет относительно низкое падение напряжения (2,5–3,5 В) в проводящем состоянии при рабочих напряжениях до 1500–1700 В. Благодаря этим качествам область использования IGBT постоянно расширяется и начинает занимать доминирующее положение в устройствах средней мощности.

На основе IGBT в настоящее время разрабатывается большинство силовых электронных устройств, работающих от промсетей с напряжением 220–380 В. Практически все крупнейшие фирмы мира, производящие электронную продукцию, развивают новые технологии IGBT и расширяют рынок этих приборов.

Выбор элементов силовой схемы полупроводниковых преобразователей с широтно-импульсным управлением (ПШИУ), выполненных на IGBT-транзисторах, осуществляется в следующей последовательности:

1. Находим активную мощность на входе ПШИУ

$$P_a = \frac{P_n}{\eta_n}, \quad (3.22)$$

где P_n – номинальная мощность нагрузки (двигателя);

η_n – номинальный КПД нагрузки.

2. Номинальное напряжение на входе инвертора

$$U_{дн} = \frac{\pi U_{лдв}}{\sqrt{6}}, \quad (3.23)$$

где $U_{лдв}$ – номинальное значение линейного напряжения двигателя.

Значение напряжения на входе инвертора при $\alpha = 0$

$$U_{до} = k_{схе} \cdot U_{пит.ф}, \quad (3.24)$$

где $U_{пит.ф}$ – фазное значение питающего напряжения;

$k_{схе}$ – схемный коэффициент по ЭДС используемой схемы выпрямителя.

Значение напряжения на входе ШИП

$$U_{п} = \frac{E}{\gamma}, \quad (3.25)$$

где E – среднее значение напряжения на нагрузке ШИП;

γ – скважность импульсов, $\gamma = t_0 / T_k$, для последовательного ШИП $\gamma_{max} = 0,8 \dots 0,9$;

t_0 – время открытого состояния ключа ШИП;

T_k – период коммутации, $T_k = 1 / f_k$.

3. Ток в звене постоянного тока

$$I_a = \frac{P_a}{U_{дн}} \approx \frac{P_a}{U_{дв}} \quad (3.26)$$

или для ШИП

$$I_a = \frac{P_a}{U_{п}}. \quad (3.27)$$

4. Средний ток через ключ инвертора

$$I_{в.ср} = 0,45 I_{н.дв} \quad (3.28)$$

или $I_{в.ср} = 0,3 I_a$.

Средний ток через ключ последовательного ШИП

$$I_{в.ср} \approx I_{н.дв}, \quad (3.29)$$

где $I_{н.дв}$ – номинальный ток двигателя.

Так как IGBT-транзисторы допускают перегрузку в течение 1 мс током $I_{с.макс} = 2 I_c$, а время пуска электропривода всегда больше 1 мс, поэтому выбор IGBT-транзисторов производим по пусковому току двигателя $I_{пуск} = (2...3) I_{н.дв}$. Для этого в выражения (3.28) и (3.29) вместо тока $I_{н.дв}$ необходимо подставлять пусковой ток двигателя $I_{пуск}$.

5. Эффективное значение фазного и линейного напряжений трехфазного мостового АИН с углом проводящего состояния ключей $\lambda = 180^\circ$:

$$U_{\phi} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{п}}{3} = 0,47 \cdot U_{п}. \quad (3.30)$$

$$U_{л} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{п}}{\sqrt{3}} = 0,815 \cdot U_{п}.$$

Соотношения между входным напряжением и основной гармонической составляющей выходного напряжения АИН с $\lambda = 180^\circ$ следующие:

$$U_{\phi(1)} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{п}}{\pi} = 0,45 U_{п}. \quad (3.31)$$

$$U_{л(1)} = \frac{\sqrt{6} \cdot U_{п}}{\pi} = 0,78 U_{п}.$$

Для трехфазного мостового АИН с $\lambda = 120^\circ$:

$$U_{\phi} = \frac{U_{п}}{\sqrt{6}} = 0,4 U_{п}, \quad (3.32)$$

$$U_{л} = \frac{U_{п}}{\sqrt{2}} = 0,7 U_{п}.$$

Для трехфазного мостового АИН с $\lambda = 150^\circ$:

$$U_{\Phi} = \frac{\sqrt{7}}{6} \cdot U_{\Pi} = 0,44U_{\Pi}, \quad (3.33)$$

$$U_{\Pi} = \frac{\sqrt{7}U_{\Pi}}{2\sqrt{3}} = 0,76U_{\Pi}.$$

6. Мощность потерь в ключе (модуле):

$$P_V = (E_{ON} + E_{Off}) \cdot f + I_C \cdot U_{CE} \cdot D \quad (3.34)$$

или

$$P_V = \frac{T_J - T_C}{R_{thjc}}, \quad (3.35)$$

где T_J – температура кристалла;

T_C – температура корпуса СПП;

R_{thjc} – тепловое сопротивление переход-корпус, °С / Вт, приводится в справочных данных на соответствующий ключ;

E_{ON}, E_{Off} – энергия при включении и выключении ключа; в справочных данных приводятся зависимости $E_{ON}(E_{Off}) = f(I_C)$ и $E_{ON}(E_{Off}) = f(R_G)$, по которым и находятся величины E_{ON} и E_{Off} ;

$P_{ON}(P_{Off}) = E_{ON}(E_{Off}) \cdot t$ – потери мощности при включении и выключении ключа;

R_G – сопротивление в цепи затвора ключа;

I_C – номинальное значение тока стока ключа, соответствует выражениям (3.28) и (3.29);

t – тактовая частота или частота коммутации ключа, Гц;

D – рабочий цикл или максимальная скважность γ_{\max} ;

U_{CE} – напряжение сток-исток ключа, В.

8. Условие правильного выбора ключа

$$T_J \leq T_{jm}, \quad (3.36)$$

где T_{jm} – максимально допустимая температура кристалла, °С.

Исходя из этого условия, задаемся значением T_C (значение T_C должно находится в пределах: $T_C \leq 70 \dots 80$ °С) и находим T_J по формуле

$$T_J = T_C + P_V \cdot R_{thjc}.$$

Проверяем выполнение условия (3.36).

8. Находим превышение температуры корпуса T_C над температурой охлаждающей среды T_a :

$$\Delta T = T_C - T_a.$$

9. Рассчитываем площадь охлаждающей поверхности радиатора по формуле

$$S_{\text{рад}} = \frac{P_V}{\lambda \cdot \Delta T}, \text{ М}^2,$$

где $\lambda = \lambda_{\text{конв}} + \lambda_{\text{луч}} = (8 + 6) \text{ Вт/}^\circ\text{С} \cdot \text{м}^2 = 14 \text{ Вт/}^\circ\text{С} \cdot \text{м}^2$ при естественном охлаждении;

$\lambda_{\text{конв}} = 8(1 + \sqrt{v})$ – при скорости охлаждающего воздуха v , м/с.

9. Определяем максимальную тактовую частоту по формуле

$$f_{\text{max}} = \frac{P_V - I_C \cdot U_{CE} \cdot D}{P_{ON} + P_{Off}}.$$

Выбор ключей ПШИУ по напряжению осуществляется по выражению

$$U_{CE \text{ max}} \geq k_{zu} \cdot U_{\Pi},$$

где $U_{CE \text{ max}}$ – максимальное значение напряжения сток-исток IGBT ключа, В;

k_{zu} – коэффициент запаса по напряжению, $k_{zu} = 2,0 \dots 3,0$.

3.7. Расчет и выбор защитных R-C цепочек и анодного реактора

Переходные процессы в цепях преобразователей электрической энергии часто сопровождаются перенапряжениями, основными из которых являются: перенапряжения, обусловленные внутренними процессами в полупроводниковых приборах в моменты коммутации тока; коммутационные перенапряжения, возникающие в моменты отключения внешних цепей с индуктивностями; перенапряжения, вызванные резонансными явлениями в преобразователях; внешние перенапряжения, поступающие из питающей сети. Перенапряжения могут привести к электрическому пробое приборов, вызывающему, как правило, возникновение коротких замыканий.

Защитные R-C цепочки предназначены для ограничения скорости нарастания напряжения и снижения перенапряжений на вентилях схемы. Для защиты СПП от аварийных токов используют анодные реакторы, которые ограничивают ток короткого замыкания на уровне, не превышающем ударный ток $I_{уд}$ прибора. В качестве примера на рис. 3.11 приведена схема однофазного мостового выпрямителя с защитными R-C цепями и анодным реактором.

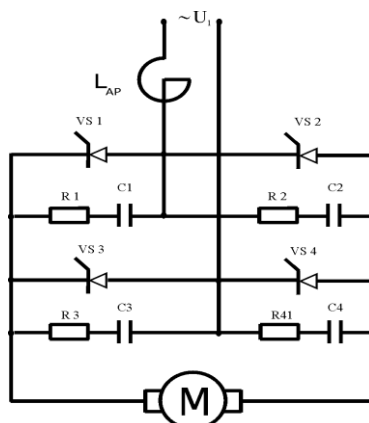


Рис. 3.11. Силовая схема однофазного мостового выпрямителя с защитными R-C цепочками и анодным реактором на входе

Точный расчет R - C цепей достаточно сложен и требует учета ряда факторов и применения вычислительной техники. Параметры R - C цепочек определяются компромиссным решением с учетом достаточного ограничения уровня напряжения и скорости изменения напряжения на вентиле, а также ограничения амплитуды разрядного тока защитного конденсатора в момент включения вентиля при максимальном угле регулирования.

На основании опытных данных, параметры R - C цепей выбираются в пределах:

$$R = 33 \dots 200 \text{ Ом},$$

$$C = 0,1 \dots 0,5 \text{ мкФ}.$$

Требуемое значение индуктивности анодного реактора для ограничения тока короткого замыкания на уровне ударного

$$L_{ар} = \frac{k_{п} \cdot \sqrt{2} \cdot U_1}{n \cdot \omega \cdot I_{уд}},$$

где $k_{п}$ – коэффициент, учитывающий наличие свободной составляющей в токе короткого замыкания; $k_{п} = 1,6 \dots 2,0$;

$I_{уд}$ – ударный ток, который может протекать по прибору в течение 10 мс;

n – количество реакторов, ограничивающих ток короткого замыкания.

Анодный реактор выбирается из каталога по соотношениям:

$$L_{н \text{ кат}} \geq L_{ар},$$

$$U_{н \text{ кат}} \geq U_{1н},$$

$$I_{н \text{ кат}} \geq I_{1н}.$$

Если в результате расчета получили требуемое значение индуктивности анодного реактора, значительно превышающее каталожное, то требуется последовательное соединение нескольких реакторов. Однако это нецелесообразно и в этом случае поступают следующим образом. По выбранной (имеющейся в каталоге) индуктивности одного реактора рассчитывают значение ударного тока

$$I_{уд} = \frac{k_{п} \cdot \sqrt{2} \cdot U_1}{n \cdot \omega \cdot L_{н.кат}}.$$

По этому значению $I_{уд}$ из справочника выбирают новый тип СПП.

Активное сопротивление анодного реактора:

$$R_{ар} = \frac{\Delta P_{нагр.ар}}{I_{н.ар}^2}.$$

Если в схеме преобразователя применяется трансформатор, то амплитудное значение тока к.з. определяется выражением:

$$I_{к.з} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{2н} \cdot 100}{U_{к} \cdot k_{ТР}^2}.$$

Проверяем условие $I_{уд} > I_{к.з}$. Если данное условие не выполняется, то на входе выпрямителя необходимо еще дополнительно установить анодный реактор. Однако это нецелесообразно, и в этом случае из справочника выбирают новый тип СПП с необходимым $I_{уд}$.

3.8. Выбор сглаживающего дросселя

Пульсации выпрямленного тока увеличивают действующее значение тока якоря и вызывают повышенные тепловые потери. В связи с этим установленная мощность электродвигателя, соответствующая требуемому статическому моменту, обусловленному гладкой составляющей тока двигателя, должна быть увеличена. Пульсации тока являются причиной пульсаций поперечного поля якоря и приводят к повышенным потерям на перемагничивание железа, ухудшают коммутацию двигателя и приводят к повышенному шуму при его работе. Однофазные схемы выпрямления характеризуются повышенным уровнем пульсаций выпрямленного тока. Поэтому для уменьшения пульсаций тока и ограничения зоны прерывистых токов в главной цепи двигателя применяют дополнительный сглаживающий дроссель.

При использовании трехфазной мостовой схемы из-за низкого уровня пульсаций установки сглаживающего дросселя, как правило, не требуется.

Выбор сглаживающего дросселя осуществляется в следующей последовательности:

1. Определяем требуемую постоянную времени электрической цепи исходя из условий ограничения зоны прерывистого тока

$$T_{\text{треб}} = \frac{k_{\text{гр}}}{I_{\text{гр.мах}}^*},$$

где $k_{\text{гр}} = I_{\text{гр.мах}}^* \cdot T_{\text{треб}} = \text{const}$ – постоянный коэффициент схемы выпрямления;

$k_{\text{гр}} = 2,9 \cdot 10^{-4} \text{ с}$ – для трехфазной мостовой схемы; $k_{\text{гр}} = 12,5 \cdot 10^{-4} \text{ с}$ – для трехфазной нулевой; $k_{\text{гр}} = 7,5 \cdot 10^{-4} \text{ с}$ – для трехфазной мостовой полууправляемой; $k_{\text{гр}} = 32,0 \cdot 10^{-4} \text{ с}$ – для однофазной мостовой полууправляемой; $k_{\text{гр}} = 55,0 \cdot 10^{-4} \text{ с}$ – для однофазной мостовой симметрично управляемой схемы;

$I_{\text{гр.мах}}^*$ – максимальное значение относительного граничного тока зоны прерывистого тока,

$$I_{\text{гр.мах}}^* = I_{\text{гр.мах}} / I_{\text{Б}},$$

$I_{\text{гр.мах}}$ – абсолютное наибольшее значение граничного тока, которое должно быть меньше тока холостого хода; его значение должно находиться в пределах $(0,05 \dots 0,15) I_{\text{н}}$; для однофазных схем с целью уменьшения электромагнитной постоянной времени допускается $I_{\text{гр.мах}} = (0,1 \dots 0,8) I_{\text{н}}$;

$I_{\text{Б}}$ – базовое значение тока, $I_{\text{Б}} = \frac{U_{\text{м}}}{R_{\text{П}}}$;

$U_{\text{м}}$ – максимальное значение анодного напряжения;

$R_{\text{П}}$ – активное сопротивление якорной цепи, $R_{\text{П}} = R_{\text{я}} + R_{\text{мп}} + R_{\text{сн}}$;

$R_{\text{я}}$ – сопротивление якоря двигателя, берется из справочника или определяется по приближенной формуле $R_{\text{я}} = (0,5 \dots 0,66) \cdot (1 - \eta_{\text{н}}) \cdot \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}}$;

$R_{тр}$ – приведенное ко вторичной обмотке активное сопротивление трансформатора, определяемое в соответствии со схемой выпрямления, для трехпульсной схемы $R_{тр} = R_{тр.ф}$, для шестипульсной (мостовой) $R_{тр} = 2 \cdot R_{тр.ф}$;

$R_{ар}$ – активное сопротивление анодного реактора;

$R_{сп}$ – активное сопротивление силового преобразователя, учитывающее падение напряжения на вентилях и проводах, $R_{сп} = \frac{n \cdot \Delta U_B}{I_{TAV}}$;

ΔU_B – прямое падение напряжения на вентиле;

n – число вентилях, последовательно включенных, проводящих ток в один и тот же момент времени.

2. Определяем требуемую индуктивность якорной цепи и требуемую индуктивность сглаживающего дросселя

$$L_{\Pi} = T_{\text{треб}} \cdot R_{\Pi},$$

$$L_{\text{др}} = L_{\Pi} - L_{я} - L_{\text{тр}},$$

где $L_{я}$ – индуктивность якоря двигателя, берется из справочника или может быть приближенно определена по формуле Уманского–Линвиля:

$$L_{я} = k \cdot \frac{60 \cdot U_H}{2 \cdot \pi \cdot p \cdot n_H \cdot I_H},$$

k – коэффициент пропорциональности, $k = 0,6$ – для машин без компенсационной обмотки, $k = 0,25$ – для машин с компенсационной обмоткой;

p – число пар полюсов.

3. Из каталога выбираем дроссель по соотношениям:

$$L_{\text{др.кат.н}} \geq L_{\text{др.}}$$

$$I_{\text{др.кат.н}} \geq I_H.$$

4. Активное сопротивление дросселя

$$R_{\text{др}} = \frac{\Delta P_{\text{нагр}}}{I_{\text{н.др}}^2}.$$

5. Индуктивность якорной цепи

$$L = L_{я} + L_{\text{др}} + L_{\text{тр}}.$$

6. Активное сопротивление якорной цепи в режиме непрерывного тока

$$R = R_{я} + R_{\text{тр}} + R_{\text{др}} + R_{\text{сп}} + R_k,$$

где $R_k = m \cdot \chi_a / 2 \cdot \pi$ – коммутационное сопротивление, обусловленное углом перекрытия анодов;

m – пульсность схемы;

χ_a – индуктивное сопротивление трансформатора или анодного реактора

$$\chi_a = \chi_{\text{тр}}.$$

7. Активное сопротивление якорной цепи в режиме прерывистого тока

$$R_{\Pi} = R - R_k.$$

8. Действующее значение переменной составляющей тока нагрузки при номинальном моменте двигателя

$$I_f = \frac{E_0 \cdot \sqrt{\sigma}}{I_H \cdot \omega \cdot L},$$

где E_0 – условная ЭДС холостого хода преобразователя (среднее значение выпрямленной ЭДС при $\alpha = 0^\circ$);

σ – удельная относительная величина дополнительных потерь от переменной составляющей тока; определяется в зависимости от схемы выпрямления и степени снижения напряжения выпрямителя C_u (рис. 3.12).

$C_u = \cos \alpha_{\min}$ – для симметрично управляемых схем;

$C_u = \frac{1 + \cos \alpha_{\min}}{2}$ – для несимметрично управляемых схем.

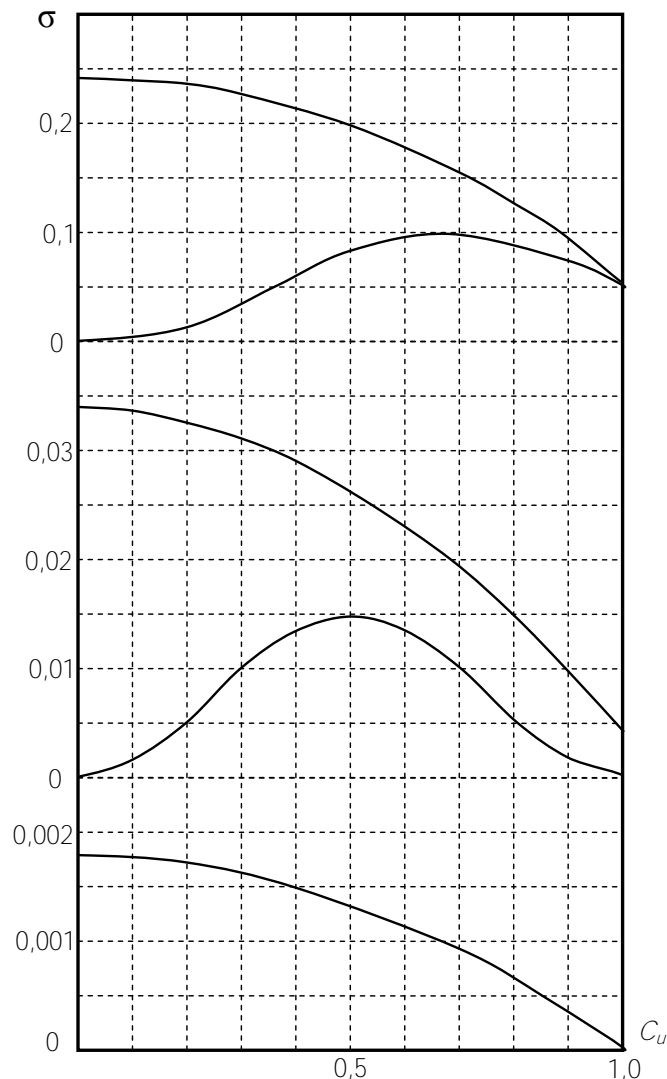


Рис. 3.12. Зависимость $\sigma = f(C_u)$:

- 1 – однофазная мостовая симметрично управляемая схема,
- 2 – однофазная мостовая полууправляемая схема,
- 3 – трехфазная схема с нулевым выводом,
- 4 – трехфазная мостовая полууправляемая схема,
- 5 – трехфазная мостовая симметрично управляемая схема

Должно выполняться условие $I_f < 0,2$.

9. Коэффициент пульсаций тока

$$k_j = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_H} = \frac{2,2 \cdot I_f}{I_H},$$

где I_{\max} , I_{\min} – соответственно максимальное и минимальное значения пульсирующего тока нагрузки.

10. Коэффициент формы тока нагрузки

$$k_\Phi = \sqrt{1 + \frac{I_f^2}{I_H^2}} = \sqrt{1 + \frac{k_f^2}{8}}.$$

11. Проверяем условие $k_\Phi < 1,2$.

12. Коэффициент использования двигателя по току

$$k_u = \sqrt{1 - \frac{I_f^2}{I_H^2}} = \sqrt{1 - \frac{k_f^2}{8}} = \sqrt{2 - k_\Phi^2}.$$

При отсутствии в каталоге дросселя с необходимыми параметрами, в соответствии с расчетными значениями принимаем изготовление его на заказ с параметрами $L_{др.н}$, $I_{др.н}$. Далее выполняем конструктивный расчет дросселя, в ходе которого необходимо определить активное сопротивление дросселя $R_{др}$:

$$\begin{aligned} W\Phi &= L_{др.н} \cdot I_{др.н}, \\ \Phi &= B \cdot S, \end{aligned}$$

где W – число витков обмотки дросселя;

B – магнитная индукция, для электротехнической стали $B = (1,5 \dots 1,7)$, Тл;

S – площадь поперечного сечения магнитопровода.

Задавшись числом витков W , находим

$$S = \frac{L_{др.н} \cdot I_{др.н}}{W \cdot B}.$$

Задаваясь числом витков обмотки дросселя W , необходимо проверить выполнение условия ненасыщения дросселя:

$$B_{\max} \geq \frac{I_{\max} \cdot W}{a_b} \cdot \mu_0,$$

где I_{\max} – максимальное значение тока дросселя;

B_{\max} – максимальное значение магнитной индукции, для электротехнической стали $B_{\max} = (1,7 \dots 2,0)$, Тл;

a_b – толщина воздушного зазора магнитопровода сердечника;

μ_0 – магнитная постоянная, $\mu_0 = 1,26 \cdot 10^{-6}$ Гн/м.

С другой стороны:

$$S = A \cdot B,$$

где A – длина поперечного сечения магнитопровода;

B – ширина поперечного сечения магнитопровода.

Задаемся величиной A и находим $B = S/A$. Принимаем плотность тока в обмотке дросселя $j = (3 \dots 5)$ А/мм². Тогда площадь сечения провода обмотки

$$S_{пр} = \frac{I_{др.н}}{j},$$

а диаметр провода

$$d_{\text{ПР}} = 2\sqrt{\frac{S_{\text{ПР}}}{\pi}}$$

Задаемся высотой катушки дросселя h и находим число витков по высоте катушки $W_h = h/d_{\text{ПР}}$. Число слоев обмотки катушки $n_k = W/W_h$. Тогда толщина катушки по периметру равна: $b = n_k \cdot d_{\text{ПР}}$.

Средняя длина витка $l_{\text{ср}} = 2 \cdot (A + B + 2b)$.

Общая длина провода катушки $l = W \cdot l_{\text{ср}}$.

Активное сопротивление дросселя $R_{\text{др}} = \rho \frac{l}{S_{\text{ПР}}}$,

где ρ – удельное сопротивление меди, $\rho = 0,17 \cdot 10^{-4}$ Ом·мм.

Значение l в формулу подставлять в мм.

4. ЛИТЕРАТУРНЫЙ ОБЗОР СИСТЕМ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

В этой главе курсового проекта необходимо дать обзор различных систем импульсно-фазового управления (СИФУ), удовлетворяющих самым различным требованиям: вертикальные и интегрирующие СИФУ, одноканальные и многоканальные, аналоговые и цифровые, синхронные и асинхронные и т.д. Необходимо привести структурные схемы некоторых типов СИФУ, дать их сравнительную оценку, указав их достоинства и недостатки.

Далее необходимо сформировать требования к СУ проектируемого преобразователя и на основании этих требований сделать вывод о том, СИФУ какого типа (с какой совокупностью признаков) принимается к дальнейшему проектированию.

5. ПРОЕКТИРОВАНИЕ СТРУКТУРНОЙ И ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМ СИФУ

Рассмотрим в качестве примера проектирование структурной и функциональной схем СУ однофазным мостовым несимметрично управляемым выпрямителем.

Структурная схема СИФУ таким выпрямителем показана на рис. 5.1.

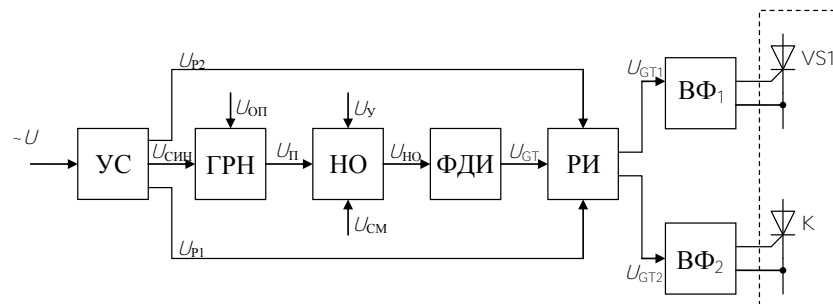


Рис. 5.1. Структурная схема СИФУ

На рис. 5.1 обозначены:

УС – устройство синхронизации; обеспечивает гальваническую развязку СУ с питающей сетью, отмечает переходы через ноль сетевого напряжения (выдает короткие импульсы синхронизации $U_{\text{синх}}$ в эти моменты времени), а также формирует на своем выходе разрешающие сигналы U_{p1} и U_{p2} (соответствуют положительным и отрицательным полупериодам сетевого напряжения), которые используются для разделения импульсов управления тиристорами VS1 и VS2;

ГРН – генератор развертываемого напряжения; формирует пилообразное напряжение $U_{\text{п}}$ (или иное), возвращаясь в исходное состояние в момент подачи импульсов $U_{\text{синх}}$;

НО – нуль-орган; сравнивает пилообразное $U_{\text{п}}$ и напряжение управления $U_{\text{у}}$ (формируется системой автоматического управления) и в момент их равенства меняет свое выходное состояние;

ФДИ – формирователь длительности импульсов; по «рабочему» фронту сигнала $U_{\text{но}}$ формирует прямоугольные импульсы с длительностью, достаточной для надежного открывания тиристоров силового блока СБ;

РИ – распределитель импульсов; управляется сигналами U_{p1} и U_{p2} с выхода УС и служит для распределения импульсов $U_{\text{ГТ}}$ по тиристорам VS1 и VS2 (формирует на выходе соответственно импульсы $U_{\text{ГТ1}}$ и $U_{\text{ГТ2}}$);

ВФ₁, ВФ₂ – выходные формирователи; формируют открывающие импульсы по мощности, необходимой для надежного включения тиристоров, и обеспечивают потенциальную развязку СУ с силовым блоком СБ.

Функциональная схема СИФУ, разработанная на основе структурной схемы, показана на рис. 5.2, а временные диаграммы ее работы на рис. 5.3.

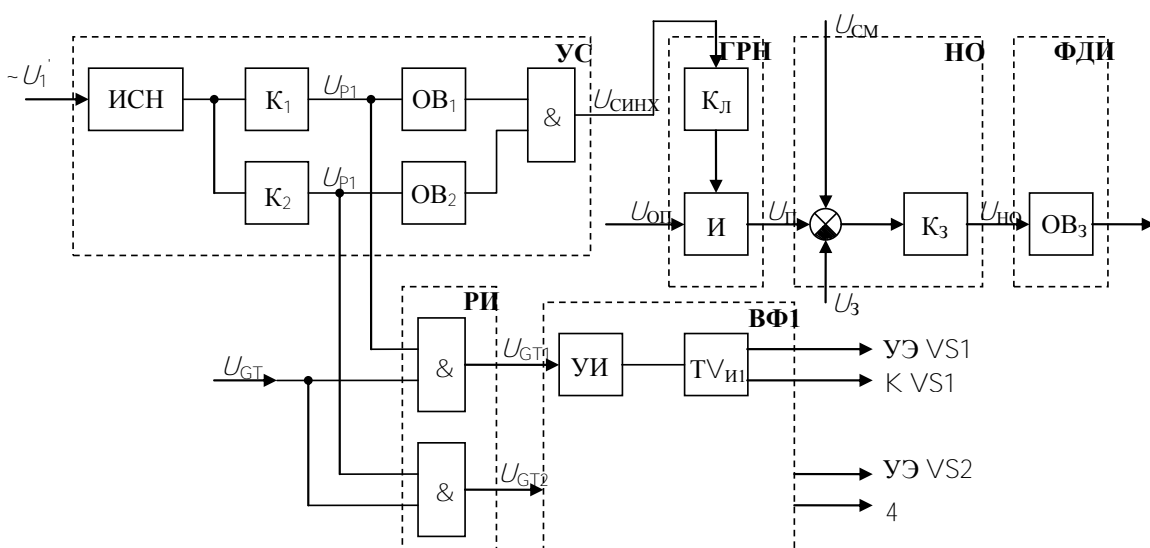


Рис. 5.2. Функциональная схема СИФУ однофазным полууправляемым выпрямителем

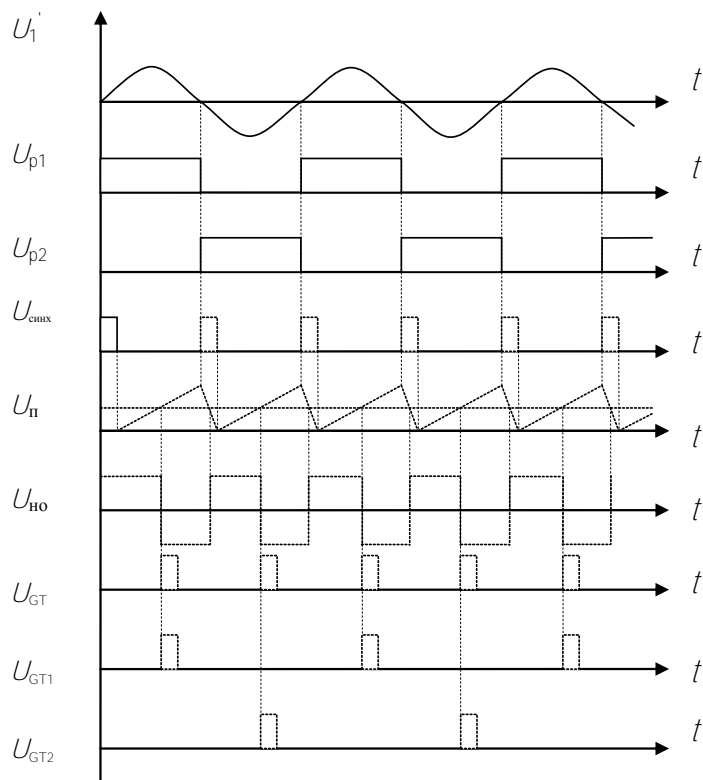


Рис. 5.3. Временные диаграммы работы СИФУ однофазным полупроводяемым выпрямителем

Источник синхронизирующего напряжения (ИСН) может быть выполнен с использованием трансформатора либо оптоэлектронной развязки. Компараторы К1 и К2 формируют на своих выходах прямоугольные разрешающие сигналы U_{p1} и U_{p2} , соответствующие положительным и отрицательным полупериодам питающего напряжения. Эти сигналы используются в дальнейшем в РИ для разделения импульсов управления по тиристорам VS1 и VS2. Одновибраторы ОВ₁ и ОВ₂ по фронту «0/1» сигналов U_{p1} и U_{p2} формируют на своих выходах короткие (до 50 мкс) импульсы, которые суммируются на элементе «2И». Выходной сигнал УС $U_{синх}$ представляет собой последовательность коротких импульсов с $f = 100$ Гц, строго синхронизированных с сетевым напряжением и соответствующих точкам естественного открывания тиристоров VS1 и VS2. ГРН представляет собой интегратор И со сбросом. При отсутствии импульса $U_{синх}$ ключ К_л закрыт, и напряжение на выходе интегратора $U_{п}$ нарастает по линейному закону. При поступлении импульса $U_{синх}$ ключ К_л открывается и интегратор сбрасывается в ноль. пилообразное напряжение $U_{п}$ подается на вход НО, где происходит сравнение трех сигналов: напряжения управления (U_y), напряжения смещения ($U_{см}$) и напряжения ГРН ($U_{п}$). U_y формируется САУ электроприводом. $U_{см}$ определяет максимальный угол открывания, т.е. минимальное напряжение на якоре двигателя. В момент равенства сигналов $U_{п}$ и $U_{см} - U_y$ компаратор К3 меняет свое выходное состояние. По фронту сигнала $U_{но}$ одновибратор ОВ₃ формирует импульсы открывания тиристоров по длительности (до четырех электронных градусов), т.е. управление тиристорами осуществляется «узкими» импульсами (чтобы не насыщался импульсный трансформатор TV_и). При управлении тиристорами СБ «широкими» импульсами для исключения насыщения

TV_и открывающие импульсы U_{GT1} и U_{GT2} заполняют сигналом высокой частоты (до 10 кГц) с помощью генератора высокочастотного заполнения (ГВЧ).

РИ, выполненный на элементах «2И», осуществляет разделение импульсов U_{GT} , соответствующих требуемому углу α , на импульсы U_{GT1} и U_{GT2} для управления соответственно тиристорами VS1 и VS2. Эти маломощные импульсы подаются на усилители импульсов (УИ) и через импульсные трансформаторы TV_{и1} и TV_{и2} – на управляющие электроды соответствующих тиристоров VS1 и VS2.

6. ВЫБОР ТИПОВ ЛИНЕЙНЫХ И ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

В этой главе на основании анализа существующих различных типов интегральных микросхем (ИМС) для дальнейшего проектирования принципиальной электрической схемы СУ преобразователем необходимо выбрать конкретные типы линейных (аналоговых) и цифровых ИМС.

Нужно указать достоинства и недостатки выбранных ИМС, возможность их применения в проектируемой СУ преобразователем, а также привести типовые схемы их включения и основные технические характеристики.

7. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРИНЦИПАЛЬНОЙ СХЕМЫ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

На основании выбранной функциональной схемы СУ преобразователем и выбранных типов аналоговых и цифровых ИМС необходимо спроектировать принципиальные электрические схемы отдельных функциональных элементов и произвести их электрический расчет, т.е. рассчитать величины резисторов, конденсаторов, произвести расчет транзисторов, диодов и т.д. Далее из справочника выбирается конкретный тип элемента с указанием его основных технических характеристик.

7.1. Расчет источника синхронизирующего напряжения

Источник синхронизирующего напряжения (ИСН) может быть выполнен на трансформаторе или на оптопаре (рис. 7.1).

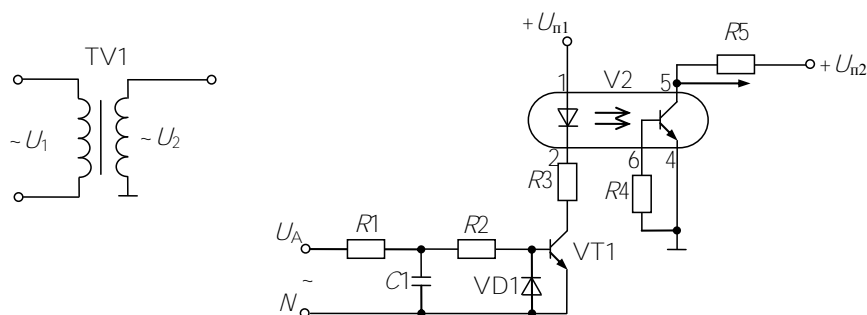


Рис. 7.1. Принципиальные электрические схемы ИСН

Входной фильтр на $R1-C1$ обеспечивает устранение высокочастотных искажений (помех) в напряжении сети; кроме того, он сдвигает напряжение (напряжение синхронизации соответственно) для создания необходимого диапазона регулирования фазы импульсов управления. Необходимый угол сдвига можно найти из выражения

$$\varphi = -\arctg(\omega \cdot R1 \cdot C1).$$

Если, например, $\varphi = 30^\circ$ эл., то $\omega \cdot R1 \cdot C1 = \operatorname{tg}30^\circ = 0,577$. Зададимся значением $C1=1$ мкФ. Тогда $R1 = \frac{0,577}{314 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} \approx 1,9$ кОм. В качестве опторазвязки выбираем оптопару АОТ128А со следующими параметрами: коммутирующее напряжение – 600 В; входной ток $I_{\text{вх.макс}} = 10$ мА; выходной ток $I_{\text{вых.макс}} = 100$ мА.

$$\text{Тогда } R3 = \frac{U_{n1}}{I_3} = \frac{15}{5} \cdot 10^3 = 3 \text{ кОм.}$$

В качестве VT1 выбираем транзистор КТ315Б: $U_{кэ \text{ max}} = 30$ В, $\beta = 20+50$.

$$I_{\text{Б VT1}} = \frac{I_k}{\beta} = \frac{I_3}{\beta} = \frac{5}{20} = 0,25 \text{ мА.}$$

$$R1 + R2 = \frac{U_a - \Delta U_{\text{БЭ}}}{I_{\text{Б}}} = \frac{220 - 0,6}{0,25} \cdot 10^3 = 877 \text{ кОм.}$$

$$R2 = 877 - 2 = 875 \text{ кОм.}$$

$$R5 = \frac{U_{\text{П2}}}{I_5} = \frac{15}{50} \cdot 10^3 = 300 \text{ Ом.}$$

Еще один пример реализации УС приведен на рис. 7.2.

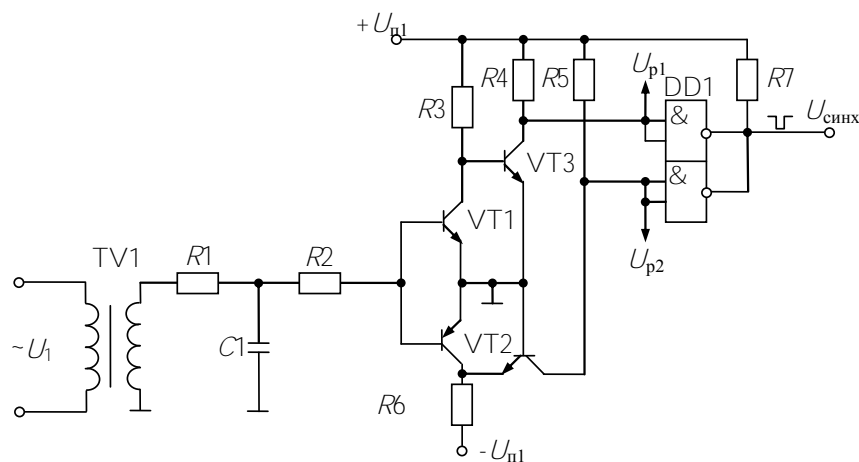
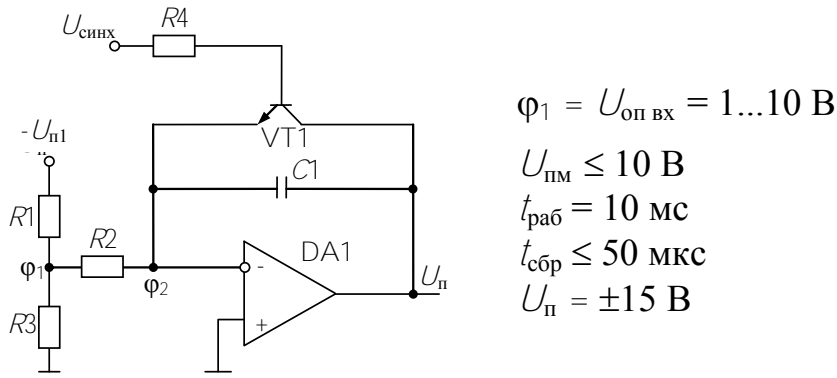


Рис. 7.2. Принципиальная электрическая схема устройства синхронизации

7.2. Расчет генератора развертываемого напряжения (ГРН)

ГРН с опорным пилообразным напряжением представляет собой интегратор со сбросом. Принципиальная электрическая схема такого ГРН представлена на рис. 7.3.



$$\varphi_1 = U_{\text{оп вх}} = 1 \dots 10 \text{ В}$$

$$U_{\text{пм}} \leq 10 \text{ В}$$

$$t_{\text{раб}} = 10 \text{ мс}$$

$$t_{\text{сбр}} \leq 50 \text{ мкс}$$

$$U_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$$

Рис. 7.3. Принципиальная электрическая схема ГРН

Принимаем $U_{\text{оп вх}} = 5 \text{ В}$, $U_{\text{пм}} = 10 \text{ В}$. На рис. 7.4 показан вид развертываемого (пилообразного) напряжения $U_{\text{п}}$.

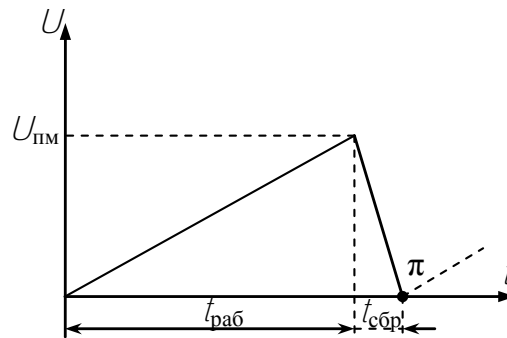


Рис. 7.4. Вид развертываемого пилообразного напряжения

Пренебрегая входными токами усилителя DA1 и током коллектора транзистора VT1 в закрытом состоянии, и т.к. $\varphi_2 = 0$, схема замещения ГПН на интервале $0 \dots t_{\text{раб}}$ имеет вид (рис. 7.5).

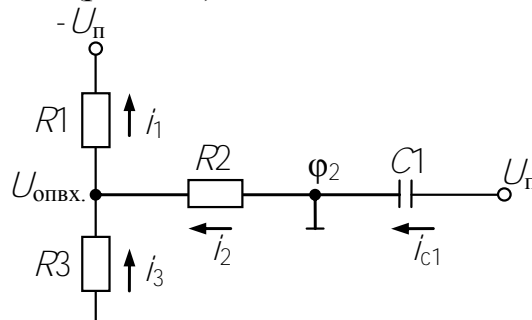


Рис. 7.5. Схема замещения ГПН

$$i_2 = i_{C1} = \frac{U_{\text{опвх}}}{R_2};$$

$$U_{C1} = \frac{1}{C1} \cdot \int_0^{t_{\text{раб}}} i_{C1} \cdot dt = \frac{U_{\text{опвх}}}{C1 \cdot R_2} \cdot t_{\text{раб}}.$$

Так как при $t = t_{\text{раб}}$ $U_{C1} = U_{\text{пм}}$, то

$$C1 \cdot R2 = \frac{U_{\text{опвх}} \cdot t_{\text{раб}}}{U_{\text{пм}}} = \frac{5 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{10} = 5 \cdot 10^{-3}.$$

Зададим $C1 = 0,1 \text{ мкФ}$. Тогда

$$R2 = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 50 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R2 = 51 \text{ кОм}$.

$$U_{\text{опвх}} = U_{\text{п}} - i_1 \cdot R1;$$

$$i_3 \cdot R3 = i_2 \cdot R2.$$

Примем $R2 = R3 = 51 \text{ кОм}$. Тогда $i_2 = i_3$:

$$i_2 = \frac{U_{\text{опвх}}}{R2} = \frac{5}{51 \cdot 10^3} \approx 0,1 \text{ мА}.$$

$$i_1 = i_2 + i_3 \approx 0,2 \text{ мА}.$$

$$R1 = \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{опвх}}}{i_1} = \frac{15 - 5}{0,2 \cdot 10^{-3}} \approx 51 \text{ кОм}.$$

Рассчитаем мощности резисторов:

$$P_1 = i_1^2 \cdot R1 = 0,2^2 \cdot 10^{-6} \cdot 51 \cdot 10^3 \approx 2 \text{ мВт};$$

$$P_2 = P_3 = i_2^2 \cdot R2 = 0,1^2 \cdot 10^{-6} \cdot 51 \cdot 10^3 \approx 0,5 \text{ мВт}.$$

Таким образом, окончательно выбираем:

$C1$ - К73-17-250В-0,1мкФ±10 %.

$R1...R3$ - МЛТ-0,125-51кОм±10 %.

Транзистор VT1 выбираем по условиям:

$$I_{k \text{ max}} \geq k_{3i} \cdot I_{\text{красч}};$$

$$U_{\text{кэ max}} \geq k_{3u} \cdot U_{\text{кэ,расч}},$$

где $k_{3i} = 1,2 \dots 1,5$; $k_{3u} = 1,5 \dots 2,0$.

Ток коллектора I_k равен току разряда конденсатора $C1$:

$$I_{\text{красч}} = i_{C1} = C1 \cdot \frac{dU_{C1}}{dt}.$$

Считая, что разряд конденсатора $C1$ происходит при постоянном токе, имеем

$$i_{C1} = C1 \cdot \frac{\Delta U_{C1}}{\Delta t} = C1 \cdot \frac{U_{\text{пм}}}{t_{\text{обр}}};$$

$$i_{C1} = 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{10}{50 \cdot 10^{-6}} = 0,02 \text{ А}.$$

С учетом $k_{3i} = 1,5$; $k_{3u} = 2$ имеем:

$$I_{k \text{ max}} \geq 0,02 \cdot 1,5 = 0,03 \text{ А};$$

$$U_{\text{кэ max}} \geq U_{\text{п}} \cdot 2 = 15 \cdot 2 = 30 \text{ В}.$$

Из справочника выбираем транзистор КТ315Б со следующими параметрами:

$$U_{\text{кэ max}} = 30 \text{ В};$$

$$I_{k \text{ max}} = 50 \text{ мА};$$

$$\beta = 20 \dots 60.$$

Ток базы транзистора VT1 $I_{B1} = \frac{I_k}{\beta} = \frac{30 \cdot 10^{-3}}{20} = 1,5 \text{ мА}$.

Тогда $R4 = \frac{U_{\text{синх}} - \Delta U_{\text{БЭ}}}{I_{\text{Б1}}} = \frac{15 - 0,6}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 9,6 \text{ кОм}$. Принимаем $R4 = 10 \text{ кОм}$.

$$P_4 = I_4^2 \cdot R4 = 1,5^2 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3 = 22 \text{ мВт}.$$

Выбираем R4- МЛТ-0,125-10кОм±10 %.

ГПН с повышенной линейностью изображен на рис. 7.6. Высокая линейность пилообразного напряжения достигается действием положительной ОС в цепи зарядки конденсатора C.

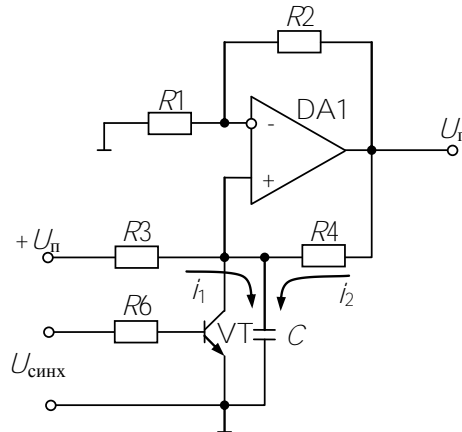


Рис. 7.6. Электрическая схема ГПН с повышенной линейностью

Напряжение на конденсаторе U_C поступает на неинвертирующий вход DA1, который работает в линейном режиме с коэффициентом усиления по неинвертирующему входу $k_{U+} = 1 + R2/R1$. В результате на выходе ОУ имеем $U_{\text{п}} = U_C \cdot k_{U+}$, а на резисторе $R4 - U_{R4} = U_{\text{п}} - U_C = U_C \cdot k_{U+} - U_C = U_C \cdot R2/R1 = U_C \cdot k_{U-}$. Напряжение U_{R4} создает ток i_2 , который протекает через C в том же направлении, что и ток i_1 . Следовательно, $i_{\text{зар}} = i_1 + i_2$. По мере заряда C ток i_1 уменьшается, а U_C увеличивается. Если $k_{U-} = R2/R1 > 1$, то при увеличении U_C ток i_2 и напряжение U_{R4} также увеличиваются. Увеличение i_2 при соответствующем подборе k_{U-} может полностью компенсировать уменьшение i_1 и зарядка C будет происходить постоянным током. Так обеспечивается высокая линейность пилообразного напряжения.

7.3. Расчет одновибратора

7.3.1. Одновибратор на элементах «2И-НЕ» (рис. 7.7)

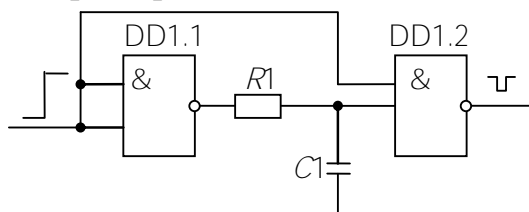


Рис. 7.7. Электрическая схема одновибратора, реализованного на элементах «2И-НЕ»

Длительность импульса, формируемого на выходе DD1.2, можно определить из выражения $\tau = R1 \cdot C1$.

Например, если необходимо сформировать импульс длительностью 50 мкс, то $50 \cdot 10^{-6} = R1 \cdot C1$.

Примем $C1 = 10 \text{ нФ} = 10 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$. Тогда $R1 = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-9}} = 5 \text{ кОм}$.

7.3.2. Одновибратор на базе ИМС К155АГ3 (рис. 7.8)

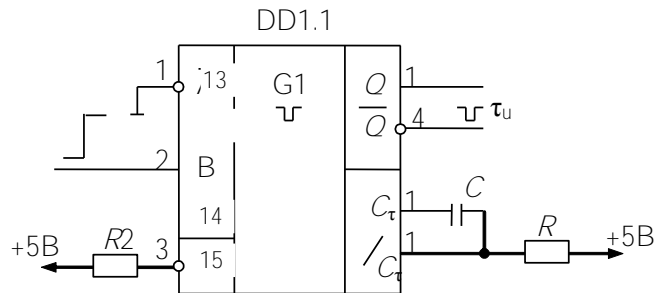


Рис. 7.8. Принципиальная электрическая схема одновибратора, реализованного на ИМС К155АГ3

Длительность выходного импульса можно рассчитать по формуле

$$\tau_n = 0,28 \cdot C \cdot R \cdot (1 + 0,7/R).$$

7.4. Расчет компаратора (рис. 7.9)

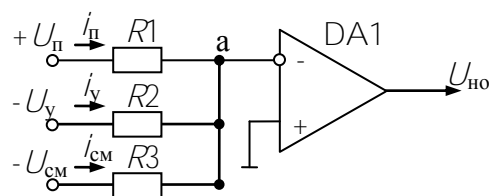


Рис. 7.9. Электрическая схема компаратора

Компаратор осуществляет преобразование U_y в фазовый сдвиг – угол открывания α . Развертываемое напряжение:

$$U_{\Pi} = \frac{U_{\text{пм}}}{\pi} \cdot \theta.$$

Для момента времени, при котором произошло равенство напряжений, для входной цепи компаратора можно записать:

$$\begin{aligned} i_{\Pi} + i_y + i_{\text{см}} &= 0; \\ \frac{U_{\Pi}}{R1} + \frac{U_y}{R2} + \frac{U_{\text{см}}}{R3} &= 0. \end{aligned}$$

Примем $R1 = R2 = R3$. Тогда $U_{\Pi} + U_y + U_{\text{см}} = 0$. При $U_y = 0$ угол открывания $\alpha = \alpha_{\text{нач}}$, а $U_{\Pi} = -U_{\text{см}}$.

$$U_{\text{см}} = -\frac{U_{\text{пм}}}{\pi} \cdot \alpha_{\text{нач}}.$$

В режиме непрерывного тока $\alpha_{\text{нач}} = \pi/2$. Учитывая, что в момент равенства напряжений $\theta = \alpha$, можно записать:

$$U_{\text{п}} = -(U_{\text{y}} + U_{\text{см}}),$$

$$\frac{U_{\text{пм}}}{\pi} \cdot \alpha = -(U_{\text{y}} + U_{\text{см}}),$$

$$\alpha = -\frac{\pi}{U_{\text{пм}}} (U_{\text{y}} + U_{\text{см}}).$$

Для $\alpha_{\text{нач}} = \pi/2$ $U_{\text{см}} = -\frac{U_{\text{пм}}}{2}$:

$$\alpha = -\frac{\pi}{U_{\text{пм}}} \left(U_{\text{y}} - \frac{U_{\text{пм}}}{2} \right).$$

Отсюда найдем:

$$U_{\text{y max}} = \frac{U_{\text{пм}}}{2} - \frac{\alpha_{\text{max}} \cdot U_{\text{пм}}}{\pi};$$

$$U_{\text{y min}} = \frac{U_{\text{пм}}}{2} - \frac{\alpha_{\text{min}} \cdot U_{\text{пм}}}{\pi}.$$

Выбираем R1...R3- МЛТ-0,125-20кОм±10 %.

7.5. Расчет выходных формирователей

Помимо усиления по мощности импульсов управления ВФ осуществляют также потенциальную развязку силовой части преобразователя от системы управления. Потенциальная развязка осуществляется в основном двумя способами: электромагнитным – с помощью импульсного трансформатора (рис. 7.10); оптоэлектронным – с помощью оптопары (рис. 7.11).

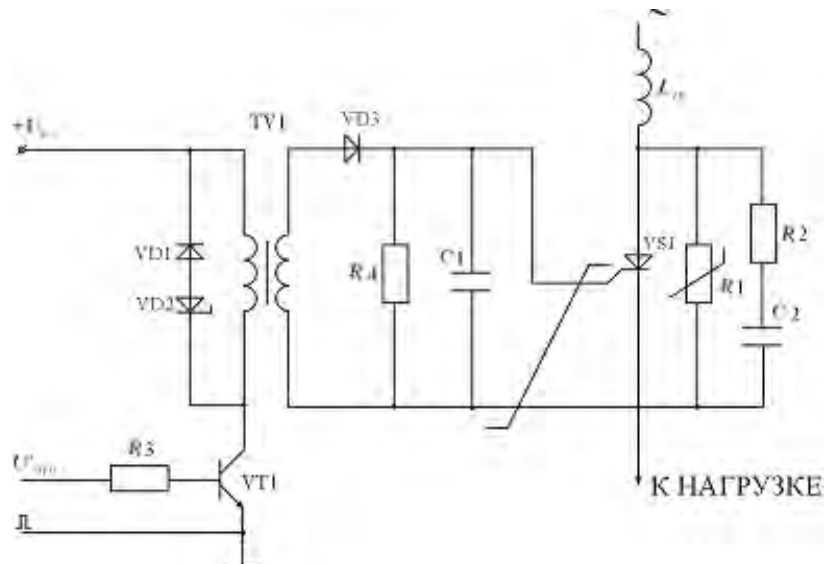


Рис. 7.10. Электрическая схема выходных устройств

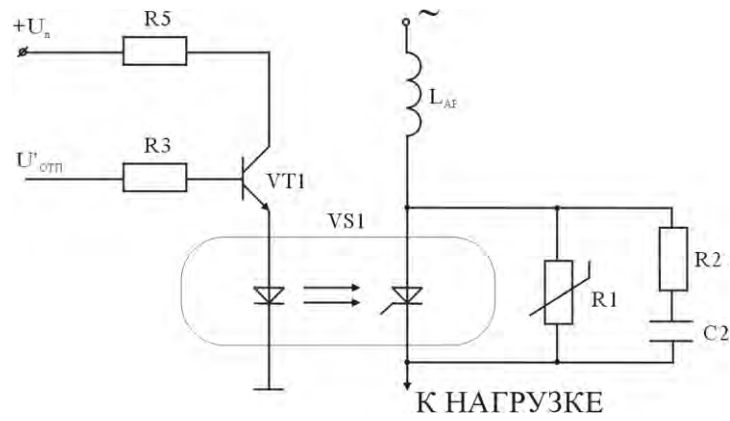


Рис. 7.11. Электрическая схема выходных устройств на опторазвязке

На рис. 7.11 обозначены:

$R1$ – нелинейное сопротивление, зависящее от величины напряжения, служит для защиты тиристоров от перенапряжений (от узких импульсов перенапряжений);

$R2-C2$ – защитная $R-C$ цепочка;

$VD1$ – шунтирующий диод для снятия перенапряжений на индуктивности трансформатора при выключении транзистора $VT1$;

$VD2$ – стабилитрон, заменяет резистор для более быстрого сброса энергии;

$C1$ – фильтрующий конденсатор для повышения помехоустойчивости;

$VD3$ – диод блокирует протекание тока через вторичную обмотку трансформатора $TV1$ от силовой цепи.

В справочных данных для каждого тиристора приводятся предельно допустимые характеристики управляющего электрода, общий вид которых показан на рис. 7.12.

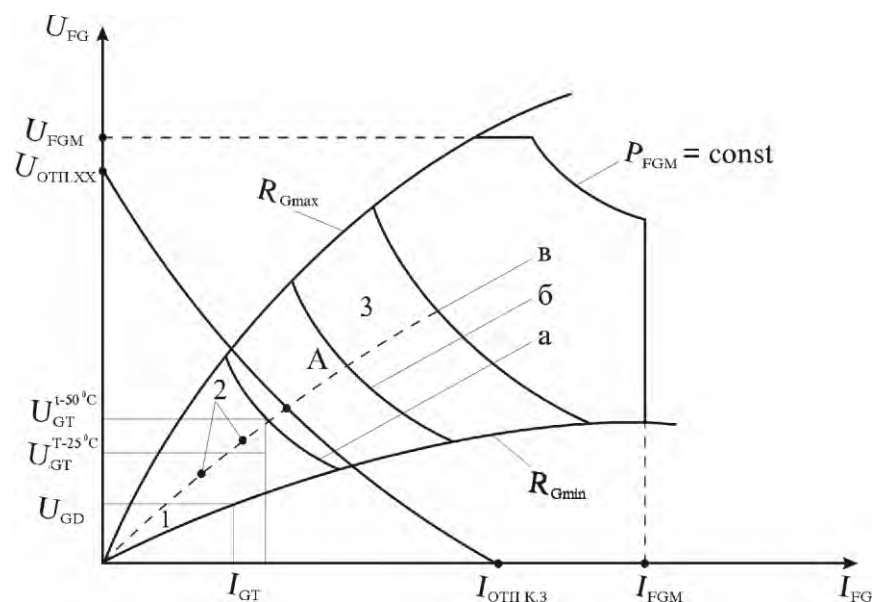


Рис. 7.12. ВАХ управляющего электрода

На рис. 7.12 обозначены:

U_{FG} , I_{FG} – прямое напряжение и прямой ток управляющего электрода;

U_{FGM}, I_{FGM} – максимально допустимые значения импульсного прямого напряжения и тока управляющего электрода;

R_{Gmax}, R_{Gmin} – максимальное и минимальное сопротивление цепи управляющий электрод-катод;

кривая a – кривая допустимой мощности при управлении постоянным током;

кривые $b, в, z...$ – кривые допустимой мощности потерь при управлении импульсами длительностью $t_{G1}, t_{G2}, t_{G3}, ...; t_{G3} < t_{G2} < t_{G1}$.

При определении параметров ВФ необходимо учитывать разброс характеристик тиристорov одного типа. Поэтому ВАХ управляющего электрода задается допустимой зоной. На рис. 7.12 выделены три зоны:

1 – включение тиристора невозможно;

2 – ненадежное включение (возможность включения зависит от температуры кристалла);

3 – зона надежного включения.

ВФ должен быть рассчитан таким образом, чтобы внешняя характеристика источника открывающих импульсов $U_{отп} = f(I_{отп})$ располагались в зоне надежного открывания при условии не превышения допустимого тока, напряжения и мощности управления ($U_{FGM}, I_{FGM}, P_{FGM}$). Точка А пересечения ВАХ источника открывающих импульсов с ВАХ управляющего электрода определяет рабочее напряжение и ток открывания (управления).

Порядок расчета ВФ:

1. Определяем $U_{отп.хх.min}$ при снижении на 15 % напряжения $U_{п}$.

$$U_{отп.хх.min} = 2 \cdot U_{GT(-50^{\circ}C)}.$$

2. Минимальное значение тока $I_{отп.хх.к.з.min}$ при максимальном внутреннем сопротивлении, увеличение которого на 5 % вызвано разбросом параметров и сопротивлений элементов

$$I_{отп.к.з.min} = 2 \cdot I_{GT(-50^{\circ}C)}.$$

3. Определяем номинальные значения.

$$U_{отп.хх.н} = 1,15 \cdot U_{отп.хх.min},$$

$$I_{отп.к.з.н} = 1,2 \cdot I_{отп.к.з.min}.$$

4. Номинальное значение внутреннего сопротивления источника

$$R_{вн.н} = \frac{U_{отп.хх.н}}{I_{отп.к.з.н}},$$

где $R_{вн.н} = R_1 + R_2 + R_6$.

5. Максимальное значение $U_{отп.хх.max}$ и $I_{отп.к.з.max}$ с учетом возможного повышения напряжения на 10 % и уменьшения внутреннего сопротивления источника на 5 %:

$$U_{отп.хх.max} = 1,1 \cdot U_{отп.хх.н},$$

$$I_{отп.к.з.max} = 1,15 \cdot I_{отп.к.з.н}.$$

6. Номинальное напряжение источника питания

$$U_{пн} = U_{отп.хх.н} + \Delta U_{кз}.$$

7. По $U_{\text{отп.хх.мах}}$ и $I_{\text{отп.к.з.мах}}$ выбираем импульсный трансформатор, транзистор усилителя мощности и балластное сопротивление.

8. Максимальная мощность в управляющем переходе на максимальной ВАХ (максимум мощности имеет место при $R_G = R_{\text{вн.мин}}$)

$$P_{\text{мах}} = \frac{U_{\text{отп.хх.мах}}^2}{4 \cdot R_{\text{вн.мин}}} \leq P_{\text{FGM}},$$

$$R_{\text{вн.мин}} = \frac{U_{\text{отп.хх.мах}}}{I_{\text{отп.к.з.мах}}}.$$

Пример.

Рассчитать ВФ для тиристора Т132-25.

$U_{\text{ГТ}(-50^\circ)} = 10 \text{ В}$, $I_{\text{ГТ}(-50^\circ)} = 0,35 \text{ А}$ (из [1]).

1. $U_{\text{отп.хх.мин}} = 2 \cdot U_{\text{ГТ}(-50^\circ\text{С})} = 20 \text{ В}$.

2. $I_{\text{отп.кз.мин}} = 2 \cdot I_{\text{ГТ}(-50^\circ\text{С})} = 0,7 \text{ А}$.

3. $U_{\text{отп.ххн}} = 1,15 \cdot U_{\text{отп.хх.мин}} = 1,15 \cdot 20 = 23 \text{ В}$.

$I_{\text{отп.кз.н}} = 1,2 \cdot I_{\text{отп.кз.мин}} = 1,2 \cdot 0,7 = 0,84 \text{ А}$.

4. $R_{\text{вн.н}} = \frac{23}{0,84} = 28 \text{ Ом}$.

5. $U_{\text{отп.хх.мах}} = 1,1 \cdot U_{\text{отп.хх.н}} = 1,1 \cdot 23 = 25,3 \text{ В}$,

$I_{\text{отп.кз.мах}} = 1,15 \cdot I_{\text{отп.кз.н}} = 1,15 \cdot 0,84 = 0,93 \text{ А}$.

6. Выбираем импульсный трансформатор МИТ-4 и транзистор усилителя КТ972А ($\Delta U_{\text{кэ}} = 0,6 \text{ В}$).

$R_1 = R_2 = 4,5 \text{ Ом}$.

$R_G = R_{\text{вн.н}} - (R_1 + R_2) = 28 - 4,5 \cdot 2 = 19 \text{ Ом}$.

$U_{\text{пн}} = U_{\text{отп.хх.н}} + \Delta U_{\text{кэ}} = 23 + 0,6 = 23,6 \approx 24 \text{ В}$.

7. $R_{\text{вн.мин}} = \frac{U_{\text{отп.хх.мах}}}{I_{\text{отп.к.з.мах}}} = \frac{25,3}{0,93} = 27,5 \text{ Ом}$. $P_{\text{мах}} = \frac{25,3^2}{4 \cdot 27,5} = 5,8 \text{ Вт}$.

$P_{\text{GM}} = 12 \text{ Вт}$ при $t_{\text{имп.отп}} = 100 \text{ мкс}$ и скважности 200 мкс.

8. СОСТАВЛЕНИЕ ПОЛНОЙ ПРИНЦИПАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Полная принципиальная электрическая схема преобразователя составляется на основе разработанных ранее принципиальных электрических схем отдельных функциональных элементов СУ. При выполнении этого раздела следует обратить особое внимание на согласование по уровню, полярности, параметрам и т.п. сигналов (входных и выходных) отдельных функциональных элементов. Необходимо привести временные диаграммы работы схемы в отдельных (контрольных) точках и описать принцип ее действия.

9. РАСЧЕТ И ПОСТРОЕНИЕ ВНЕШНЕЙ И РЕГУЛИРОВОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИК ВЫПРЯМИТЕЛЯ

9.1. Внешняя характеристика выпрямителя

Внешней характеристикой выпрямителя называется зависимость выходного напряжения U от тока нагрузки I при постоянном значении угла открывания α , т.е. зависимость $U = f(I)$ при $\alpha = \text{const}$.

Обобщенно выпрямитель можно представить следующей схемой замещения (рис. 9.1).

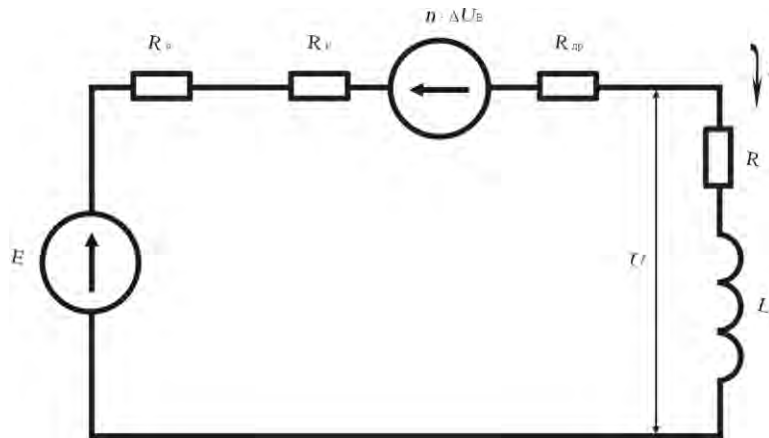


Рис. 9.1. Схема замещения выпрямителя

На рис. 9.1 обозначены:

E – среднее значение выпрямленной ЭДС, $E = E_0 \cdot \cos \alpha$ – для полностью управляемых выпрямителей, $E = E_0 \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$ – для полууправляемых выпрямителей;

R_a – суммарное активное сопротивление последовательно включенных элементов схемы, по которым протекает ток нагрузки в один и тот же момент времени, $R_a = R_{тр} ; (R_{ap})$;

R_k – коммутационное сопротивление, $R_k = \frac{m \cdot X_a}{2 \cdot \pi}$;

$n \cdot \Delta U_B$ – сумма падений напряжения на полупроводниковых приборах, по которым в данный момент времени протекает ток нагрузки;

$R_{др}$ – активное сопротивление дросселя.

Согласно схеме замещения внешняя характеристика выражается формулой

$$U = E - (R_a + R_k + R_{др}) \cdot I - n \cdot \Delta U_B(I). \quad (9.1)$$

В режиме непрерывного тока, а также при представлении вентилей активными сопротивлениями, внешние характеристики выпрямителя представляют собой ряд параллельных прямых, наклоненных к оси тока.

Таким образом, внешние характеристики строим для углов $\alpha_1 = \alpha_{\min}$ и $\alpha_2 = \alpha_{\max}$ по двум точкам: $I = 0$ и $I = I_H$.

Вид внешних характеристик показан на рис. 9.2.

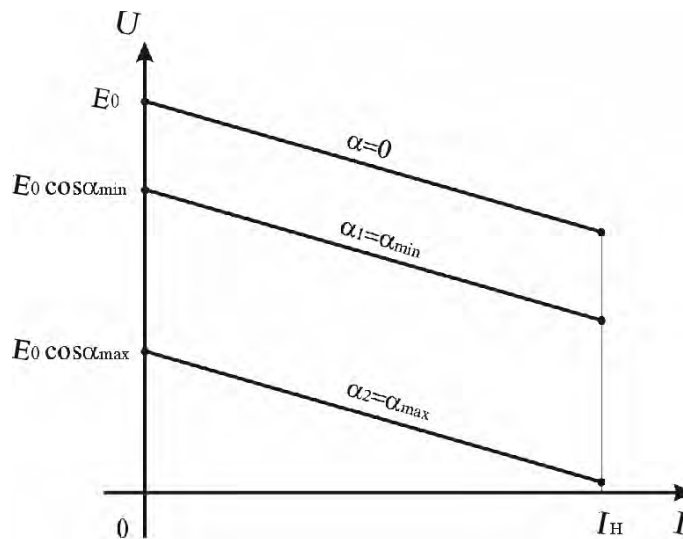


Рис. 9.2. Внешние характеристики выпрямителя

9.2. Регулировочная характеристика выпрямителя

Регулировочная характеристика выпрямителя (рис. 9.3) представляет собой зависимость выпрямленной ЭДС E от угла открывания α , т.е. $E = f(\alpha)$.

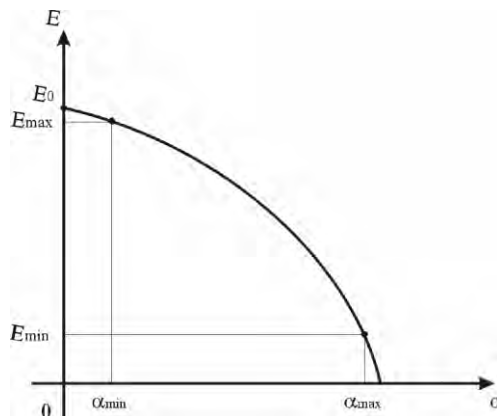


Рис. 9.3. Регулировочная характеристика выпрямителя

Для полностью управляемых схем регулировочная характеристика выпрямителя рассчитывается по выражению (9.2)

$$E = E_0 \cdot \cos \alpha, \quad (9.2)$$

а для полупроводимых схем – по выражению

$$E = E_0 \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (9.3)$$

9.3. Регулировочная характеристика системы импульсно-фазового управления (СИФУ)

Регулировочной характеристикой СИФУ называется зависимость угла открывания α от напряжения управления U_y , т.е. зависимость $\alpha = f(U_y)$.

При отсутствии напряжения смещения ($U_{см} = 0$) регулировочная характеристика СИФУ определяется выражением

$$\alpha = -\frac{\pi}{U_{пм}} \cdot U_y. \quad (9.4)$$

Регулировочная характеристика СИФУ при этом имеет вид, изображенный на рис. 9.4.

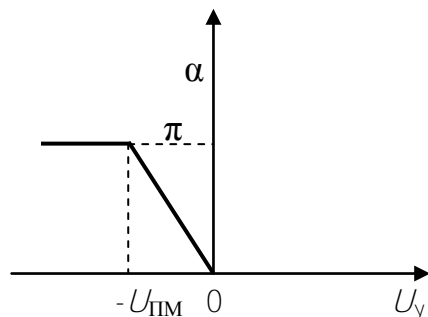


Рис. 9.4. Регулировочная характеристика СИФУ при $U_{см} = 0$

Из характеристики видно, что меньшим значениям U_y соответствует меньший угол α и, следовательно, большее значение выпрямленной ЭДС E . Однако необходимо, чтобы при $U_y = 0$ выпрямленная ЭДС E также равнялась нулю ($E = 0$).

Для этого на вход компаратора вводят $U_{см}$. Угол открывания α , соответствующий $U_y = 0$, называется начальным углом открывания $\alpha_{нач}$:

$$U_{см} = -\frac{U_{пм}}{\pi} \cdot \alpha_{нач}.$$

При работе выпрямителя в режиме непрерывного тока $\alpha_{нач} = \frac{\pi}{2}$.

При введении $U_{см}$ регулировочная характеристика СИФУ определяется выражением (9.5):

$$\alpha = -\frac{\pi}{U_{пм}} \cdot (U_y + U_{см}). \quad (9.5)$$

Для $\alpha_{нач} = \frac{\pi}{2}$ и $U_{см} = \frac{U_{пм}}{2}$ регулировочная характеристика СИФУ рассчитывается по выражению (9.5) и имеет вид, представленный на рис. 9.5:

$$\alpha = -\frac{\pi}{U_{пм}} \left(-\frac{U_{пм}}{2} + U_y \right). \quad (9.6)$$

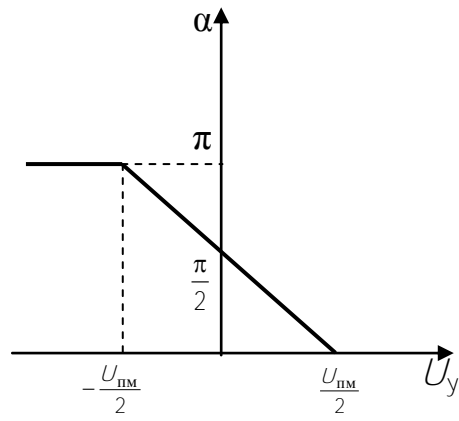


Рис. 9.5. Регулировочная характеристика СИФУ

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Таблица П1.1

Технические данные силовых трехфазных трансформаторов

Тип трансформатора	$S_{н'}$, кВА	$U_{2ф}$, В	Потери, Вт		U_k , %	Масса, кг			
			$\Delta P_{хх}$	$\Delta P_{кз}$					
1	2	3	4	5	6	7			
ТТ-04	0,4	98	125	200	8				
ТТ-0,63	0,63	98			7				
ТТ-1,6	1,6	98			5				
ТТ-2,5	2,5	60			5				
ТТ-6	6	120			5				
ТТ-8	8	150			5				
ТТ-11	11	240			5				
ТТ-14	14	120			5				
ТТ-19	19	150			5				
ТТ-25	25	240			5				
ТС-10/0,5	10	133			350		600	4,8	
ТС-16/0,5	16	133	4,6						
ТС-25/0,5	25	127	4,5						
ТС-40/0,5	40	133	4,12						
ТС-63/0,5	63	133	4,36						
ТС-100/0,5	100	133	4,83						
ТС-160/0,5	160	133	4,02						
ТСЗП-10/0,7	10	61;117	100	350		5,5		135	
ТСЗП-16/0,7	16	61;117;234	120	600		5,5		174	
ТСЗП-25/0,7	25	61;117;234	220	1600		5,5		255	
ТСЗП-40/0,7	40	61				5,5		380	
ТСЗП-63/0,7	63	117;234			240	1900	5,5	415	
ТСЗП-100/0,7	100	61;117;234			420	2200	5,5	695	
ТСЗП-160/0,7	160	57,5;115;185;230			420	2200	5,5	1400	
ТСЗП-250/0,7	250	57,5;115;185;230	420	2200	5,5	1700			
ТСЗП-400/10	400	115;185			5,5	2800			
ТСЗП-630/10	630	230			5,5	3600			
ТСЗП-1000/10	1000	330			5,5	5500			
ТСЗП-1600/10	1600	185;230;330			5,5	6800			
ТСЗ-10/0,66	10	230			90	280	4,5	150	
ТСЗ-16/0,66	16	230			125	400	4,5	180	
ТСЗ-25/0,66	25	230			180	560	4,5	240	

1	2	3	4	5	6	7
ТСЗ-40/0,66	40	230	250	800	4,5	320
ТСЗ-63/0,66	63	230	355	1090	4,5	440
ТСЗ-100/0,66	100	230	500	1500	4,5	580
ТСЗ-160/0,66	160	230	710	2060	4,5	800

Примечание. Обозначение преобразовательных трансформаторов:

Т – трехфазный (если ТТ – трансформатор трехфазный); С, СЗ – вид охлаждения (соответственно: естественное воздушное при открытом исполнении; тоже при защищенном исполнении); П – для полупроводниковых выпрямителей; через тире приводится типовая мощность, кВА, через дробь – класс напряжения сетевой обмотки. У трансформаторов класса напряжения сетевой обмотки 0,5; 0,7 – $U_{\text{сети}} = 380 \text{ В}$, у класса 10 – $U_{\text{сети}} = 10 \text{ кВ}$.

Таблица П1.2

Тип трансформатора	$S_{\text{н}}$, кВА	U_2 , В	I_2 , А	U_2 , В	I_2 , А	$\Delta P_{\text{хх}}$, Вт	$\Delta P_{\text{кз}}$, Вт	$U_{\text{к}}$, %
ТСЗП-10/0,7	7,3	205	20,5	230	25	130	320	4,7
ТСЗП-16/0,7	14,6	205	41	230	50	140	550	5,2
ТСЗП-25/0,7	29,1	205	82	230	100	210	1100	5,5
ТСП-25/0,7	29,1	410	41	460	50	210	1100	5,5
ТСЗП-63/0,7	58	205	164	230	200	330	1900	5,5
ТСЗП-100/0,7	93	205	262	230	320	440	2300	5,8
ТСЗП-125/0,7	117	410	164	460	200	520	2700	5,8
ТСЗП-160/0,7	147	416	204	460	250	795	3200	4,5
ТСЗП-160/0,7	143	101	816	115	1000	795	3200	4,5
ТСЗП-160/0,7	142	315	261	345	320	795	3200	4,5
ТСЗП-160/0,7	143	202	408	230	500	795	3200	4,5
ТСЗП-250/0,7	230	100	1305	115	1600	915	3600	4,5
ТСЗП-250/0,7	235	208	653	230	800	915	3800	4,5
ТСЗП-250/10	235	416	326	460	400	915	3700	4,7
ТСЗП-250/10	220	315	408	345	500	915	3400	4,4
ТСЗП-250/10	237	267	257	690	315	825	3400	4,4
ТСЗП-250/10	220	315	408	345	500	915	3400	4,4

Технические данные однофазных трансформаторов

Тип	$S_{н}, \text{кВ}\cdot\text{А}$	$U_{1н}, \text{В}$	$U_{2н}, \text{В}$	$I_{хх}, \%$	$U_{к}, \%$
ОСМ-0,063	0,063	220 380	12; 24; 36; 42; 110; 220	24	12,0
ОСМ-0,10	0,1			24	9,0
ОСМ-0,16	0,16			23	7,0
ОСМ-0,25	0,25			22	5,5
ОСМ-0,40	0,4			20	4,5
ОСМ-0,63	0,63		29; 56; 130; 260 (для выпрямителей)	19	3,5
ОСМ-1,0	1,0			18	2,5
ОСМ-1,6	1,6			17	2,5
ОСМ-2,5	2,5			17	2,5

Приложение 2

Таблица П2.1

Технические данные реакторов ФРОС

Тип реактора	$I_{н}, \text{А}$	$L_{нб}, \text{мГн}$	Ток, до которого сохраняется $L_{н}, \text{А}$	Потери мощности при $I_{н} \Delta P, \text{Вт}$	Масса, кг
1	2	3	4	5	6
ФРОС-8/0,5	12	3500	12	50 450 120	550
	35	250	35		550
	136	20	136		575
	200	4	200		550
ФРОС-8/1	8	8000	8		660
ФРОС-8/5	30	400	30	80	590
	150	20	150	520	610
ФРОС-10/1	26	1000	26	70 180	700
	50	300	50		700
	50	250	50		700
	100	75	100		
ФРОС-100/1	1200	2	1200	280	390
ФРОС-200/50	200	15	200	400	660
ФРОС-350	200	30	200	620	585
	400	7,4	200	1020	585
ФРОС-500	500	5	250	1100	

Окончание табл. П2.1

ФРОС-1000	1000	2,5	500	1700	
ФРОС-1500	1500	2	600	2100	
ФРОС-5600-2	750	40	750	7650	
ФРОС-5600-3	1500	10	1500	8100	
ФРОС-5600-4	1200	6,4	1200	7830	

Ф – фильтровый; Р – реактор; О – однофазный (с естественным воздушным охлаждением); цифры – условное заводское обозначение.

Таблица П2.2

Тип реактора	Номинальный ток, А	Номинальная индуктивность, мГн	Активное сопротивление, мОм
ФРОС-65/0,5У3	250	1,5	6,8
ФРОС-65/0,5У3	320	1,0	4,5
ФРОС-125/0,5У3	500	0,75	3,0
ФРОС-250/0,5У3	250	6,5	17,6
ФРОС-250/0,5У3	320	4,2	11,5
ФРОС-250/0,5У3	800	0,6	1,7
ФРОС-250/0,5У3	1000	0,35	1,1
ФРОС-500/0,5У3	500	3,25	7,5
ФРОС-1000/0,5У3	800	2,3	4,7
ФРОС-1000/0,5У3	800	5,0	7,2
ФРОС-1000/0,5У3	1000	1,6	3,1

Приложение 3

Таблица П3.1

Технические данные реакторов ДФ

Тип реактора	I_H , А	L_H , мГн	Потери мощности при $I_H \Delta P$, Вт	Масса, кг
1	2	3	4	5
ДФ-1	1	250000	44	650
	2	80000		
	8	3500		
	25	250		
ДФ-2	250	500	550	175
ДФ-3	0,25	1000000		300
	2	12500		

1	2	3	4	5
	3,5	10000		
	6	2800		
	8	800	15	
	10	800	21	
ДФ-7	0,5	100000		70
	1	25000	16	
	2	6000	18	
	5	1000	10	
	7	550	12	
	10	250	17	
	15	100	30	
	20	62,5	35	
	40	15	35	
	50	10	40	
	150	1,1	150	
	235	0,45	210	
600	0,07	235		

Д – дроссель; Ф – фильтр; цифры – условное обозначение.

Приложение 4

Таблица П4.1

Технические данные трехфазных анодных реакторов

Тип реактора	Номинальное линейное напряжение сети, В	Номинальный фазный ток, А	L_n , мГн	Активное сопротивление обмотки, мОм	Масса, кг
1	2	3	4	5	6
РТСТ-20,5-2,02У3	410	20,5	2,02	265	13
РТСТ-20,5-1,53У3	310	20,5	1,53	220	13
РТСТ-41-1,01У3	410	41	1,01	102	23
РТСТ-41-1,01У3	310	41	0,76	82	23
РТСТ-82-0,50У3	410	82	0,505	37	40
РТСТ-82-0,50У3	310	82	0,38	29,5	40
РТСТ-165-0,25У3	410	165	0,25	13	70
РТСТ-165-0,25У3	310	165	0,19	10,7	70
РТСТ-265-0,156У3	410	265	0,156	7,2	90
РТСТ-265-0,156У3	310	265	0,118	6,0	90
РТСТ-410-0,101У3	410	410	0,101	3,8	105

1	2	3	4	5	6
РТСТ-410-0,101УЗ	310	410	0,07 6	3,2	105
РТСТ-660-0,64УЗ	410	660	0,06 4	2,1	145
РТСТ-660-0,64УЗ	310	660	0,04 8	1,7	145
РТСТ-820-0,0505УЗ	410	820	0,05 05	1,4	178
РТСТ-820-0,0505УЗ	310	820	0,03 8	1,15	178

РТСТ – реактор токоограничивающий, сухой, трехфазный; первая группа цифр – номинальный фазный ток, А; вторая группа цифр – номинальная индуктивность фазы, мГн; УЗ – климатическое исполнение и категория размещения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Розанов, Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники. – М.: Энергия, 1979. – 392 с.
2. Чебовский, О.Г., Моисеев, Л.Г., Недошивин, Р.П. Силовые полупроводниковые приборы: справочник. – М.: Энергоиздат, 1985. – 400 с.
3. Бурков, А.Т. Электронная техника и преобразователи. – М.: Транспорт, 1999.
4. Розанов, Ю.К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 295 с.
5. Полупроводниковые выпрямители / Под ред. Ф.Н. Ковалева и Г.П. Мостковой. – М.: Энергия, 1978. – 448 с.
6. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / Под ред. А.Д. Поздеева. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 352 с.
7. Чиженко, И.М., Руденко, В.С., Сенько, В.И. Преобразовательная техника. – Киев: Вища школа, 1978. – 424 с.
8. Справочник по преобразовательной технике / Под ред. И.М. Чиженко. – Киев: Техника, 1978. – 447 с.
9. Сен, П. Тиристорные электроприводы постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 232 с.
10. Электроприводы постоянного тока с вентильными преобразователями / Е.Н. Зимин, В.Л. Кацевич, С.К. Козырев. – М.: Энергоатомиздат, 1981. – 192 с.
11. Засорин, С.Н., Мицкевич, В.А., Кучма, К.Г. Электронная и преобразовательная техника. – М.: Транспорт, 1981. – 319 с.
12. Электронные устройства электромеханических систем. Ю.К. Розанов [и др.]. – М.: Academia, 2004. – 270 с.
13. Забродин, Ю.С. Промышленная электроника. – М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.
14. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
15. Алексеенко, А.Г., Коломбет, Е.А., Стародуб, Г.И. Применение прецизионных аналоговых ИС. – М.: Сов. радио, 1980. – 224 с.
16. Справочник по электрическим машинам. В 2 т. Т.1 / Под ред. И.П. Копылова и Б.К. Клокова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 456 с.
17. Интегральные микросхемы / Под ред. Б.В. Тарабрина. – М.: Радио и связь, 1984. – 528 с.
18. Уильямс, Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление. Справочное пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 240 с.
19. Алиев, И.И. Справочник по электротехнике и электрооборудованию. – М.: Высшая школа, 2000. – 255 с.
20. Электротехнический справочник. В 3 т. / Под общ. ред. В.Г. Герасимова [и др.]. – 7-е изд. – М.: Энергоатомиздат, 1988.
21. Перельман, Б.Л. Полупроводниковые приборы. Справочник. – М.: Солон Микротех, 1996. – 452 с.
22. Резисторы: справочник / Под ред. И.И. Четверткова. – М.: Энергоиздат, 1981. – 352 с.

СОДЕРЖАНИЕ

1. Общие сведения.....	245
2. Задание на курсовой проект. Требования к проекту.....	245
3. Выбор элементов силовой схемы полупроводниковых преобразователей с естественной коммутацией.....	247
3.1. Коммутационные параметры и выбор подвида СПП.....	247
3.2. Выбор низкочастотных СПП по току для преобразователей с естественной коммутацией.....	248
3.3. Выбор класса СПП по напряжению.....	263
3.4. Выбор силового трансформатора.....	264
3.5. Выбор трансформатора для системы НВ-ПШИУ.....	266
3.6. Выбор элементов силовой схемы полупроводниковых преобразователей с широтно-импульсным управлением.....	268
3.7. Расчет и выбор защитных R-С цепочек и анодного реактора.....	272
3.8. Выбор сглаживающего дросселя.....	274
4. Литературный обзор систем импульсно-фазового управления.....	278
5. Проектирование структурной и функциональной схем СИФУ.....	278
6. Выбор типов линейных и цифровых интегральных микросхем.....	281
7. Проектирование принципиальной схемы и электрический расчет функциональных элементов системы управления преобразователем.....	281
7.1. Расчет источника синхронизирующего напряжения.....	281
7.2. Расчет генератора развертывающего напряжения (ГРН).....	282
7.3. Расчет одновибратора.....	285
7.4. Расчет компаратора.....	286
7.5. Расчет выходных формирователей.....	287
8. Составление полной принципиальной электрической схемы преобразователя.....	290
9. Расчет и построение внешней и регулировочной характеристик выпрямителя.....	291
9.1. Внешняя характеристика выпрямителя.....	291
9.2. Регулировочная характеристика выпрямителя.....	292
9.3. Регулировочная характеристика системы импульсно-фазового управления (СИФУ).....	292
Приложения.....	295
Литература.....	301

Учебное издание

ГУЛЬКОВ Геннадий Игнатович
УЛАЩИК Николай Михайлович

СИЛОВАЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Методическое пособие
к курсовому проектированию
для студентов специальности 1-53 01 05
«Автоматизированные электроприводы»

Редактор Л.Н. Шалаева
Компьютерная верстка О.В. Дубовик

Подписано в печать 15.05.2007.

Формат 60×84¹/₁₆. Бумага офсетная.

Отпечатано на ризографе. Гарнитура Таймс.

Усл. печ. л. 5,23. Уч.-изд. л. 4,09. Тираж 200. Заказ 145.

Издатель и полиграфическое исполнение:
Белорусский национальный технический университет.
ЛИ № 02330/0131627 от 01.04.2004.
220013, Минск, проспект Независимости, 65.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ

Белорусский национальный технический университет

Кафедра «Электропривод и автоматизация
промышленных установок и технологических комплексов»

Н.М. Улащик
Д.С. Васильев

СИЛОВАЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Лабораторный практикум
для студентов специальности 1-53 01 05
«Автоматизированные электроприводы»

Минск
БНТУ
2013

УДК 621.314.632 (075.8)

ББК 31.264

У 94

Составители:

Н.М.Улащик, Д.С.Васильев

Рецензенты:

Ю.Е.Лившиц, А.А.Мигдаленок

Улащик, Н.М., Васильев Д.С.

У 94 Силовая преобразовательная техника: лабораторный практикум для студентов специальности 1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы» / Н.М.Улащик, Д.С.Васильев. - Минск: БНТУ, 2013.- 68 с.
ISBN 978-985-550-021-7.

В лабораторном практикуме приводятся методические материалы, необходимые для выполнения лабораторных работ по дисциплине «Силовая преобразовательная техника», касающихся изучения однофазных и трехфазных выпрямителей, одноключевых ШИП, тиристорных и транзисторных регуляторов напряжения, автономных инверторов напряжения.

Приведены сведения, касающиеся составления имитационных моделей на основе блоков из библиотек разделов Simulink и SimPowerSystems программы Mathworks Matlab версии R2012a, которые позволяют смоделировать процессы, происходящие в различных электротехнических устройствах и преобразователях электрической энергии. В качестве иллюстраций к изучаемым вопросам приводятся примеры имитационных моделей преобразователей с настройками параметров основных блоков этих моделей и временные диаграммы процессов, происходящих в схемах исследуемых преобразователей электрической энергии.

УДК 621.314.632 (075.8)

ББК 31.264

ISBN 978-985-479-630-7

© Улащик Н.М., Васильев Д.С., 2013

© Белорусский национальный
технический университет, 2013

Содержание

<u>Лабораторная работа №1</u> МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОФАЗНОГО ОДНОПОЛУПЕРИОДНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ.....	307
<u>Лабораторная работа №2</u> МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОФАЗНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ.....	315
<u>Лабораторная работа №3</u> МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ТРЕХФАЗНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ.....	326
<u>Лабораторная работа №4</u> МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОКЛЮЧЕВЫХ ШИП.....	339
<u>Лабораторная работа №5</u> МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ТИРИСТОРНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ.....	347
<u>Лабораторная работа №6</u> МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ.....	353
Список использованных источников.....	367

Лабораторная работа №1

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОФАЗНОГО ОДНОПОЛУПЕРИОДНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Цель работы: приобретение навыков работы в системе MATLAB – Simulink на примере моделирования однофазного однополупериодного выпрямителя; исследование электромагнитных свойств указанного выпрямителя.

Введение

Библиотека имитационного моделирования Simulink в системе MATLAB позволяет смоделировать процессы, происходящие в различных электротехнических устройствах и полупроводниковых преобразователях электрической энергии (ППЭЭ).

На основании принципиальных схем различных ППЭЭ с использованием блоков библиотеки Simulink и, в частности, ее модуля SimPowerSystem можно составить имитационные модели необходимых преобразователей и исследовать их электромагнитные свойства.

Порядок выполнения лабораторной работы

1. Составить полные принципиальные электрические схемы однофазного однополупериодного неуправляемого и управляемого выпрямителей при питании от однофазной сети переменного тока, работающих на активную и активно-индуктивную нагрузки (схемы должны содержать датчик напряжения сети, датчики тока и напряжения нагрузки, датчик напряжения на диоде).

2. На основании принципиальных схем с использованием блоков библиотеки Simulink, в частности, модуля SimPowerSystem составить имитационные модели выпрямителей.

2.1 Ввести параметры напряжения источника питания, параметры диода, сопротивления R и индуктивности L нагрузки (задаются преподавателем), параметры защитной R - C цепи ; при составлении имитационной модели управляемого выпрямителя ввести ещё и параметры управляющих импульсов ГИ (угол открывания α задается преподавателем);

2.2 Выбрать метод численного решения дифференциальных уравнений, шаг и время расчета;

- 2.3. Осуществить расчет.
3. В результате расчета получить кривые тока $i_H=f(t)$ и напряжения $u_H=f(t)$ нагрузки, кривые напряжения сети $u_1=f(t)$, напряжения на диоде $u_{VD}=f(t)$ при активной и активно-индуктивной нагрузках.
4. По результатам расчетов:
 - 4.1 Сделать вывод о влиянии индуктивности L на форму кривой тока нагрузки $i_H=f(t)$;
 - 4.2 Аналитически рассчитать максимальное, действующее и среднее значение тока при активной нагрузке и среднее значение - при активно-индуктивной нагрузке и сравнить данные значения со значениями, полученными в результате моделирования.
 - 4.3 Проанализировать форму напряжения на диоде, указав значения напряжения на нем в открытом и закрытом состояниях.

Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Полные принципиальные электрические схемы однофазного однополупериодного неуправляемого и управляемого выпрямителей при питании от однофазной сети переменного тока, работающих на активную и активно-индуктивную нагрузки.
3. Имитационные модели однофазного однополупериодного выпрямителя с указанием введенных параметров напряжения источника питания, диода, R и L нагрузки, параметров защитной R - C цепи и параметров управляющих импульсов ГИ.
4. Графики: напряжения сети $u_1=f(t)$, тока $i_H=f(t)$ и напряжения $u_H=f(t)$ нагрузки, тока $i_{VD}=f(t)$ и напряжения $u_{VD}=f(t)$ диода при активной и активно-индуктивной нагрузках.
5. Вывод о влиянии индуктивности L на форму кривой тока нагрузки $i_H=f(t)$.

Исходные данные для моделирования:

$$\begin{aligned} \sim U_1 &= 220\text{В}; \\ R_{\text{нагр}} &= 440\text{Ом}. \end{aligned}$$

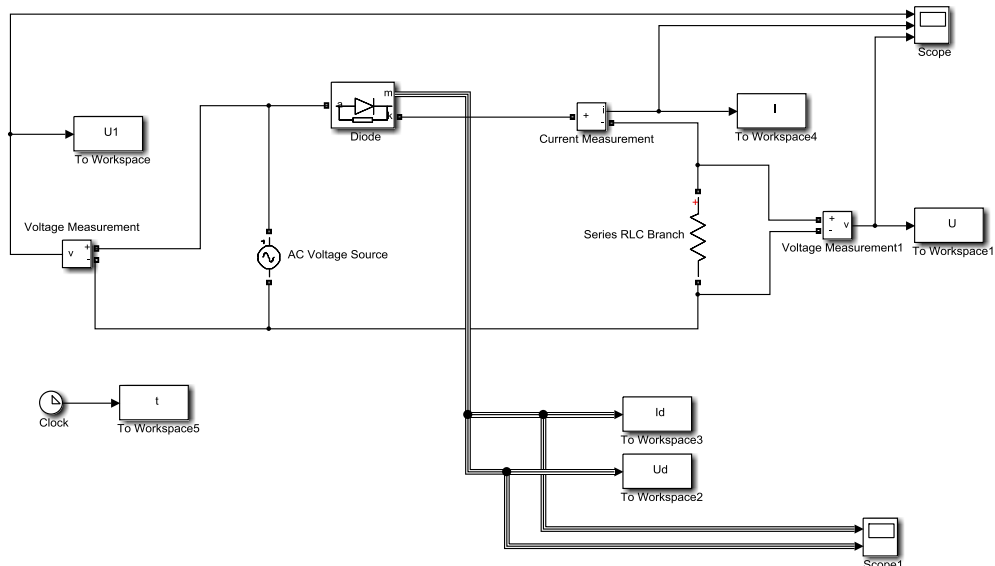


Рисунок 1.1 - Имитационная модель однофазного однополупериодного неуправляемого выпрямителя

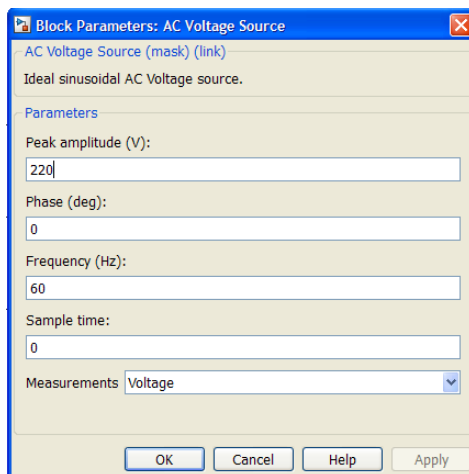


Рисунок 1.2 - Параметры настройки блока AC Voltage Source

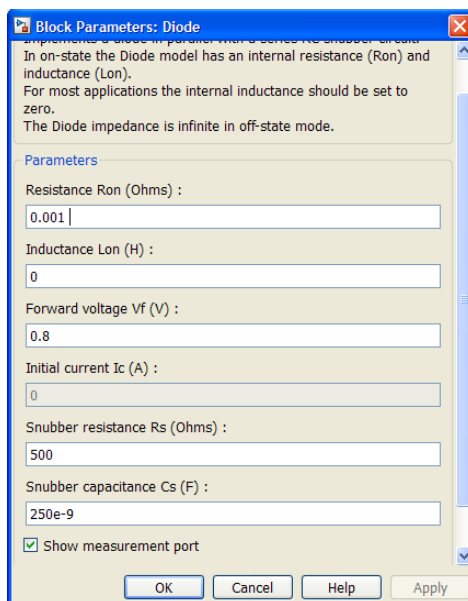


Рисунок 1.3 – Параметры настройки блока Diode

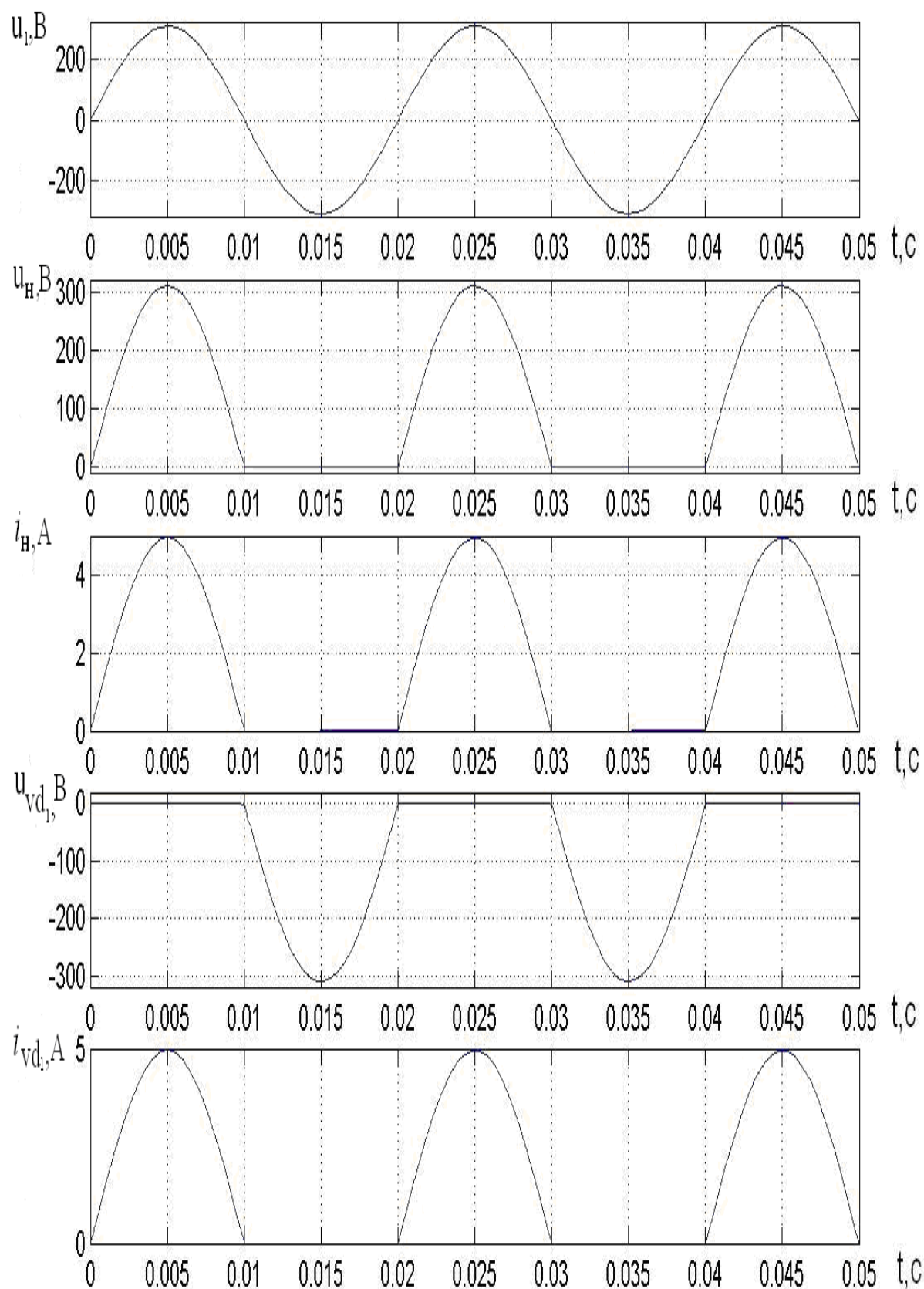


Рисунок 1.4 - Временные диаграммы работы однофазного однополупериодного неуправляемого выпрямителя при работе на R- нагрузку.

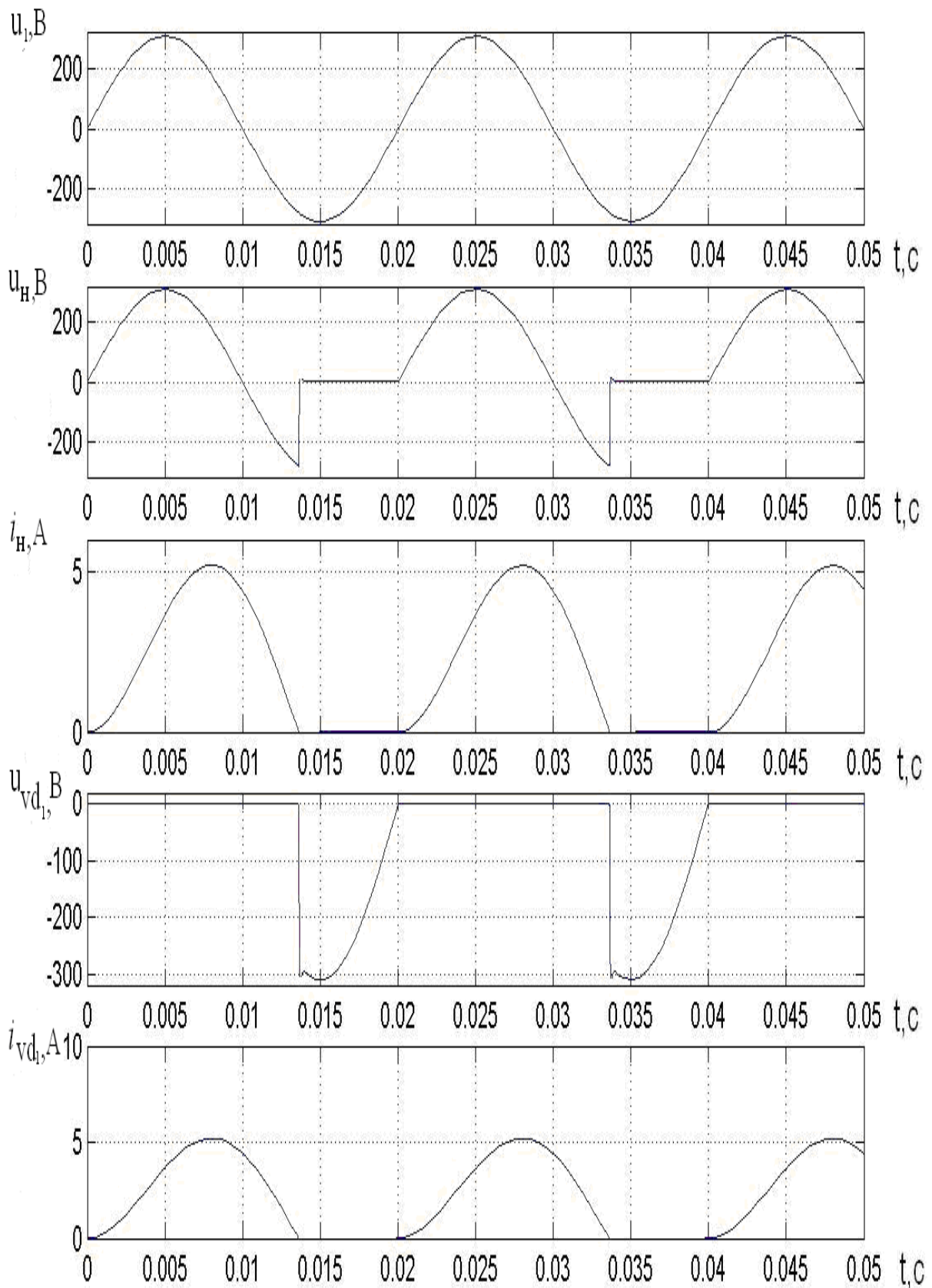


Рисунок 1.5- Временные диаграммы работы однофазного однополупериодного неуправляемого выпрямителя при работе на R- L-нагрузку.

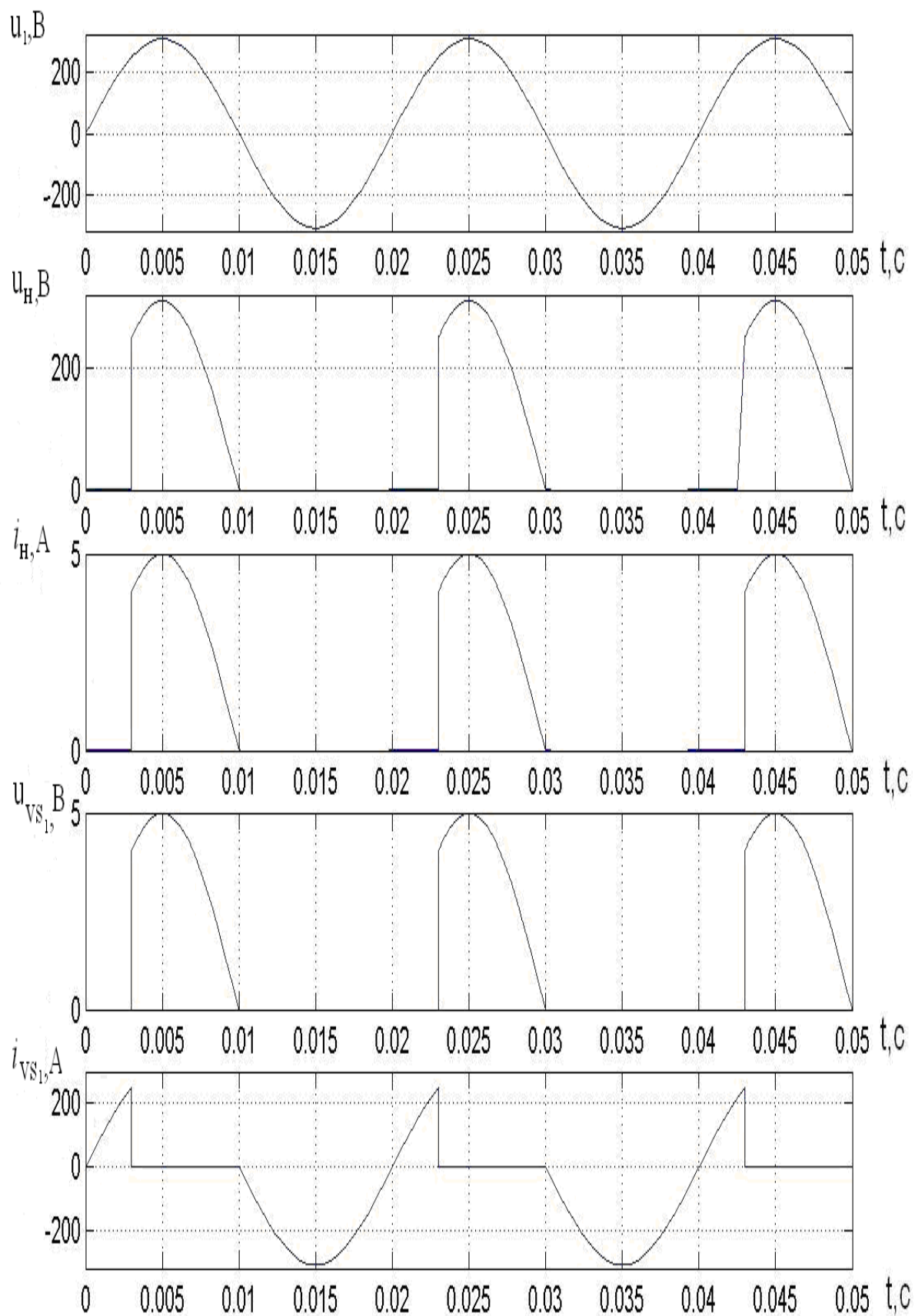


Рисунок 1.9 - Временные диаграммы работы однофазного однополупериодного управляемого выпрямителя при работе на R-нагрузку.

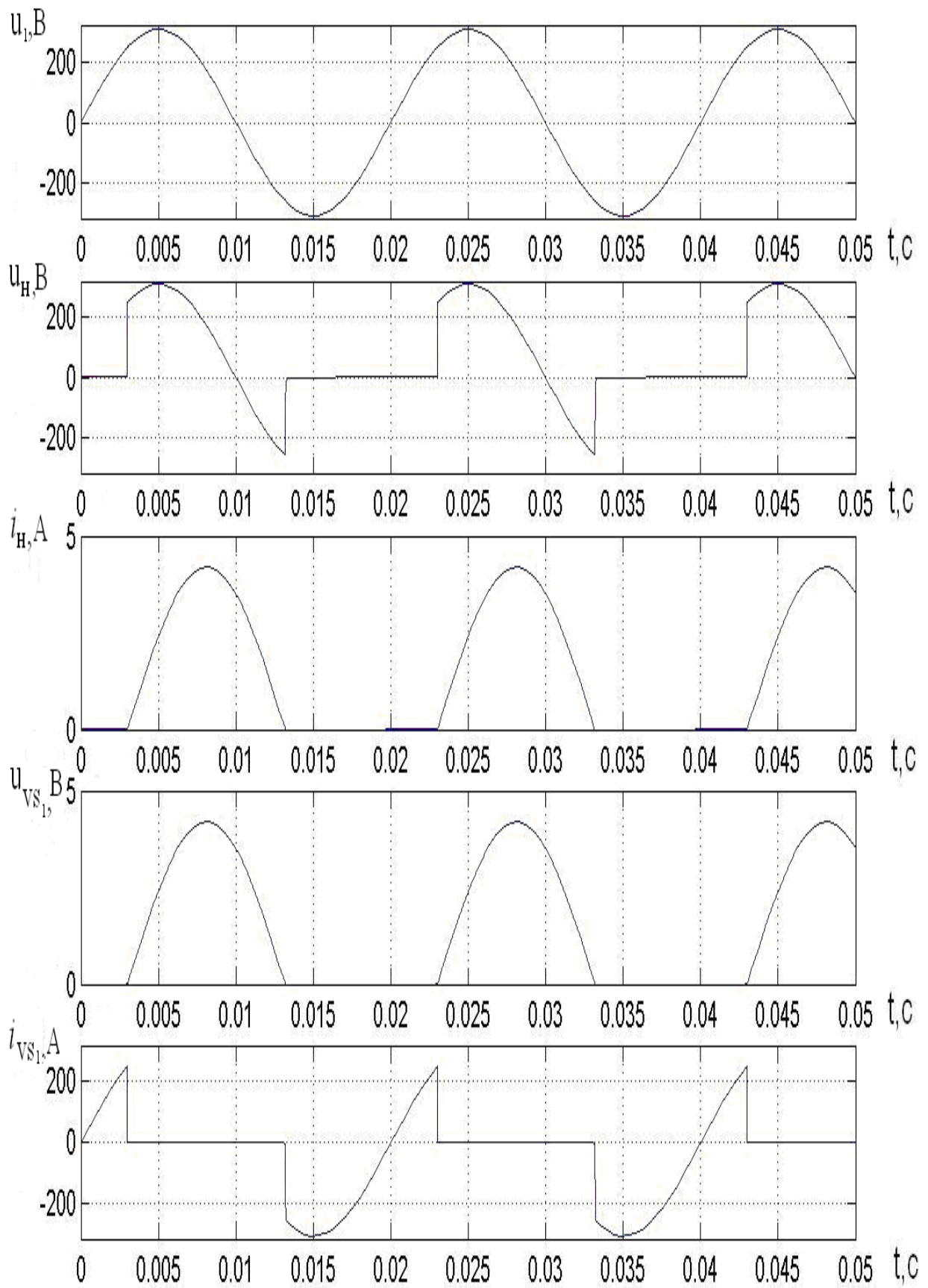


Рисунок 1.10 - Временные диаграммы работы однофазного однополупериодного управляемого выпрямителя при работе на R-L-нагрузку.

Лабораторная работа №2

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОФАЗНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Цель работы: приобретение навыков работы в системе MATLAB – Simulink на примере моделирования однофазных выпрямителей (однофазного мостового симметрично управляемого, несимметрично управляемого и с симистором на стороне переменного тока); исследование электромагнитных свойств указанных выпрямителей.

Введение

Библиотека имитационного моделирования Simulink позволяет в системе MATLAB смоделировать процессы, происходящие в различных схемах ППЭЭ.

На основании принципиальных электрических схем с использованием блоков библиотеки Simulink и, в частности, ее модуля SimPowerSystem можно составить имитационные модели указанных преобразователей, выполнить необходимые расчёты и исследовать их электромагнитные свойства.

Угол открывания полупроводниковых вентилей задаётся с помощью блока Pulse Generator (библиотека Simulink ->Sources). В поле “Period” указывается период следования импульсов в секундах, который определяется частотой питающего напряжения (0.02с для 50Гц). В поле “Pulse Width” задается длительность открывающего импульса в процентах от периода (10-20%). Угол открывания задаётся в поле “Phase Delay” в виде задержки времени следования импульсов и может быть задан, например, в виде выражения

$$t_{II} = \frac{\alpha}{180^\circ} \cdot \frac{T_{II}}{2},$$

где α - угол открывания ; T_{II} - период следования импульсов.

Например, для $\alpha = 40^\circ$ и $T_{II} = 0.02с$ в поле записывают : $40/180 * 0.02 / 2$.

Порядок выполнения лабораторной работы

1. Составить полные принципиальные электрические схемы выпрямителей: однофазного мостового симметрично управляемого, несимметрично управляемого и мостового выпрямителя с симистором на стороне переменного тока при питании от однофазной сети переменного тока, работающих на активную и активно-индуктивную нагрузки (схемы должны содержать датчик тока нагрузки и датчики напряжения: сети, на нагрузке, на диоде и на тиристоре (в схеме с управляемыми ключами)).

2. На основании принципиальных схем составить имитационные модели выпрямителей с использованием блоков библиотеки Simulink, в частности, ее модуля SimPowerSystem.

2.1. Ввести параметры напряжения источника питания, параметры силовых полупроводниковых приборов, сопротивления R и индуктивности L нагрузки (задаются преподавателем), параметры защитной R-C цепи ; при составлении имитационной модели управляемого выпрямителя ввести параметры управляющих импульсов ГИ (угол открывания α задается преподавателем);

2.2. Выбрать метод численного решения дифференциальных уравнений, шаг и время расчета;

2.3. Осуществить расчет.

3. В результате расчета получить графики зависимости тока $i_H=f(t)$ и напряжения $u_H=f(t)$ нагрузки, графики зависимости напряжения сети $u_1=f(t)$, напряжения на диоде $u_{VD}=f(t)$ (при управляемой схеме на диоде $u_{VD}=f(t)$ и на тиристоре $u_{VS}=f(t)$) при активной и активно-индуктивной нагрузках.

4. По результатам расчетов:

4.1. Сделать вывод о влиянии индуктивности L и угла открывания α на форму кривой тока нагрузки $i_H=f(t)$;

4.2. Аналитически рассчитать максимальное, действующее и среднее значение тока при активной нагрузке и среднее значение - при активно-индуктивной нагрузке и сравнить данные значения со значениями, полученными в результате моделирования.

4.3. Проанализировать форму напряжения на диоде, указав значения напряжения на нем в открытом и закрытом состояниях.

Содержание отчета:

1. Цель работы.

2. Привести полные принципиальные электрические схемы выпрямителей при питании от однофазной сети переменного тока, работающих на активную и активно-индуктивную нагрузки.

3. Имитационные модели выпрямителей с указанием введенных параметров напряжения источника питания, диода, R и L нагрузки, параметров защитной R-C цепи и параметров управляющих импульсов ГИ.

4. Графики зависимости тока $i_H=f(t)$ и напряжения $u_H=f(t)$ нагрузки, графики зависимости напряжения сети $u_1=f(t)$, напряжения на диоде $u_{VD}=f(t)$ (при управляемой схеме на диоде $u_{VD}=f(t)$ и на тиристоре $u_{VS}=f(t)$) при активной и активно-индуктивной нагрузках.

5. Вывод о влиянии индуктивности L и угла α на форму кривой тока нагрузки $i_H=f(t)$.

Исходные данные для моделирования:

$$\sim U_1=220\text{В}$$

$$R_{\text{нагр}}=44\text{Ом}$$

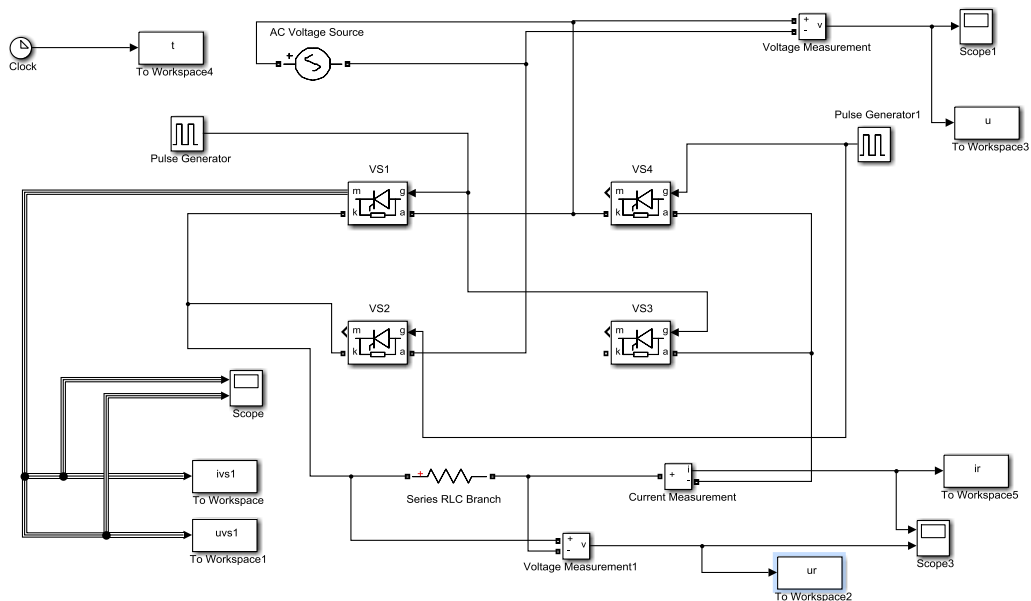


Рисунок 2.1 - Имитационная модель мостового симметрично управляемого выпрямителя

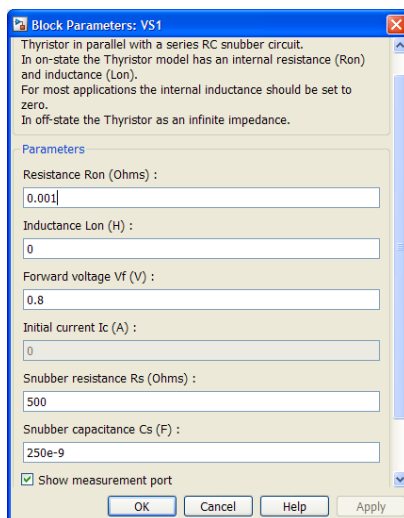


Рисунок 2.2 – Параметры настройки блока тиристора VS1

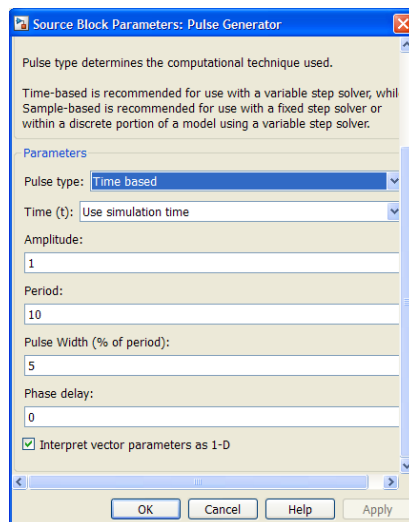


Рисунок 2.3 - Параметры настройки блока Pulse Generator

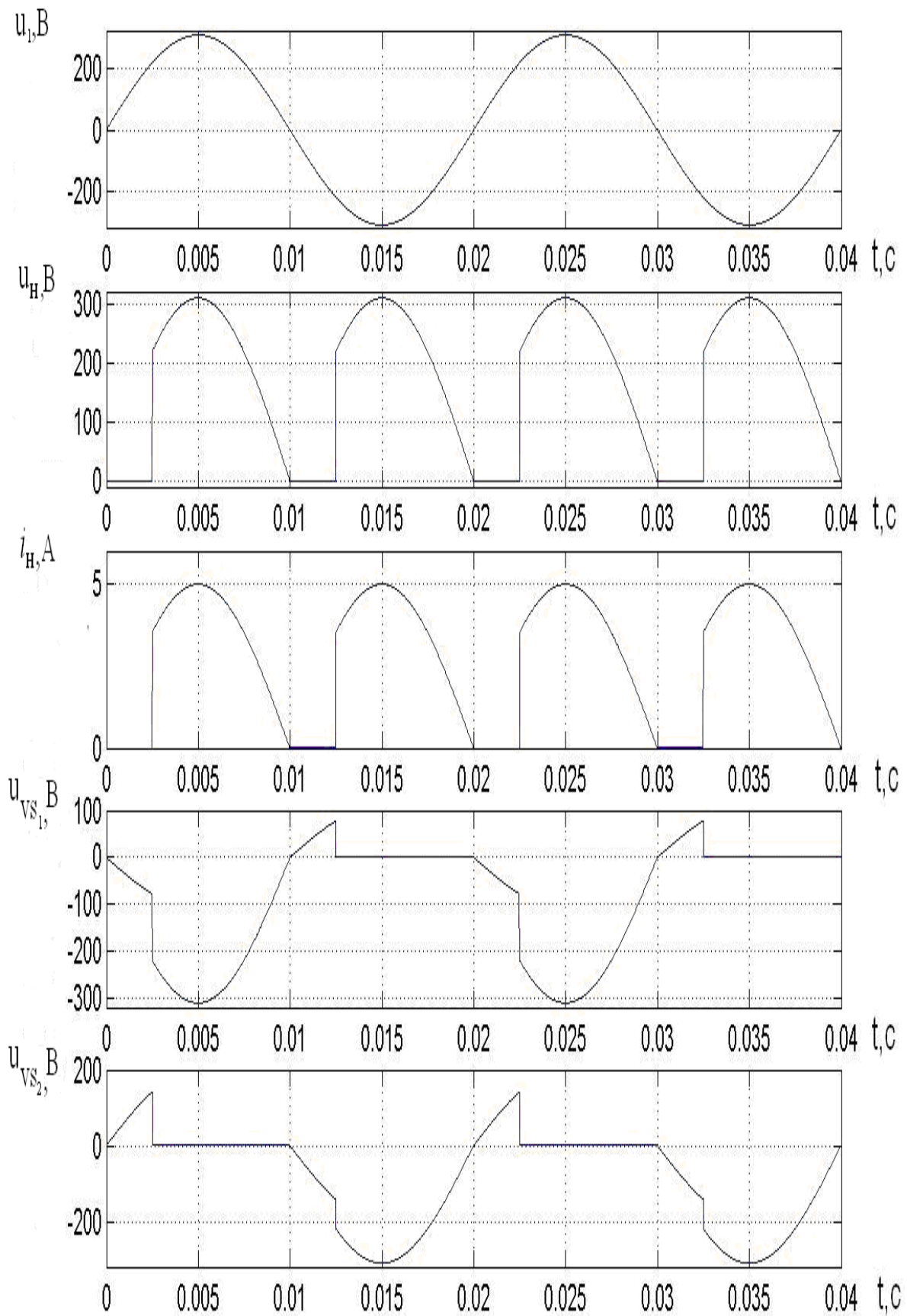


Рисунок 2.4 - Временные диаграммы работы однофазного мостового симметрично управляемого выпрямителя при работе на R -нагрузку.

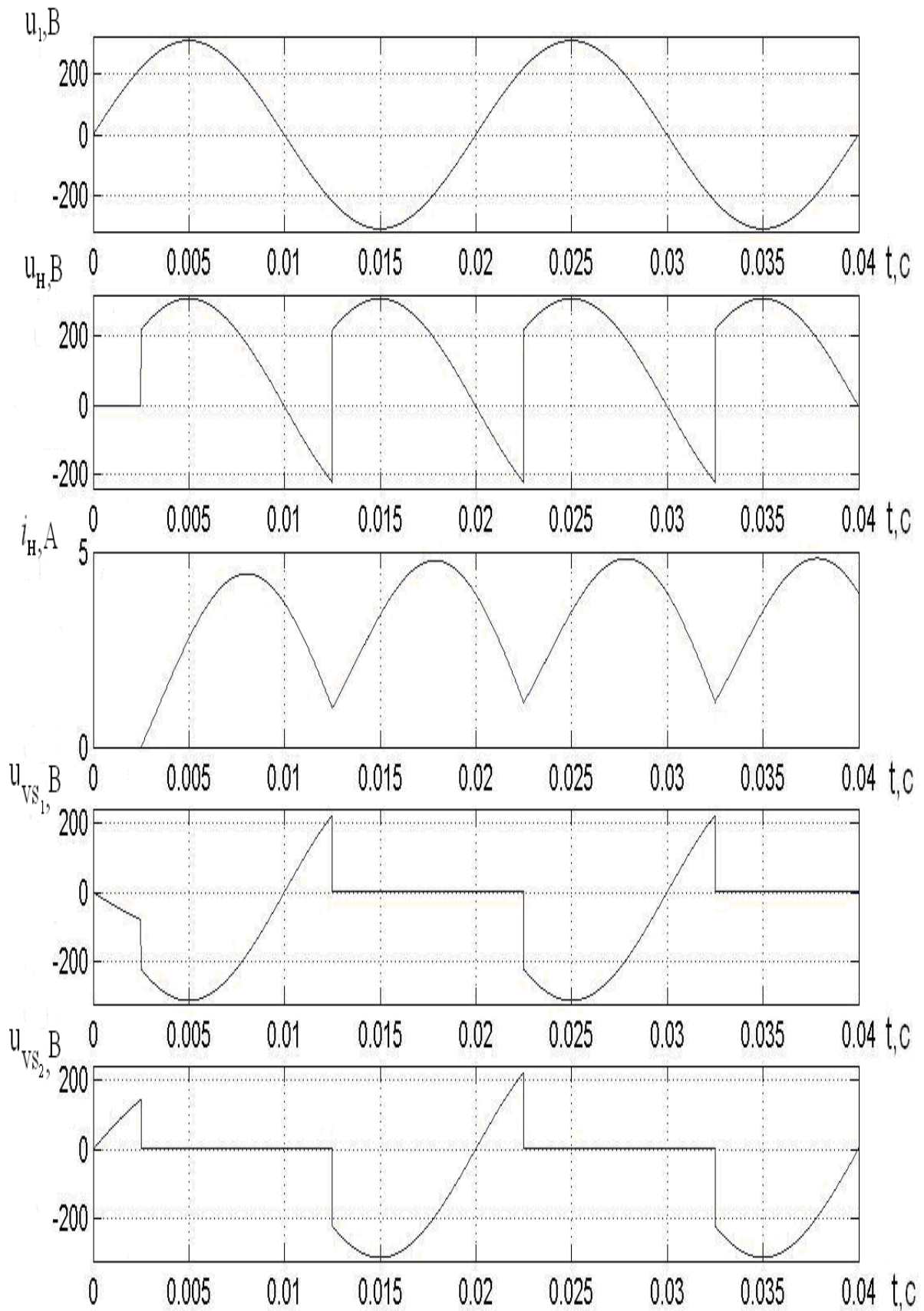


Рисунок 2.5 - Временные диаграммы работы однофазного мостового симметрично управляемого выпрямителя при работе на R-L-нагрузку.

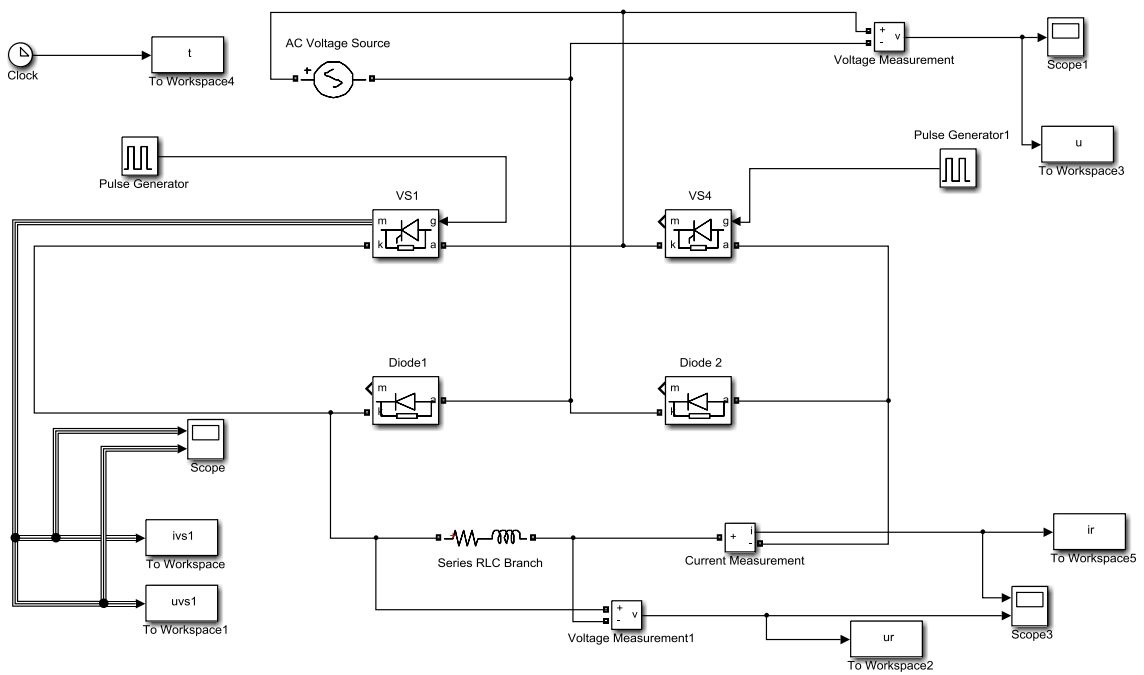


Рисунок 2.6 - Имитационная модель однофазного мостового несимметрично управляемого выпрямителя.

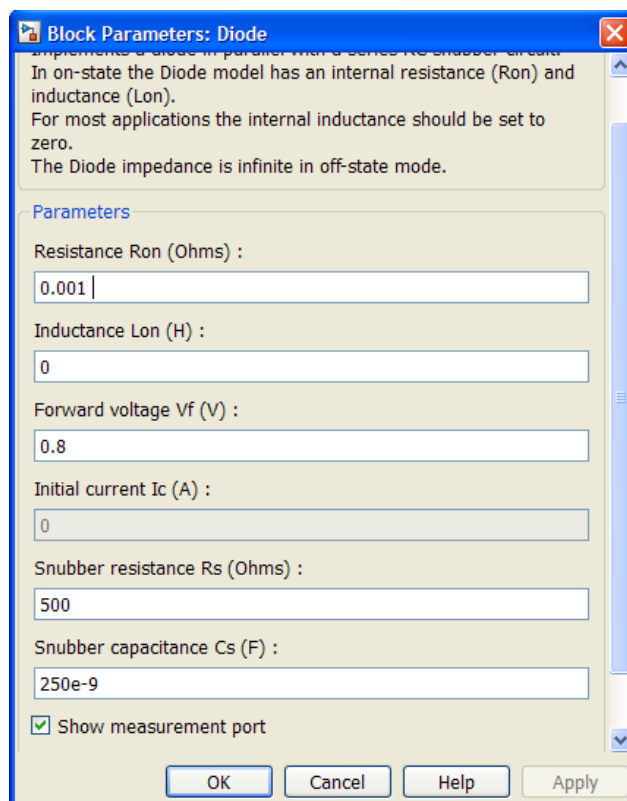


Рисунок 2.7 – Параметры настройки блока Diode

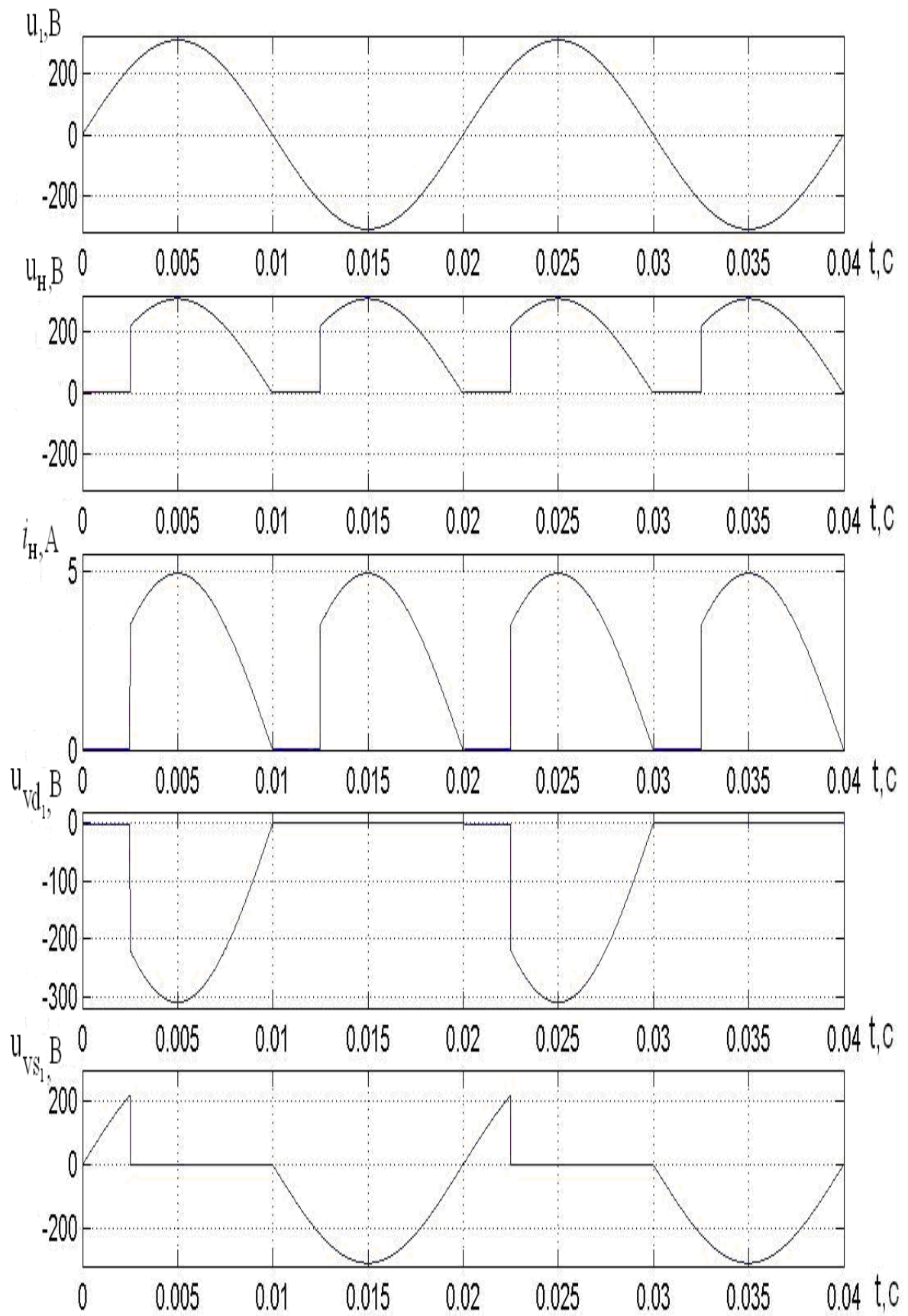


Рисунок 2.8 - Временные диаграммы работы однофазного мостового несимметрично управляемого выпрямителя при работе на R-нагрузку.

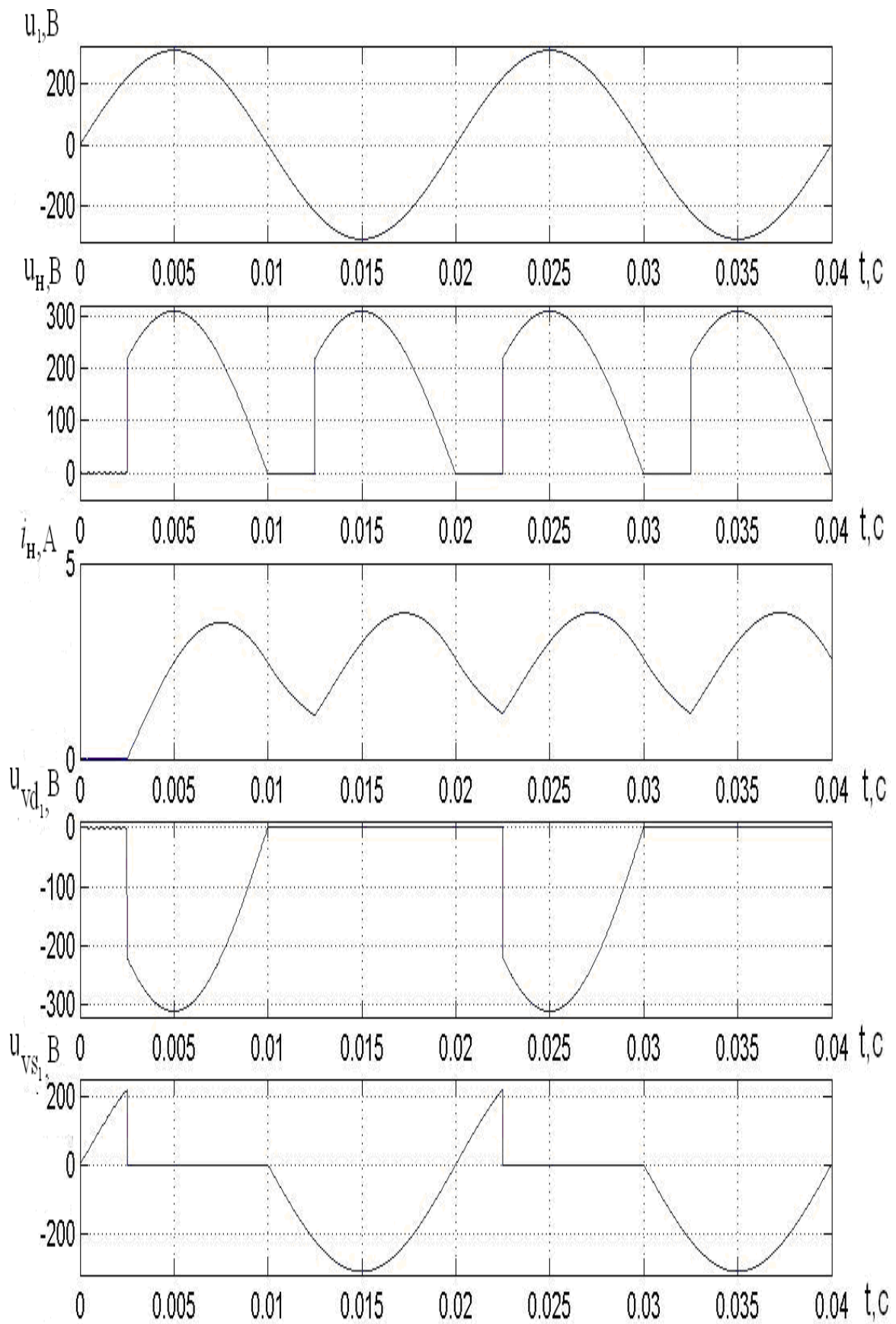


Рисунок 2.9 - Временные диаграммы работы однофазного мостового несимметрично управляемого выпрямителя при работе на R-L-нагрузку.

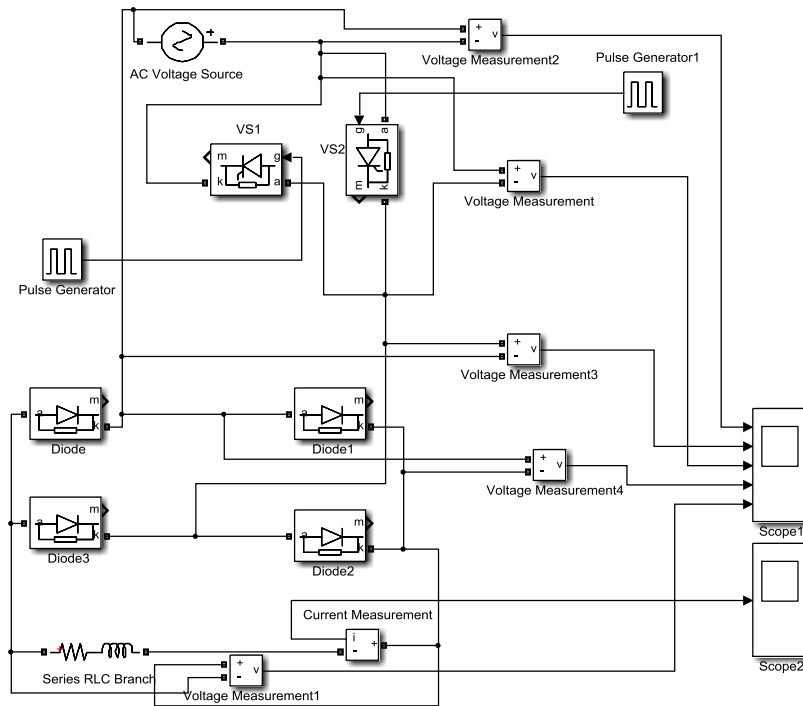


Рисунок 2.10 - Имитационная модель однофазного мостового выпрямителя с регулированием напряжения на стороне переменного тока

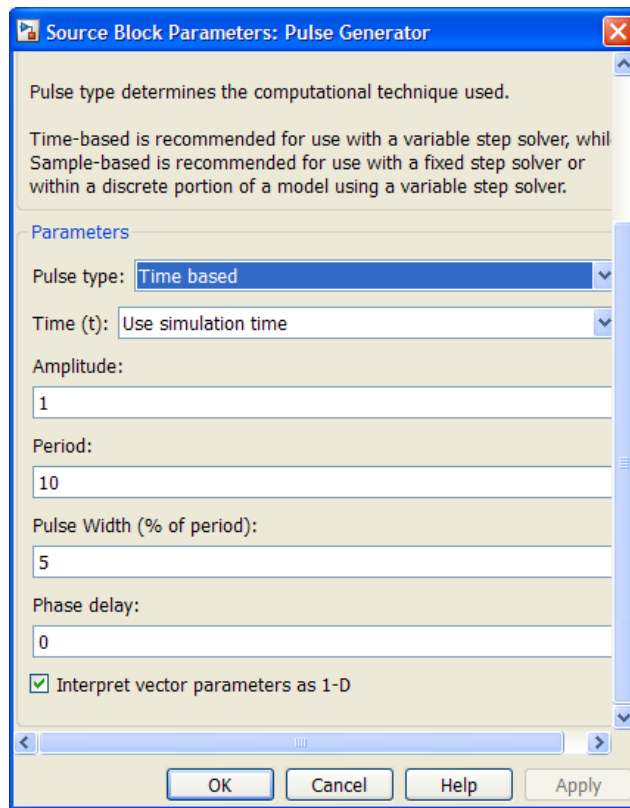


Рисунок 2.11 - Параметры настройки блока Pulse Generator

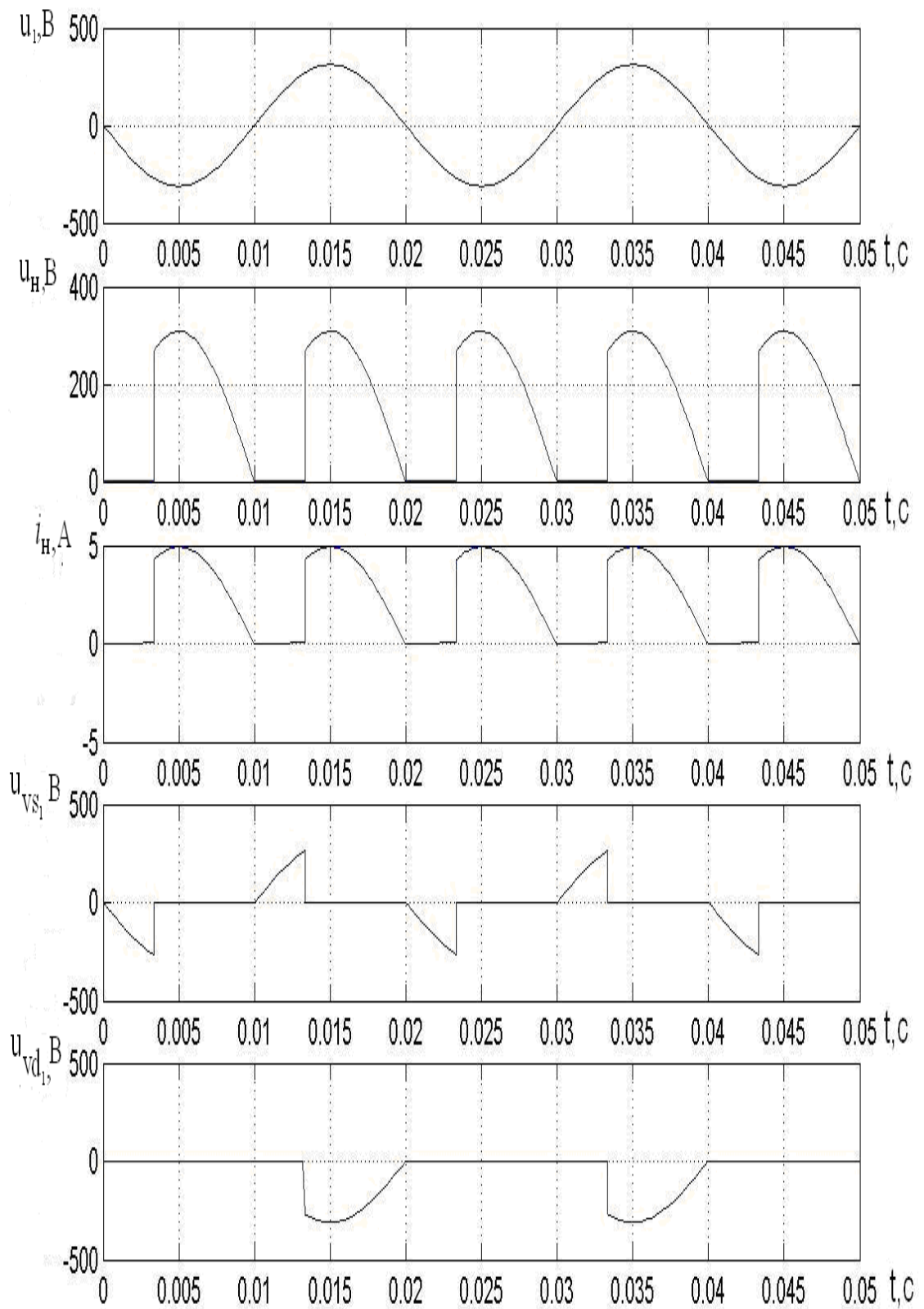


Рисунок 2.12 - Временные диаграммы работы однофазного мостового выпрямителя с регулированием напряжения на стороне переменного тока при работе на R-нагрузку

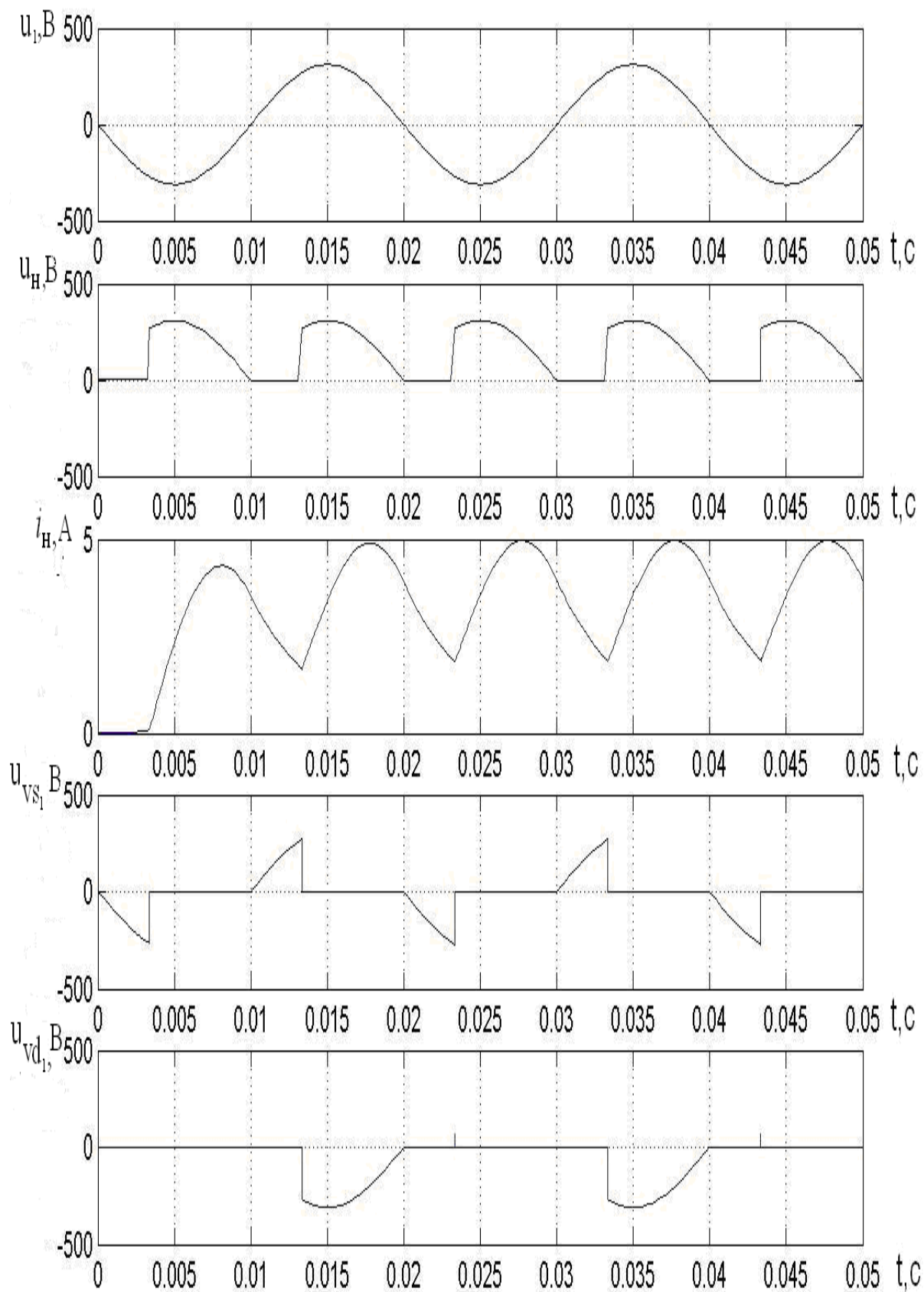


Рисунок 2.13 - Временные диаграммы работы однофазного мостового выпрямителя с регулированием напряжения на стороне переменного тока при работе на R-L-нагрузку

Лабораторная работа №3

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ТРЕХФАЗНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Цель работы: приобретение навыков работы в системе MATLAB – Simulink на примере моделирования трёхфазных выпрямителей: трёхфазного мостового симметрично управляемого, несимметрично управляемого и трёхфазного нулевого; исследование электромагнитных свойств указанных выпрямителей.

Введение

Библиотека имитационного моделирования Simulink в системе MATLAB позволяет смоделировать процессы, происходящие в различных электротехнических устройствах и полупроводниковых преобразователях электрической энергии (ППЭЭ).

На основании принципиальных схем различных ППЭЭ с использованием блоков библиотеки Simulink и, в частности, ее модуля SimPowerSystem можно составить имитационные модели необходимых преобразователей и исследовать их электромагнитные свойства.

Порядок выполнения работы:

1. Составить полные принципиальные электрические схемы трёхфазных выпрямителей при питании от трёхфазной сети переменного тока, работающих на активную и активно-индуктивную нагрузки (схемы должны содержать датчик тока нагрузки и датчики напряжения: сети, на одном из диодов и на нагрузке). На основании принципиальных схем с использованием блоков библиотеки Simulink составить имитационные модели выпрямителей.

2. На основании принципиальных схем с использованием блоков библиотеки Simulink, в частности, модуля SimPowerSystem составить имитационные модели выпрямителей.

2.1. Ввести параметры напряжения источника питания, параметры силовых полупроводниковых приборов, сопротивления R и индуктивности L нагрузки (задаются преподавателем), параметры защитной R-C цепи; при составлении имитационной модели управляемого выпрямителя ввести ещё и параметры управляющих импульсов ГИ (угол открывания α задается преподавателем);

2.2. Выбрать метод численного решения дифференциальных уравнений, шаг и время расчета;

2.3. Осуществить расчет.

3. В результате расчета получить графики зависимости тока $i_H=f(t)$ и напряжения $U_H=f(t)$ нагрузки, графики зависимости напряжения сети $U_1=f(t)$, напряжения на диоде $U_{VD}=f(t)$ и на тиристоре $U_{VS}=f(t)$ при активной и активно-индуктивной нагрузках.

4. По результатам расчетов:

4.1. Сделать вывод о влиянии индуктивности L на форму кривой тока нагрузки $i_H=f(t)$;

4.2. Аналитически рассчитать максимальное, действующее и среднее значение тока при активной нагрузке и среднее значение - при активно-индуктивной нагрузке и сравнить данные значения со значениями, полученными в результате моделирования.

4.3. Выполнить анализ формы напряжения на диоде, указав значения напряжения на нем в открытом и закрытом состояниях.

Содержание отчета:

1. Цель работы.

2. Привести полные принципиальные электрические схемы трёхфазного мостового симметрично управляемого, несимметрично управляемого и трёхфазного нулевого при питании от трёхфазной цепи переменного тока, работающих на активную и активно-индуктивную нагрузки;

3. Имитационные модели выпрямителя с указанием введенных параметров диода, R и L нагрузки;

4. Графики зависимости токов $i_H=f(t)$ и напряжений $U_H=f(t)$ нагрузки, графики зависимости напряжений: сети $U_1=f(t)$, на диоде $U_{VD}=f(t)$ и на тиристоре $U_{VS}=f(t)$ при активной и активно-индуктивной нагрузках, графики зависимости тока тиристора $i_{VS}=f(t)$;

5. Вывод о влиянии индуктивности L и угла α на форму кривой тока нагрузки $i_H=f(t)$.

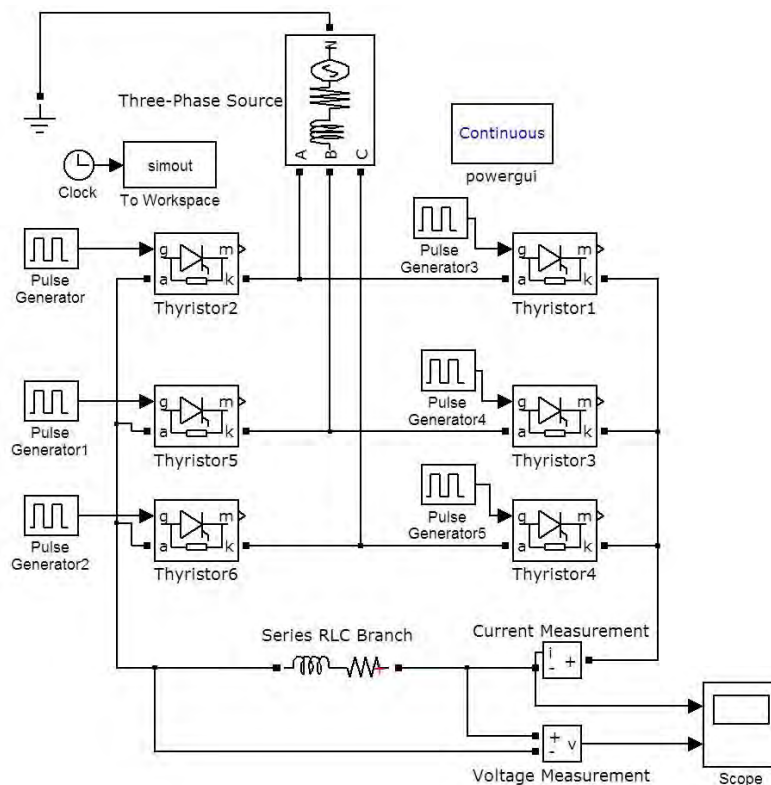


Рисунок 3.1 - Имитационная модель трёхфазного мостового симметрично управляемого выпрямителя.

Исходные данные для моделирования: $U_{\phi}=220\text{В};$
 $U_{\pi}=380\text{В};$
 $R_{\text{нагр}}=900\text{м}.$

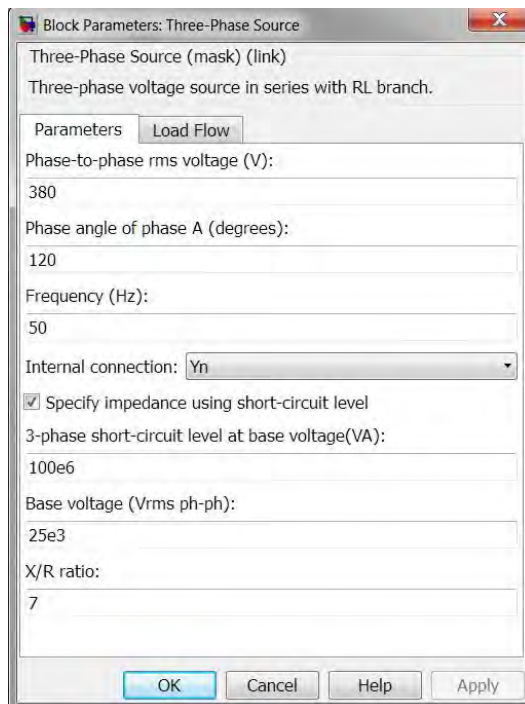


Рисунок 3.2 - Параметры настройки блока 3-х фазного источника питания Three-Phase Source

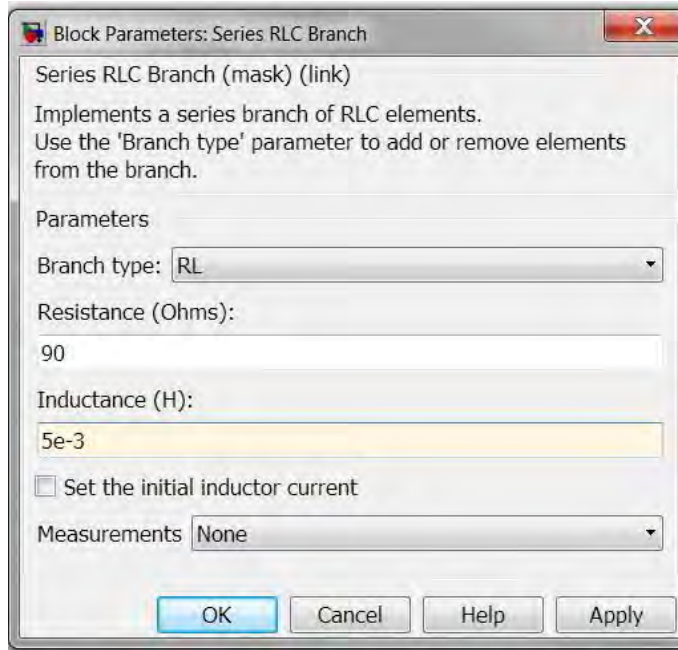


Рисунок 3.3 - Параметры настройки блока R-L нагрузки (RLC Branch)

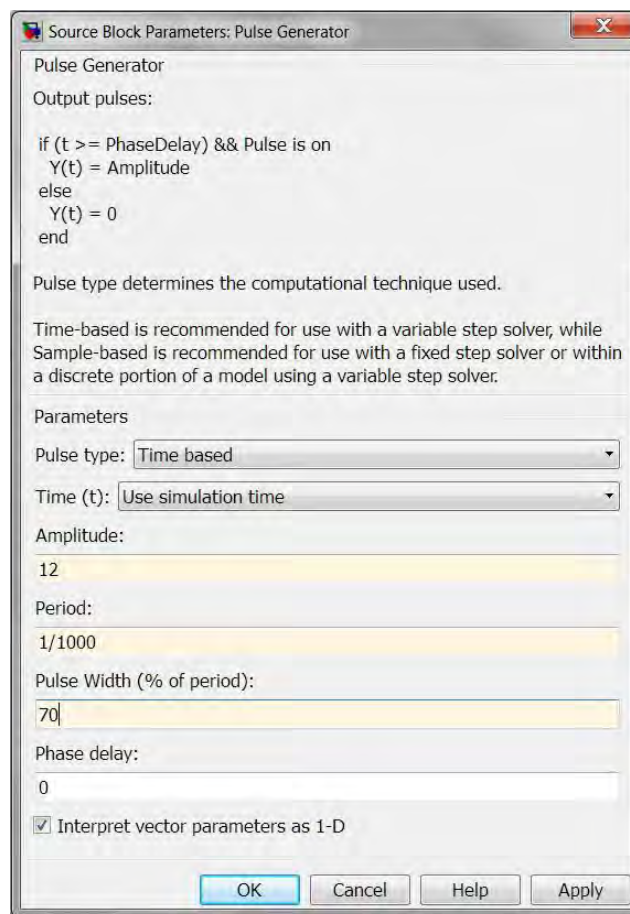


Рисунок 3.4 - Параметры настройки блока Pulse Generator

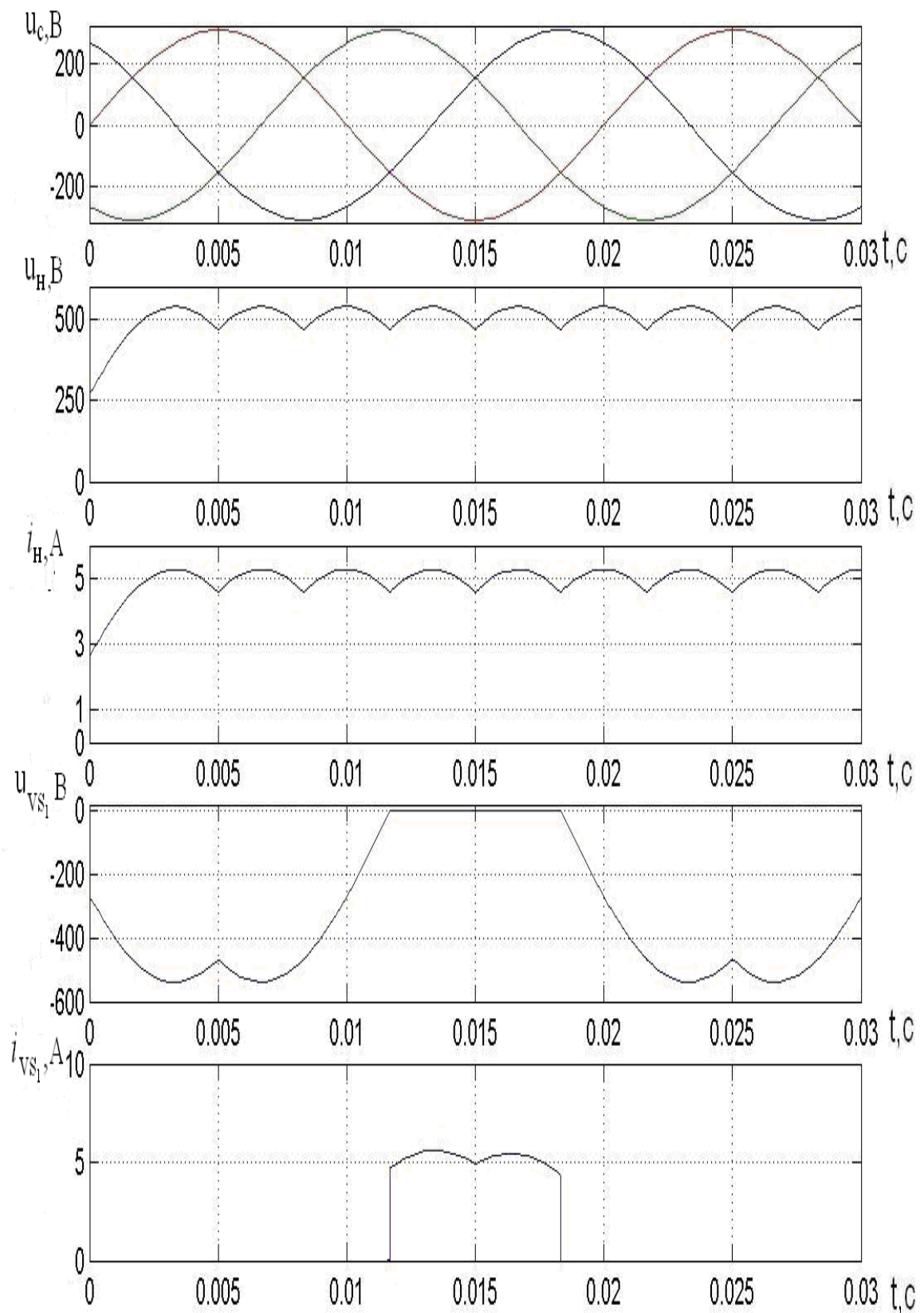


Рисунок 3.5 - Временные диаграммы работы трёхфазного мостового симметрично управляемого выпрямителя при работе на R-нагрузку.

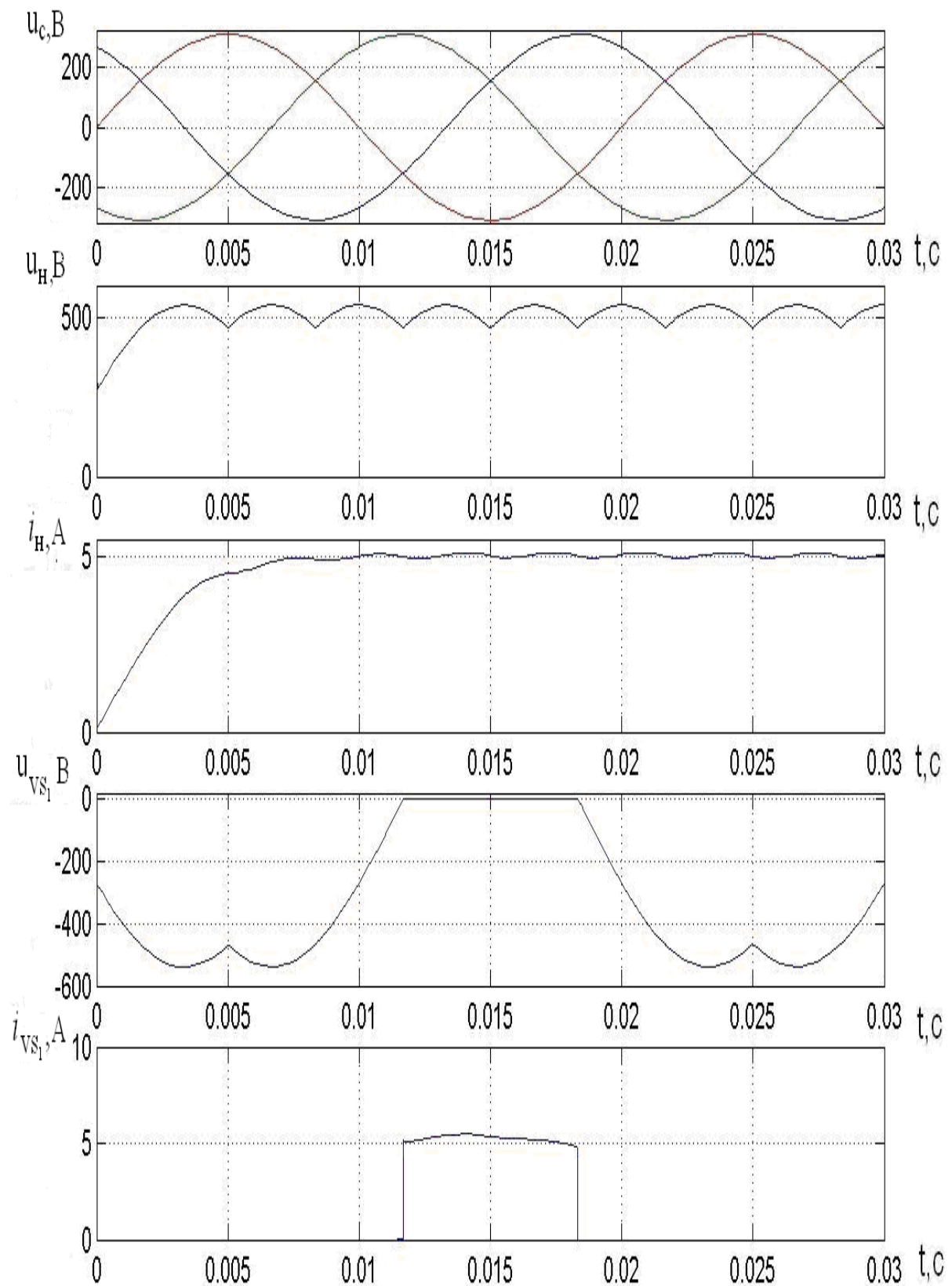


Рисунок 3.6 - Временные диаграммы работы трёхфазного мостового симметрично управляемого выпрямителя при работе на R-L-нагрузку.

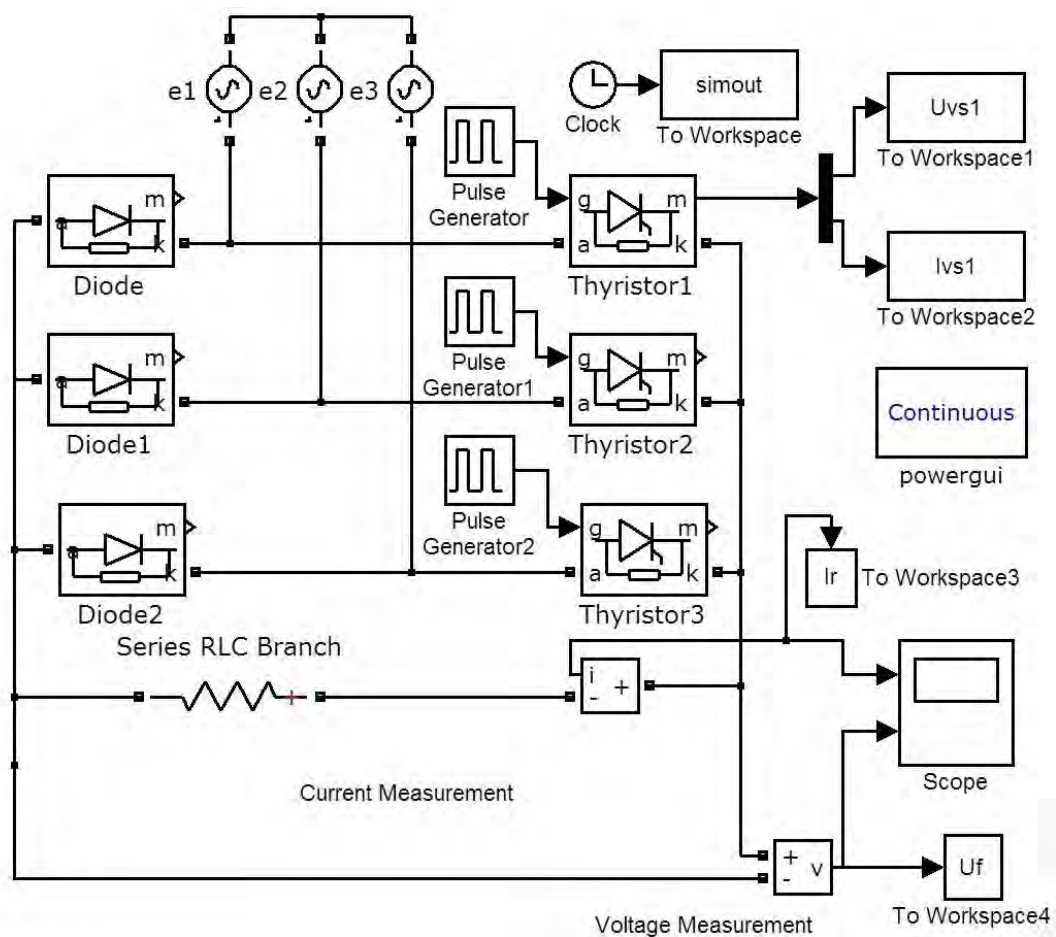


Рисунок 3.7 - Имитационная модель трёхфазного мостового несимметрично управляемого выпрямителя.

Исходные данные для моделирования:

$$\begin{aligned}
 U_{\phi} &= 220\text{В}; \\
 U_{\text{д}} &= 380\text{В}; \\
 R_{\text{нагр}} &= 110\text{Ом}.
 \end{aligned}$$

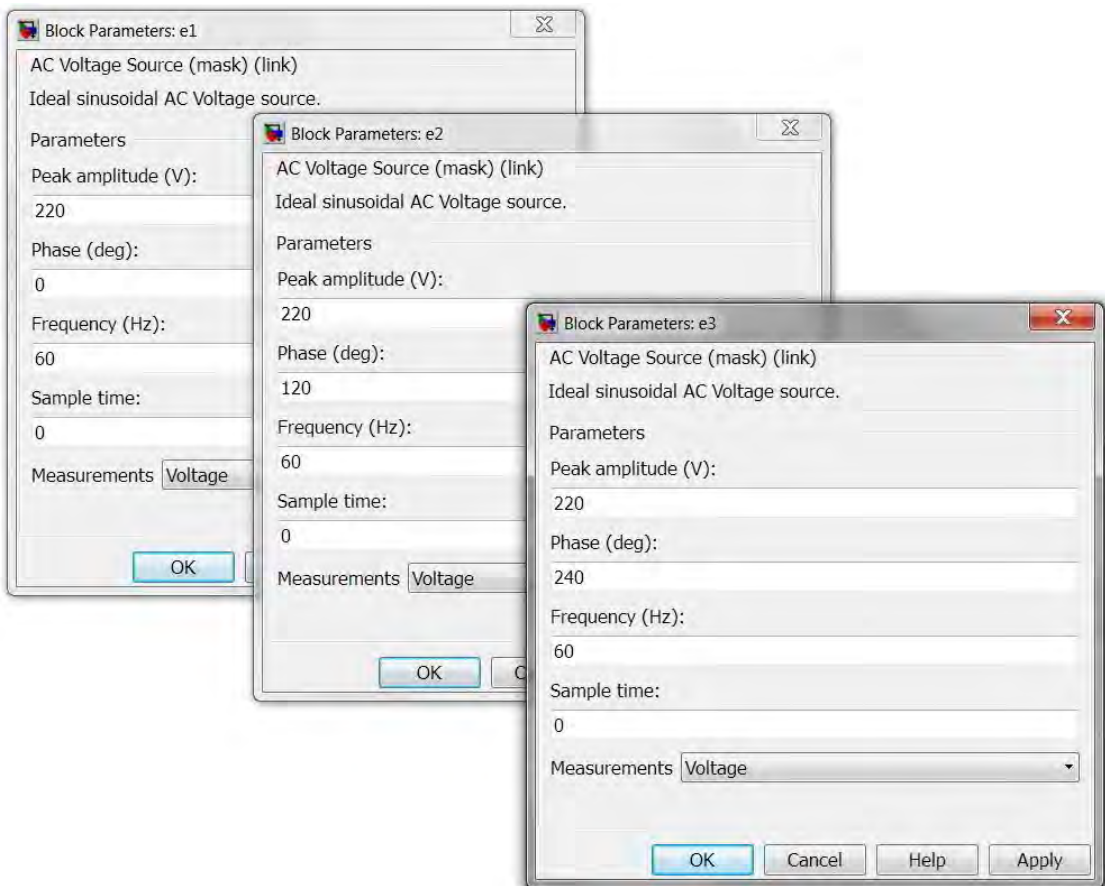


Рисунок 3.8 - Параметры настройки в блоках ЭДС источников e1, e2 и e3

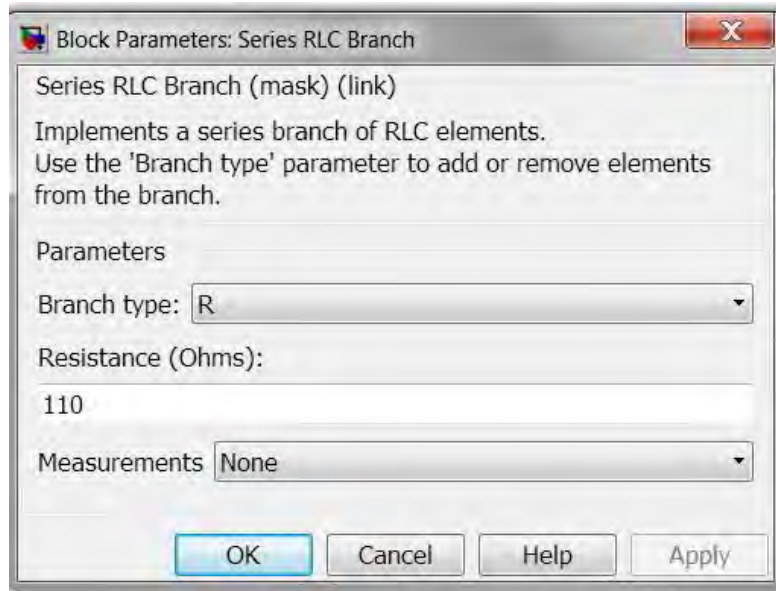


Рисунок 3.9 - Параметры настройки в блоке R-нагрузки (RLC Branch)

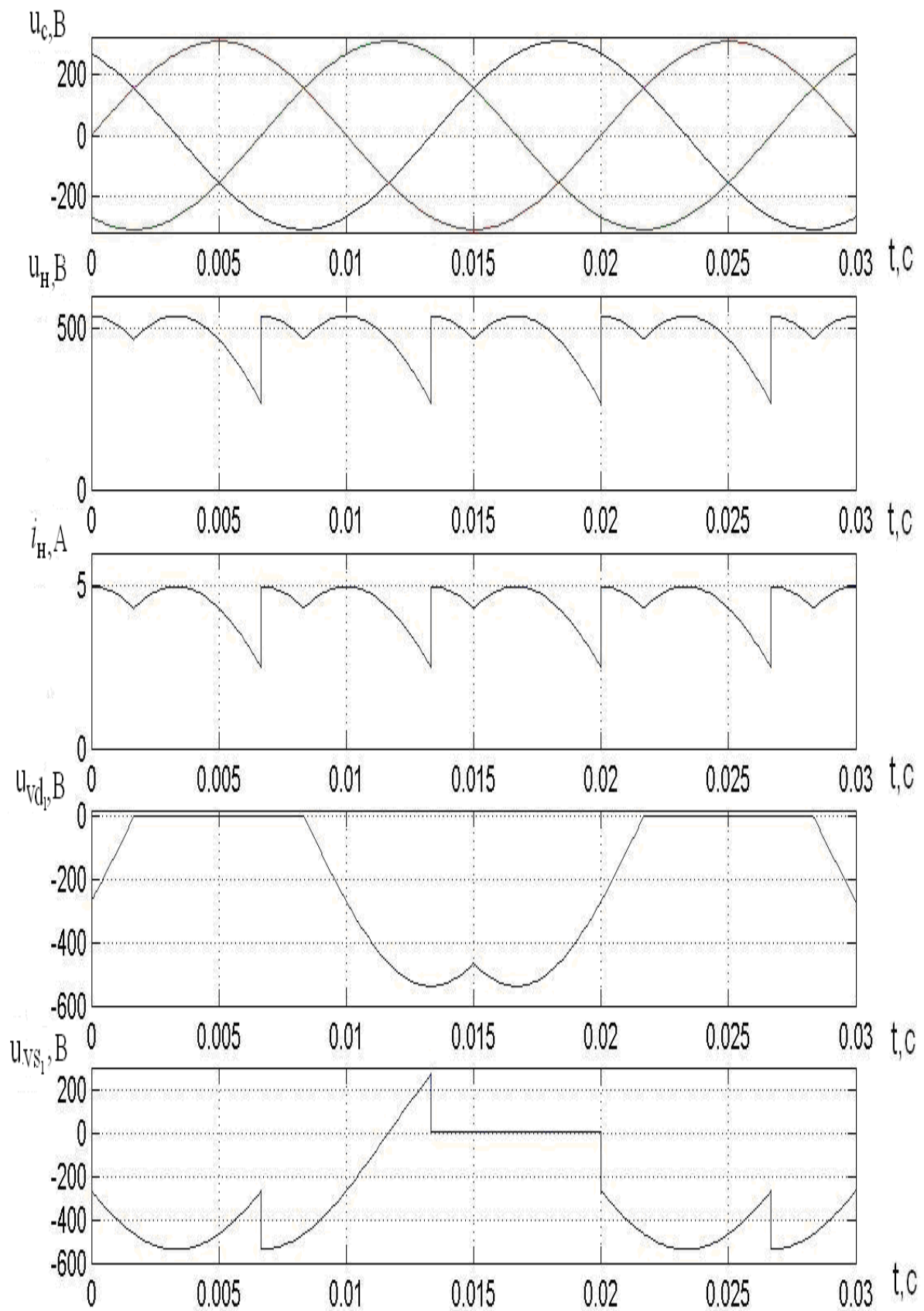


Рисунок 3.10 - Временные диаграммы работы трёхфазного мостового несимметрично управляемого выпрямителя при работе на R-нагрузку.

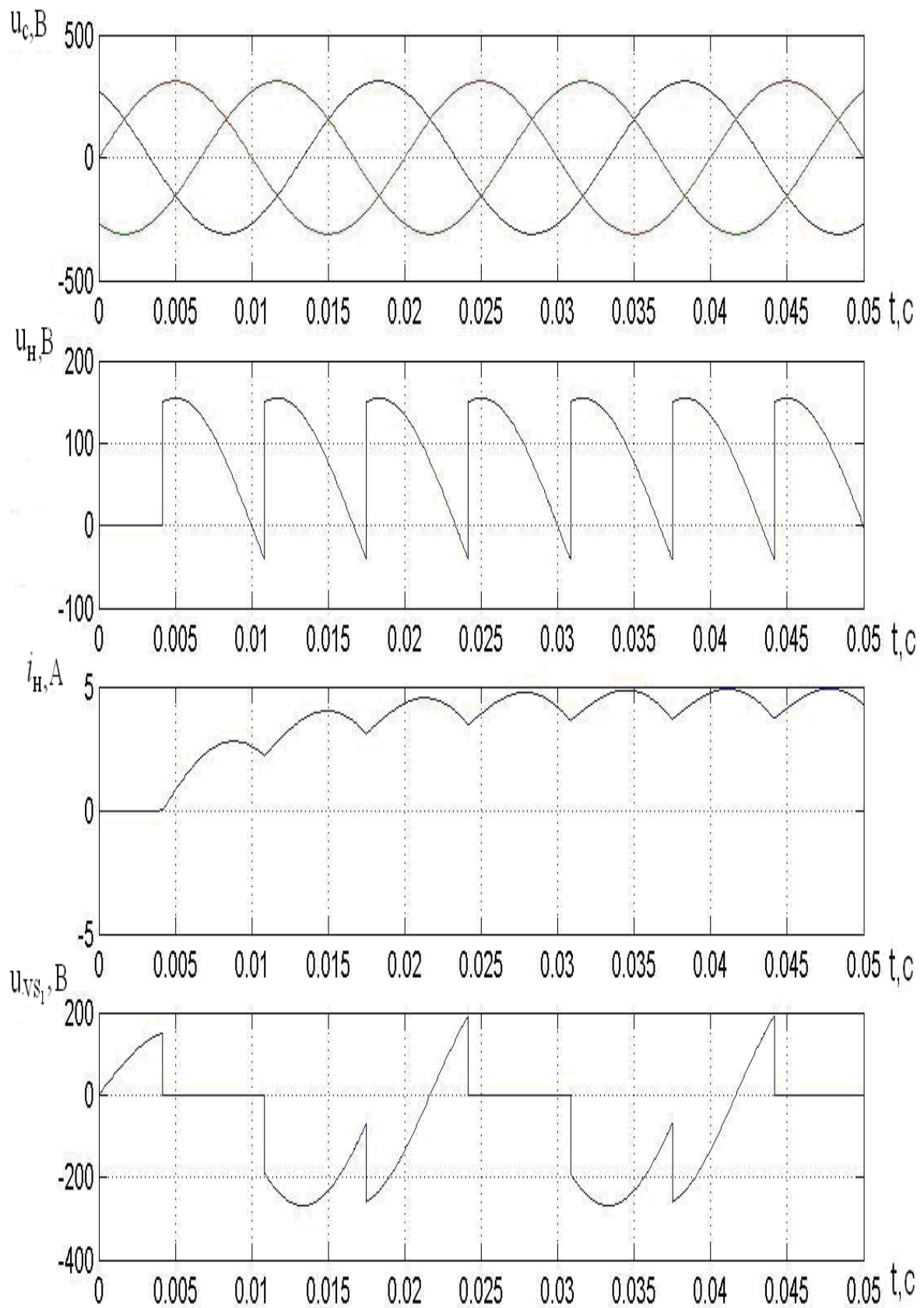


Рисунок 3.11 - Временные диаграммы работы трёхфазного мостового несимметрично управляемого выпрямителя при работе на R-L-нагрузку.

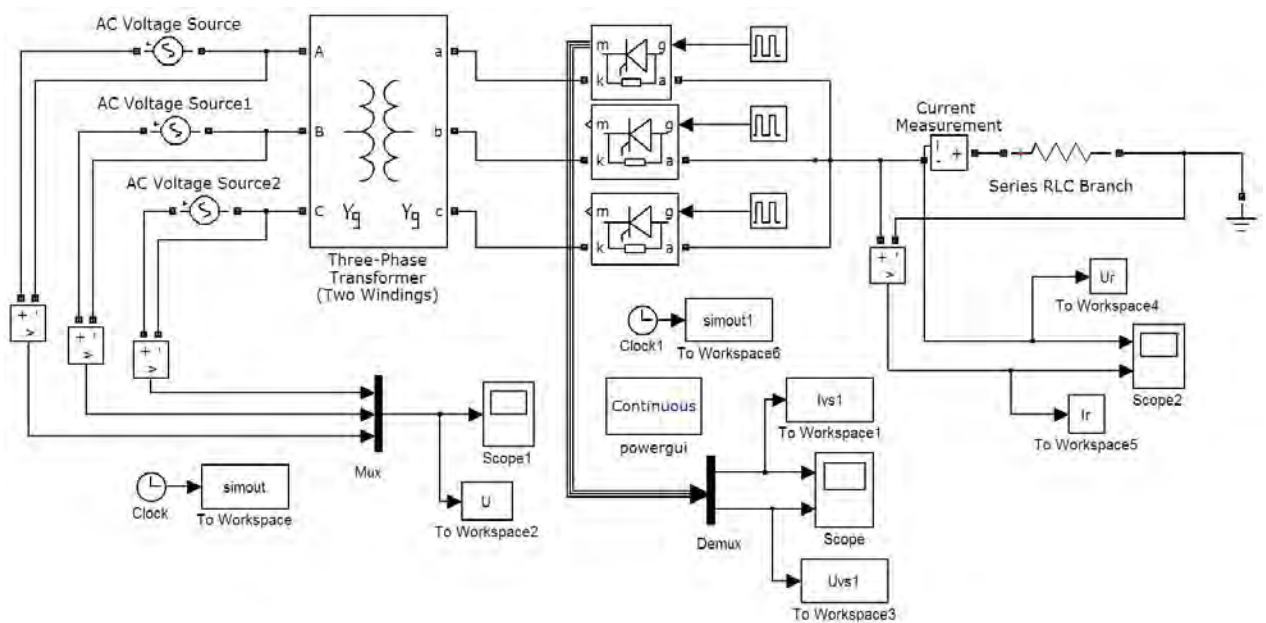


Рисунок 3.12 - Имитационная модель трёхфазного нулевого выпрямителя

Исходные данные для моделирования:

$$U_{\phi}=220\text{В}$$

$$U_{л}=380\text{В}$$

$$R_{нагр}=1080\text{Ом}$$

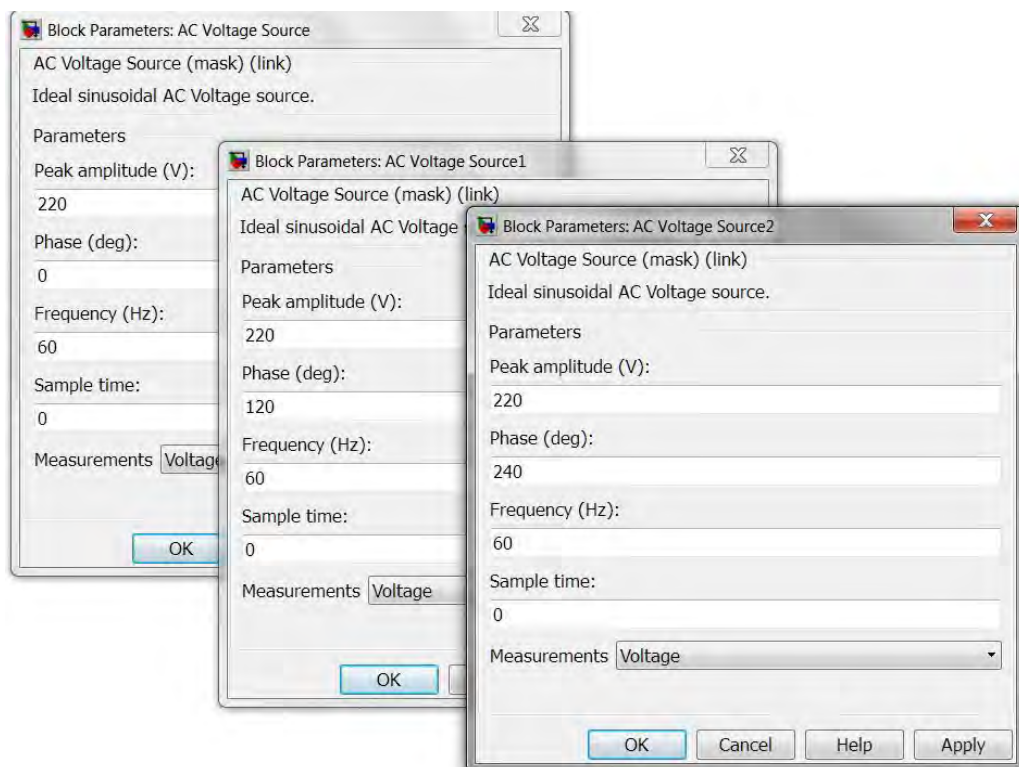


Рисунок 3.13 - Параметры настройки блоков источников переменного напряжения AC Voltage Source

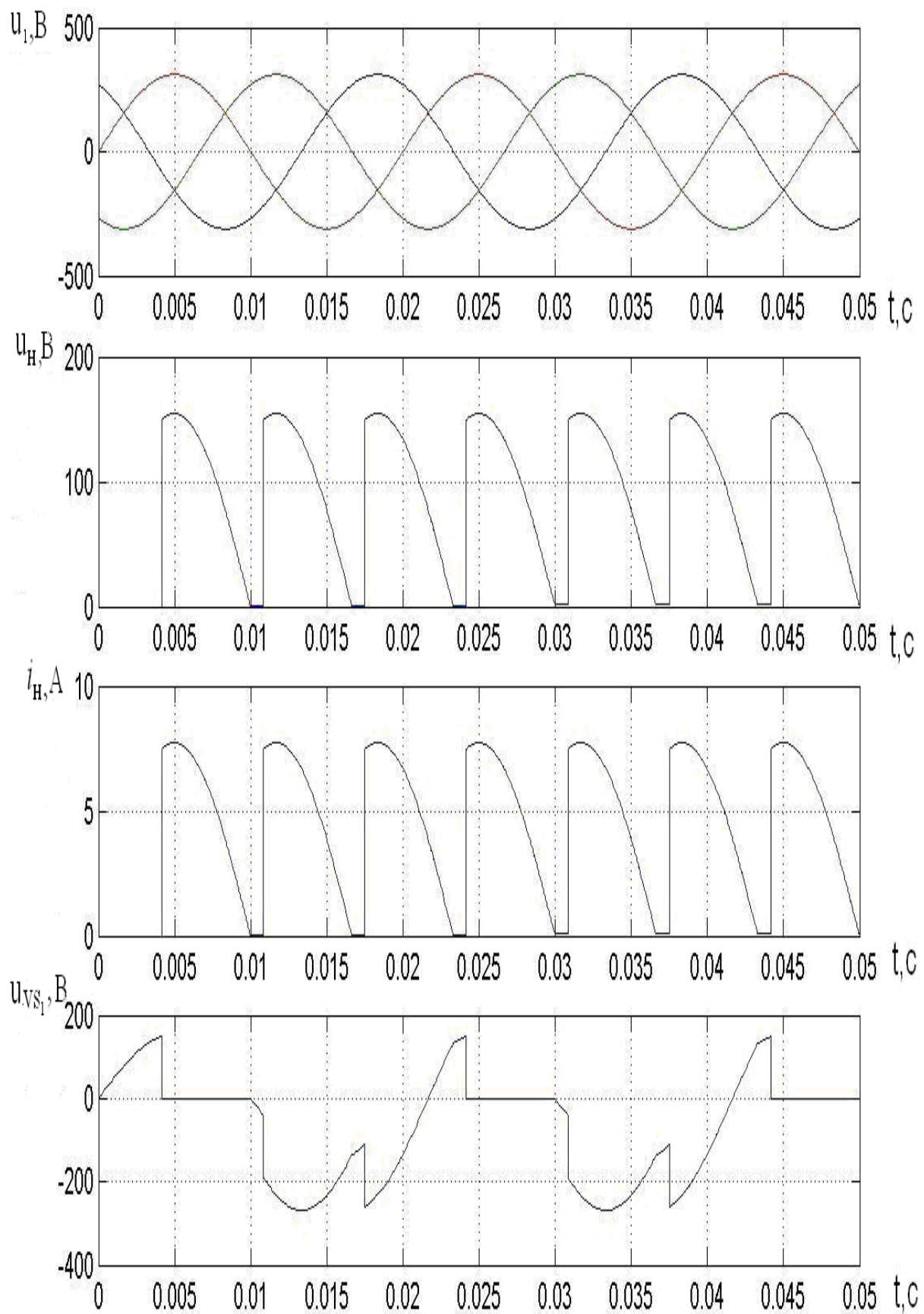


Рисунок 3.14 - Временные диаграммы работы трёхфазного нулевого выпрямителя при работе на R-нагрузку.

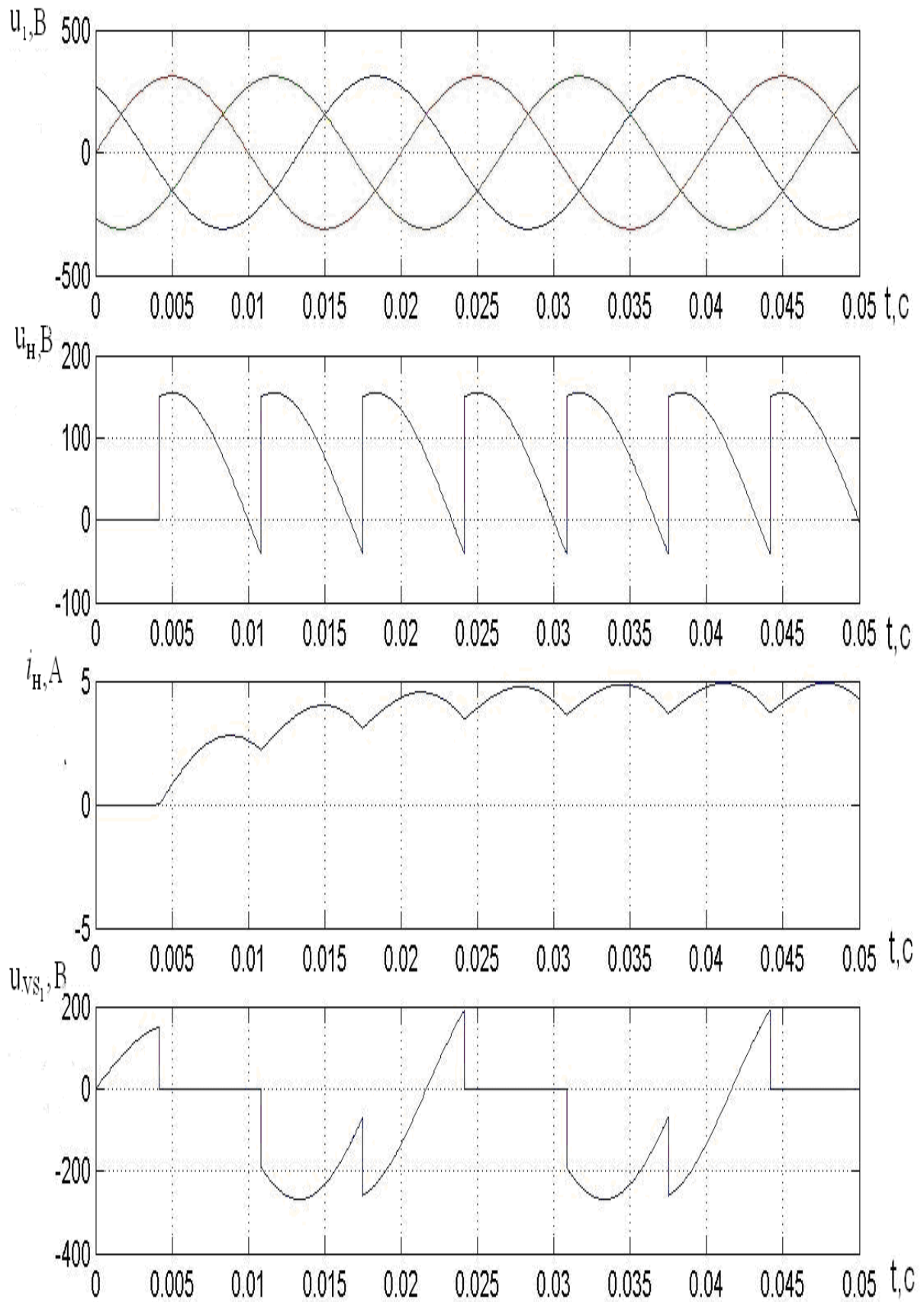


Рисунок 3.15 - Временные диаграммы работы трёхфазного нулевого выпрямителя при работе на R-L-нагрузку.

Лабораторная работа №4

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОКЛЮЧЕВЫХ ШИП

Цель работы:

- 1) Изучить принцип работы одноключевых ШИП при работе на R и R-L-нагрузки;
- 2) Составить в среде MATLAB (библиотека Simulink) имитационные модели последовательного и параллельного ШИП;
- 3) Провести анализ временных диаграмм работы указанных преобразователей при изменении параметров элементов цепи;

Введение

ШИП предназначены для преобразования входного, неизменного по величине постоянного напряжения в регулируемое постоянное напряжение на выходе. ШИП классифицируются:

- последовательные ШИП;
- параллельные ШИП.

Последовательные ШИП предназначены для понижения напряжения на нагрузке, а параллельные - для повышения напряжения на нагрузке.

По типу используемых ключей:

- транзисторные;
- тиристорные.

Если в схеме ШИП используется тиристор, то необходимо позаботиться о его закрытии, после окончания импульса открывания.

- реверсивные ШИП;
- нереверсивные ШИП.

На основании принципиальных электрических схем с использованием блоков библиотеки Simulink и, в частности, ее модуля SimPowerSystem можно составить имитационные модели указанных преобразователей, выполнить необходимые расчёты и исследовать их электромагнитные свойства.

Порядок выполнения работы:

1. Составить полную принципиальную электрическую схему последовательного и параллельного ШИП, работающих на R и R-L нагрузки;
2. На основании принципиальной электрической схемы с использованием блоков библиотеки Simulink, в частности, модуля SimPowerSystem составить имитационную модель последовательного ШИПа
 - 2.1. Ввести параметры напряжения источника питания, параметры силового ключа, сопротивления R и индуктивности L нагрузки (задаются

преподавателем) , параметры защитной R-C цепи ; при составлении имитационной модели управляемого выпрямителя ввести параметры управляющих импульсов ГИ (угол открывания α задается преподавателем);

2.2. Выбрать метод численного решения дифференциальных уравнений, шаг и время расчета.

3. В результате расчета получить графики зависимости тока $i_n=f(t)$ и напряжений $u_n=f(t)$ нагрузки, графики зависимости тока силового ключа $i_{VT}=f(t)$ в режимах РПТ и РНТ для схем параллельного и последовательного ШИПа.

4. По результатам расчета:

4.1. Исследовать влияния частоты коммутации f_k данного ШИП (R-L-нагрузка) на пульсации тока нагрузки. Расчеты провести для двух значений $f_k=1000; 3000$ Гц. Сравнить полученные кривые. В каком случае форма тока на нагрузке лучше?

4.2. Исследовать влияние индуктивности L на форму кривой тока нагрузки. Значение L принимаем: а) $L=5\text{мГн}$; б) $L=30\text{мГн}$. На основании полученных графиков, сделать вывод о режимах работы данного преобразователя (РПТ, РНТ). При каком значении индуктивности наблюдается режим гранично-непрерывного тока?

4.3. Составить имитационную модель параллельного ШИП;

4.4. Исследовать влияние входной индуктивности на коэффициент повышения напряжения. Анализ провести для двух значений индуктивности L (L выбираем самостоятельно). По полученным кривым, определить коэффициент повышения напряжения. Как меняется данный коэффициент при увеличении индуктивности? Пояснить данное обстоятельство.

4.5. Изучить влияние емкости конденсатора на форму кривых тока и напряжения на нагрузке. Значение емкости принимать в пределах $1\text{нФ} \dots 1\text{мкФ}$. Объяснить физику наблюдаемых изменений.

Содержание отчета

1. Титульный лист.

2. Цель работы.

3. Полная принципиальная электрическая схема параллельного и последовательного ШИП.

4. Имитационные модели параллельного и последовательного ШИП, составленные из блоков библиотеки Simulink с указанием введенных параметров напряжения источника питания, R и L нагрузки, параметров защитной R-C цепи и параметров управляющих импульсов ГИ.

5. Графики зависимости тока $i_n=f(t)$ и напряжений $u_n=f(t)$ нагрузки, графики зависимости тока силового ключа $i_{VT}=f(t)$ в режиме РПТ и РНТ для схем параллельного и последовательного ШИПа;

6. Выводы по работе.

Исходные данные для моделирования:

$U_{\phi}=220$ В, $R_{нагр}=50$ Ом, скважность $\gamma=0.2$ (для последовательного ШИП), $\gamma=0.7$ (для параллельного ШИП).

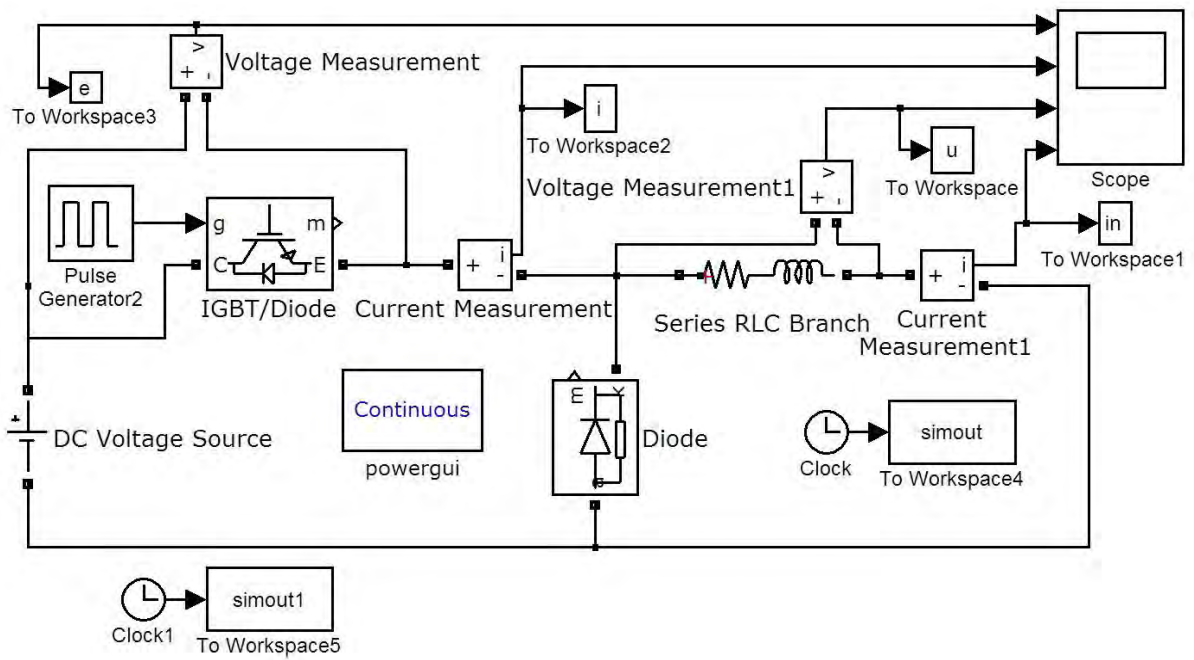


Рисунок 4.1 – Имитационная модель последовательного ШИП

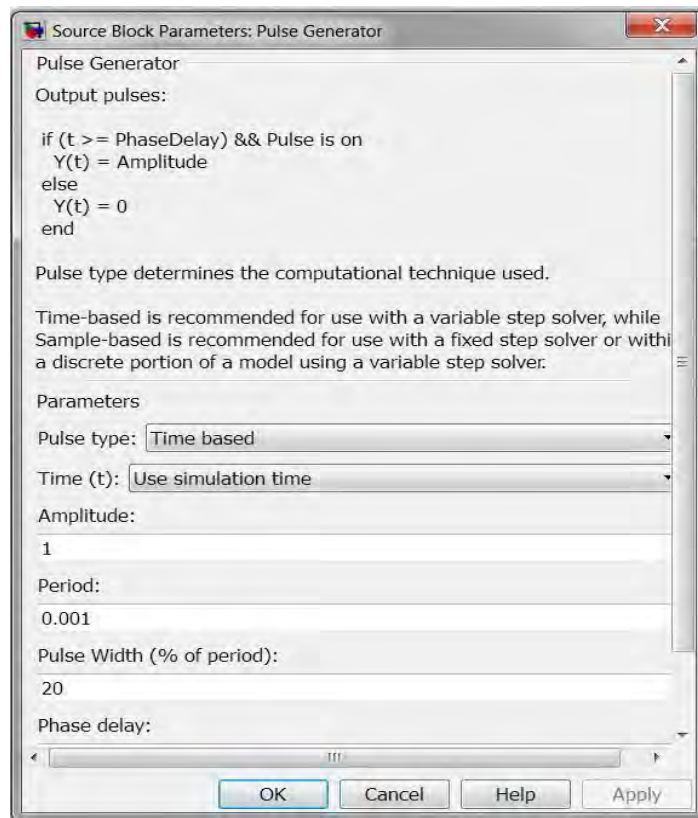


Рисунок 4.2 - Параметры настройки блока Pulse Generator (для последовательного ШИП)

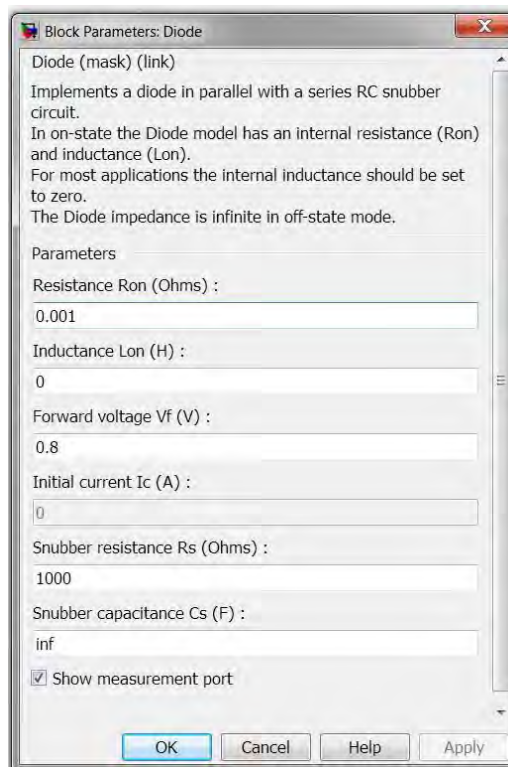


Рисунок 4.3 - Параметры настройки блока Diode

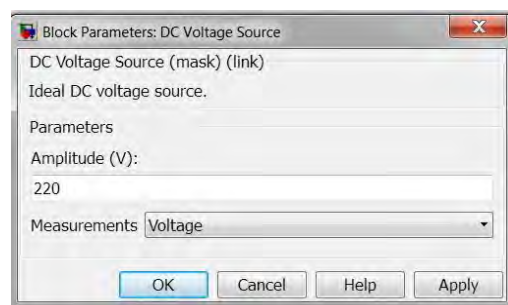


Рисунок 4.4 - Параметры настройки блока источника постоянного напряжения DC Voltage Source

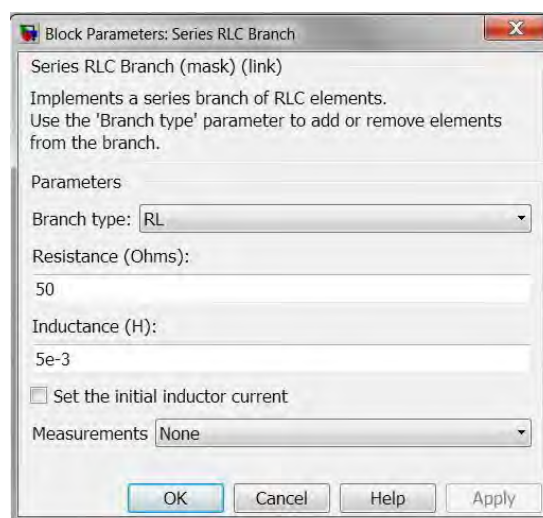


Рисунок 4.5 - Параметры настройки блока RL-нагрузки (RLC Branch)

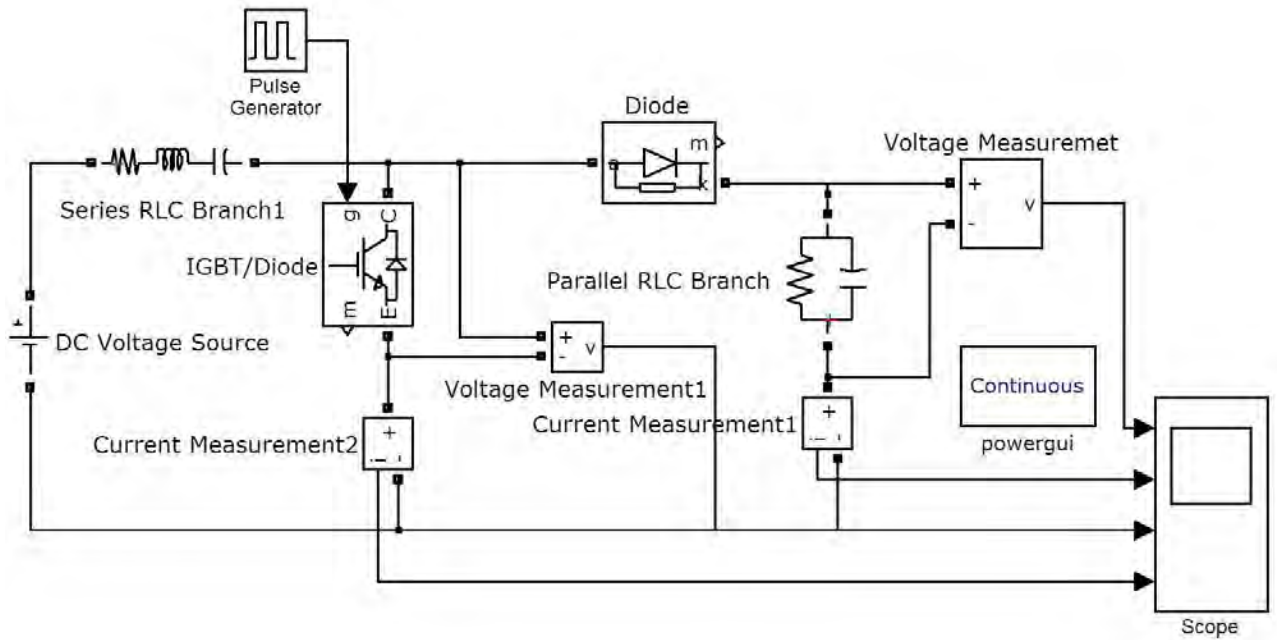


Рисунок 4.6 – Имитационная модель параллельного ШИП

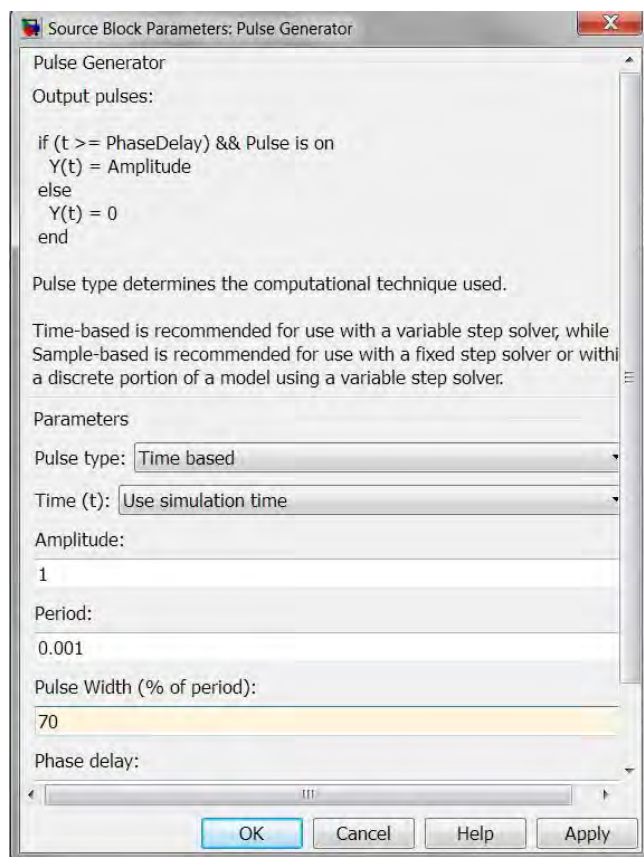


Рисунок 4.7 – Параметры настройки блока Pulse Generator (для параллельного ШИП)

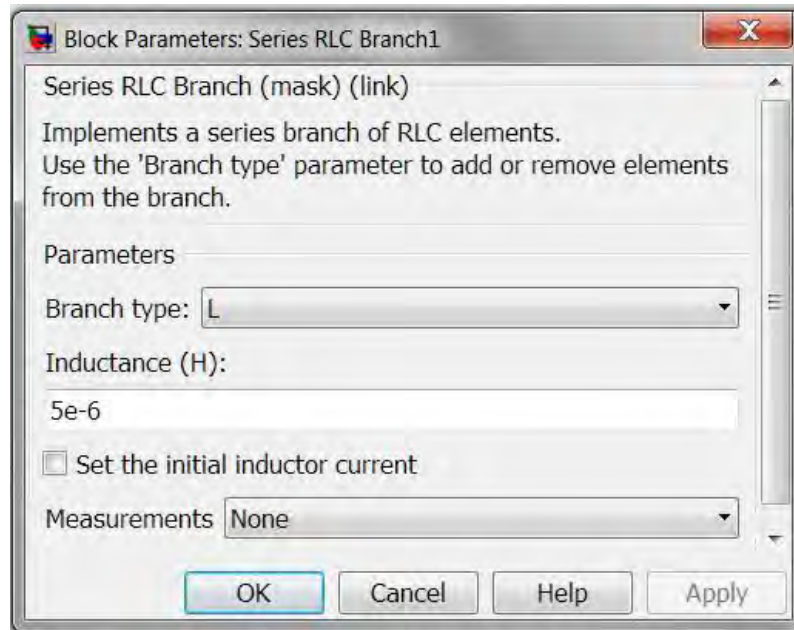


Рисунок 4.8 - Параметры настройки блока L-нагрузки (RLC Branch)

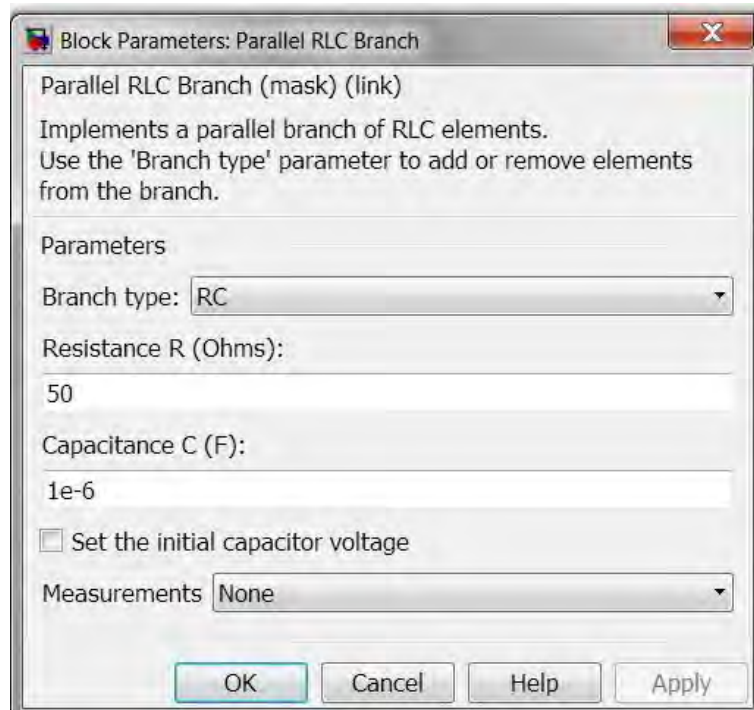


Рисунок 4.9 - Параметры настройки блока защитной R-C цепочки (Parallel RLC Branch)

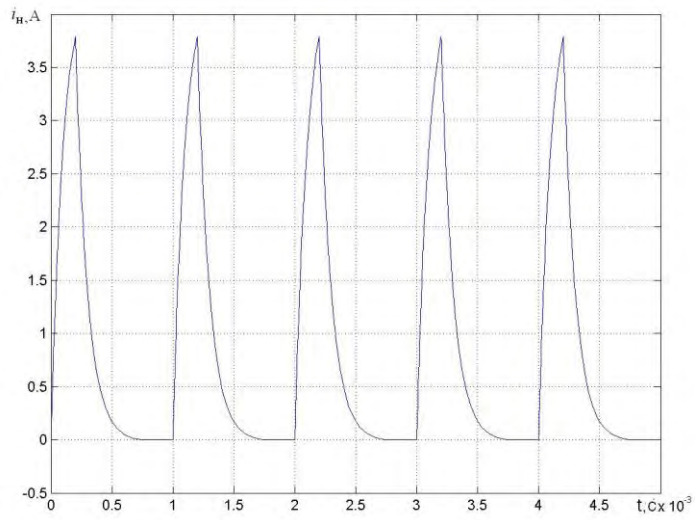


График тока в нагрузке в РПТ

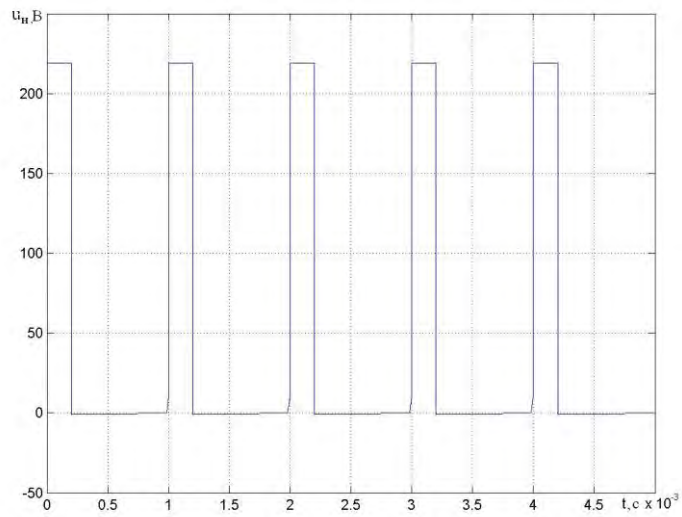


График напряжения на нагрузке

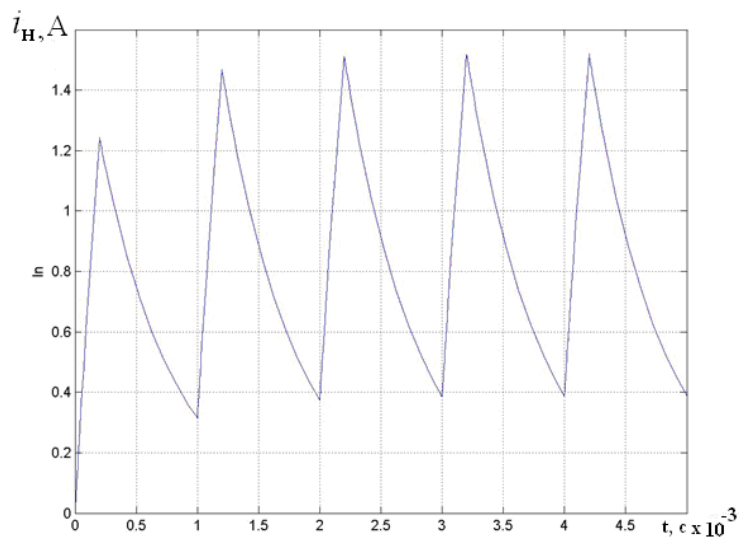


График тока на нагрузке в РНТ

Рисунок 4.10 - Временные диаграммы работы последовательного ШИП

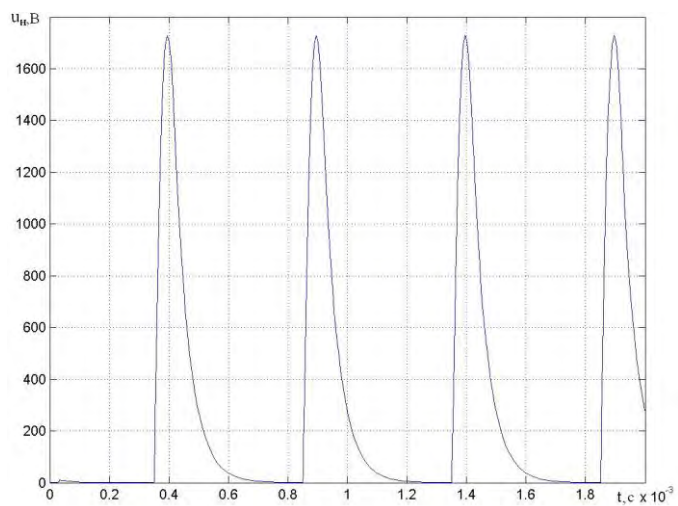


График напряжения на нагрузке

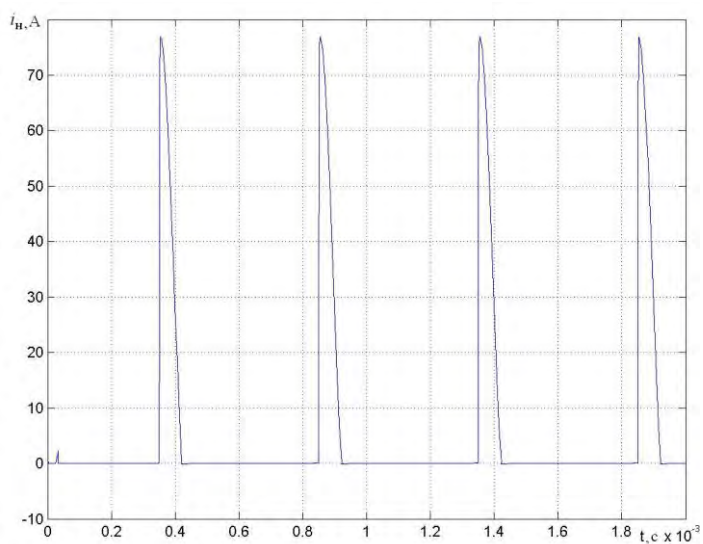


График тока на нагрузке

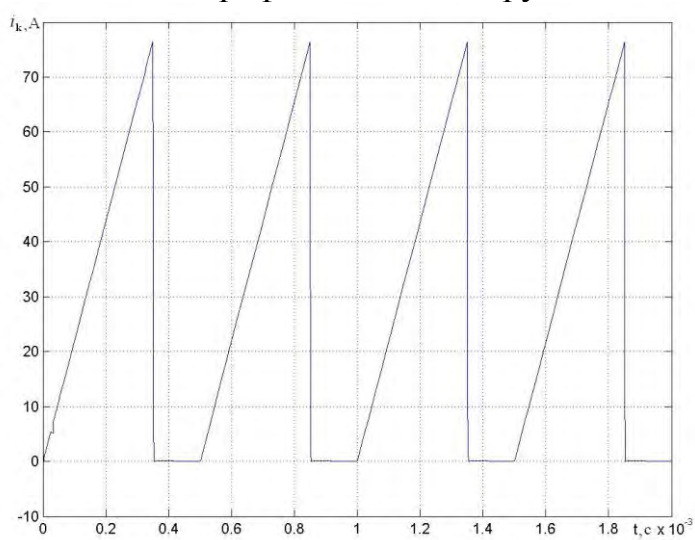


График тока на ключе

Рисунок 4.11 - Временные диаграммы работы параллельного ШИП

Лабораторная работа №5

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ТИРИСТОРНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ (ТРН)

Цель работы:

- 1) Изучить принцип работы тиристорного регулятора напряжения (ТРН);
- 2) На основе принципиальной электрической схемы составить модель ТРН в среде MatLab (библиотека Simulink);
- 3) Провести анализ графиков работы ТРН при изменении параметров R-L-нагрузки и угла α .

Введение

Библиотека имитационного моделирования Simulink в системе MATLAB позволяет смоделировать процессы, происходящие в различных электротехнических устройствах и ППЭЭ.

На основе принципиальных схем различных ППЭЭ с использованием блоков библиотеки Simulink и, в частности, ее модуля SimPowerSystem можно составить имитационные модели необходимых преобразователей выполнить необходимые расчёты и исследовать их электромагнитные свойства.

Порядок выполнения работы:

1. Составить полную принципиальную электрическую схему ТРН, работающего на R-L нагрузку;
2. На основании принципиальной электрической схемы с использованием блоков библиотеки Simulink, в частности, модуля SimPowerSystem составить имитационную модель ТРН;
 - 2.1. Ввести параметры напряжения источника питания, силовых ключей, сопротивления R и индуктивности L нагрузки (задаются преподавателем), параметры защитной R-C цепи; ввести параметры управляющих импульсов ГИ (угол открывания α задается преподавателем);
 - 2.2. Выбрать метод численного решения дифференциальных уравнений, шаг и время расчета;
3. В результате расчета получить: графики зависимости тока нагрузки фазы А $i_{HA}=f(t)$, тока тиристора $i_{VS}=f(t)$, тока в нулевом проводе $i_0=f(t)$, напряжения на тиристоре $U_{VS}=f(t)$, на нагрузке в фазе А $U_H=f(t)$.
4. По результатам расчетов:
 - 4.1 Исследовать влияние индуктивности L на форму кривой тока нагрузки. Значение L задаётся преподавателем.
 - 4.2. Исследовать влияние угла открывания тиристорov α на форму кривой тока нагрузки. Значение α задаётся преподавателем.

- 4.3. Исследовать влияние угла α на форму тока в нулевом проводе.
- 4.4. Выводы по работе.

Содержание отчета

1. Титульный лист.
2. Цель работы.
3. Полная принципиальная электрическая схема тиристорного регулятора напряжения.
4. Имитационная модель тиристорного регулятора напряжения, составленные из блоков библиотеки Simulink с указанием введенных параметров напряжения источника питания, R и L нагрузки, параметров защитной R - C цепи и параметров управляющих импульсов ГИ.
5. Графики зависимости тока нагрузки фазы А $i_{нА}=f(t)$, тока тиристора $i_{VS}=f(t)$, тока в нулевом проводе $i_0=f(t)$, напряжения на тиристоре $u_{VS}=f(t)$, на нагрузке $u_H=f(t)$ фазы А.
6. Выводы по работе.

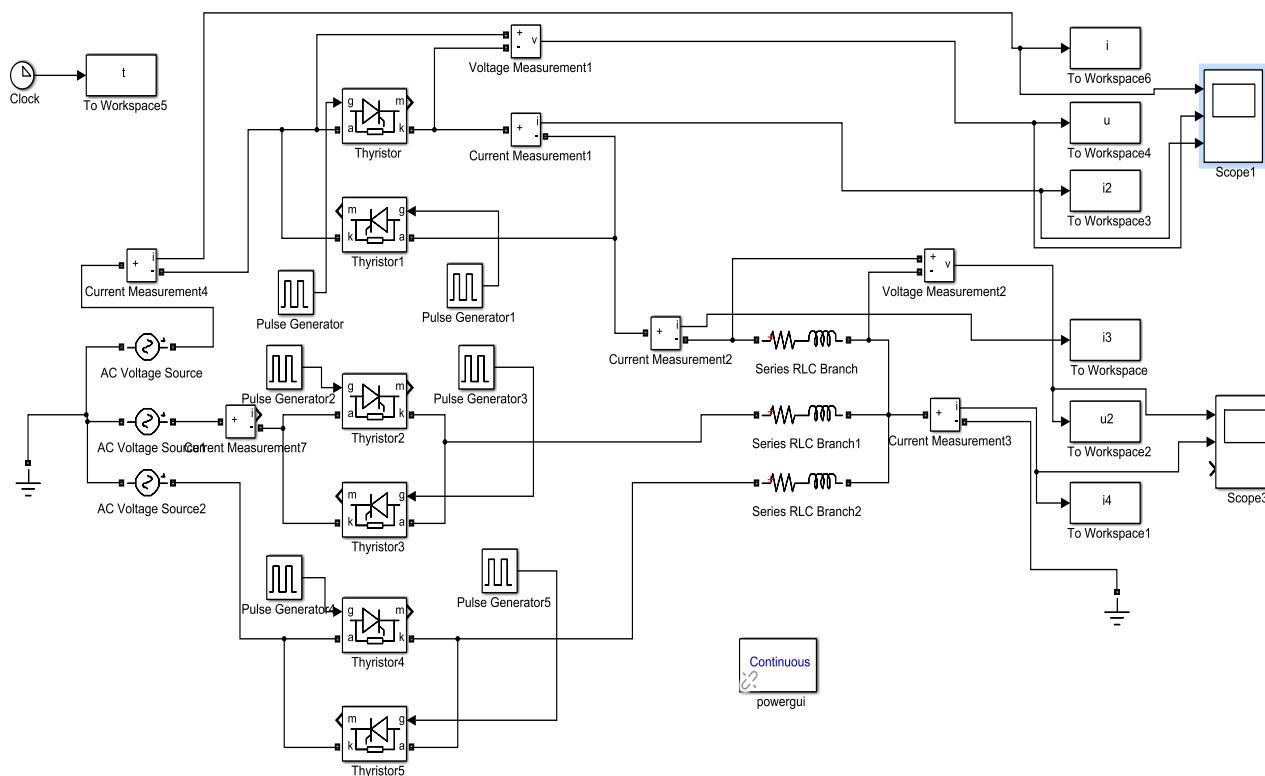


Рисунок 5.1 – Имитационная модель трёхфазного тиристорного регулятора напряжения.

Исходные данные для моделирования:

$$U_{\phi}=220 \text{ В}; R_{\text{нагр}}=50 \text{ Ом.}$$

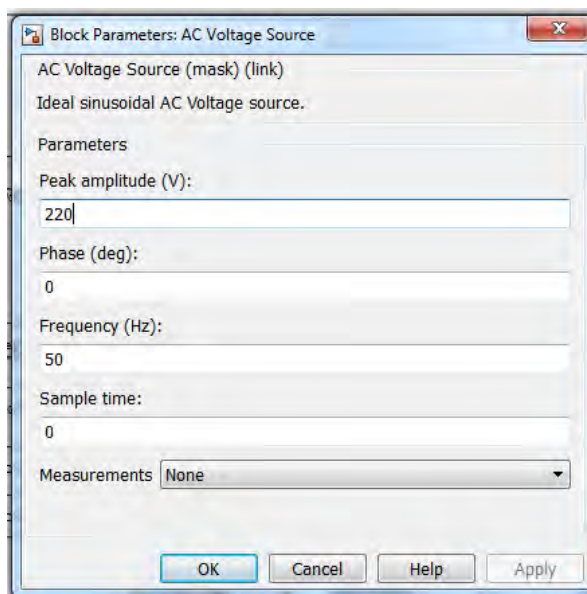


Рисунок 5.2 – Параметры настройки блока источника переменного напряжения AC Voltage Source

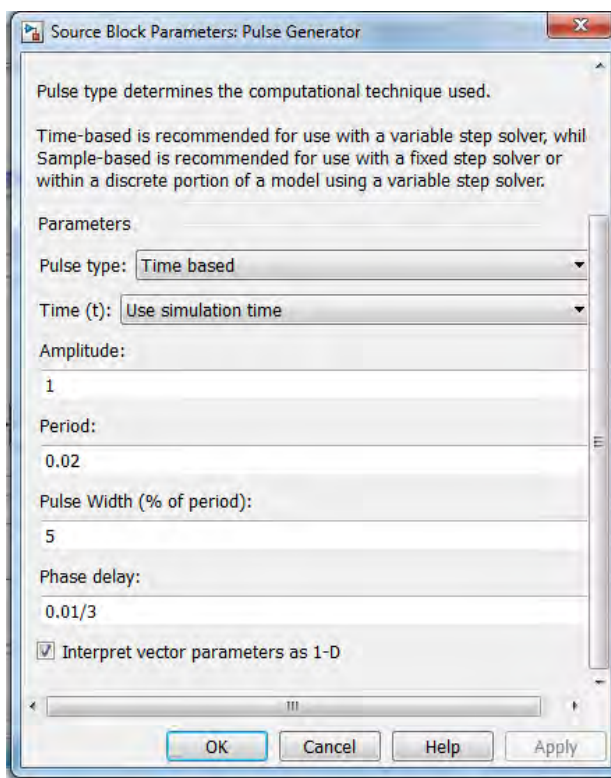


Рисунок 5.3 – Параметры настройки блока Pulse Generator

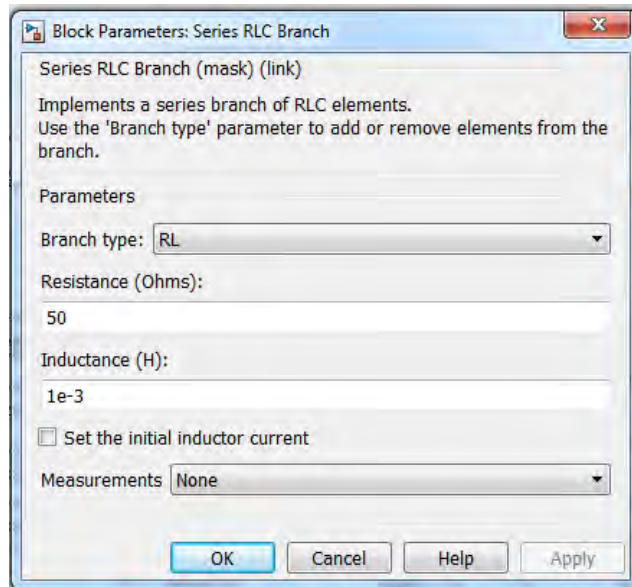


Рисунок 5.4- Параметры настройки блока R-L нагрузки (RLC Branch)

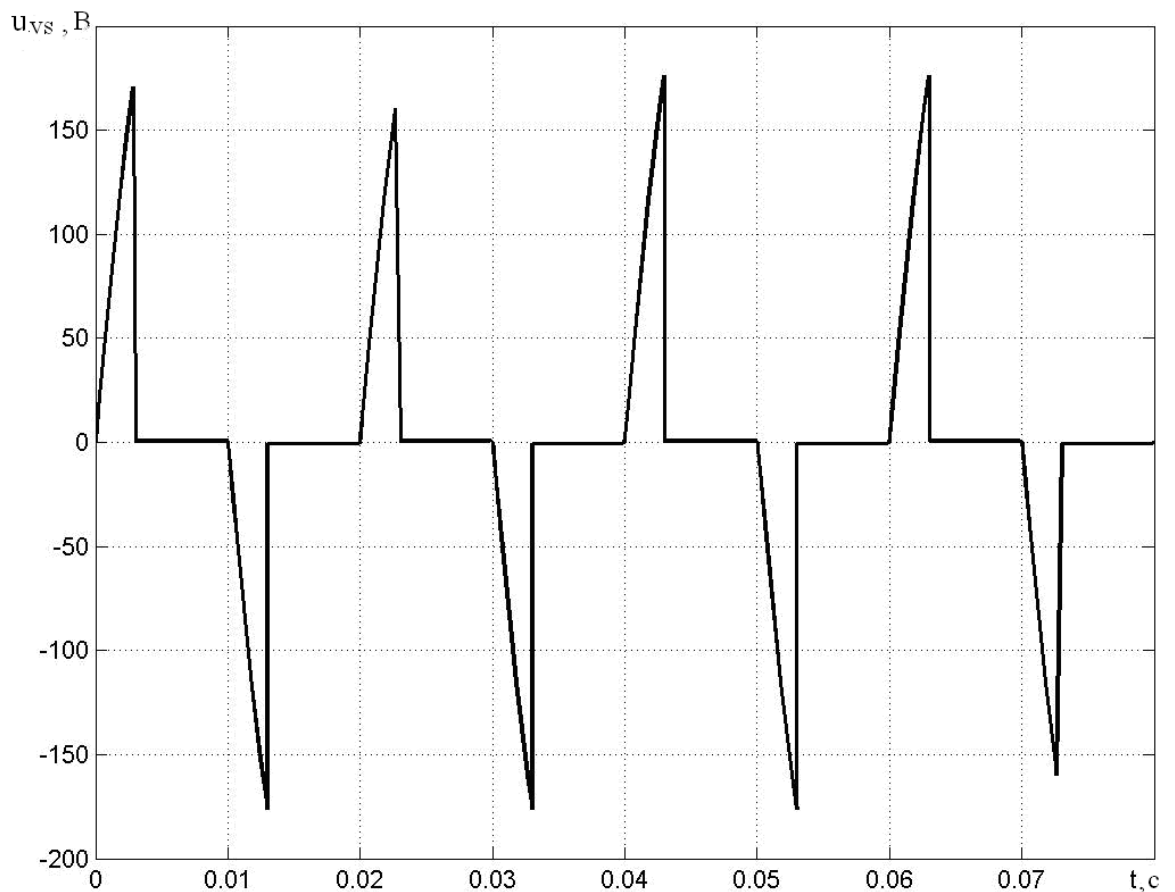


График напряжения на тиристоре

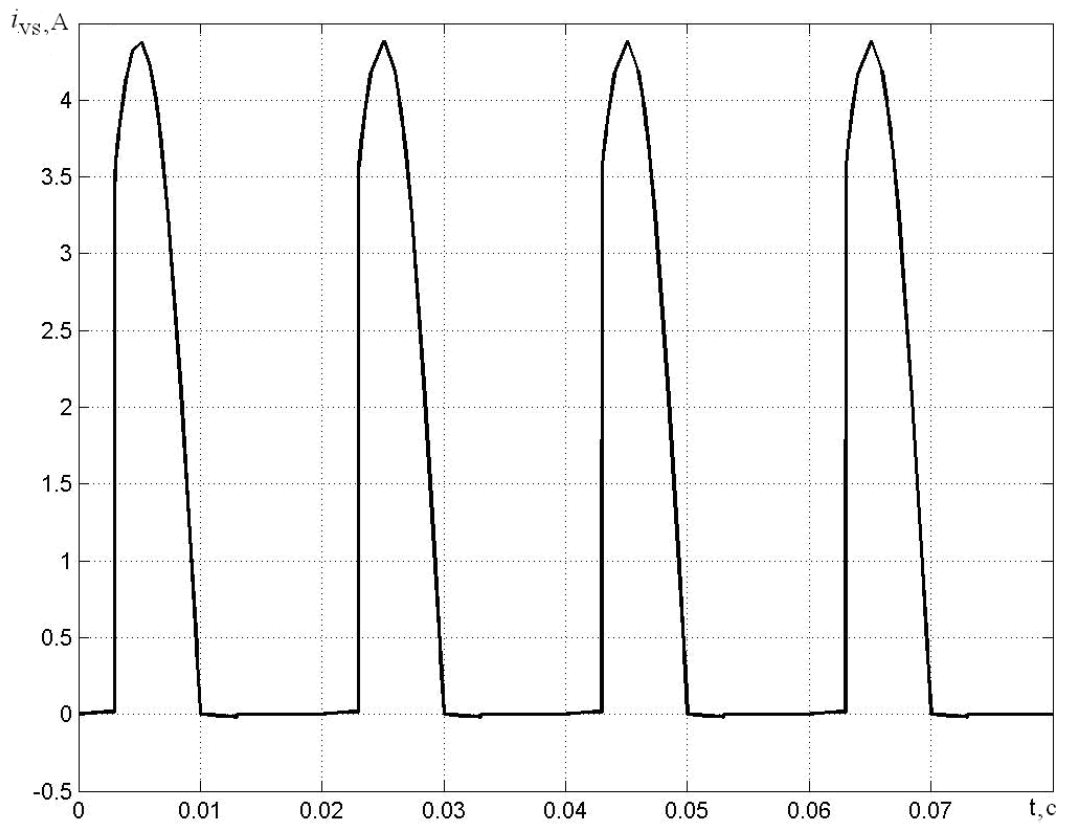


График тока на тиристоре

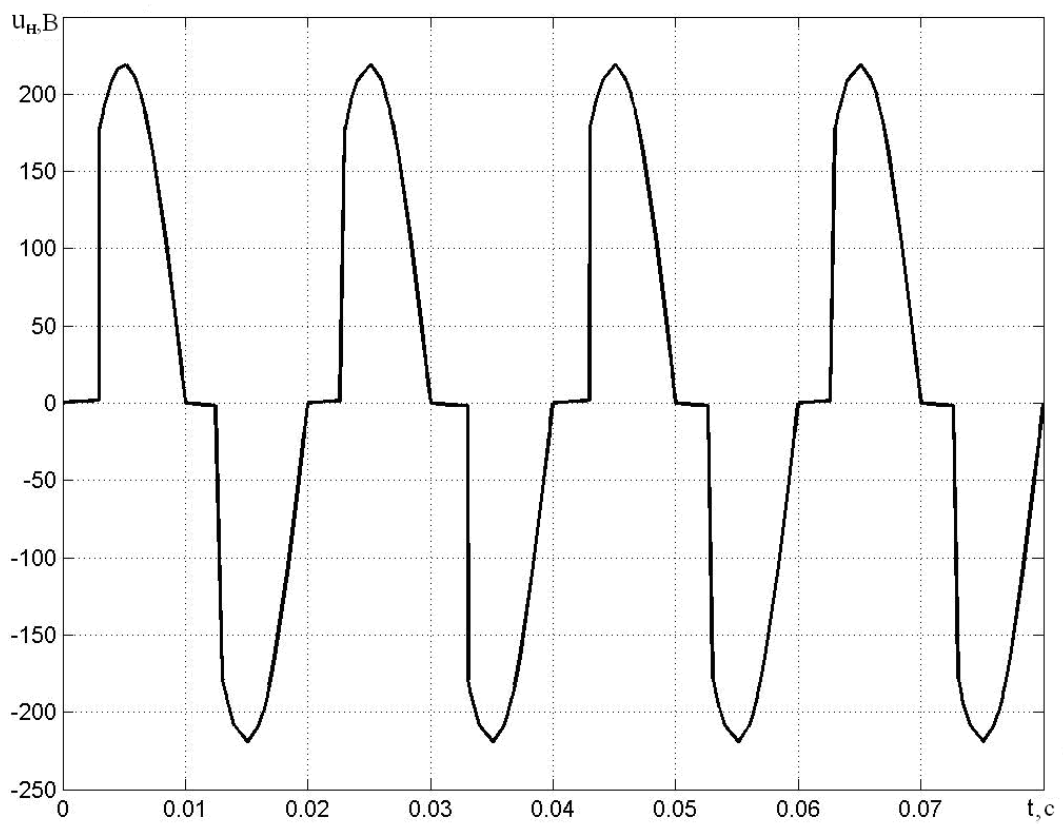


График напряжения на нагрузке в фазе А

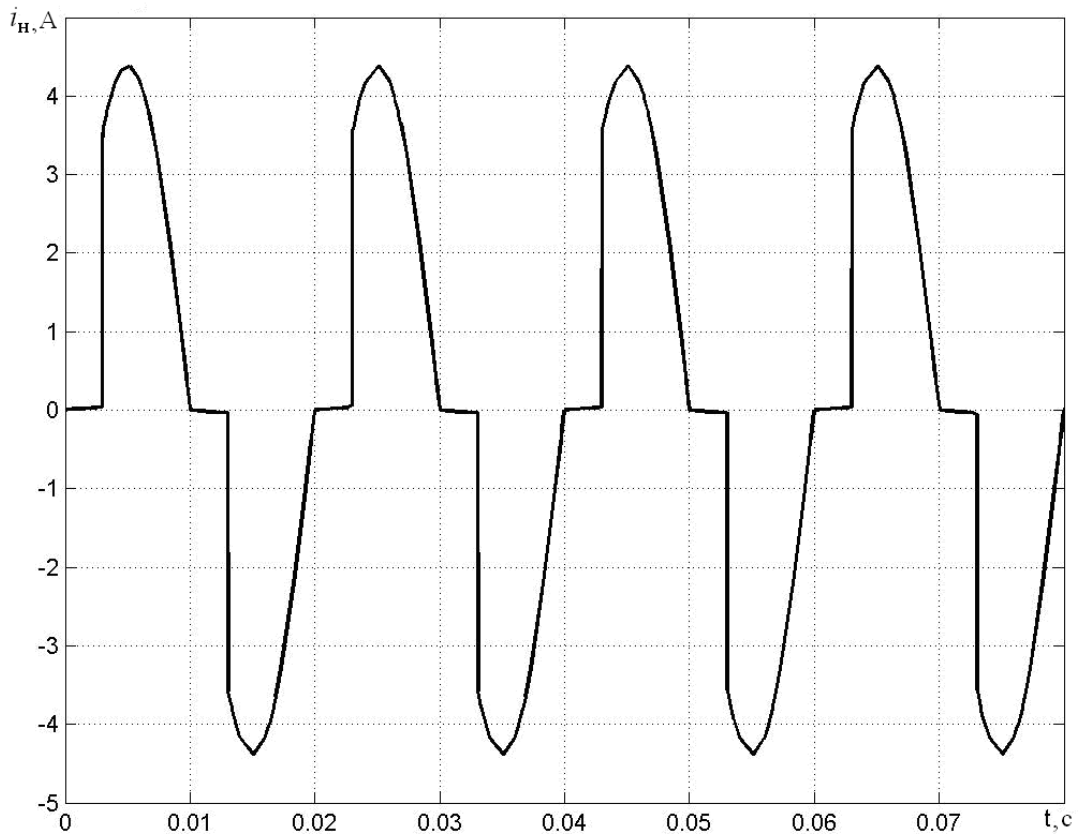


График тока на нагрузке в фазе А

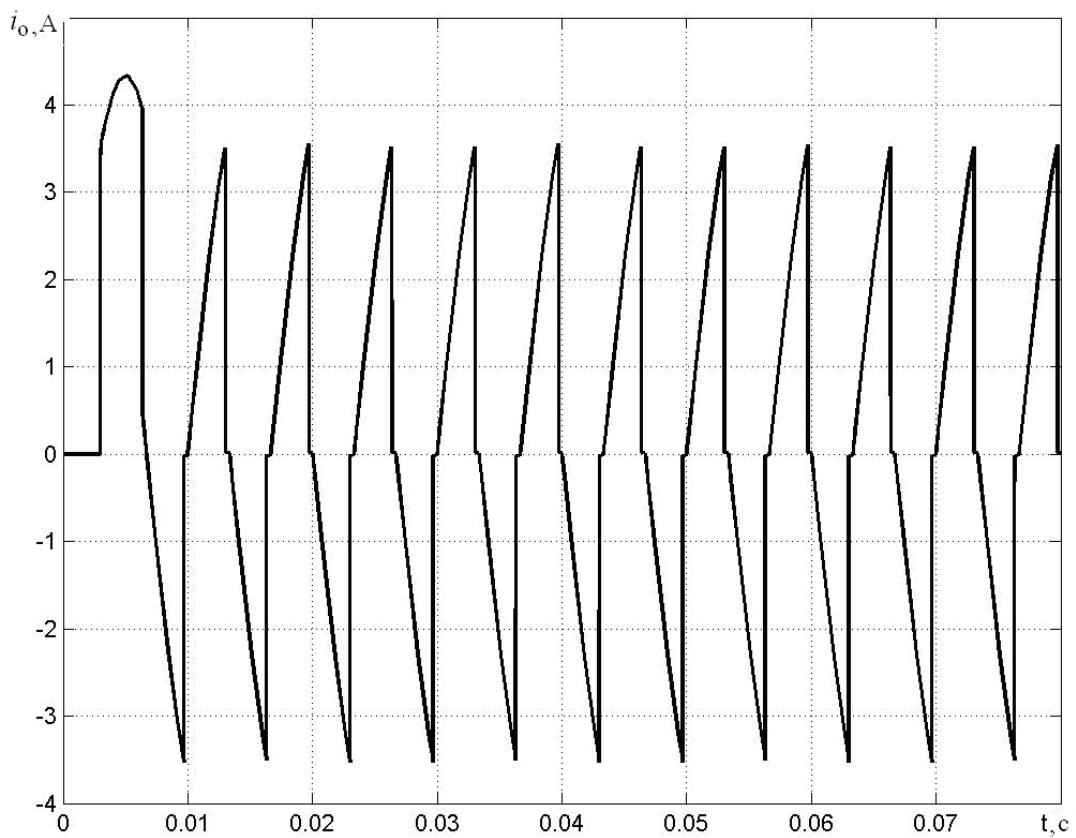


График тока в нулевом проводе

Рисунок 5.5 - Временные диаграммы работы трёхфазного ТРН на R-L-нагрузку

Лабораторная работа №6

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ (АИН)

Цель работы: исследовать свойства АИН при различных углах проводимости λ и различных видах нагрузки; изучить особенности управления ключами АИН при различных углах проводимости λ .

Введение

Автономный инвертор – это устройство, преобразующее постоянное напряжение на входе, в переменное напряжение с постоянной или регулируемой частотой, и работающее на автономную нагрузку.

В зависимости от типа ключей применяемых в инверторах, они могут выполняться на полностью управляемых ключах (транзисторы и запираемые тиристоры) и на обычных тиристорах. В случае если инвертор выполняется на обычных тиристорах, то в схеме инвертора необходимо предусмотреть устройство принудительной коммутации.

В зависимости от особенностей протекания электромагнитных процессов автономные инверторы можно разделить на 3 основных вида:

- инверторы напряжения;
- инверторы тока;
- инверторы резонансные.

Для инвертора напряжения характерно то, что они формируют в нагрузке форму напряжения, а форма и фаза тока зависит от характера нагрузки. Источники питания инвертора напряжения работает в режиме источника ЭДС. Если инвертор напряжения питается от выпрямителя, то на его входе ставится конденсатор достаточно большой емкости для обеспечения проводимости постоянного напряжения в обратном направлении. Это необходимо, когда в составе нагрузки имеются реактивные элементы. Конденсатор выполняет также функции фильтра высших гармонических токов, так как по нему протекает разность между выходным и постоянным в пределах полупериода входным током.

Для инверторов тока характерно то, что они формируют в нагрузке кривую тока, а кривая напряжения зависит от типа нагрузки. При этом источник постоянного тока работает в режиме источника тока, для чего во входной цепи включают реактор с большой индуктивностью. Кроме того, реактор выполняет функции фильтра высших гармонических напряжений, так как ему в любой момент времени прикладывается разность между неизменным напряжением источника питания и пульсирующим напряжением на входе инвертора.

На основании принципиальных схем с использованием блоков библиотеки Simulink, в частности, модуля SimPowerSystem составить имитационные модели выпрямителей.

Порядок выполнения работы:

1. Составить полную принципиальную (без указания типов и значений элементов цепи) электрическую схему однофазного и трехфазного мостовых АИН при питании от сети постоянного тока, работающего на R-L нагрузку.

2. На основании принципиальных схем составить имитационные модели АИН с использованием блоков библиотеки Simulink, в частности, ее модуля SimPowerSystem:

2.1 Ввести параметры напряжения источника питания, параметры диода, сопротивления R и индуктивности L нагрузки (задаются преподавателем), параметры защитной R-C цепи; при составлении имитационной модели управляемого выпрямителя ввести ещё и параметры управляющих импульсов ГИ;

2.2. Выбрать метод численного решения дифференциальных уравнений, шаг и время расчета;

2.3. Осуществить расчет однофазного мостового АИН с различными частотами выходного напряжения (задаются преподавателем). Осуществить расчет трехфазного мостового АИН с различными частотами выходного напряжения для следующих значений угла проводимости λ : $120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$ (по заданию преподавателя).

3. В результате расчета получить графики зависимости:

3.1. Для однофазного мостового АИН при активной нагрузке ($\varphi=0$) и при активно-индуктивной нагрузке для $\varphi < 60^\circ$ и $\varphi > 60^\circ$: тока нагрузки $i_A=f(t)$, напряжения на нагрузке $u_A=f(t)$, управляющих импульсов для одного из транзисторов u_{GT} , тока и напряжения на одном из ключей $i_{VT}=f(t)$ $u_{VT}=f(t)$.

3.2. Для трехфазного мостового АИН при активной ($\varphi=0$) и при активно-индуктивной нагрузках ($\varphi < 60^\circ$ и $\varphi > 60^\circ$) для значений угла проводимости ключей $\lambda = 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$: фазного тока нагрузки $i_A=f(t)$, фазного напряжения $u_A=f(t)$, линейного напряжения $u_{AB}=f(t)$, линейного тока $i_D=f(t)$, тока источника питания $i_{II}=f(t)$, тока и напряжения на одном из ключей $i_{VT}=f(t)$ $u_{VT}=f(t)$.

Содержание отчета:

1. Титульный лист.
2. Цель работы.
3. Полная принципиальная электрическая схема однофазного и трехфазного мостовых АИН.

4. Имитационные модели однофазного и трехфазного мостовых АИН, составленные из блоков библиотеки Simulink с указанием введенных параметров напряжения источника питания, R и L нагрузки, параметров защитной R - C цепи и параметров управляющих импульсов ГИ.

5. Диаграммы работы АИН при активной ($\varphi=0$) и при активно-индуктивной нагрузках ($\varphi < 60^\circ$ и $\varphi > 60^\circ$) для различных значений угла проводимости ключей ($\lambda = 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$), полученные в результате моделирования.

6. Выводы по работе.

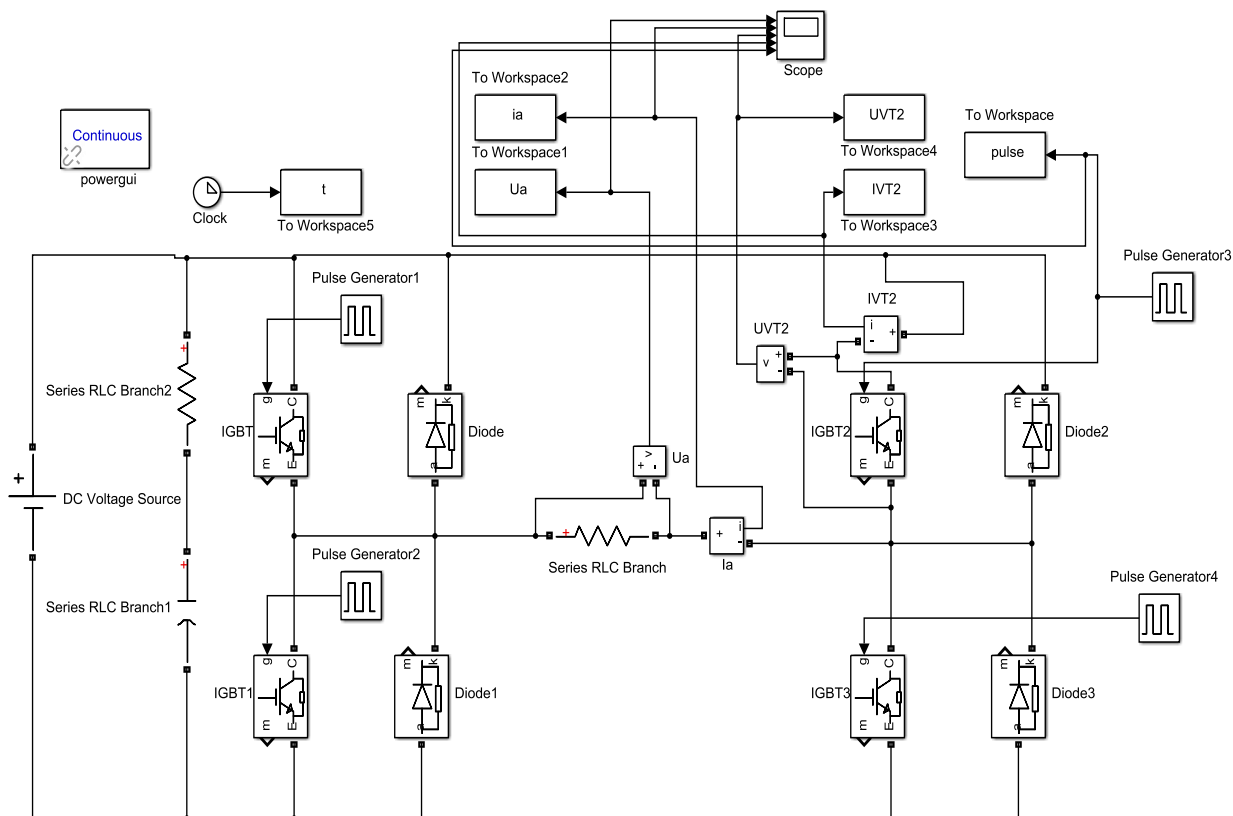


Рисунок 6.1 – Имитационная модель однофазного АИН

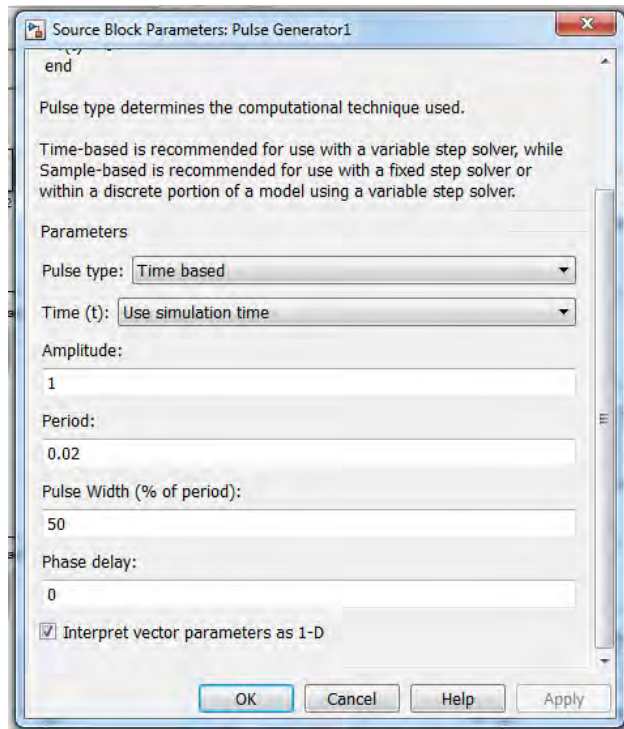


Рисунок 6.2 – Параметры настройки блоков Pulse generator 1,4

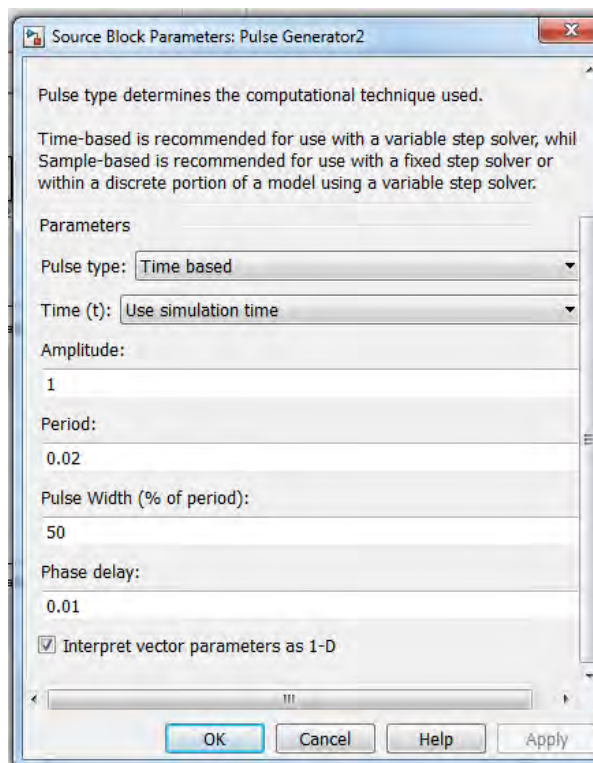


Рисунок 6.3 – Параметры настройки блоков Pulse generator 2,3

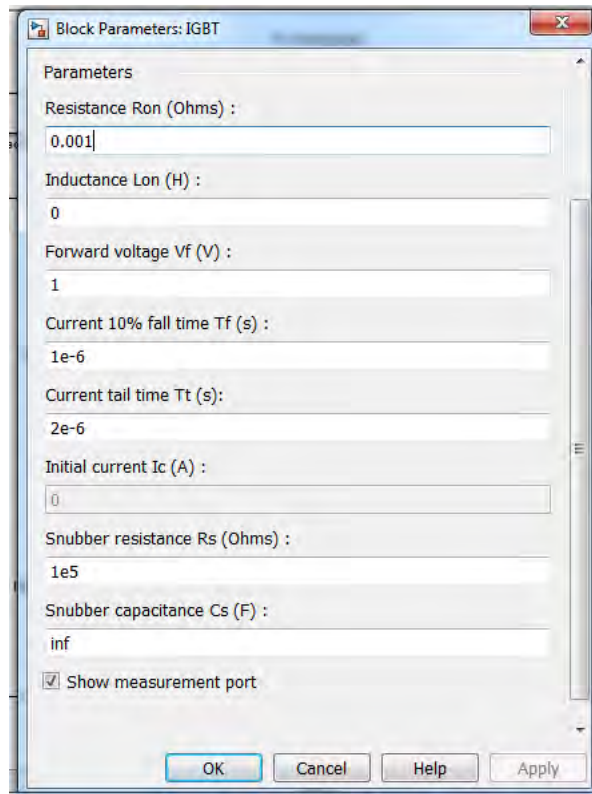


Рисунок 6.4 – Параметры настройки блока IGBT- транзистора

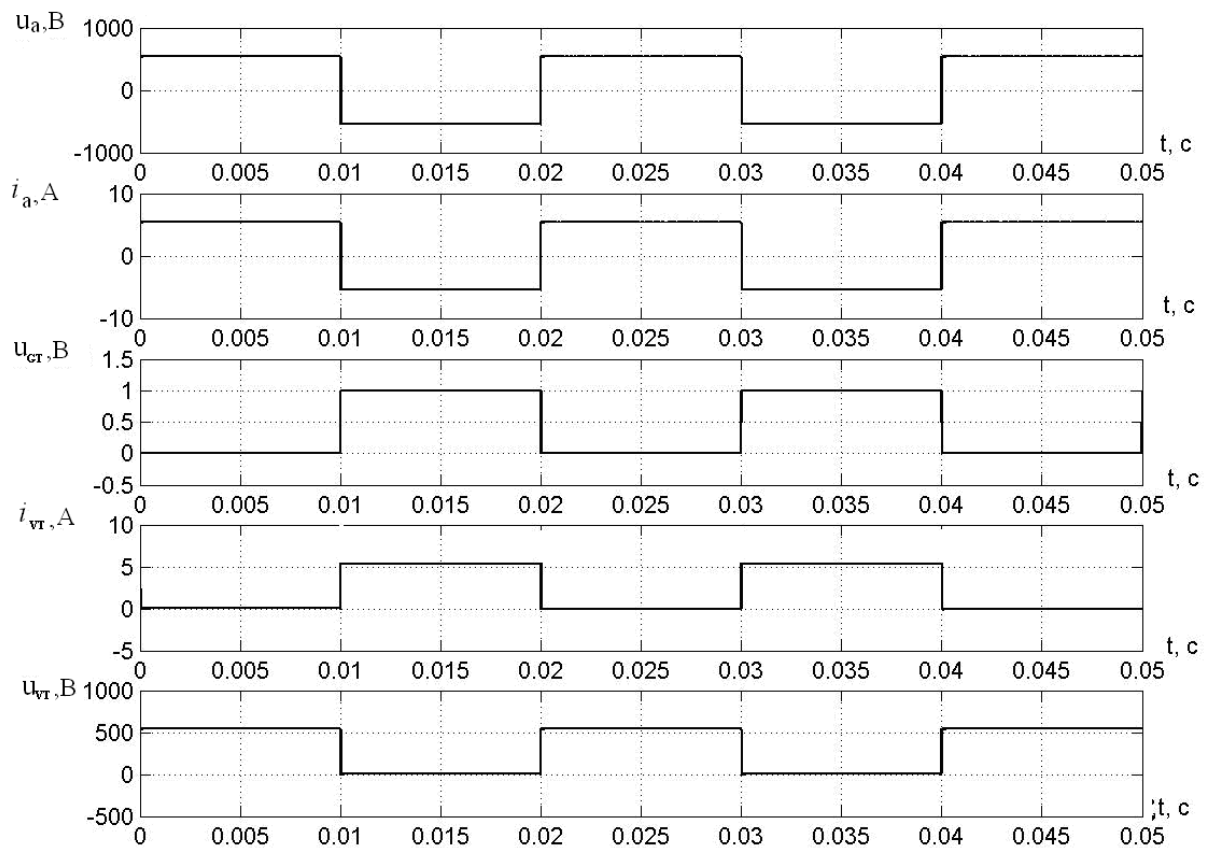


Рисунок 6.5 -. Диаграммы работы однофазного АИН при R-нагрузке

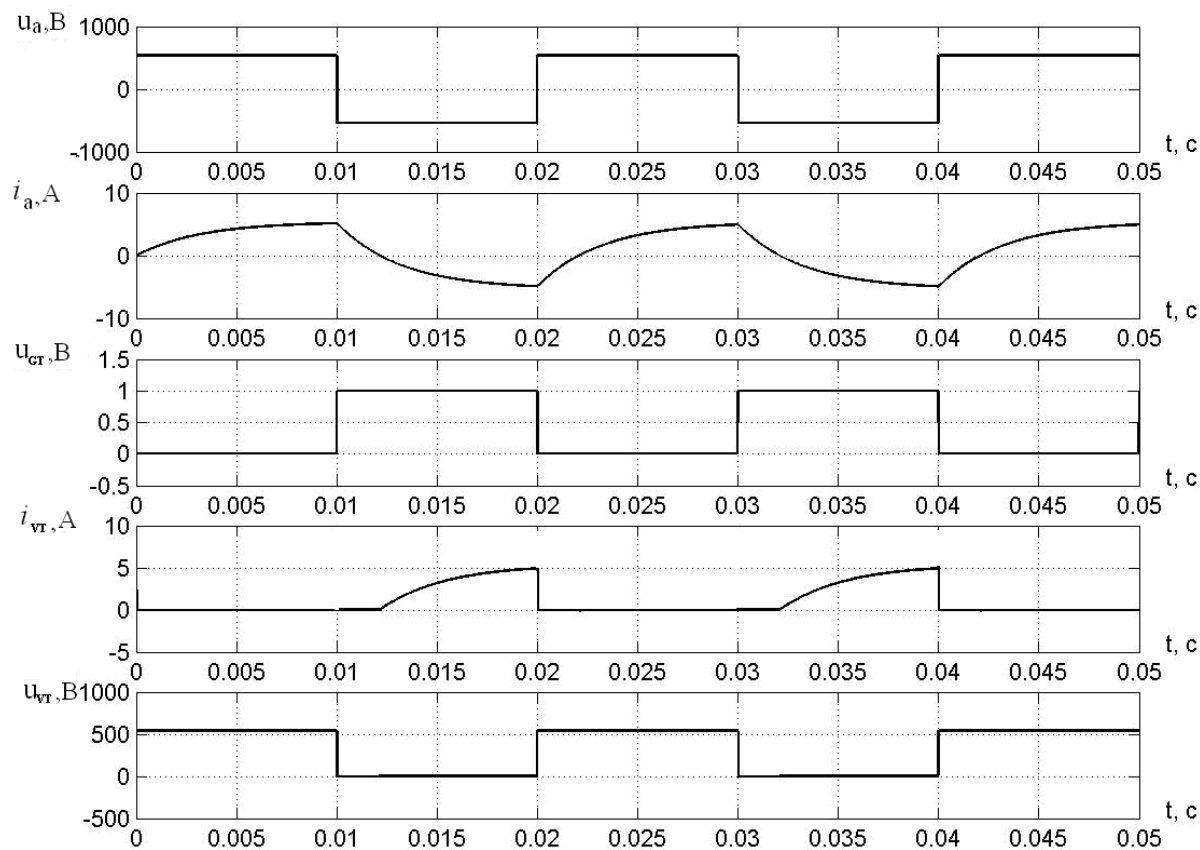


Рисунок 6.6 – Диаграммы работы однофазного АИН при RL-нагрузке и $\varphi < 60^\circ$

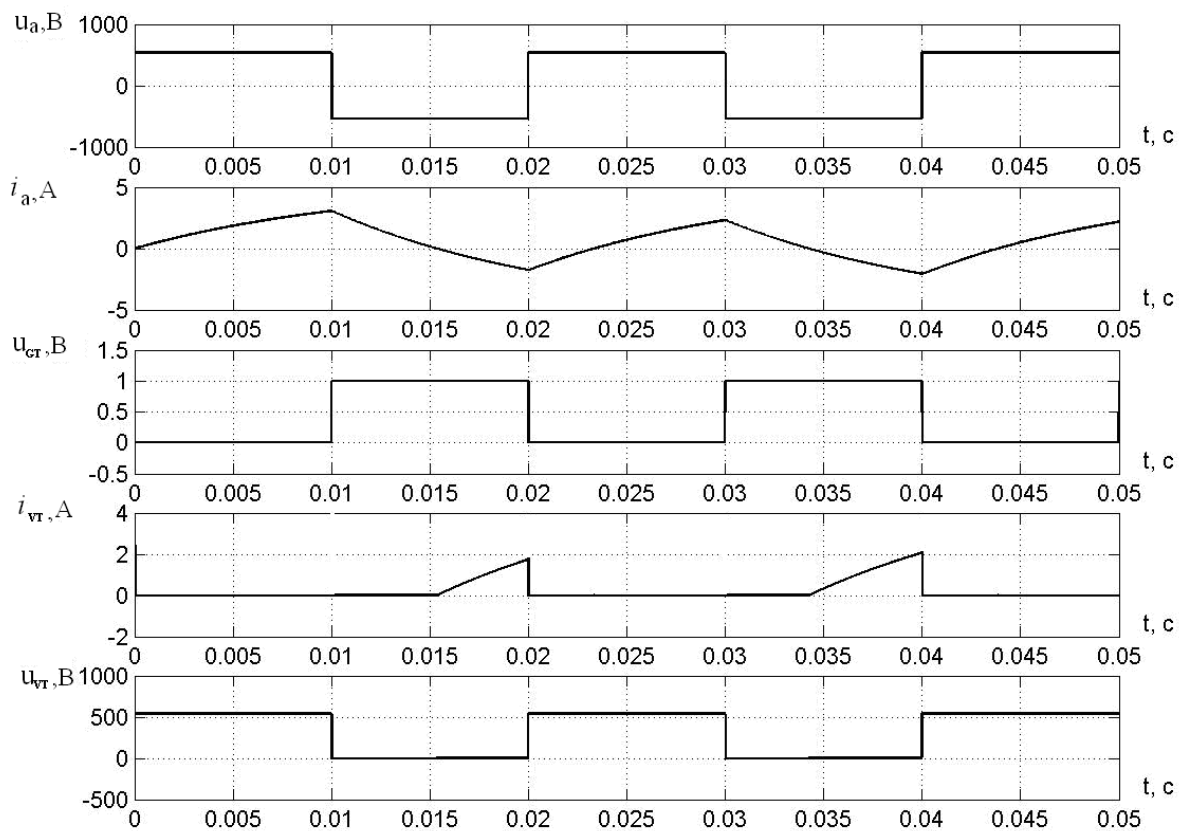


Рисунок 6.7 – Диаграммы работы однофазного АИН при RL-нагрузке и $\varphi > 60^\circ$

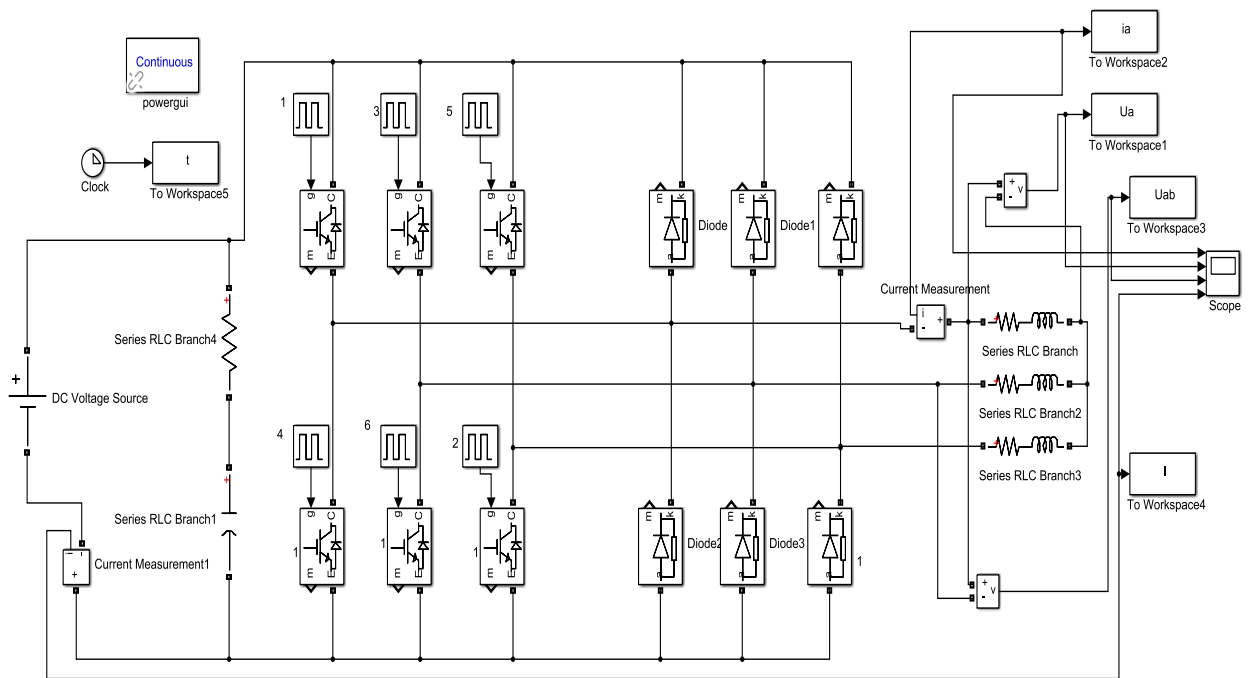


Рисунок 6.8 – Имитационная модель трёхфазных АИН при различных углах проводимости

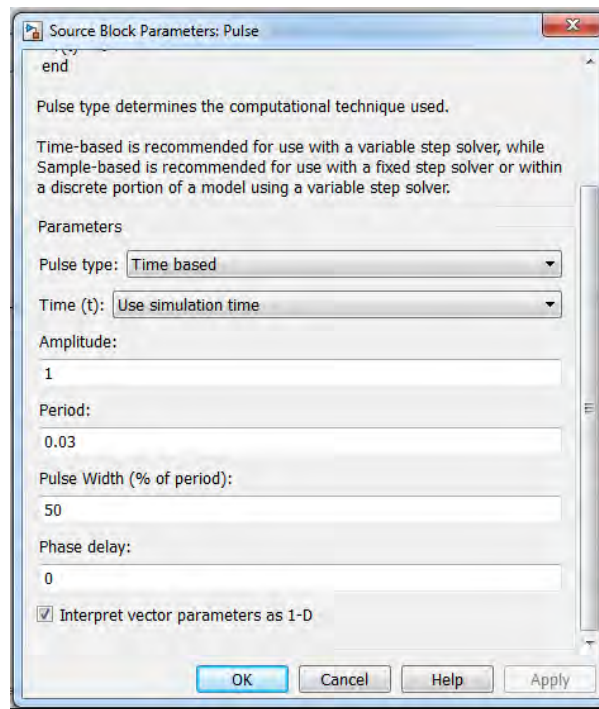


Рисунок 6.9 – Параметры настройки блоков Pulse generator 1,6

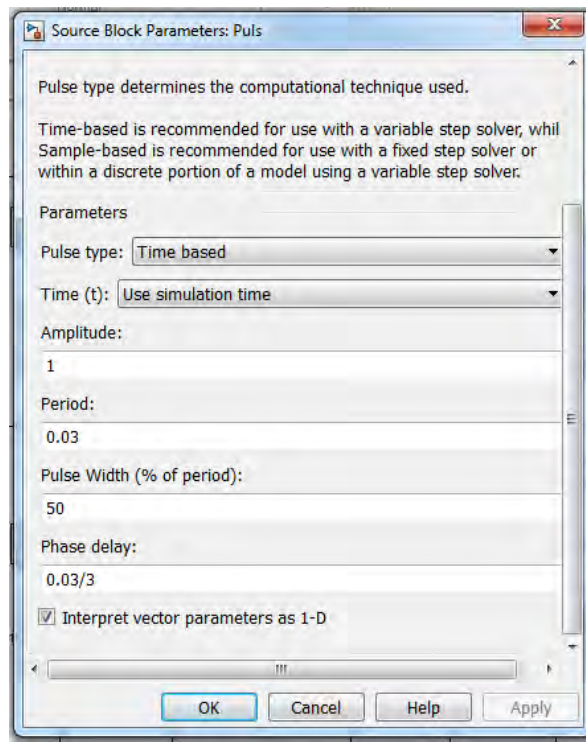


Рисунок 6.10 – Параметры настройки блоков Pulse generator 3,2

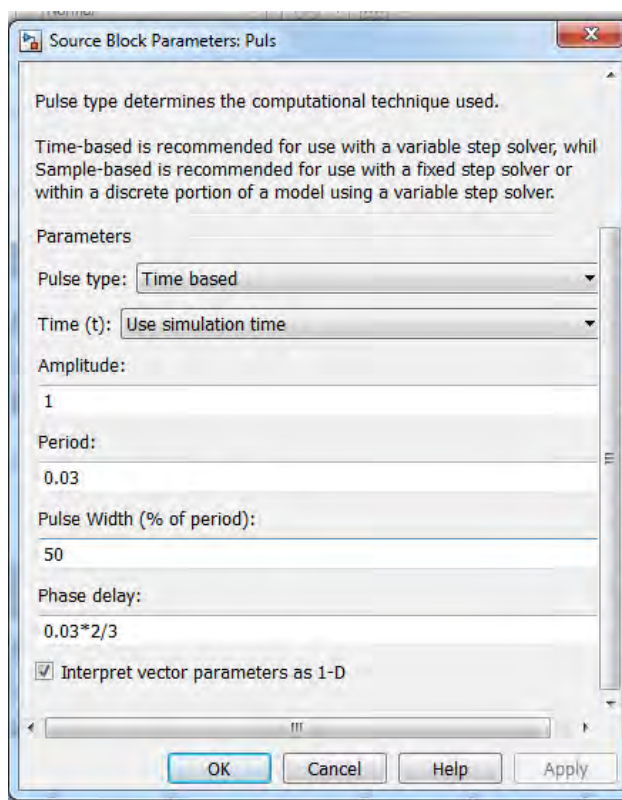


Рисунок 6.11 – Параметры настройки блоков Pulse generator 5,4

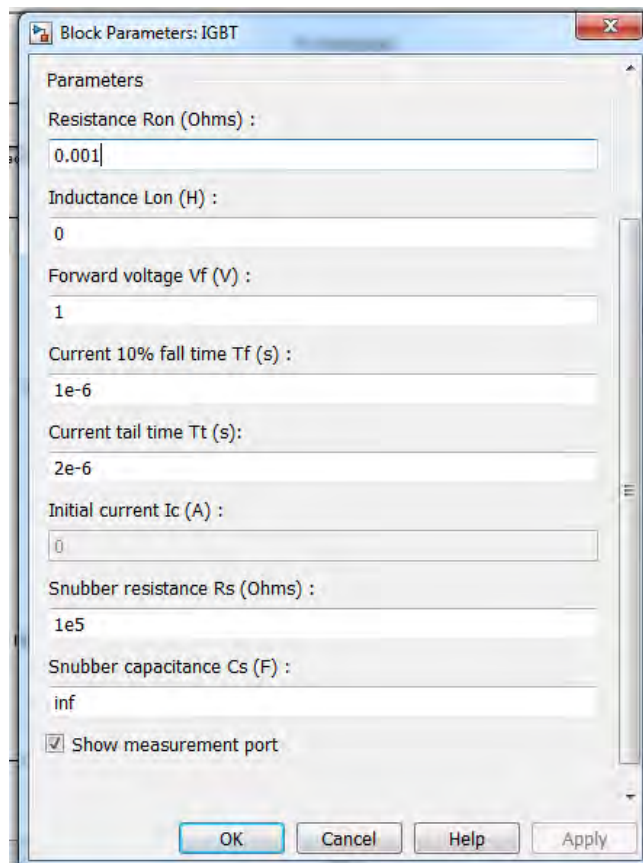


Рисунок 6.12 – Параметры настройки блока IGBT- транзистора

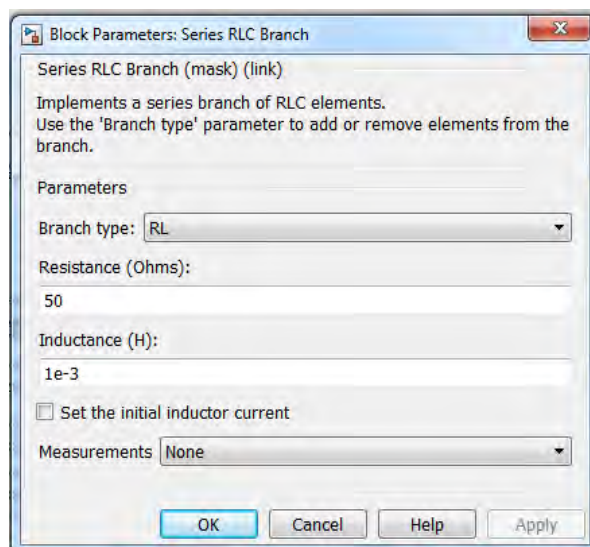


Рисунок 6.13 - Параметры настройки блока R-L нагрузки (RLC Branch)

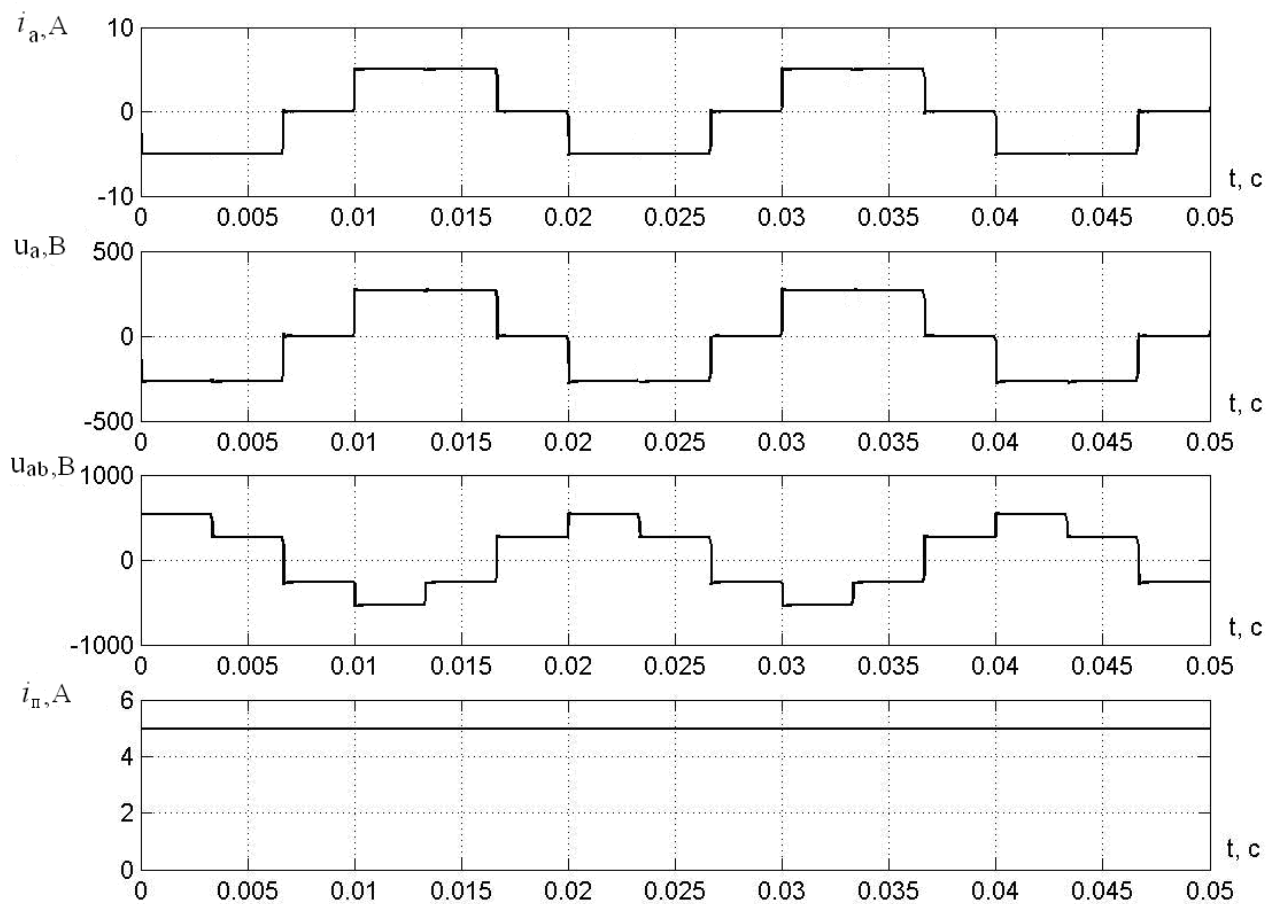


Рисунок 6.14 – Диаграммы работы трехфазного АИН при $\lambda=120^\circ$ на R-нагрузку

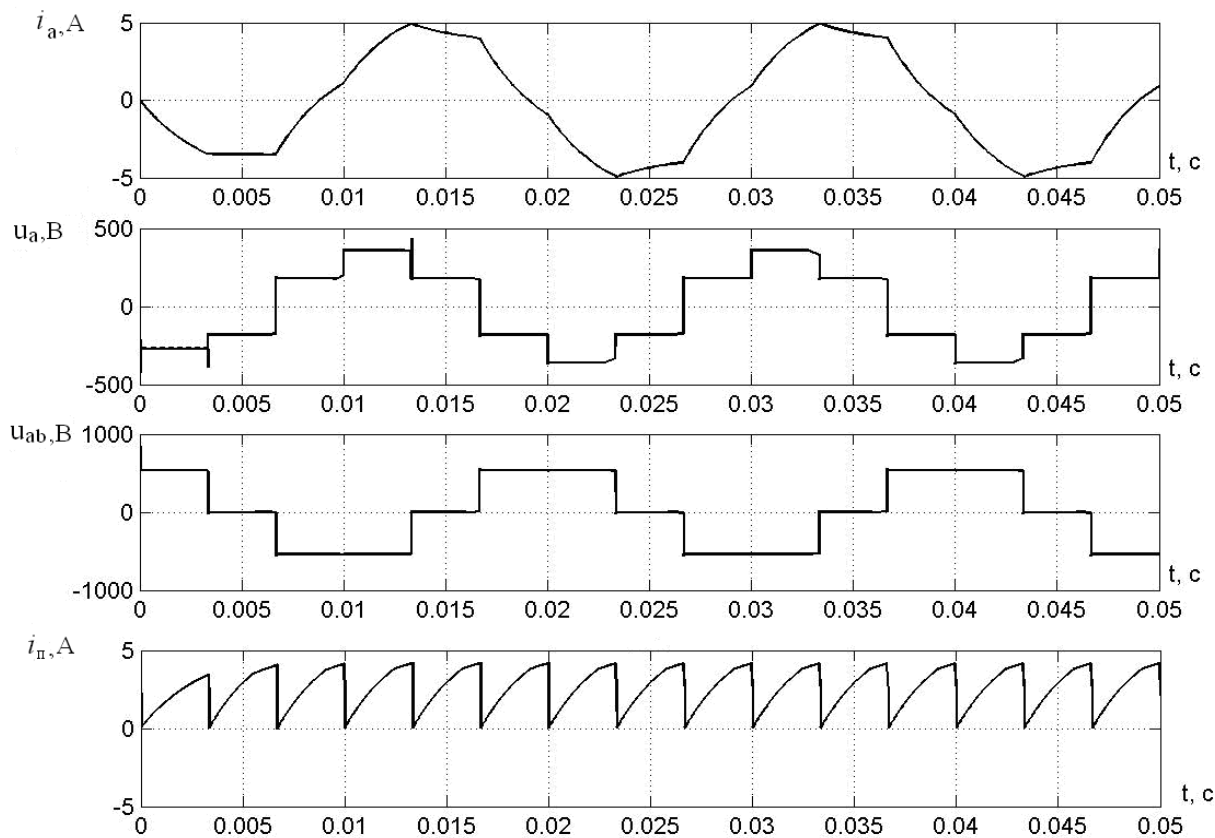


Рисунок 6.15 – Диаграммы работы трехфазного АИН при $\lambda = 120^\circ$, $\varphi < 60^\circ$

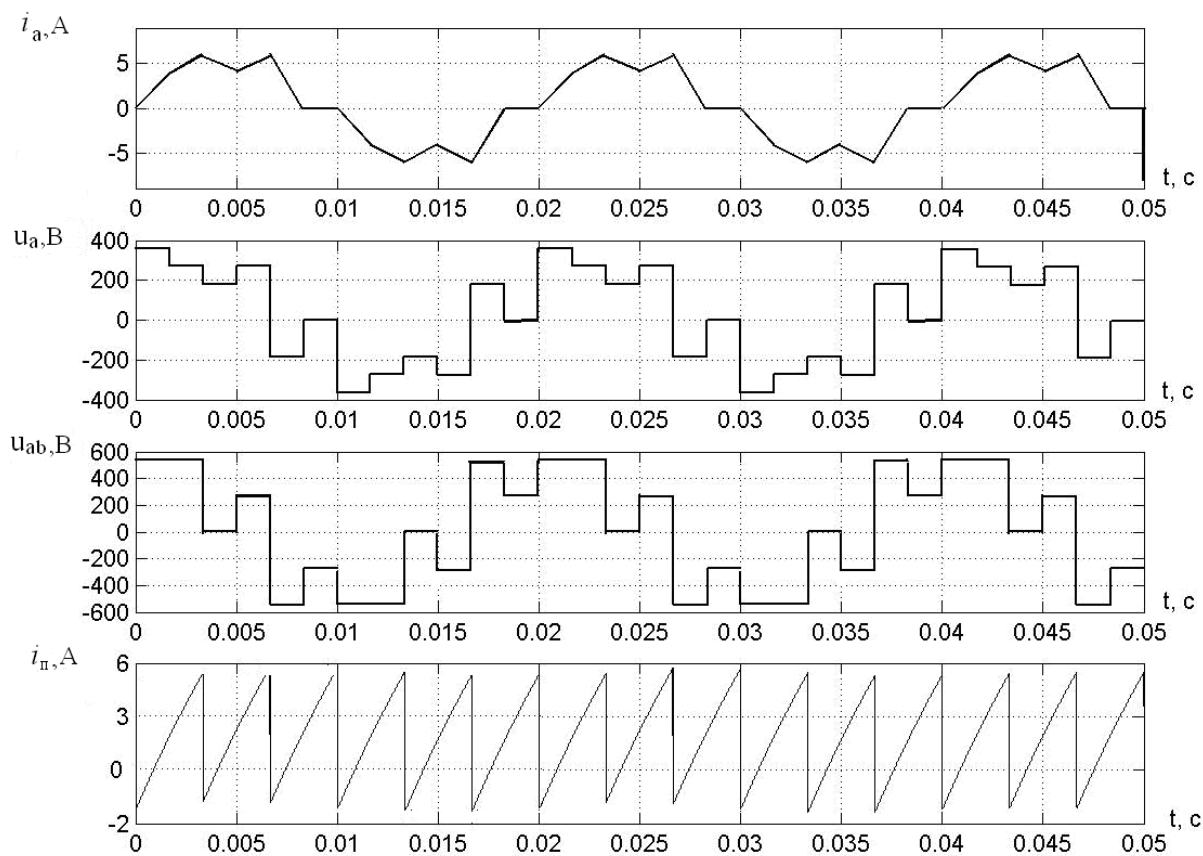


Рисунок 6.16 – Диаграммы работы трехфазного АИН при $\lambda = 120^\circ$, $\varphi > 60^\circ$

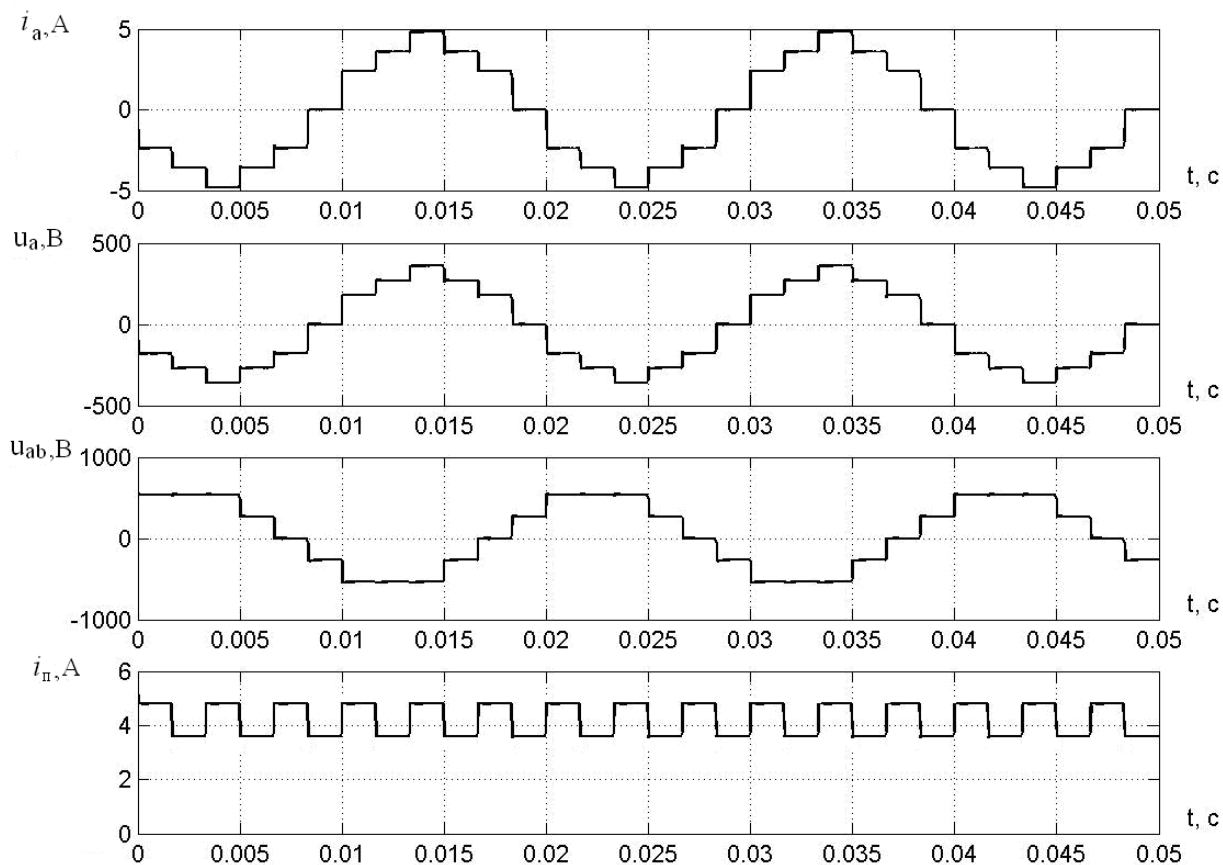


Рисунок 6.17 – Диаграммы работы трехфазного АИН при $\lambda=150^\circ$ на R-нагрузку

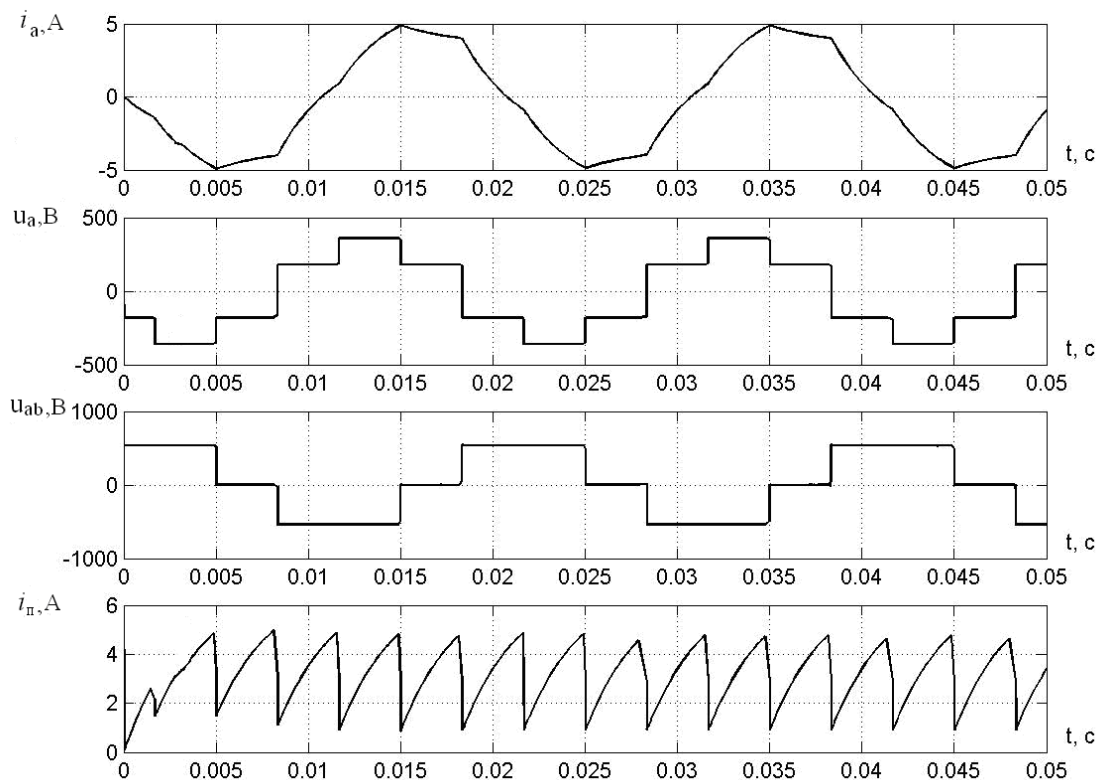


Рисунок 6.18 – Диаграммы работы трехфазного АИН при $\lambda=150^\circ$, $\varphi < 60^\circ$

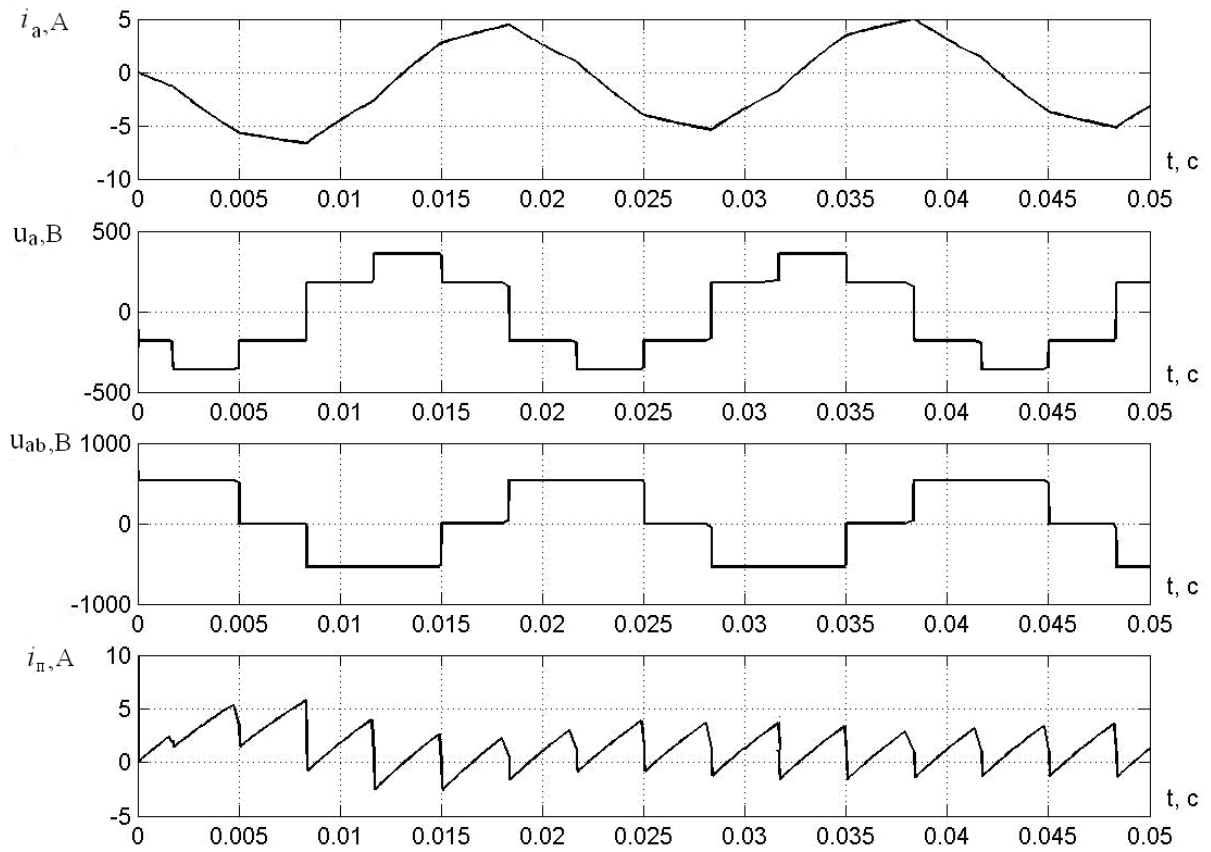


Рисунок 6.19 – Диаграммы работы трехфазного АИН при $\lambda = 150^\circ$, $\varphi > 60^\circ$

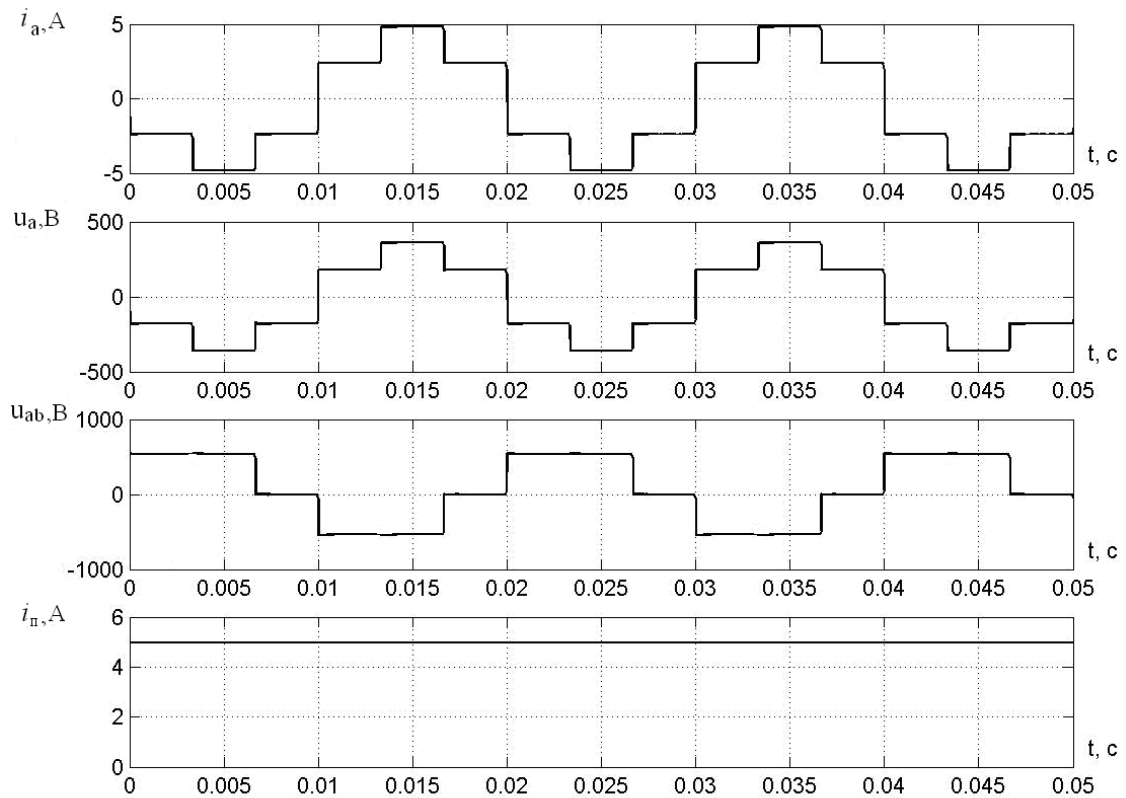


Рисунок 6.20 – Диаграммы работы трехфазного АИН при $\lambda = 180^\circ$ на R-нагрузку

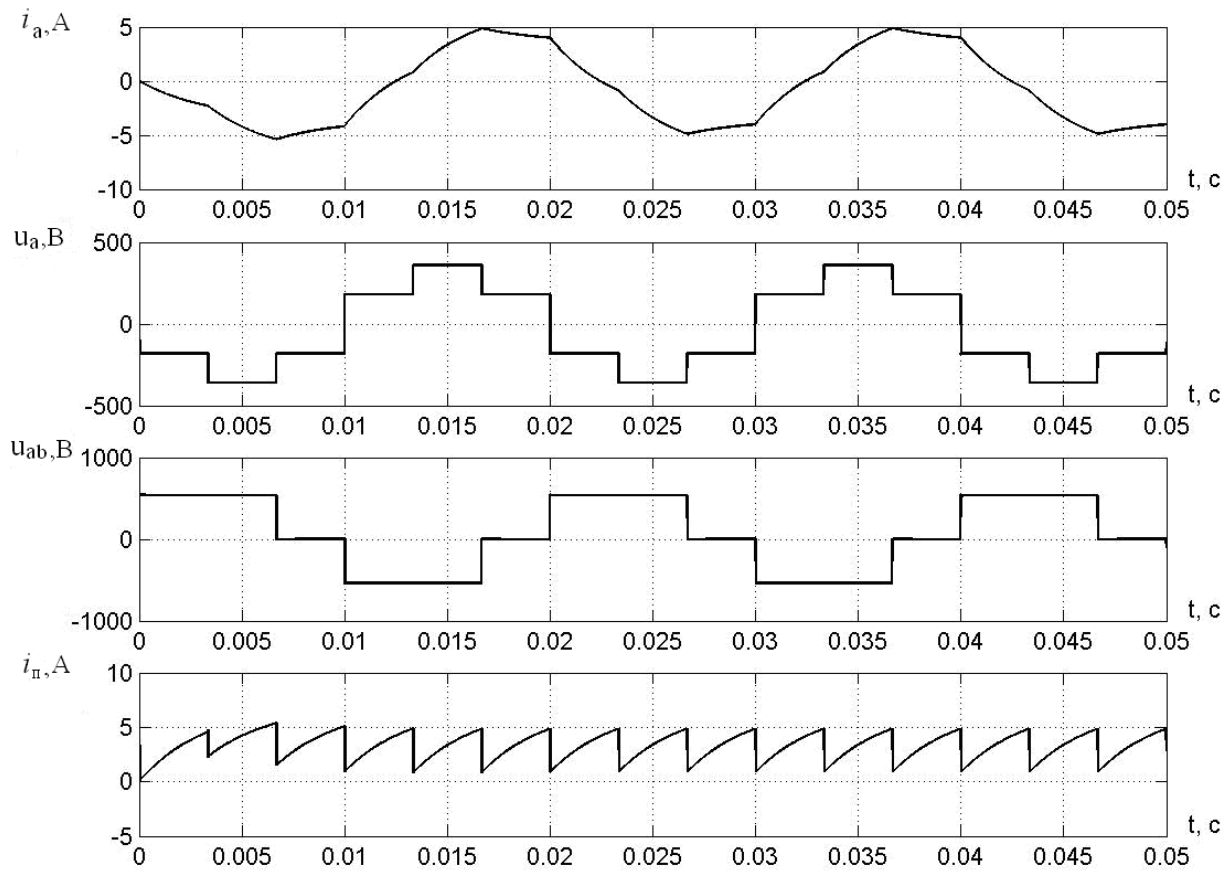


Рисунок 6.21 – Диаграммы работы трехфазного АИН при $\lambda = 180^\circ$, $\varphi < 60^\circ$

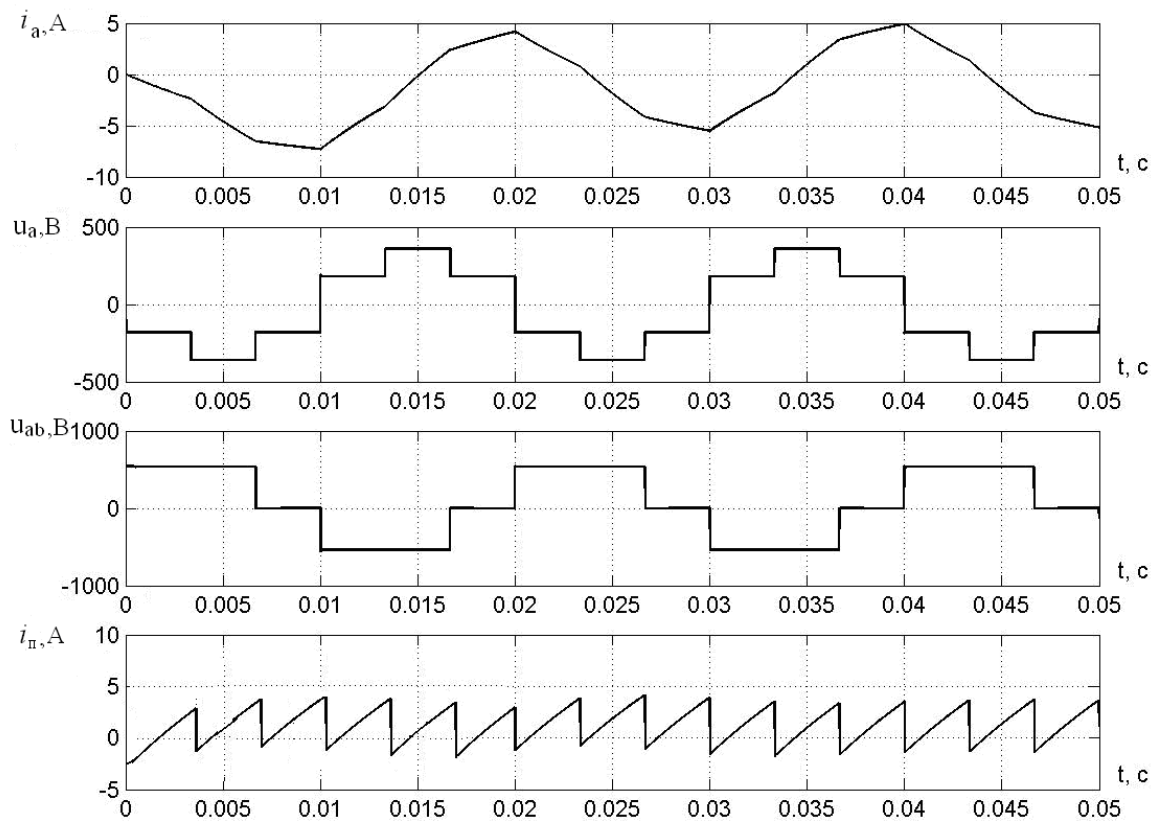


Рисунок 6.22 – Диаграммы работы трехфазного АИН при $\lambda = 180^\circ$, $\varphi > 60^\circ$

Список использованных источников

14. Розанов, Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники. – М.: Энергия, 1979. – 392 с.
15. Бурков, А.Т. Электронная техника и преобразователи. – М.: Транспорт, 1999. – 435с.
16. Розанов, Ю.К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 295 с.
17. Засорин, С.Н., Мицкевич, В.А., Кучма, К.Г. Электронная и преобразовательная техника. – М.: Транспорт, 1981. – 319 с.
18. Гультяев А. Визуальное моделирование в среде Matlab: учебный курс – СПб.: Питер, 2000.- 432с.
19. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001.- 320с.
20. [http: // exponenta.ru](http://exponenta.ru)

3. РАЗДЕЛ КОНТРОЛЯ ЗНАНИЙ

Раздел контроля знаний содержит типовые вопросы и задачи для проведения экзамена и зачёта в письменной форме.

Вопросы к экзамену по дисциплине "Силовая преобразовательная техника"

1. Классификация полупроводниковых преобразователей энергии. Структурная схема преобразователя. Простые и сложные преобразователи.
2. Классификация выпрямителей. Однофазный однополупериодный выпрямитель при работе на активную нагрузку.
3. Однофазный однополупериодный выпрямитель при работе на активно-индуктивную нагрузку.
4. Принцип действия однофазного мостового выпрямителя в непрерывном режиме при работе на активную и активно-индуктивную нагрузку.
5. Основные расчетные соотношения для выбора элементов однофазного мостового выпрямителя для режима непрерывного тока при активной и активно-индуктивной нагрузке.
6. Принцип действия однофазного несимметричного мостового выпрямителя.
7. Основные расчетные соотношения для выбора элементов несимметричного мостового выпрямителя. Режим прерывистого тока однофазного мостового выпрямителя.
8. Принцип действия однофазного выпрямителя с регулированием напряжения на стороне переменного тока.
9. Основные расчетные соотношения для выбора элементов однофазного выпрямителя с регулированием напряжения на стороне переменного тока.
10. Принцип действия несимметричных мостовых выпрямителей с неполным диапазоном регулирования и регулированием напряжения на стороне постоянного тока.
11. Принцип действия трехфазного нулевого выпрямителя.
12. Основные расчетные соотношения при выборе элементов трехфазного нулевого выпрямителя. Явление вынужденного намагничивания трансформатора.
13. Принцип действия трехфазного мостового выпрямителя.
14. Основные расчетные соотношения при выборе элементов трехфазного мостового выпрямителя.
15. Коммутация тока вентилей в полупроводниковых выпрямителях.
16. Внешняя характеристика выпрямителя.
17. Принцип действия полупроводникового трехфазного мостового выпрямителя.
18. Принцип действия однофазного полупроводникового преобразователя переменного напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку при $\alpha > \varphi$.
19. Принцип действия однофазного полупроводникового преобразователя переменного напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку в

- режимах $\alpha = \varphi$.
20. Принцип действия однофазного полупроводникового преобразователя переменного напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку в режимах $\alpha + \delta > \varphi$.
 21. Трехфазные полупроводниковые преобразователи переменного напряжения. Основные расчетные соотношения для выбора элементов схемы.
 22. Функция системы импульсно-фазового управления -СИФУ. Структурная схема СИФУ. Классификация СИФУ. Требования к СИФУ.
 23. Типовые блоки СИФУ и их назначение. Принцип действия вертикальной СИФУ.
 24. Регулировочная характеристика СИФУ.
 25. Расчет и построение характеристик управления: СУ вентилями, ВК, УВ при пилообразном и косинусоидальном опорных напряжениях.
 26. Принудительная коммутация вентиля в преобразователе. Принцип действия широтно-импульсного преобразователя с параллельной емкостной коммутацией.
 27. Принцип действия широтно-импульсного преобразователя с последовательной емкостной коммутацией.
 28. Принцип действия последовательного нереверсивного преобразователя постоянного тока с широтно-импульсным управлением. Способы регулирования напряжения.
 29. Принцип действия параллельного нереверсивного преобразователя постоянного тока с широтно-импульсным управлением.
 30. Принцип действия реверсивного мостового преобразователя с широтно-импульсным управлением с диагональной коммутацией.
 31. Принцип действия реверсивного мостового преобразователя с широтно-импульсным управлением с симметричной коммутацией.
 32. Принцип действия реверсивного мостового преобразователя с широтно-импульсным управлением с несимметричной коммутацией.
 33. Структурная схема и принцип действия системы управления вентилями преобразователя постоянного тока с широтно-импульсным управлением.
 34. Классификация автономных инверторов.
 35. Принцип действия однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора.
 36. Принцип действия однофазного полумостового инвертора напряжения.
 37. Принцип действия однофазного мостового инвертора напряжения.
 38. Трехфазные инверторы напряжения.
 39. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda = 180^\circ$ при формировании кривой выходного напряжения. Нагрузка активная, соединение-звезда.
 40. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda = 180^\circ$

- Нагрузка активно-индуктивная, $0^\circ < \varphi < 60^\circ$, соединение- звезда.
41. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda=180^\circ$.
Нагрузка активно-индуктивная, $60^\circ < \varphi < 120^\circ$, соединение- звезда.
 42. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda=120^\circ$.
Нагрузка активная и активно-индуктивная ($\varphi > 60^\circ$), соединение- звезда.
 43. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda=120^\circ$.
Нагрузка активно-индуктивная, $0^\circ < \varphi < 60^\circ$, соединение- звезда.
 44. Принцип действия трехфазного АИН с углом проводимости $\lambda=150^\circ$ при формировании кривой выходного напряжения. Нагрузка активная, соединение-звезда.
 45. Принцип действия однофазного инвертора с нулевой точкой трансформатора с одноступенчатой межвентильной коммутацией.
 46. Принцип действия однофазного мостового инвертора с одноступенчатой коммутацией.
 47. Принцип действия трехфазного мостового инвертора с двухступенчатой пофазной коммутацией.
 48. Принцип действия однофазного мостового инвертора с многократной коммутацией с использованием программного способа.
 49. Принцип действия однофазного мостового инвертора с многократной коммутацией путем широтно-импульсной модуляции.
 50. Принцип действия однофазного мостового инвертора с многократной коммутацией в замкнутой импульсной системе.
 51. Принцип действия однофазного автономного инвертора тока с нулевой точкой трансформатора.
 52. Принцип действия параллельного резонансного инвертора.
 53. Принцип действия двухзвенного преобразователя частоты.
 54. Принцип действия непосредственного преобразователя частоты (НПЧ).
 55. Многоуровневые преобразователи.

Типовые задачи к экзамену по дисциплине "Силовая преобразовательная техника"

1. Рассчитать и выбрать силовой трансформатор для питания системы УВ-ДПТ. Заданы параметры нагрузки (ДПТ): P_n ; U_n ; η_n ; n_n . В качестве управляемого выпрямителя (УВ) могут быть: однофазный однополупериодный выпрямитель; однофазный мостовой симметричный или несимметричный выпрямитель; однофазный выпрямитель с регулированием напряжения на стороне переменного тока; трехфазный нулевой или мостовой выпрямитель.

2. Рассчитать и выбрать силовой трансформатор для питания системы НВ-последовательный ШИП- ДПТ. Заданы параметры нагрузки (ДПТ): P_n ; U_n ; η_n ; ρ_n и скважность ШИП γ_n .
3. Рассчитать, если необходимо, и выбрать анодный реактор для питания системы УВ- ДПТ. В качестве управляемого выпрямителя (УВ) могут быть: однофазный однополупериодный выпрямитель; однофазный мостовой симметричный или несимметричный выпрямитель; однофазный выпрямитель с регулированием напряжения на стороне переменного тока; трехфазный нулевой или мостовой выпрямитель. Задан ударный ток $I_{уд.}$ используемых вентилях, параметры нагрузки (ДПТ): P_n ; U_n ; η_n ; ρ_n и $x_{тр.}$.
4. Рассчитать и выбрать силовые вентили (диоды, тиристоры или симисторы) по току для системы УВ- ДПТ или НВ- ШИП- ДПТ. Заданы: тип преобразователя; параметры нагрузки (ДПТ): P_n ; U_n ; η_n ; ρ_n и температура охлаждающей среды T_a .
5. Рассчитать и выбрать силовые вентили (диоды, тиристоры или симисторы) по напряжению для системы УВ- ДПТ или НВ- ШИП- ДПТ. Заданы: тип преобразователя и параметры нагрузки (ДПТ): P_n ; U_n ; η_n ; ρ_n .
6. Рассчитать амплитудное I_m , среднее $I_{ср.}$ и действующее I_v значения тока нагрузки однофазного однополупериодного выпрямителя. Заданы: параметры нагрузки R_n ; L_n ,сети U_n и коэффициент трансформации трансформатора $k_{тр.}$.
7. Рассчитать амплитудное I_m , среднее $I_{ср.}$ и действующее I_v значения тока нагрузки однофазного ППН. Заданы: параметры нагрузки R_n ; L_n ,сети U_n и коэффициент трансформации трансформатора $k_{тр.}$.
8. Рассчитать амплитудное I_m и среднее $I_{ср.}$ значения тока нагрузки для системы УВ- ДПТ. Заданы: тип преобразователя, параметры сети U_n и нагрузки (ДПТ): P_n ; U_n ; η_n ; ρ_n , угол открывания α .
9. Рассчитать и выбрать силовые ключи (IGBT-транзисторы) по току и напряжению для системы АИН- АД. Заданы: тип преобразователя; параметры нагрузки (АД): P_n ; U_n ; η_n ; $\cos\varphi_n$; ρ_n и температура охлаждающей среды T_a .

4. ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЙ РАЗДЕЛ

Вспомогательный раздел содержит типовую учебную программу по дисциплине «Силовая преобразовательная техника» для высших учебных заведений по специальности 1- 53 01 05 «Автоматизированные электроприводы», а также перечень учебных изданий и информационно-аналитических материалов, рекомендуемых для изучения учебной дисциплины.

Министерство образования Республики Беларусь

***Учебно-методическое объединение вузов Республики Беларусь
по образованию в области автоматизации технологических процессов,
производств и управления***

УТВЕРЖДАЮ

Первый заместитель Министра образования
Республики Беларусь

_____ А.И. Жук

_____ 04.05.2011

Регистрационный № ТД- 1.741/тип.

СИЛОВАЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

**Типовая учебная программа
для высших учебных заведений по специальности
1-53 01 05 Автоматизированные электроприводы**

СОГЛАСОВАНО

Председатель учебно-методического
объединения вузов
Республики Беларусь по образованию
в области автоматизации технологических
процессов, производств и управления

_____ Г.Н.Здор

_____ 28.09.2010

СОГЛАСОВАНО

Начальник Управления высшего и
среднего специального
образования
Министерства образования
Республики Беларусь

_____ Ю.И. Миксюк

_____ 04.05.2011

Проректор по учебной и
воспитательной работе
Государственного
учреждения образования
«Республиканский институт
высшей школы»

_____ В.И. Шупляк

_____ 08.04.2011

Эксперт-нормоконтролер

Минск 2010

СОСТАВИТЕЛЬ:

Н.М.Улащик, старший преподаватель кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок и технологических комплексов» Белорусского национального технического университета

РЕЦЕНЗЕНТЫ:

Кафедра «Автоматизация производственных процессов и электротехника» Учреждения образования «Белорусский государственный технологический университет», (протокол № 8 от 23.04. 2010г.);

В.А.Дайнеко, заведующий кафедрой электрооборудования сельхозпредприятий Учреждения образования «Белорусский государственный аграрный технический университет», кандидат технических наук, доцент;

Кафедра «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Государственного учреждения высшего и профессионального образования "Белорусско-Российский университет", (протокол № от 2011г.).

РЕКОМЕНДОВАНА К УТВЕРЖДЕНИЮ В КАЧЕСТВЕ ТИПОВОЙ:

Кафедрой «Электропривод и автоматизация промышленных установок и технологических комплексов» Белорусского национального технического университета

(протокол № 11 от 20 мая 2010г.)

Научно-методической комиссией Белорусского национального технического университета

(протокол № 12 от 10 сентября 2010г.)

Учебно-методическим объединением вузов Республики Беларусь по образованию в области автоматизации технологических процессов, производств и управления

(протокол № 10 от 28 сентября 2010г.)

Ответственный за редакцию: *Улащик Н.М.*

Ответственный за выпуск:

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА

Типовая программа «Силовая преобразовательная техника» разработана в соответствии с требованием образовательного стандарта для специальности 1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы». Целью изучения данной дисциплины является получение студентами знаний о полупроводниковых преобразователях электрической энергии (ППЭЭ), принципе их действия и методах расчета.

На сегодняшний день в сфере автоматизации технологических процессов, производств и управления знание основ силовой преобразовательной техники является жизненно необходимым. В частности, для специалистов в области автоматизированных электроприводов изучение дисциплины «Силовая преобразовательная техника» способствует решению трёх основных задач:

- изучение принципов построения различных видов ППЭЭ;
- изучение методов расчета параметров и выбора элементов силовых цепей различных видов ППЭЭ;
- анализ электромагнитных процессов в различных ППЭЭ.

Дисциплина «Силовая преобразовательная техника» базируется на знаниях, полученных при изучении курсов «Физика», «Теоретические основы электротехники».

Основы, заложенные при изучении курса «Силовая преобразовательная техника», позволят в дальнейшем студенту, а после – инженеру, решать большинство предложенных задач по применению и расчету различных видов ППЭЭ с меньшими затратами сил и времени.

В результате освоения дисциплины «Силовая преобразовательная техника» студент должен:

знать:

- принцип действия, основные параметры и характеристики элементной базы силовой преобразовательной техники;
- принципы построения, работы и расчетные соотношения ППЭЭ;
- инженерные методы расчета различных видов ППЭЭ;

уметь:

- проводить экспериментальные исследования характеристик ППЭЭ;
- проводить расчеты и выбор силовых элементов ППЭЭ;
- проводить моделирование схем ППЭЭ на ЭВМ.

Методы (технологии) обучения

Основными методами обучения, отвечающими целям изучения дисциплины, являются:

- элементы проблемного обучения (проблемное изложение), реализуемые на лекционных занятиях;
- элементы учебно-исследовательской деятельности, реализация творческого подхода на практических, лабораторных занятиях и при самостоятельной работе;

- коммуникативные технологии (дискуссия, учебные дебаты, мозговой штурм и другие формы и методы), реализуемые на практических занятиях и конференциях;
- проектные технологии, используемые при проектировании конкретного объекта, реализуемые при выполнении курсового проекта.

Организация самостоятельной работы студентов

При изучении дисциплины рекомендуется использовать следующие формы самостоятельной работы:

- контролируемая самостоятельная работа в виде решения индивидуальных задач в аудитории во время проведения практических и лабораторных занятий под контролем преподавателя в соответствии с расписанием;
- управляемая самостоятельная работа, в том числе в виде выполнения индивидуальных расчетных заданий с консультациями преподавателя;
- подготовка курсового проекта по индивидуальным заданиям.

Диагностика компетенций студента

Оценка уровня знаний студента производится по десятибалльной шкале.

Промежуточный контроль знаний студента осуществляется на лабораторных занятиях путём проведения защиты отчётов по лабораторным работам. В ходе защиты кроме проверки правильности оформления отчёта студенту предоставляется задание, которое он должен выполнить при помощи компьютера. Таким образом, проверяется как уровень знаний студента, так и его навыки работы с вычислительной техникой. Оценкой при защите отчёта по лабораторной работе является «зачёт» или «незачёт».

Для оценки достижений студента рекомендуется использовать следующий диагностический инструментарий:

- защита отчётов по лабораторным работам;
- защита курсового проекта;
- выступление студента на студенческой научно-технической конференции (СНТК) с докладом;
- сдача экзамена и зачета.

Изучение дисциплины «Силовая преобразовательная техника» рассчитано всего на 247 часов, в том числе – 132 часа аудиторных занятий.

Примерное распределение аудиторных часов по видам занятий:

- лекции – 82 часа;
- практические занятия – 34 часа;
- лабораторные занятия – 16 часов.

ПРИМЕРНЫЙ ТЕМАТИЧЕСКИЙ ПЛАН КУРСА

Наименование темы	Лекции (часы)	Практич. занятия (часы)	Лаборатор. занятия (часы)	Всего аудиторных часов
1	2	3	4	5
Раздел I. Вводная информация	4			4
Тема 1. Дисциплина «Силовая преобразовательная техника»	1			1
Тема 2. Элементная база силовой преобразовательной техники	1			1
Тема 3. Классификация полупроводниковых преобразователей электрической энергии (ППЭЭ).	2			2
Раздел II. Выпрямители	22	10	8	40
Тема 4. Классификация выпрямителей. Структурная схема выпрямителя	2			2
Тема 5. Однофазный однополупериодный выпрямитель	1		1	2
Тема 6. Однофазный мостовой симметричный выпрямитель	2	1	1	4
Тема 7. Однофазный мостовой несимметричный выпрямитель	1	0,5	1	2,5
Тема 8. Однофазный выпрямитель с регулированием напряжения на стороне переменного тока	2	0,5	1	3,5
Тема 9. Несимметричные мостовые выпрямители с неполным диапазоном регулирования и регулированием напряжения на стороне постоянного тока	1	1		2
Тема 10. Трёхфазный нулевой выпрямитель	2	1	1	4
Тема 11. Трёхфазный мостовой выпрямитель	2	2	2	6
Тема 12. Трёхфазный мостовой несимметричный выпрямитель	1	1	1	3
Тема 13. Многопульсовые выпрямители	1			1
Тема 14. Коммутация тока вентилях в полупроводниковых выпрямителях	2			2
Тема 15. Внешние характеристики и энергетические показатели выпрямителей.	2	2		4
Тема 16. Пульсации на выходе выпрямителя.	1	1		2
Тема 17. Аварийные режимы работы выпрямителей.	1			1

1	2	3	4	5
Раздел III. Полупроводниковые преобразователи переменного напряжения (ППН).	4	2	2	8
Тема 18. Однофазный полупроводниковый ППН	2	1	1	4
Тема 19. Трехфазный полупроводниковый ППН	2	1	1	4
Тема 20. Функции системы импульсно-фазового управления (СИФУ).	1			1
Тема 21. Типовые блоки СИФУ и их назначение.	2	8		10
Тема 22. Регулировочная характеристика СИФУ	1	2		3
Тема 23. Характеристики управления: СУ вентилями, ВК, УВ при пилообразном и косинусоидальном опорных напряжениях	2	2		4
Раздел V. Полупроводниковые преобразователи постоянного тока с импульсным управлением.	8	4	2	14
Тема 24. Принудительная коммутация вентиляей в преобразователе	2			
Тема 25. Последовательный нереверсивный преобразователь постоянного тока с широтно-импульсным управлением (ШИП).	2	1	1	4
Тема 26. Параллельный нереверсивный преобразователь постоянного тока с широтно-импульсным управлением	1		1	2
Тема 27. Реверсивный мостовой преобразователь с широтно-импульсным управлением (реверсивный ПШИУ)	2	2		4
Тема 28. Структурная схема системы управления вентилями ШИП	1	1		2
Раздел VI. Автономные инверторы напряжения (АИН).	18	6	4	28
Тема 29. Классификация автономных инверторов	1			1
Тема 30. Однофазный инвертор с нулевой точкой трансформатора	1			1
Тема 31. Однофазный полумостовой инвертор напряжения	1	1		2
Тема 32. Однофазный мостовой инвертор напряжения	1	1		2
Тема 33. Трехфазный мостовой АИН при формировании кривой выходного напряжения и $\lambda = 180^\circ$.	4	1	2	7
Тема 34. Трехфазный мостовой АИН при формировании кривой выходного напряжения и $\lambda = 120^\circ$.	2	0,5	1	3,5

1	2	3	4	5
Тема 35. Трехфазный мостовой АИН при формировании кривой выходного напряжения и $\lambda = 150^\circ$.	1	0,5	1	2,5
Тема 36. Однофазные инверторы на полупроводниковых ключах.	2			2
Тема 37. Трехфазные АИН с искусственной коммутацией	2			2
Тема 38. Автономные инверторы напряжения с многократной коммутацией.	3	2		5
Раздел VII. Инверторы, ведомые сетью	4			4
Тема 39. Однофазные и трехфазные инверторы	2			2
Тема 40. Характеристики и энергетические показатели инверторов	2			2
Раздел VIII. Автономные инверторы тока (АИТ)	4			4
Тема 41. Однофазные АИТ	2			2
Тема 42. Трехфазные АИТ	2			2
Раздел IX. Резонансные инверторы	4			4
Тема 43. Последовательный резонансный инвертор	2			2
Тема 44. Параллельный резонансный инвертор	2			2
Раздел X. Преобразователи частоты.	8			8
Тема 45. Непосредственный преобразователь частоты (НПЧ).	2			2
Тема 46. Двухзвенный преобразователь частоты.	2			2
Тема 47. Многоуровневые преобразователи.	4			4
ВСЕГО:	82	34	16	132

СОДЕРЖАНИЕ ДИСЦИПЛИНЫ

РАЗДЕЛ I. ВВОДНАЯ ИНФОРМАЦИЯ

Тема 1. Дисциплина «Силовая преобразовательная техника»

Рассматриваются цели и задачи изучения дисциплины «Силовая преобразовательная техника», ее роль и место среди других специальных дисциплин в процессе обучения студентов по специальности 53 01 05 «Автоматизированные электроприводы».

Тема 2. Элементная база силовой преобразовательной техники

Основные силовые полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры (обычные и запираемые), транзисторы (биполярные, полевые и IGBT); их основные параметры и характеристики, конструкции и обозначение типов.

Тема 3. Классификация полупроводниковых преобразователей электрической энергии (ППЭЭ)

Принципы построения полупроводниковых преобразователей. Структурная схема преобразователя. Понятие о полупроводниковых преобразователях переменного тока в постоянный, переменного тока в переменный, постоянного тока в постоянный, постоянного тока в переменный. Простые и сложные полупроводниковые преобразователи.

РАЗДЕЛ II. ВЫПРЯМИТЕЛИ

Тема 4. Классификация выпрямителей. Структурная схема выпрямителя

Назначение и классификация выпрямителей. Структурная схема выпрямителя и назначение ее элементов.

Тема 5. Однофазный однополупериодный выпрямитель

Анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки. Основные соотношения для расчета электрических нагрузок силовых полупроводниковых приборов (СПП) и выбора элементов выпрямителя.

Тема 6. Однофазный мостовой симметричный выпрямитель

Анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки. Основные соотношения для расчета электрических нагрузок СПП и выбора элементов выпрямителя.

Тема 7. Однофазный мостовой несимметричный выпрямитель

Анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки. Основные соотношения для расчета электрических нагрузок СПП и выбора элементов выпрямителя.

Тема 8. Однофазный выпрямитель с регулированием напряжения на стороне переменного тока

Анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки. Основные соотношения для расчета электрических нагрузок СПП и выбора элементов выпрямителя.

Тема 9. Несимметричные мостовые выпрямители с неполным диапазоном регулирования и регулированием напряжения на стороне постоянного тока

Принцип действия при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки. Основные расчетные соотношения. Сравнительная оценка однофазных схем выпрямителей.

Тема 10. Трехфазный нулевой выпрямитель

Трехфазная нулевая схема выпрямителя как основа многопульсовых схем преобразователей. Анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки. Основные соотношения для расчета электрических нагрузок СПП и выбора элементов выпрямителя.

Тема 11. Трехфазный мостовой выпрямитель

Трехфазная мостовая схема выпрямителя как пример последовательного соединения двух трехфазных нулевых схем. Анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки. Основные соотношения для расчета электрических нагрузок СПП и выбора элементов выпрямителя.

Тема 12. Трёхфазный мостовой несимметричный выпрямитель

Анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки. Основные соотношения для расчета электрических нагрузок СПП и выбора элементов выпрямителя. Сравнительная оценка однофазных и трехфазных схем выпрямителей.

Тема 13. Многопульсовые выпрямители

Двенадцатипульсовые выпрямители. Назначение, классификация. Двухмостовой выпрямитель последовательного типа. Анализ электромагнитных процессов, основные расчетные соотношения.

Тема 14. Коммутация тока вентилях в полупроводниковых выпрямителях

Анализ электромагнитных процессов в выпрямителях при наличии анодных индуктивностей. Коммутационное сопротивление.

Тема 15. Внешние характеристики и энергетические показатели выпрямителей

Уравнение внешней характеристики, ее построение. Определение границы прерывистого тока на внешних характеристиках. Полная мощность выпрямителя и ее составляющие, коэффициент мощности выпрямителя. Улучшение коэффициента мощности управляемых выпрямителей.

Тема 16. Пульсации на выходе выпрямителя

Методы определения и расчета пульсаций напряжения и тока в выпрямителях. Расчет и выбор параметров сглаживающих фильтров.

Тема 17. Аварийные режимы работы выпрямителей

Классификация аварийных режимов. Внешнее короткое замыкание на шинах выпрямленного тока. Короткое замыкание управляемых выпрямителей. Внутреннее замыкание управляемых выпрямителей. Внутреннее короткое замыкание трехфазного мостового выпрямителя.

Тема 18. Компенсированные и импульсные выпрямители

Основные понятия. Выпрямители с секторным регулированием. Выпрямители с импульсным регулированием.

РАЗДЕЛ III. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ (ППН)

Тема 19. Однофазный полупроводниковый ППН

Назначение, анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки. Регулировочные характеристики ППН. Основные соотношения для расчета электрических нагрузок СПП и выбора элементов силовой схемы ППН.

Тема 20. Трехфазный полупроводниковый ППН

Назначение и применение трехфазных ППН. Анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки. Основные соотношения для расчета электрических нагрузок СПП и выбора элементов силовой схемы ППН.

РАЗДЕЛ IV. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРИБОРАМИ

Тема 21. Функции системы импульсно-фазового управления (СИФУ)

Функции и структурная схема системы импульсно-фазового управления (СИФУ). Классификация систем импульсно-фазового управления.

Тема 22. Типовые блоки СИФУ и их назначение

Принцип действия и построение вертикальной системы импульсно-фазового управления.

Тема 23. Регулировочная характеристика СИФУ

Понятие регулировочной характеристики СИФУ и ее построение.

Тема 24. Характеристики управления: СУ вентилями, ВК, УВ при пилообразном и косинусоидальном опорных напряжениях

Понятие характеристик управления: СУ вентилями, ВК, УВ; их расчет при различных видах опорного напряжения.

РАЗДЕЛ V. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Тема 25. Принудительная коммутация вентилях в преобразователе

Способы принудительной коммутации тиристорх в преобразователхх. Принцип действия широтно-импульсного преобразователя с параллельной и последовательной емкостной коммутацией.

Тема 26. Последовательный нереверсивный преобразователь постоянного тока с широтно-импульсным управлением (ШИП)

Назначение, классификация полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения с импульсным управлением. Нереверсивные и реверсивные преобразователи. Способы регулирования напряжения. Принцип действия и анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки, основные расчетные соотношения.

Тема 27. Параллельный нереверсивный преобразователь постоянного тока с широтно-импульсным управлением

Назначение, анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки, основные расчетные соотношения.

Тема 28. Реверсивный мостовой преобразователь с широтно-импульсным управлением (реверсивный ПШИУ)

Принцип действия и анализ электромагнитных процессов реверсивного мостового ПШИУ с различными способами коммутации ключей: диагональной, симметричной и несимметричной.

Тема 29. Структурная схема системы управления вентилями ШИП

Структурная схема и принцип действия системы управления преобразователем постоянного тока с импульсным управлением.

РАЗДЕЛ VI. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ (АИН)

Тема 30. Классификация автономных инверторов

Назначение и виды автономных инверторов. Классификация автономных инверторов. Однофазные и трехфазные схемы автономных инверторов напряжения.

Тема 31. Однофазный инвертор с нулевой точкой трансформатора

Однофазные инверторы на полностью управляемых ключах (транзисторах). Принцип действия и анализ электромагнитных процессов в однофазном инверторе с нулевой точкой трансформатора, основные расчетные соотношения, достоинства и недостатки.

Тема 32. Однофазный полумостовой инвертор напряжения

Принцип действия и анализ электромагнитных процессов, основные расчетные соотношения, достоинства и недостатки.

Тема 33. Однофазный мостовой инвертор напряжения

Назначение, принцип действия и анализ электромагнитных процессов, основные расчетные соотношения, достоинства и недостатки.

Тема 34. Трехфазный мостовой АИН при формировании кривой выходного напряжения и $\lambda = 180^\circ$

Принцип действия и анализ электромагнитных процессов в трехфазном АИН на полностью управляемых вентилях при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки ($\varphi > 60^\circ$ и $\varphi < 60^\circ$).

Тема 35. Трехфазный мостовой АИН при формировании кривой выходного напряжения и $\lambda = 120^\circ$

Принцип действия и анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки ($\varphi > 60^\circ$ и $\varphi < 60^\circ$).

Тема 36. Трехфазный мостовой АИН при формировании кривой выходного напряжения и $\lambda = 150^\circ$

Принцип действия и анализ электромагнитных процессов при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки ($\varphi > 60^\circ$ и $\varphi < 60^\circ$).

Тема 37. Однофазные инверторы на полуправляемых ключах

Принцип действия и анализ электромагнитных процессов в однофазном инверторе с нулевой точкой трансформатора с одноступенчатой межвентильной коммутацией, в однофазном мостовом инверторе с одноступенчатой коммутацией. Способы формирования и регулирования выходного напряжения.

Тема 38. Трехфазные АИН с искусственной коммутацией

Принцип действия и анализ электромагнитных процессов в трехфазном мостовом инверторе с двухступенчатой пофазной коммутацией.

Тема 39. Автономные инверторы напряжения с многократной коммутацией

Назначение и способы формирования кривой выходного напряжения инвертора. Принцип действия однофазного мостового инвертора напряжения с многократной коммутацией с использованием программного способа, путем широтно-импульсной модуляции и в замкнутой импульсной системе.

РАЗДЕЛ VII. ИНВЕРТОРЫ, ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ

Тема 40. Однофазные и трехфазные инверторы

Назначение инверторов, принцип действия однофазного мостового и трехфазного мостового ведомых сетью инверторов.

Тема 41. Характеристики и энергетические показатели инверторов

Регулировочная характеристика, входная (внешняя) характеристика, ограничительная характеристика, коэффициент мощности при инвертировании, аварийные режимы работы инверторов.

РАЗДЕЛ VIII. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ ТОКА (АИТ)

Тема 42. Однофазные АИТ

Назначение, принцип действия и анализ электромагнитных процессов в однофазном мостовом инверторе тока.

Тема 43. Трехфазные АИТ

Принцип действия и анализ электромагнитных процессов в трехфазном мостовом инверторе тока, основные расчетные соотношения.

РАЗДЕЛ IX. РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Тема 44. Последовательный резонансный инвертор

Назначение, принцип действия.

Тема 45. Параллельный резонансный инвертор

Назначение, принцип действия однофазного мостового параллельного резонансного инвертора.

РАЗДЕЛ X. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Тема 46. Непосредственный преобразователь частоты (НПЧ)

Принцип действия НПЧ и основные расчетные соотношения. Структурная схема системы управления НПЧ.

Тема 47. Двухзвенный преобразователь частоты

Принцип действия и основные расчетные соотношения. Структурная схема системы управления двухзвенным преобразователем частоты. Сравнительная оценка двухзвенного преобразователя частоты и НПЧ.

Тема 48. Многоуровневые преобразователи

Назначение, способы построения силовых цепей. Принцип действия и основные расчетные соотношения. Структурная схема системы управления многоуровневыми преобразователями.

ИНФОРМАЦИОННО-МЕТОДИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Примерный перечень тем практических занятий

1. Расчет и выбор силовых полупроводниковых приборов выпрямителей по току и напряжению.
2. Расчет и выбор силовых элементов полупроводниковых преобразователей переменного напряжения (ППН).
3. Расчет и выбор силового трансформатора, элементов защиты силовых приборов преобразователей (анодного реактора, защитных R-C цепочек).
4. Расчет пульсаций тока и напряжения на выходе выпрямителей, расчет и выбор фильтров для сглаживания пульсаций на выходе выпрямителей.
5. Проектирование структурной и функциональной схем системы управления силовыми полупроводниковыми приборами.
6. Выбор типов аналоговых и цифровых ИМС для проектирования принципиальной электрической схемы системы управления преобразователем.
7. Электрический расчет функциональных элементов системы импульсно-фазового управления выпрямителя, ШИП.
8. Электрический расчет функциональных элементов системы импульсно-фазового управления инвертора.
9. Расчет регулировочных и внешних характеристик выпрямителей.
10. Расчет и выбор силовых элементов полупроводниковых преобразователей постоянного тока с импульсным управлением.
11. Расчет и выбор силовых элементов автономных инверторов на полностью и полуправляемых ключах.

Примерный перечень тем лабораторных работ

1. Моделирование и исследование однофазного однополупериодного выпрямителя.
2. Моделирование и исследование однофазных выпрямителей.
3. Моделирование и исследование трехфазных выпрямителей.
4. Моделирование и исследование одноключевых ШИП.
5. Моделирование и исследование тиристорных регуляторов напряжения.
6. Моделирование и исследование автономных инверторов напряжения.

Примерный перечень тем курсовых проектов

1. Проектирование нереверсивного выпрямителя.
2. Проектирование преобразователя переменного напряжения.
3. Проектирование импульсного преобразователя постоянного напряжения.
4. Проектирование автономного инвертора.

**Перечень учебных изданий, рекомендуемых для изучения дисциплины
«Силовая преобразовательная техника»**

Основная литература

1. Бурков А.Т. Электронная техника и преобразователи / А.Т. Бурков. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
2. Силовая электроника: Учебник для вузов/ Розанов Ю.К. – М.: МЭИ, 2009. – 632 с.
3. Засорин С.Н. Электронная и преобразовательная техника / С.Н. Засорин, В.А. Мицкевич, К.Г. Кучма. – М.: Транспорт, 1981. – 319 с.
4. Розанов Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергия, 1979. – 392 с.
5. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 295 с.
6. Чиженко И.М. Преобразовательная техника / И.М. Чиженко, В.С. Руденко, В.И. Сенько. – Киев: Вища школа, 1978. – 424 с.
7. Электронные устройства электромеханических систем / Ю.К. Розанов [и др.]. – М.: Academia, 2004. – 270 с.

Дополнительная литература

8. Забродин Ю.С. Промышленная электроника / Ю.С. Забродин. – М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.
9. Полупроводниковые выпрямители / Под ред. Ф.Н. Ковалева и Г.П. Мостковой. – М.: Энергия, 1978. – 448 с.
10. Сен П. Тиристорные электроприводы постоянного тока / П. Сен. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 232 с.
11. Справочник по преобразовательной технике / Под ред. И.М. Чиженко. – Киев: Техника, 1978. – 447 с.
12. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / Под ред. А.Д. Поздеева. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 352 с.
13. Чебовский О.Г. Силовые полупроводниковые приборы: справочник / О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев, Р.П. Недошивин. – М.: Энергоиздат, 1985. – 400 с.
14. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 287 с.
15. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0; Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт., 2001. – 320 с.
16. Перельман Б.Л. Полупроводниковые приборы. Справочник / Б.Л. Перельман. – М.: Солон Микротех, 1996. – 452 с.