

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 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 .....	6
1. Классификация полупроводниковых преобразователей электрической энергии. Структурная схема преобразователя. Простые и сложные преобразователи.....	14
2. Классификация выпрямителей. Однофазный однополупериодный выпрямитель при работе на активную нагрузку.....	18
3. Однофазный однополупериодный выпрямитель при работе активно-индуктивную нагрузку .....	24
4. Принцип действия однофазного мостового выпрямителя в непрерывном режиме при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки .....	28
5. Основные расчетные соотношения для выбора элементов однофазного мостового выпрямителя для режима непрерывного тока при активной и активно-индуктивной нагрузке.....	34
6. Принцип действия однофазного несимметричного мостового выпрямителя ...	39
7. Основные расчетные соотношения для выбора элементов несимметричного мостового выпрямителя. Режим прерывистого тока однофазного мостового выпрямителя.....	43
8. Принцип действия однофазного выпрямителя с регулированием напряжения на стороне переменного тока .....	46
9. Основные расчетные соотношения для выбора элементов однофазного выпрямителя с регулированием напряжения на стороне переменного тока .....	49
10. Принцип действия несимметричных мостовых выпрямителей с неполным диапазоном регулирования и регулированием напряжения на стороне постоянного тока .....	50
11. Принцип действия трехфазного нулевого выпрямителя .....	53
12. Основные расчетные соотношения при выборе элементов трехфазного нулевого выпрямителя. Явление вынужденного намагничивания трансформатора	56
13. Принцип действия трехфазного мостового выпрямителя .....	59

14. Основные расчетные соотношения при выборе элементов трехфазного мостового выпрямителя.....	64
15. Коммутация тока вентилей в полупроводниковых выпрямителях.....	66
16. Внешняя характеристика выпрямителя .....	70
17. Принцип действия полууправляемого трёхфазного мостового выпрямителя .	73
18. Принцип действия однофазного полупроводникового преобразователя переменного напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку при $\alpha > \varphi$ ..	78
19. Принцип действия однофазного полупроводникового преобразователя переменного напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку при $\alpha = \varphi$ ..	82
20. Принцип действия однофазного полупроводникового преобразователя переменного напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку при $\alpha + \delta < \varphi$ .....	84
21. Трёхфазные полупроводниковые преобразователи переменного напряжения. Основные расчётные соотношения для выбора элементов схемы .....	86
22. Функции системы импульсно-фазового управления (СИФУ). Структурная схема СИФУ. Требования к СИФУ. Классификация СИФУ .....	89
23. Типовые блоки СИФУ и их назначение. Принцип действия вертикальной СИФУ.....	92
24. Регулировочная характеристика СИФУ .....	96
25. Расчёт и построение характеристик управления: СУ вентилями, ВК, УВ при пилообразном и косинусоидальном опорных напряжениях .....	100
26. Принудительная коммутация вентилей в преобразователе. Принцип действия широтно-импульсного преобразователя с параллельной емкостной коммутацией.....	106
27. Принцип действия широтно–импульсного преобразователя с последовательной емкостной коммутацией.....	110
28. Принцип действия последовательного нереверсивного преобразователя постоянного тока с широтно-импульсным управлением. Способы регулирования напряжения.....	112



29. Принцип действия параллельного нереверсивного преобразователя постоянного тока с широтно-импульсным управлением.....	117
30. Принцип действия реверсивного мостового преобразователя с широтно-импульсным управлением с диагональной коммутацией.....	120
31. Принцип действия реверсивного мостового преобразователя с широтно-импульсным управлением с симметричной коммутацией .....	124
32. Принцип действия реверсивного мостового преобразователя с широтно-импульсным управлением с несимметричной коммутацией .....	127
33. Структурная схема и принцип действия системы управления вентилями ШИП ..	130
Литература .....	133

## 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.

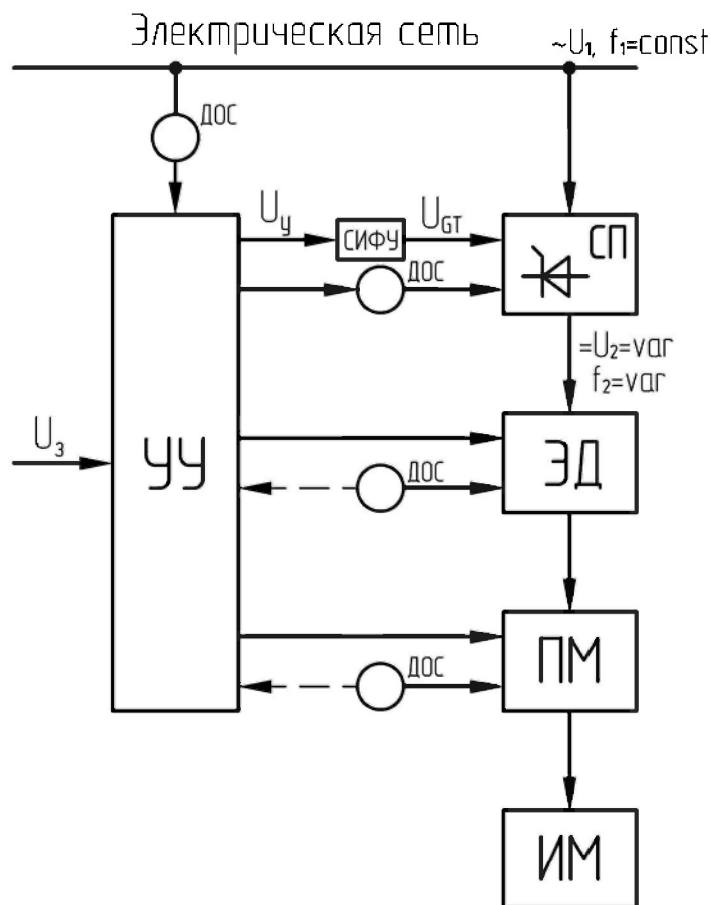


Рис. В.1. Структурная схема регулируемого электропривода

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 используется 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.

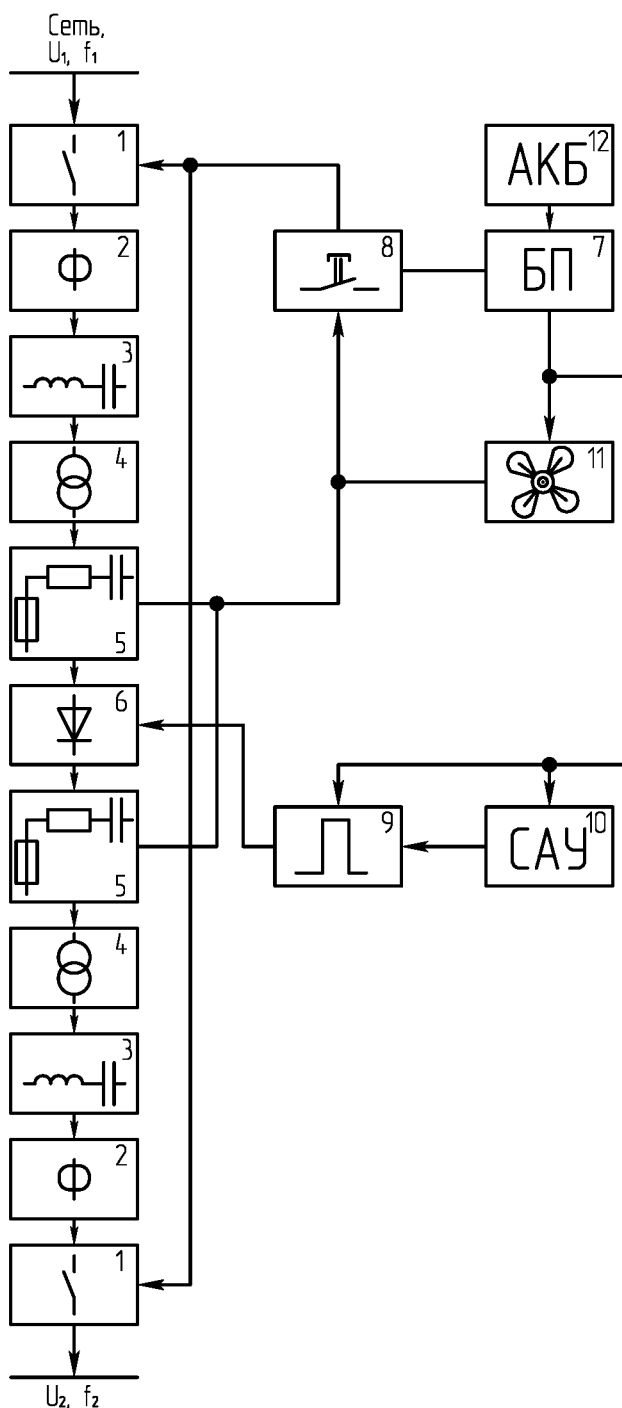


Рис.1.1. Функциональная схема ППЭЭ

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.

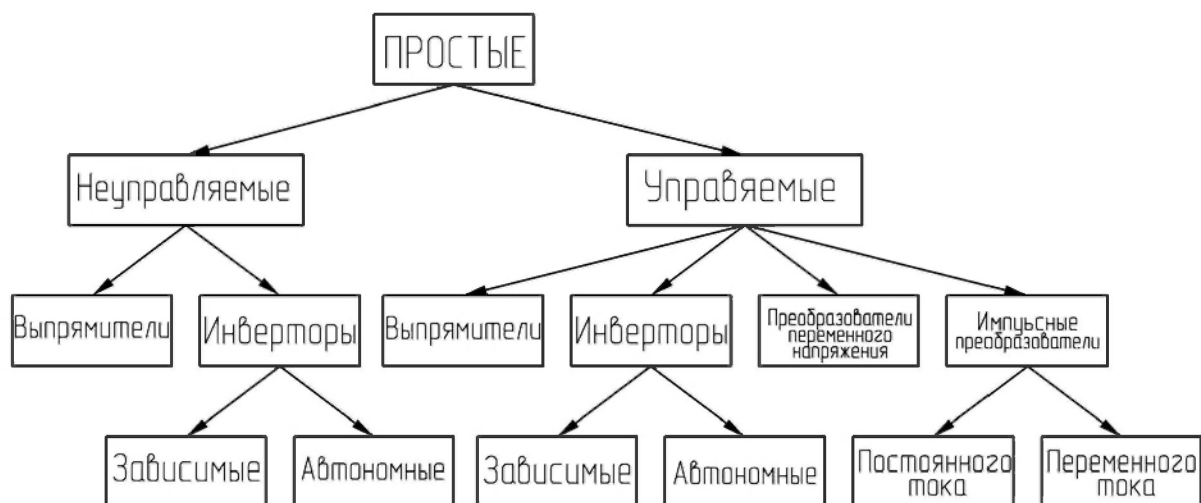
11. Система охлаждения.

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, полупроводимые 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).

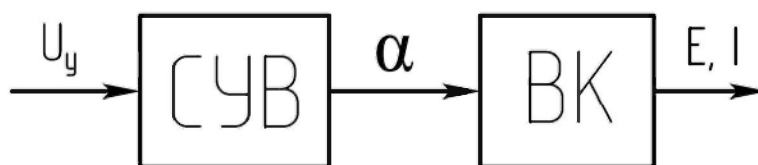
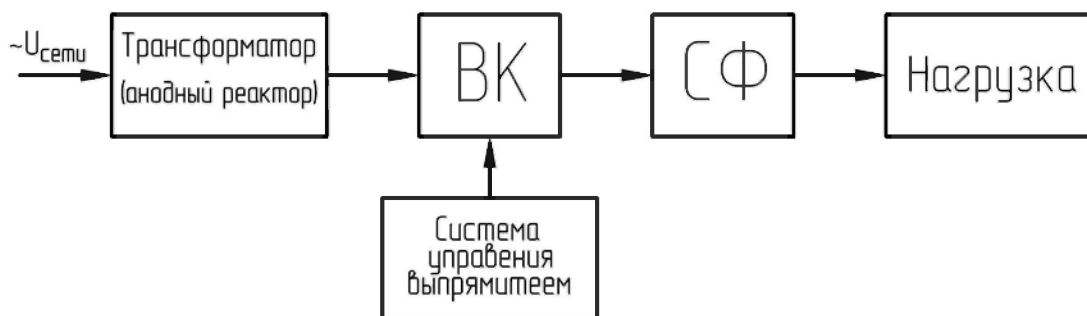


Рис. 2.1. Структурная схема выпрямителя

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

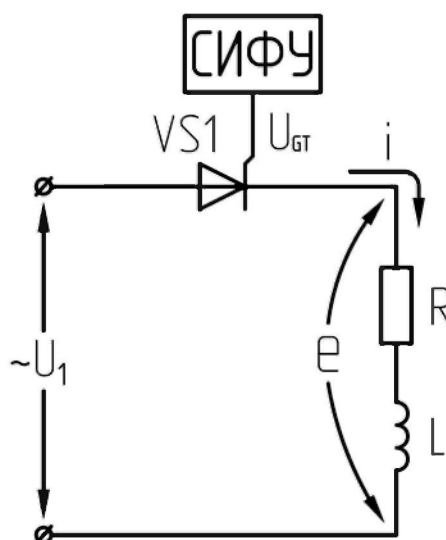
Функциональная схема выпрямителя представлена на рис. 2.2.



**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.

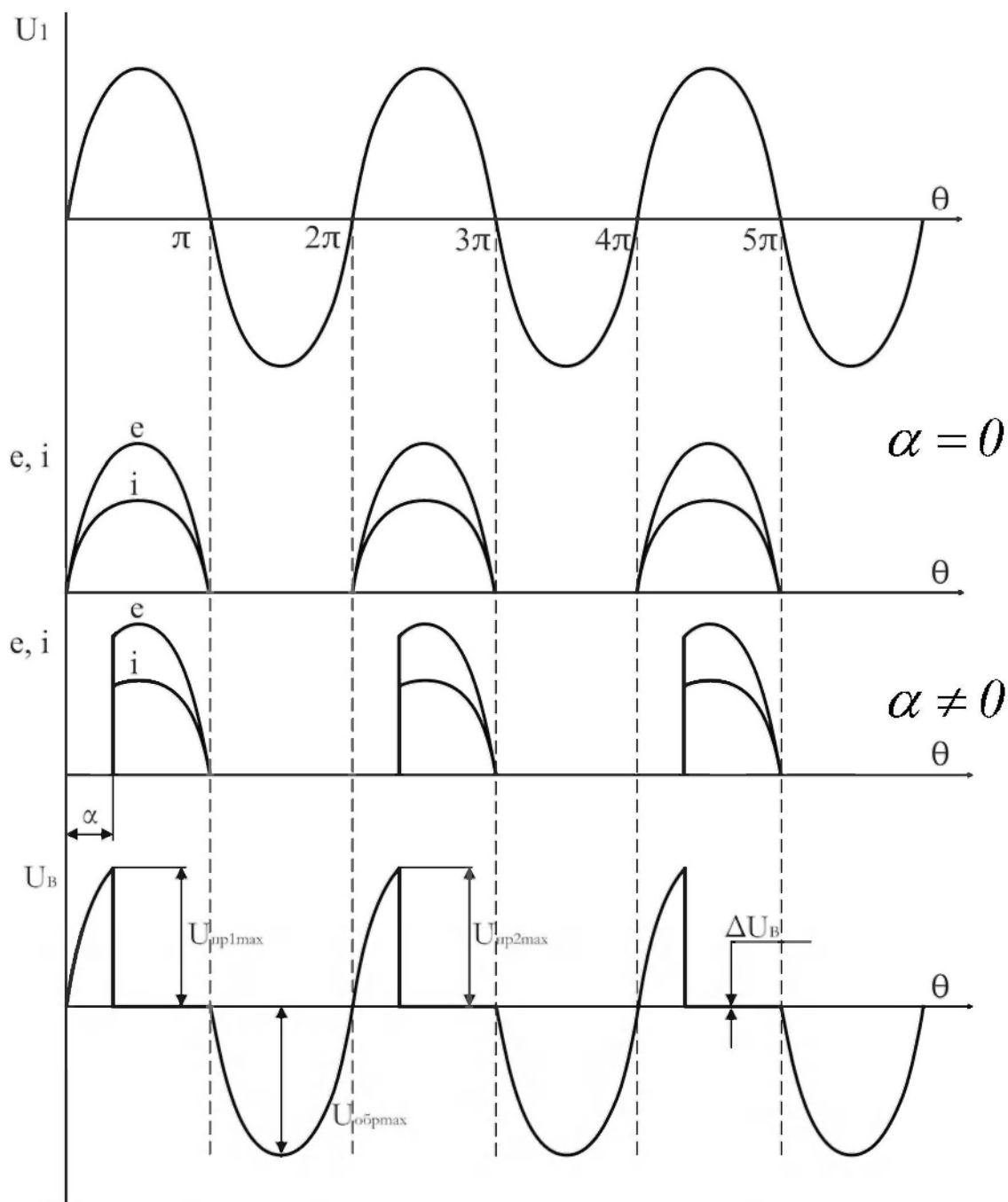


Рис. 2.4. Диаграммы работы выпрямителя на R-нагрузку

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

$U_{отт}(U_{GT})$ .



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  $VSI$  открывающего импульса в момент времени  $\theta = \alpha$  тиристор  $VSI$  открывается и к нагрузке прикладывается напряжение питания  $U_1$  в течение оставшейся части положительного полупериода (прямое падение напряжения на вентиле  $\Delta U_B$  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 вентиля  $VSI$  уменьшатся до нуля ( $\theta = n\pi$ ), а напряжение  $U_1$  изменит свой знак. Таким образом, к тиристорам  $VSI$  прикладывается обратное напряжение, под действием которого они закрываются и восстанавливают свои управляющие свойства. Такая **коммутация вентилей** под действием напряжения источника питания, периодически изменяющего свою полярность, **называется естественной**. Из диаграмм видно, что изменение  $\alpha$  приводит к изменению части положительного полупериода, в течение которого напряжение питания приложено к нагрузке, и, следовательно, это приводит к регулированию потребляемой мощности. **Угол  $\alpha$**  характеризует задержку момента открывания тиристора по отношению к моменту его естественного открывания и **называется углом открывания** (управления) вентилей. 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  $E_0 = k_{\text{схе}} U_1$  – среднее значение выпрямленной ЭДС при  $\alpha = 0$ ;

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

Для данной схемы  $k_{\text{схе}} = 0.45$ .

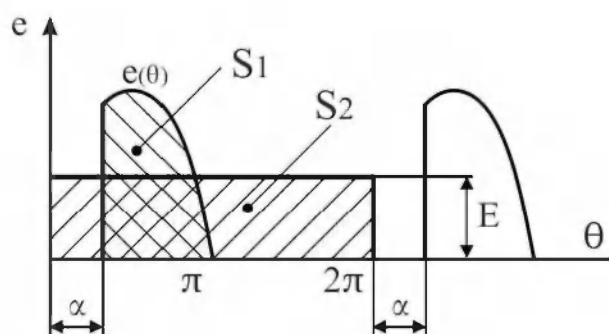


Рис. 2.5. Зависимость ЭДС от времени

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  $\alpha$  от нуля до  $180^\circ$ , мы изменяем постоянную составляющую  $E$  от максимального значения до нуля.

Процесс *регулирования напряжения* на нагрузке *путем изменения  $\alpha$*  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 ( $k_{\text{схе}} = 0.45$ ).

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.

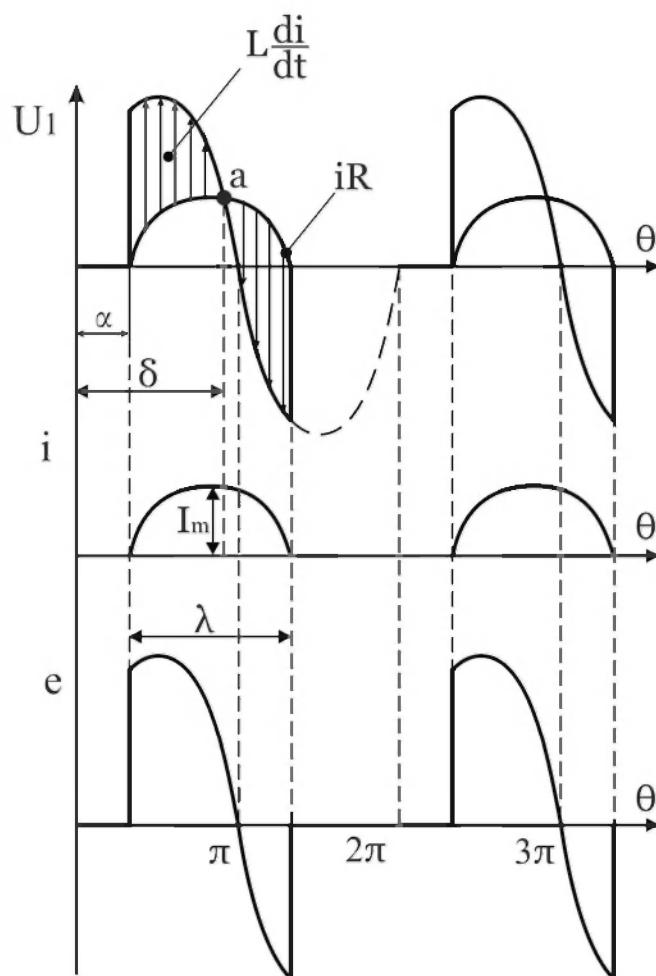


Рис. 3.1. Диаграммы работы выпрямителя на RL-нагрузку

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

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

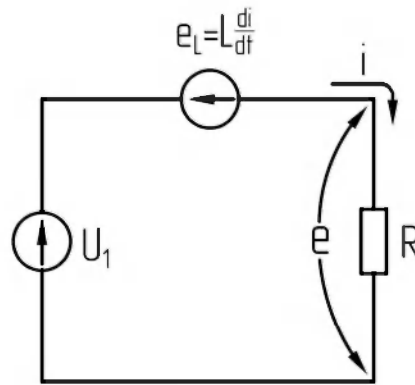


Рис. 3.2. Схема замещения при  $\alpha < \theta < \delta$

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.

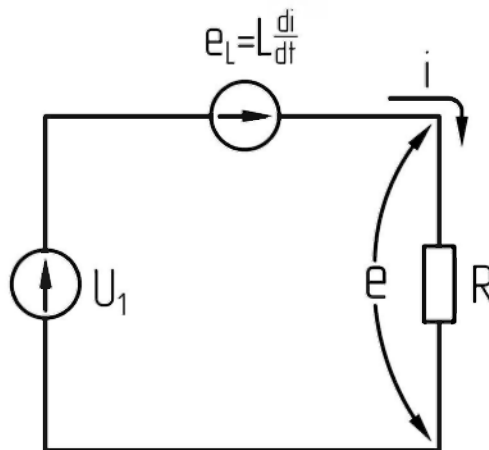


Рис. 3.3. Схема замещения при  $\delta < \theta < \pi$

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.

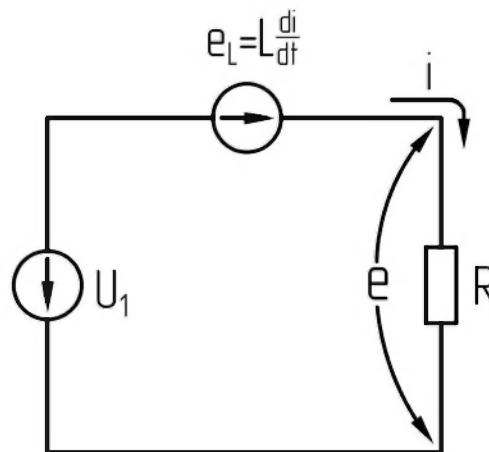


Рис. 3.4 Схема замещения при  $\pi < \theta < \alpha + \lambda$

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

В момент времени  $\theta = \pi$  напряжение сети  $U_1$  меняет свою полярность, но тиристор  $VSI$  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  $\lambda$ . Если в цепи нагрузки есть индуктивность  $L$ , то форма тока становится более гладкой и ток протекает даже на участках отрицательной полярности  $U_1$ . Тиристор  $VSI$  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 НАГРУЗКИ

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 вентилей – 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.  $I_{mp} = R_{mp} = 0$ ,  $\Delta U_B = 0$ .

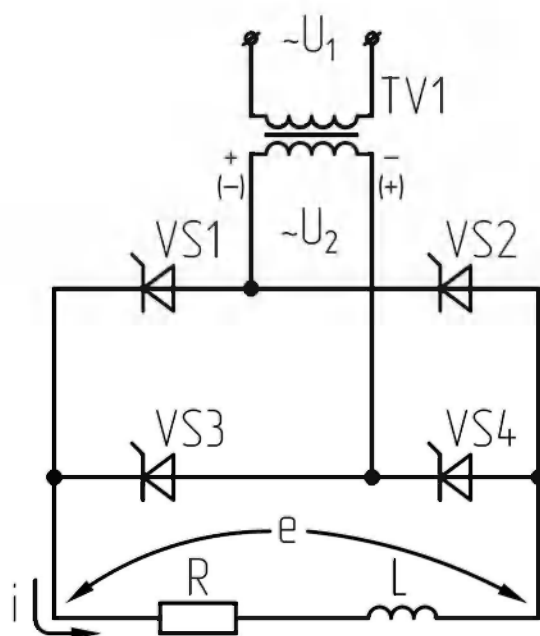
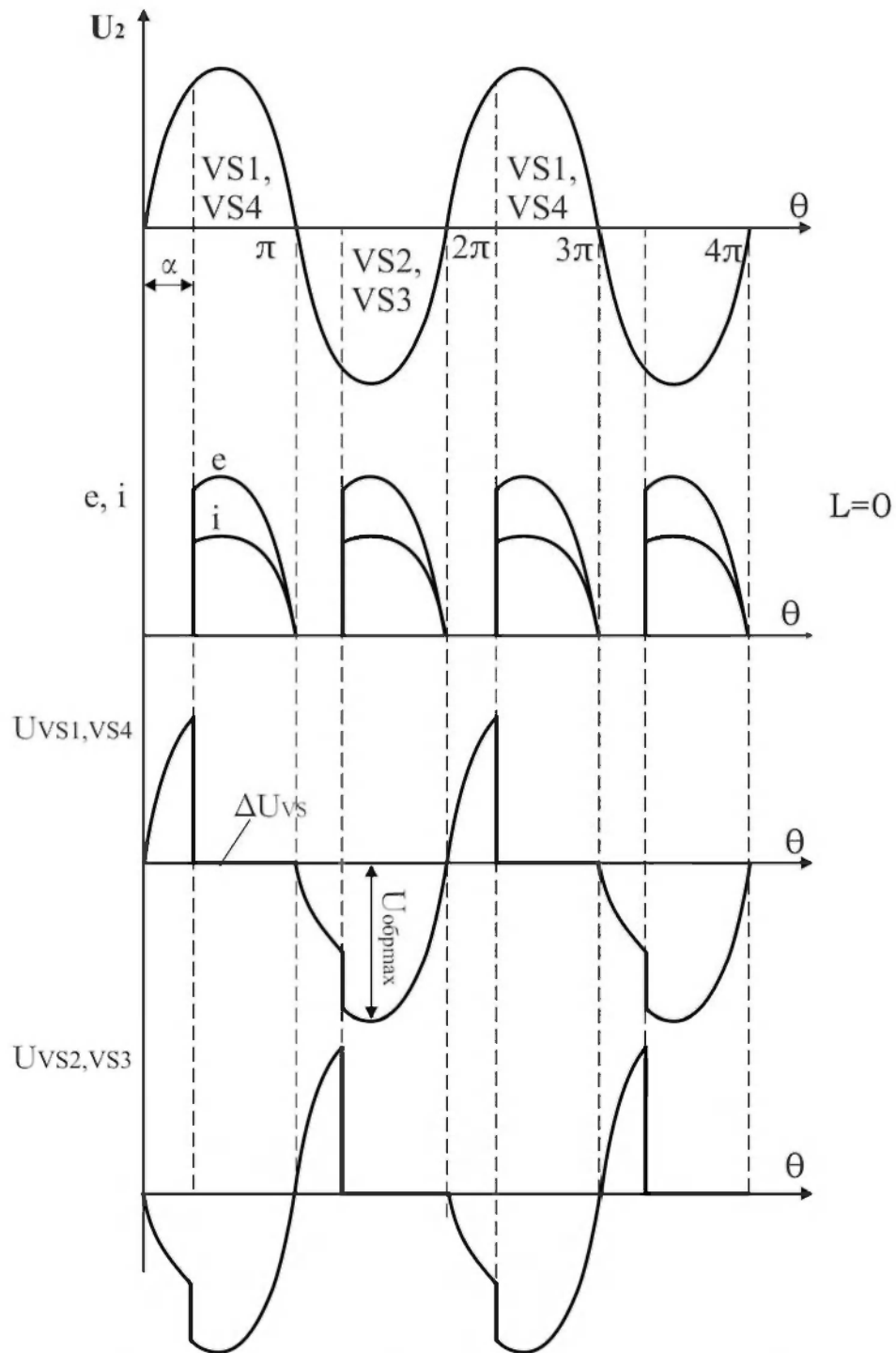


Рис. 4.1. Схема однофазного мостового выпрямителя





**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 работающим 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  $\omega_{II}$  – 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.

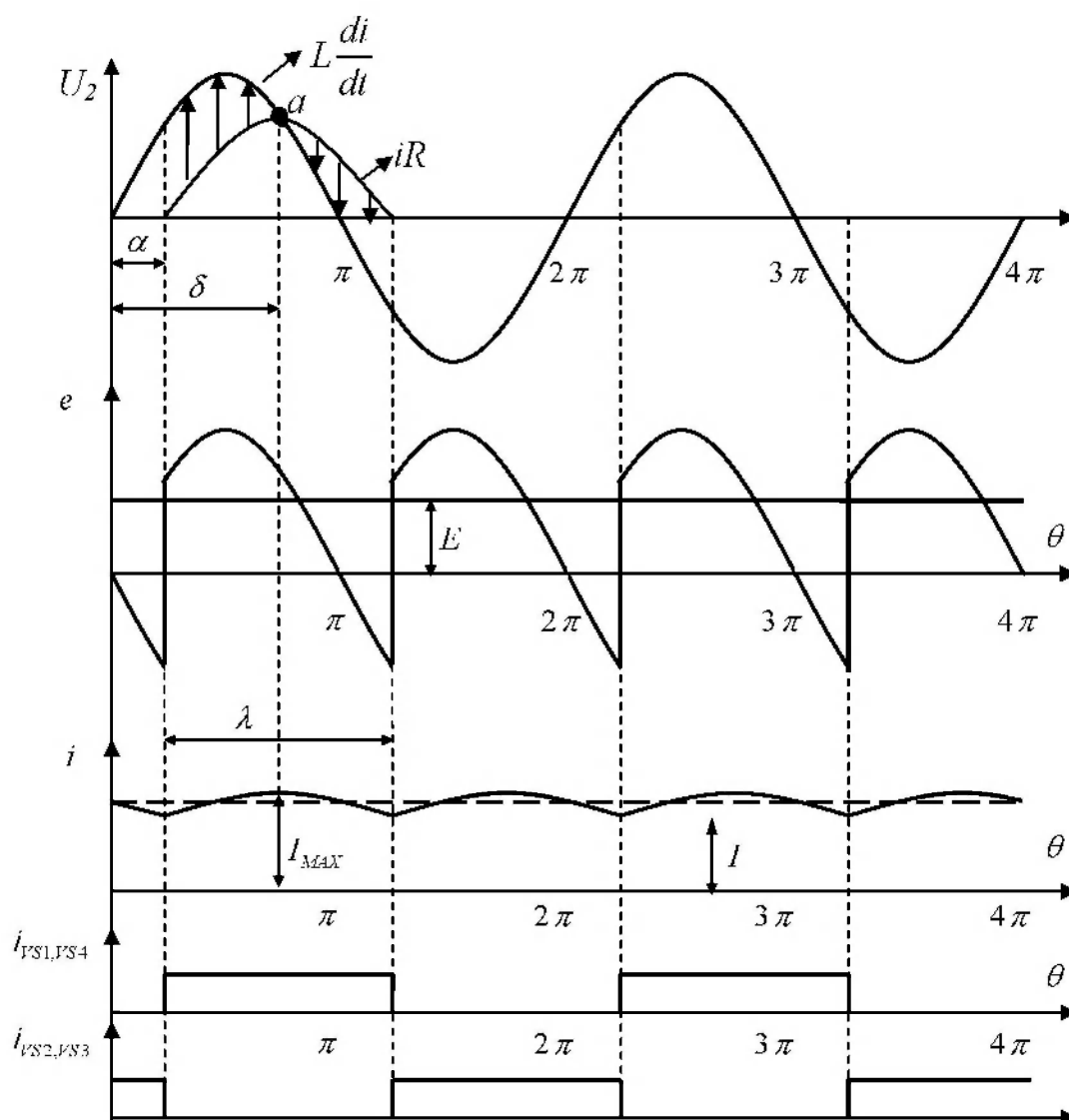


Рис. 4.3. Диаграммы работы однофазного мостового выпрямителя при работе на RL-нагрузку

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

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

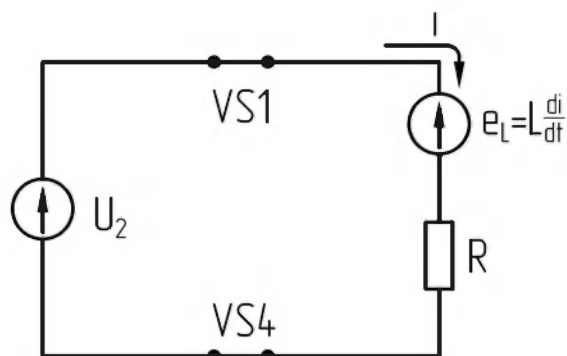


Рис. 4.4. Схема замещения выпрямителя при  $\alpha < \theta < \delta$

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.

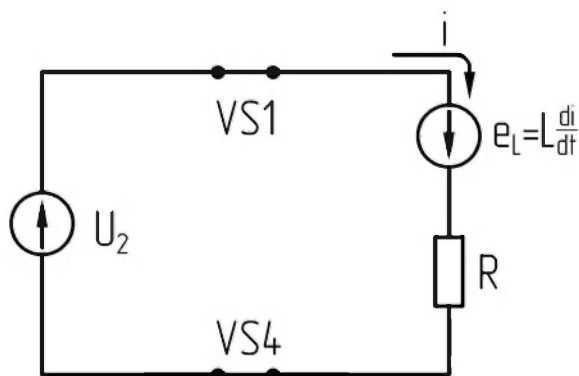


Рис. 4.5. Схема замещения выпрямителя при  $\delta < \theta < \pi$

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.

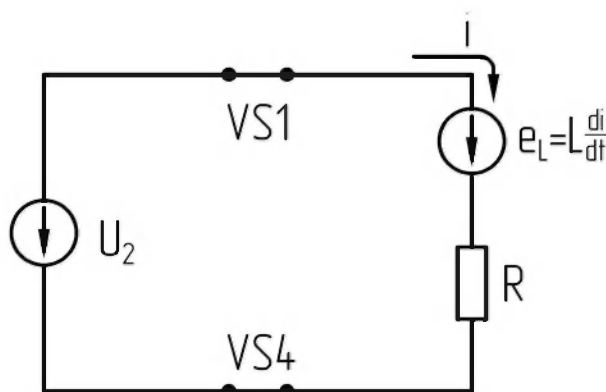


Рис. 4.6. Схема замещения выпрямителя при  $\pi < \theta < \lambda + \alpha$

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 вентиля:

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

Коэффициент формы тока:

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

По коэффициенту формы тока можно судить о нагреве вентиля.

Ток через вентиль:

$$i_{\sigma} = I_{в.ср} + i_{в.н.}$$

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

Максимальное значение прямого и обратного напряжения:

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

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

Определим действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора:

Форма тока вторичной обмотки трансформатора приведена на рис. 5.1.

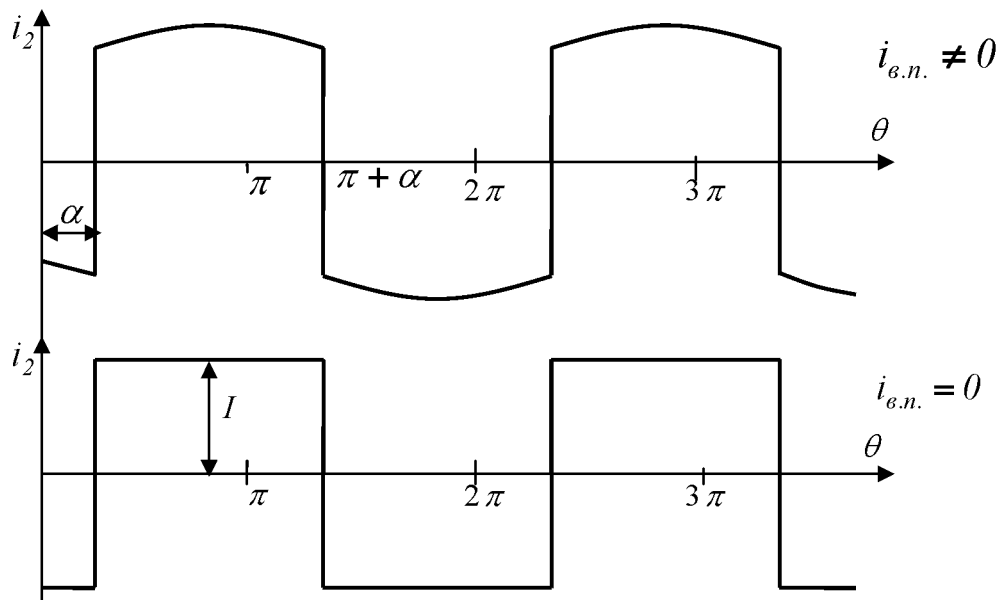


Рис. 5.1. Форма тока вторичной обмотки трансформатора

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  $\alpha$  происходит сдвиг во времени первой гармонической тока, потребляемого из сети, относительно кривой напряжения  $U_1$  (рис. 5.2).

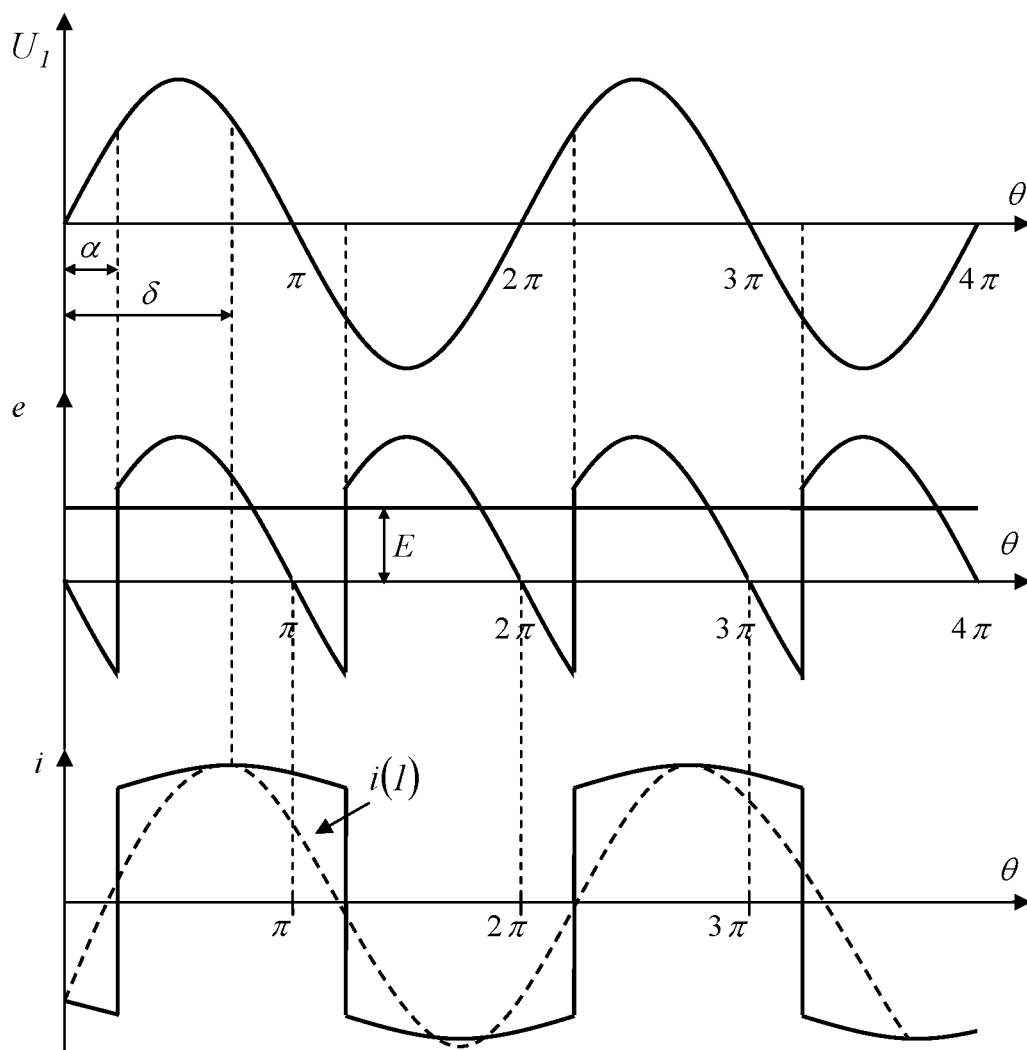


Рис. 5.2. Диаграммы работы однофазного мостового выпрямителя



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  $\alpha$ , так как сдвиг по фазе основной гармоники тока  $i_1$  по отношению к  $U_1$  с увеличением  $\alpha$  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  $\alpha$  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  $\alpha$ , 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  $\theta_1$  ток становится равным нулю и проводившие до этого тиристоры  $VS1$  и  $VS4$  закрываются. На интервале от  $\theta_1$  до  $\theta_2$  все 4 тиристора схемы закрыты и выпрямленная ЭДС  $E$  равна нулю. В этом

режиме  $E = \frac{I}{\pi} \int_{\alpha}^{\lambda+\alpha} U_m \sin\theta d\theta$ . Предельное значение угла  $\alpha$  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).

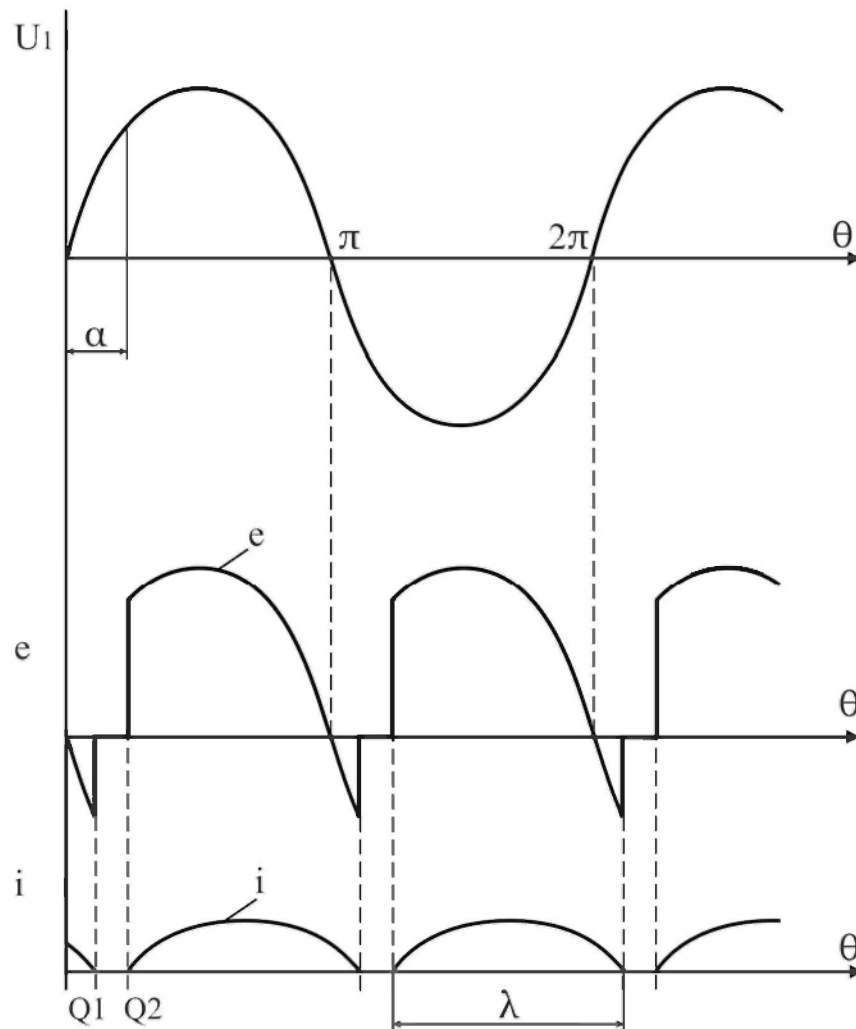


Рис. 5.3. Режим прерывистого тока

## 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.

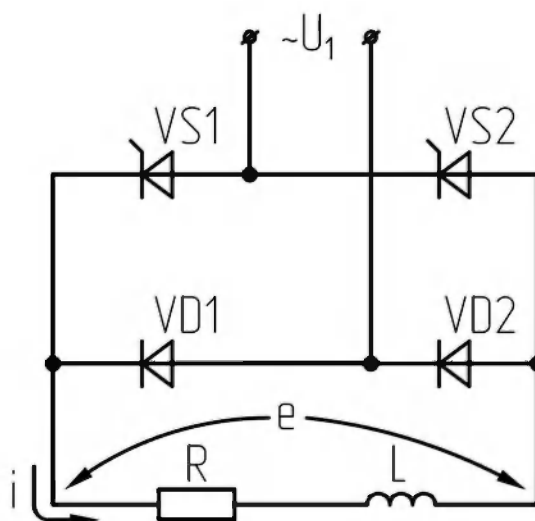


Рис. 6.1. Силовая схема однофазного мостового несимметрично управляемого выпрямителя

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.

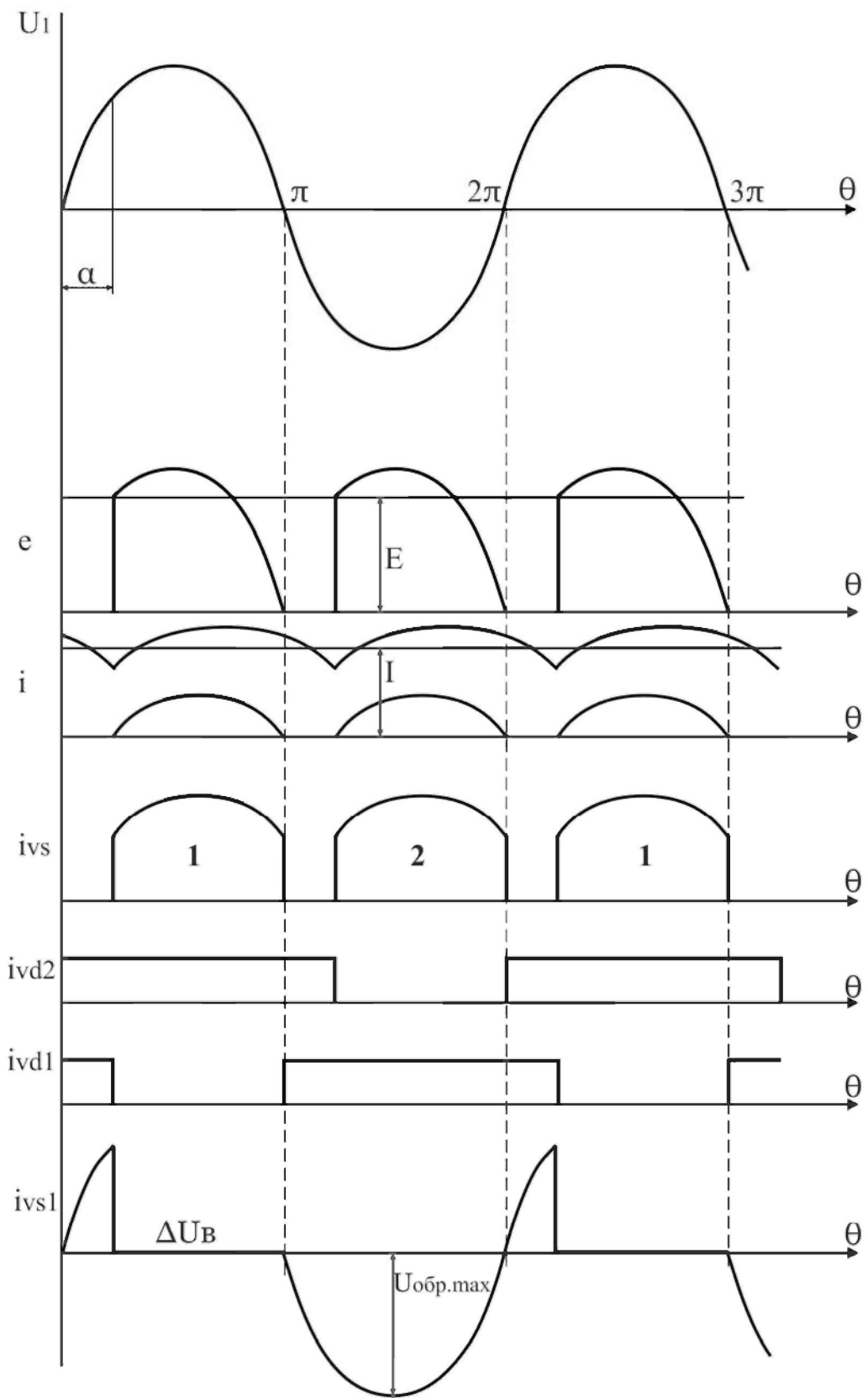


Рис. 6.2. Временные диаграммы работы однофазного мостового несимметрично управляемого выпрямителя

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

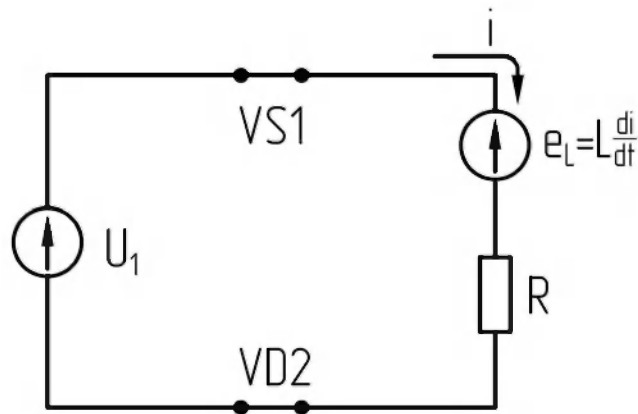


Рис. 6.3. Схема замещения при  $\alpha < \theta < \delta$

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.

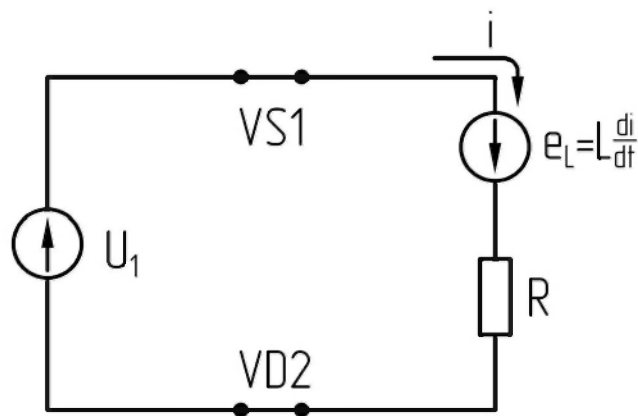


Рис. 6.4. Схема замещения при  $\delta < \theta < \pi$

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.

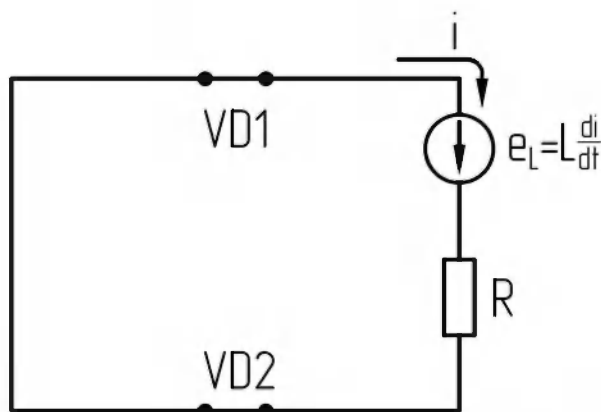


Рис. 6.5. Схема замещения при  $\pi < \theta < \pi + \alpha$

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

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

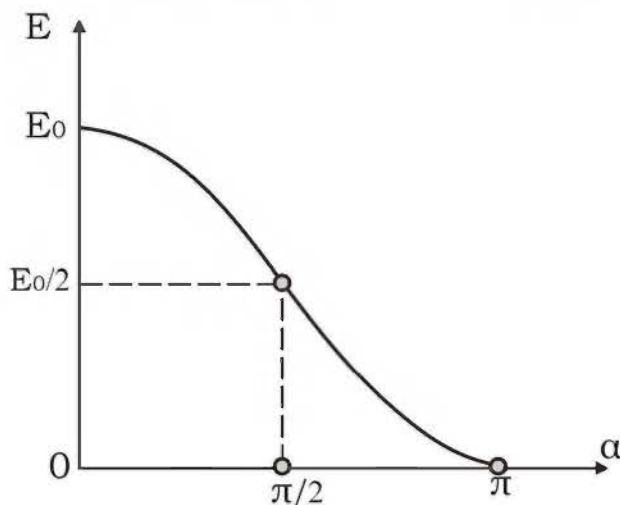
Среднее значение выпрямленной ЭДС:

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

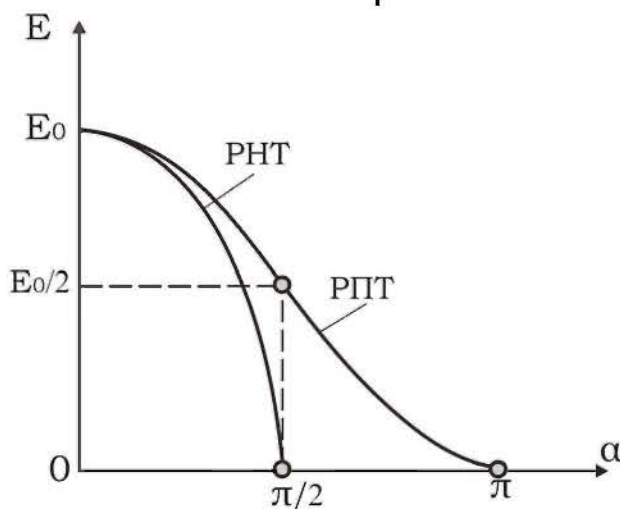
где  $E_0 = K_{cos} \cdot U_1$ ;

$K_{cos} = 0.9$  – 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:  $I_{vs\text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{vs}(\theta) d\theta$ .

$$\text{С учётом того, что } i_n = 0 \quad I_{vs\text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} Id\theta = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I. \quad (7.2)$$

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

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

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

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

Максимальные значения прямого и обратного напряжений:

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

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

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

Коэффициент мощности несимметричного выпрямителя выше, чем симметричного при одном и том же значении угла  $\alpha$ . 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  $\frac{\omega_{\Pi} L}{R}$  в симметричной и несимметричной схемах РПТ возникает в несимметричной схеме при большем значении угла  $\alpha$ , 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.

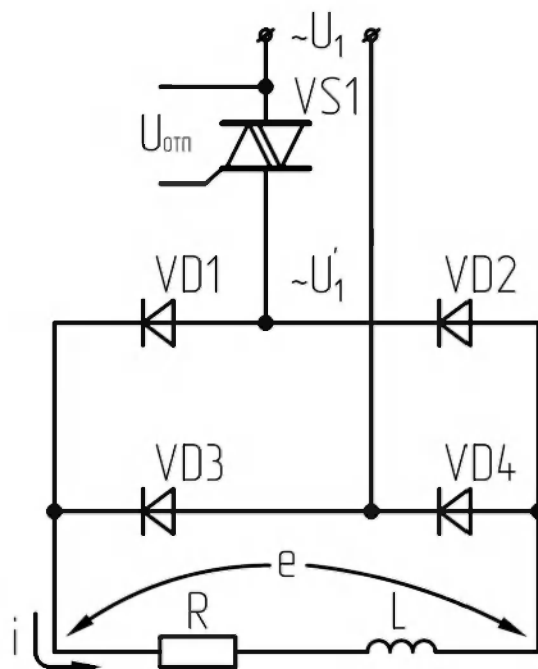


Рис. 8.1. Однофазный мостовой выпрямитель с регулированием напряжения на стороне переменного тока

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.

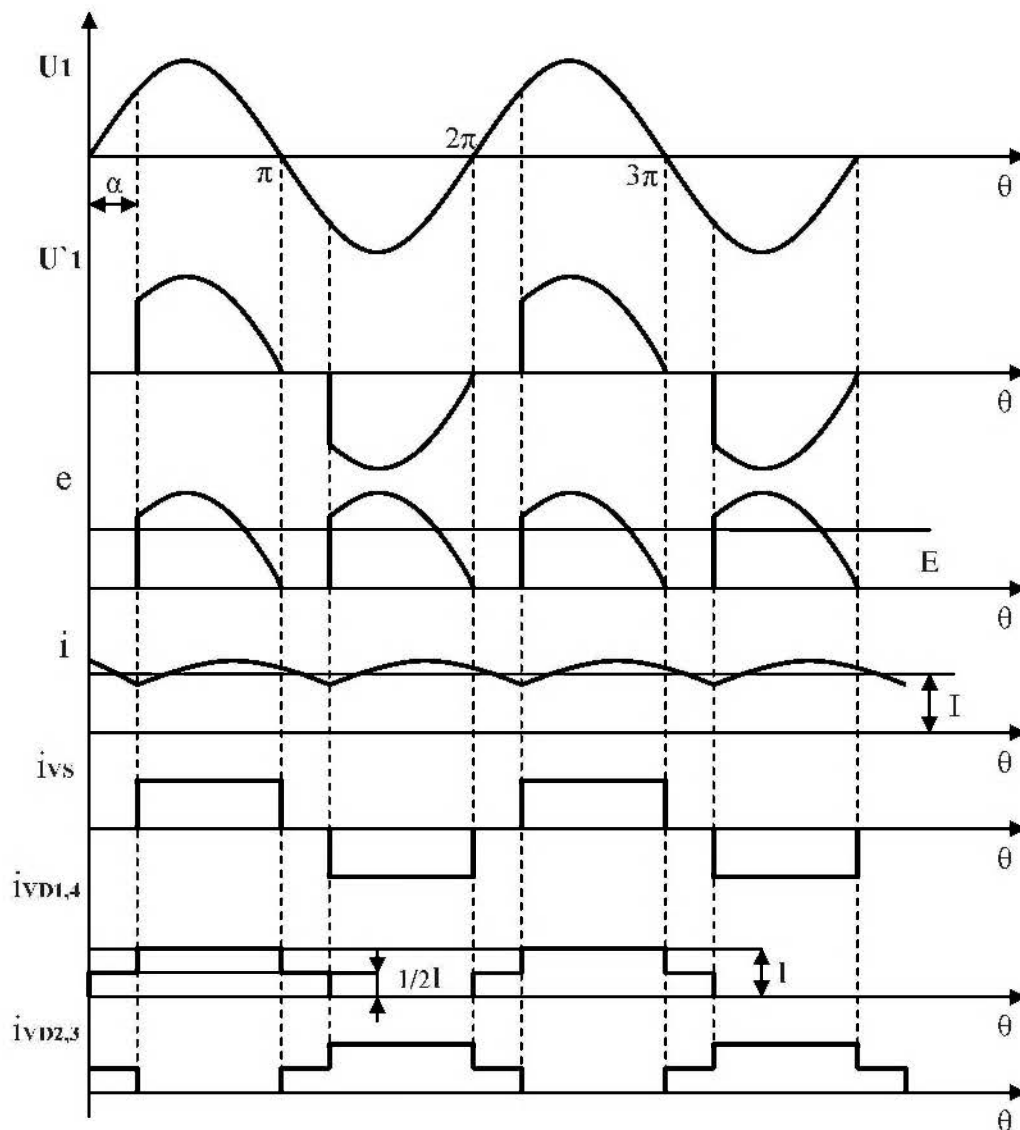


Рис. 8.2. Диаграммы работы мостового выпрямителя с симистором на стороне переменного тока

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

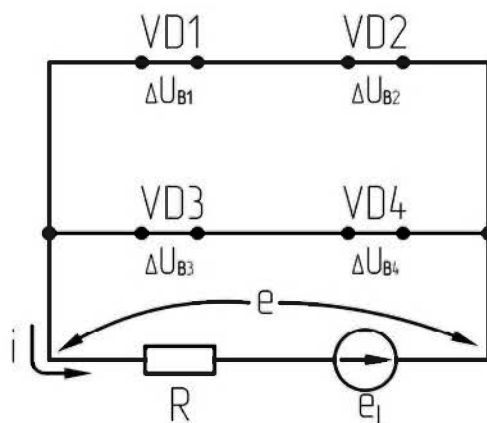


Рис. 8.3. Схема замещения при  $\pi < \theta < \pi + \alpha$

$$e_L = iR, e = 0.$$

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):

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

3. Коэффициент формы тока симистора (диода):

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

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.

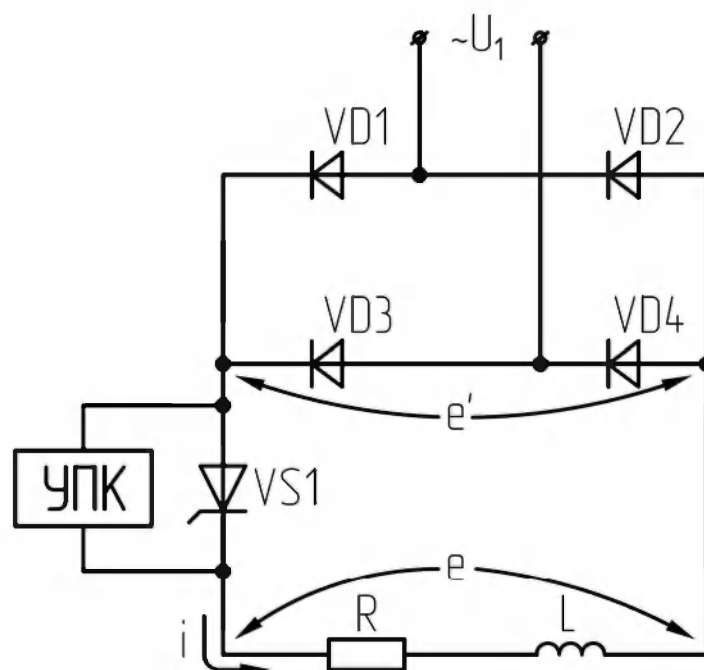
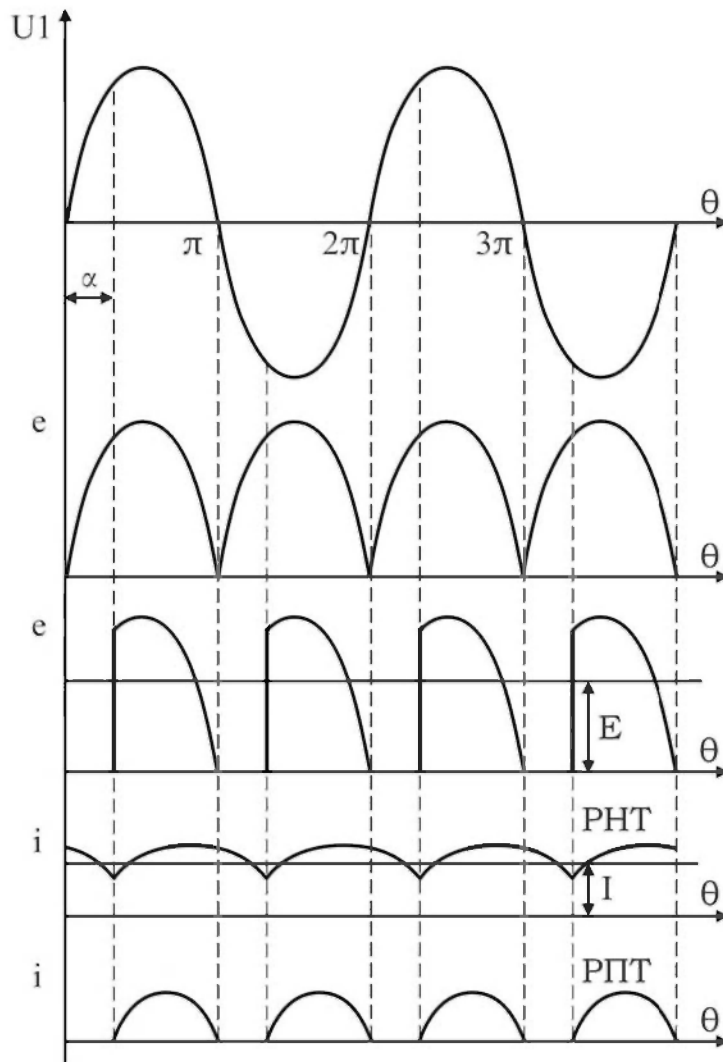


Рис. 10.1. Однофазный несимметричный выпрямитель с регулированием напряжения на стороне постоянного тока

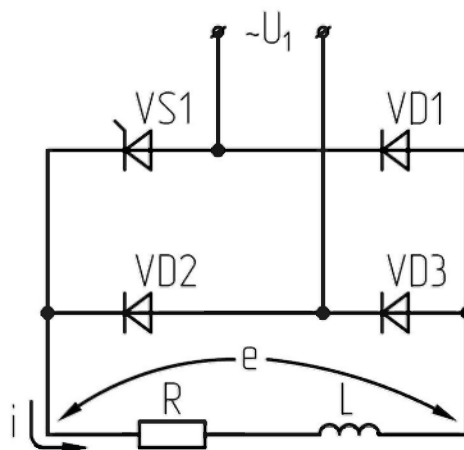
УПК – устройство принудительной коммутации, предназначенное для запираания тиристора  $VS1$ .

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  $VT1$ .

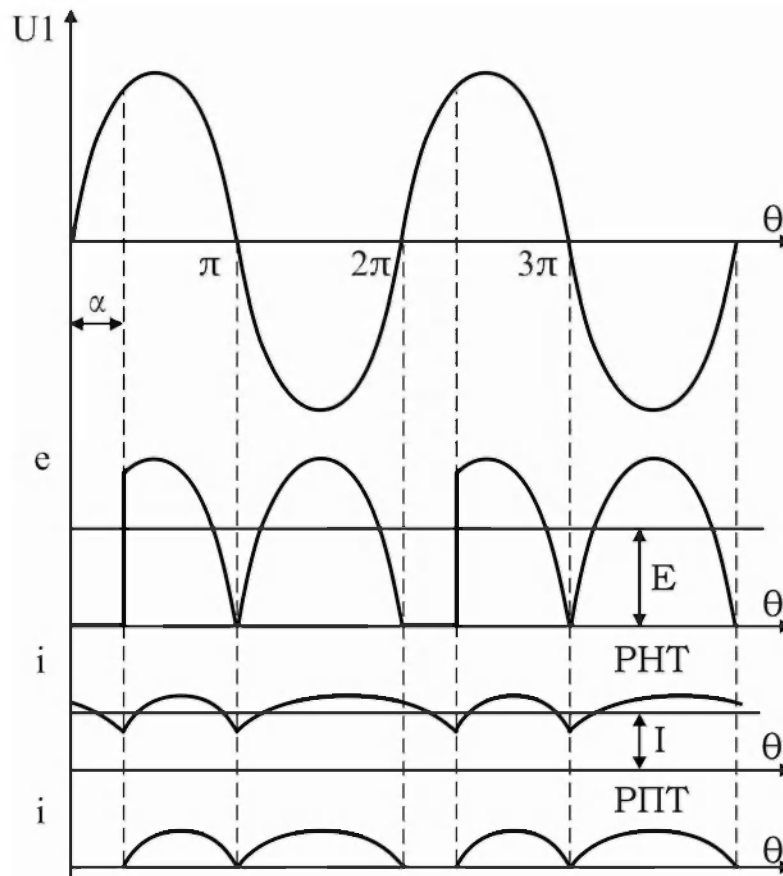


**Рис. 10.2. Диаграммы работы несимметричного выпрямителя с регулированием напряжения на стороне постоянного тока**

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:

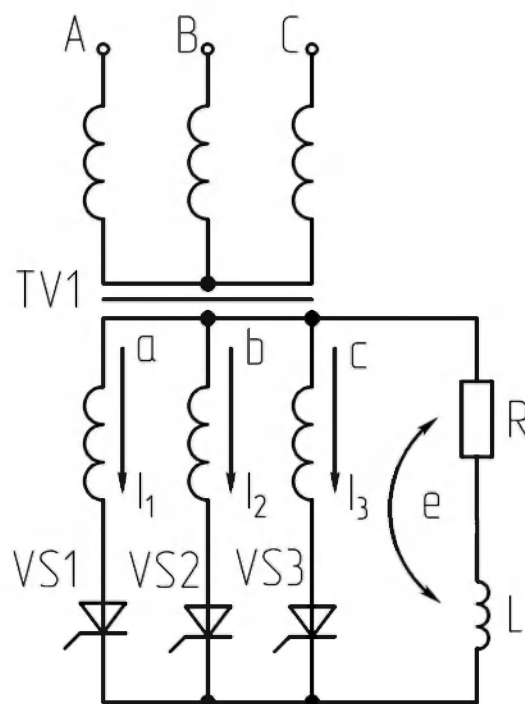
$$\begin{aligned} E &= (0,5 \dots 1,0) E_0; \\ E_0 &= K_{\text{схе}} \cdot U_1; \quad K_{\text{схе}} = 0,9. \end{aligned} \quad (10.2)$$

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).



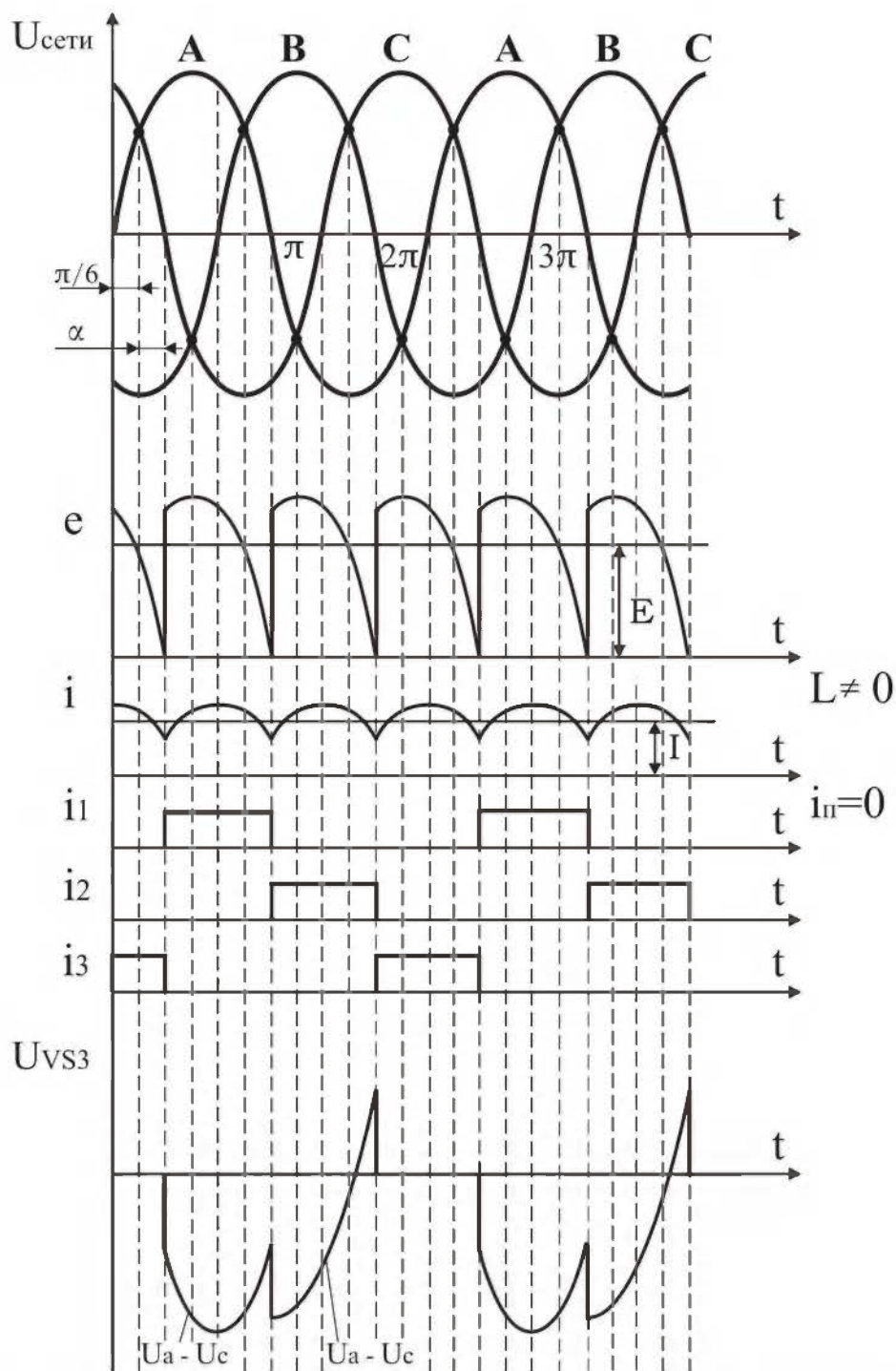
## 11. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО НУЛЕВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

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  $30^{\circ}$  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  $120^\circ$ .

## 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  $E_0 = k_{cxe} \cdot U_{2\phi}$ ;

$k_{cxe} = 1,17$  – 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:

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

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***

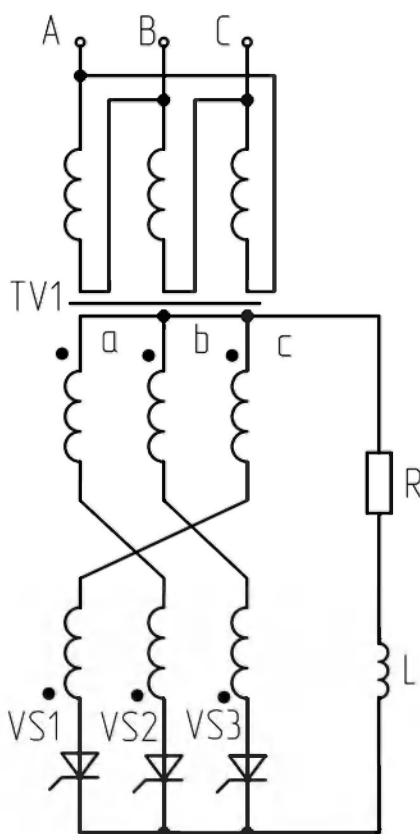
В схеме трехфазного нулевого выпрямителя существует явление вынужденного намагничивания трансформатора. Из-за того, что по обмоткам трансформатора протекает пульсирующий ток, имеющий постоянную составляющую и ряд высших гармонических, при соединении обмоток трансформатора по схеме звезда-звезда потоки 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  $150\text{Гц}$ . Из-за невысокой частоты пульсаций и явления вынужденного намагничивания, данная схема в выпрямителях применяется при мощностях до  $10\text{кВт}$ .

### 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.

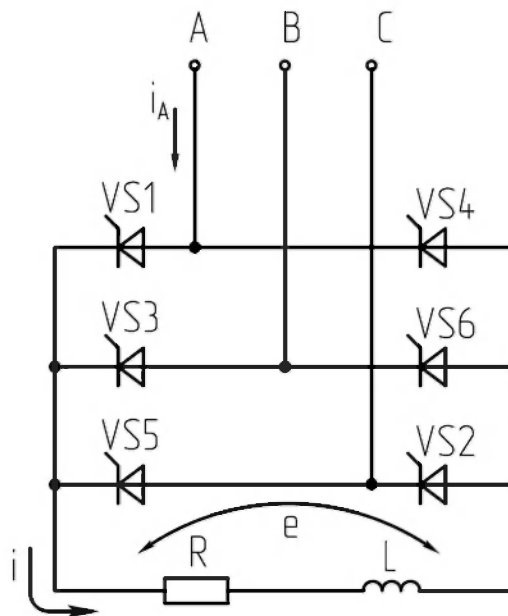


Рис. 13.1. Схема трехфазного мостового выпрямителя

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 тиристоров катодной группы сдвинуты по отношению к моментам перехода соответствующего фазного напряжения через 0 в положительную область на угол  $\frac{\pi}{6}$ , а для тиристоров 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).

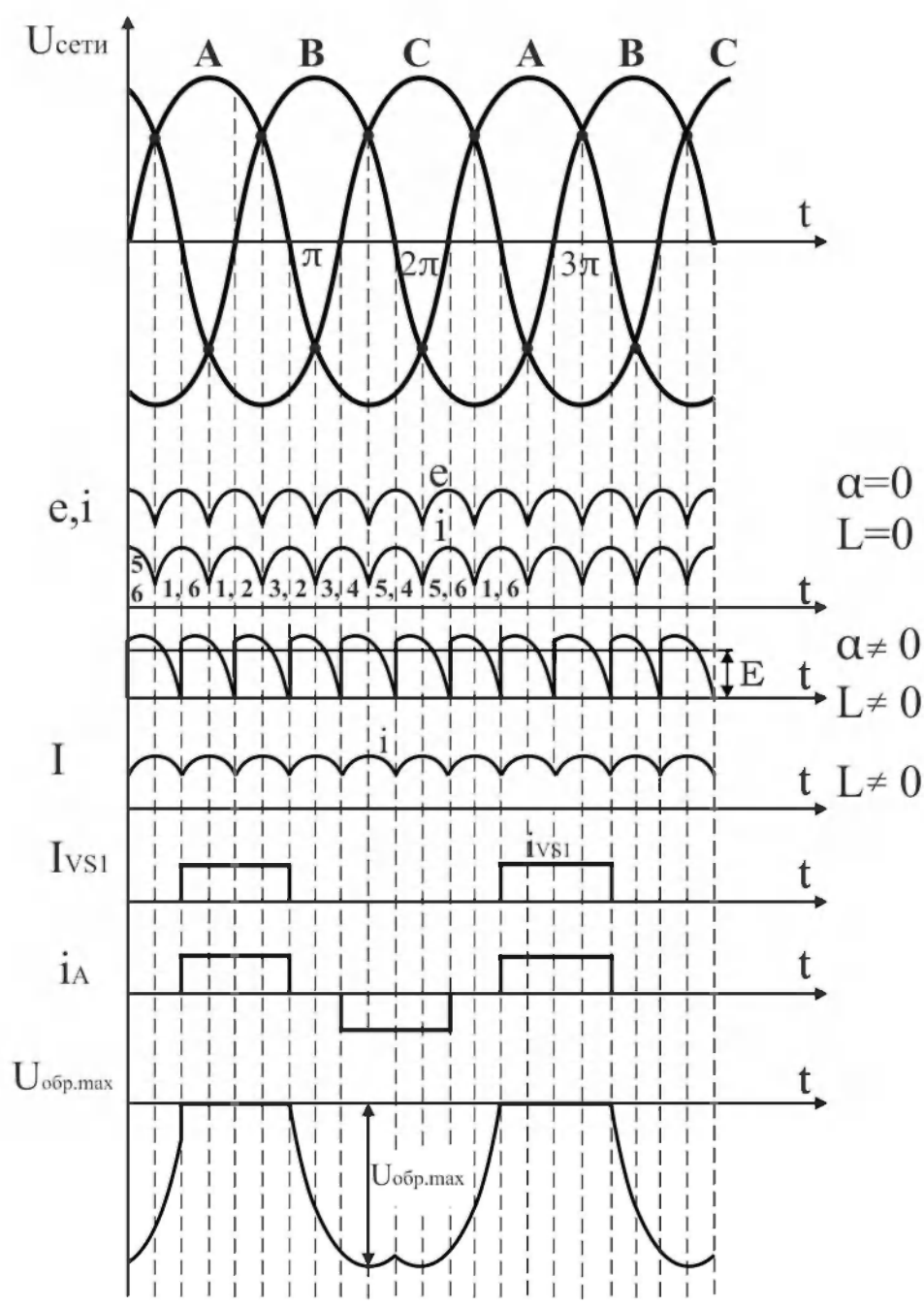


Рис. 13.2. Временные диаграммы работы трёхфазного мостового выпрямителя



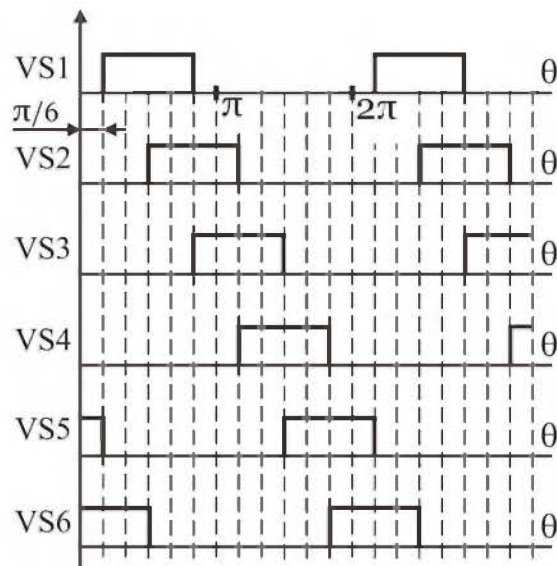


Рис. 13.3. Временные диаграммы работы тиристоров

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.

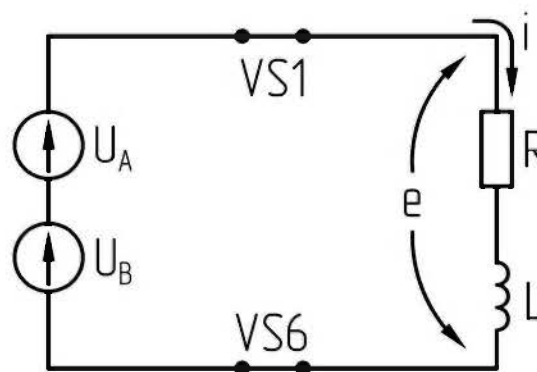


Рис. 13.4. Схема замещения выпрямителя при  $\frac{\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{\pi}{2} + \alpha$

$$e = U_A - U_B.$$

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).

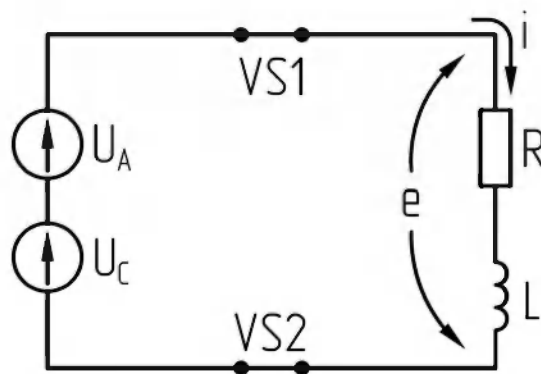


Рис. 13.5. Схема замещения выпрямителя на интервале  $\frac{\pi}{2} + \alpha < \theta < \frac{5\pi}{6} + \alpha$

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.

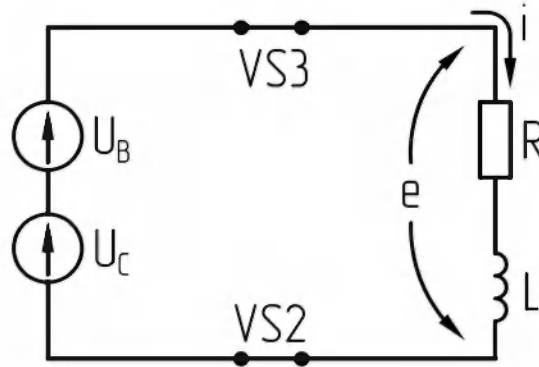


Рис. 13.6. Схема замещения выпрямителя на интервале  $\frac{5\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{7\pi}{6} + \alpha$

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 ( $i_{II} = 0$ ):

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

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

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

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

3. Среднее значение выпрямленной ЭДС:

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

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:

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

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

5. Коэффициент формы тока:

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

6. Коэффициент использования вентиля по напряжению:

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

7. Коэффициент схемы по току:

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

8. Расчетная мощность трансформатора:

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

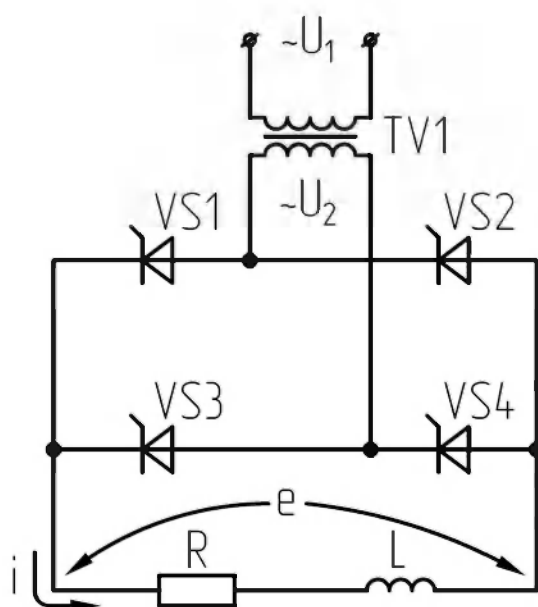
где  $k_p$  – коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора,  $k_p = 1,05$ .

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).

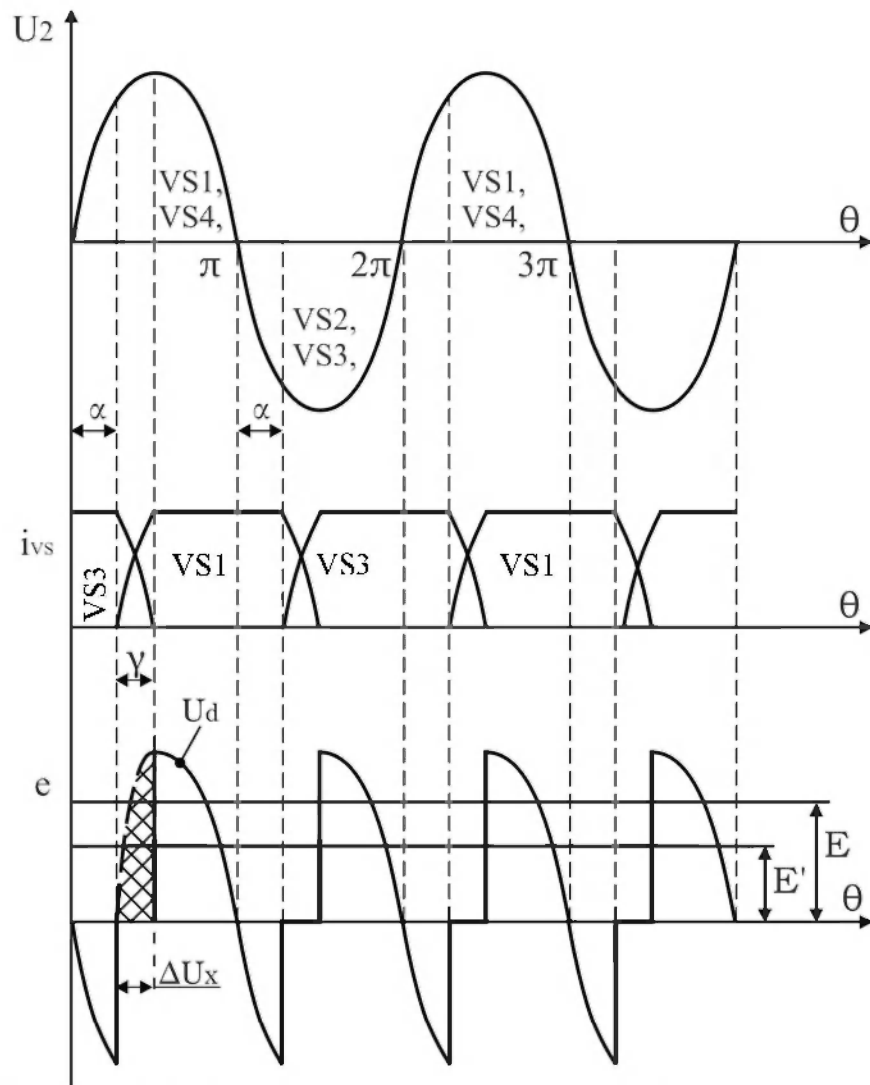
## 15. КОММУТАЦИЯ ТОКА ВЕНТИЛЕЙ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЯХ

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 ( $i_H = 0$ ;  $L \rightarrow \infty$ ).



**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:  $\gamma$  – 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  $\gamma$  проводят ток все четыре вентиля. Схема замещения выпрямителя на этом интервале имеет вид, представленный на рис. 15.3.

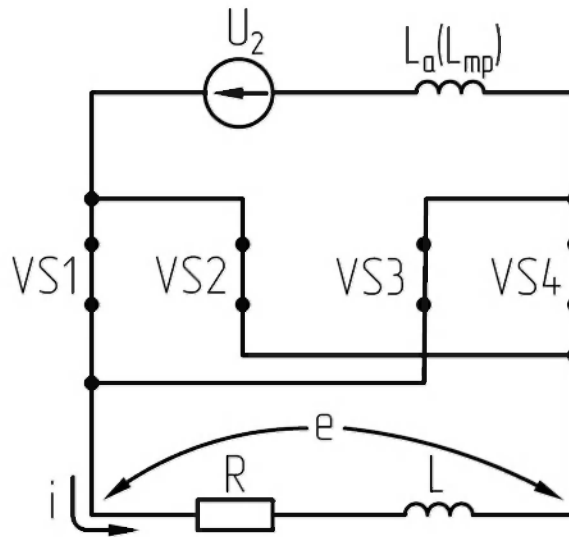


Рис. 15.3. Схема замещения выпрямителя при  $\theta = \gamma$

Поскольку на интервале коммутации  $\gamma$  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  $\gamma$  нагрузка замкнута накоротко, то мгновенное значение выходного напряжения и выпрямленной ЭДС уменьшается на величину  $\Delta U_x$ :

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

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

Для интервала коммутации  $\gamma$ :

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



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  $\gamma$  ток изменяется от 0 до  $I$ , перейдем к новым пределам интегрирования:

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

$R_i = \frac{\omega L_a}{2\pi}$  – 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  $\alpha$ , т.е. зависимость:

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

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

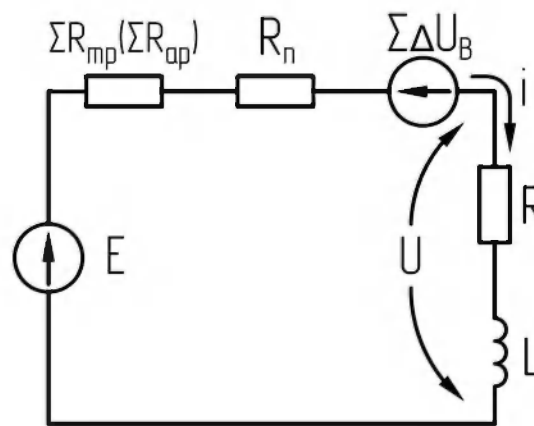


Рис. 16.1. Схема замещения выпрямителя

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;

$R_n$  – сопротивление, обусловленное углом перекрытия анодов.

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

$\sum \Delta U_a$  – 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  $\Delta U_a = const$ .

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

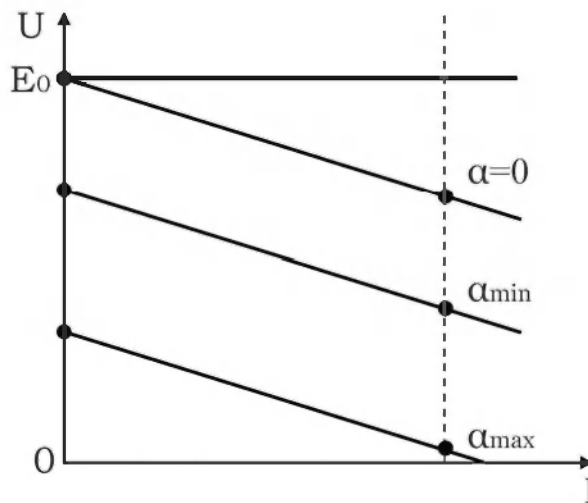


Рис. 16.2. Внешние характеристики выпрямителя

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

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

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:

$$\begin{aligned} \sum R_{TP} &= 2 \cdot R_{TP}, \\ \sum R_{\text{ЛП}} &= 2 \cdot R_{\text{ЛП}}, \\ \sum I_{AP} &= 2 \cdot I_{AP}. \end{aligned}$$

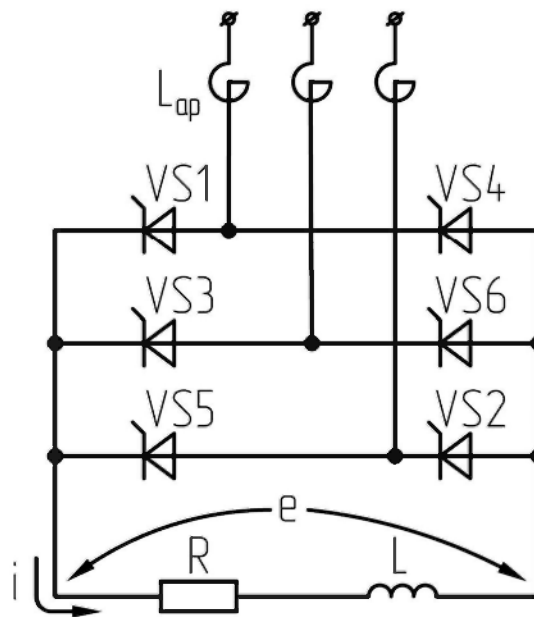


Рис. 16.3. Схема трехфазного мостового выпрямителя

## 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.

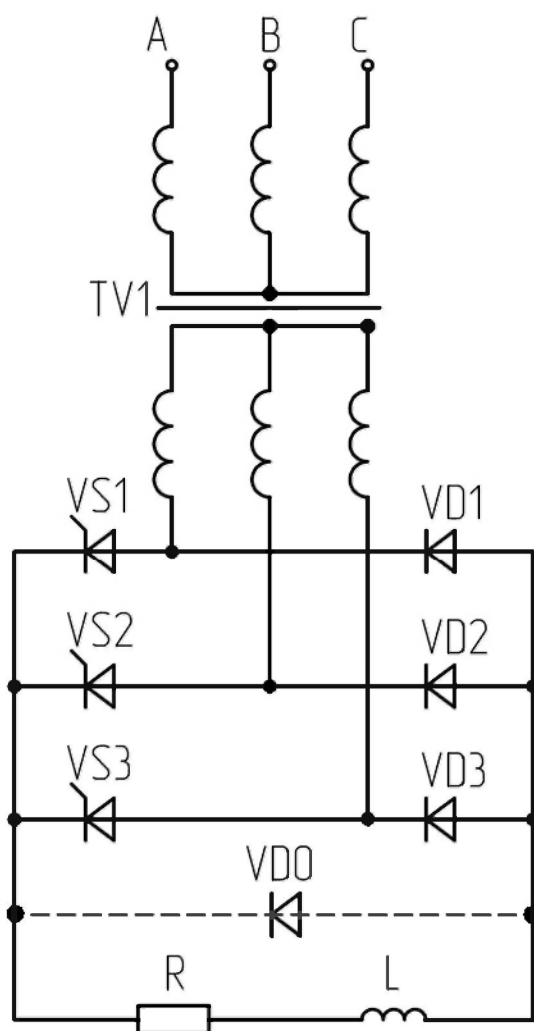


Рис. 17.1. Схема трехфазного мостового полууправляемого выпрямителя

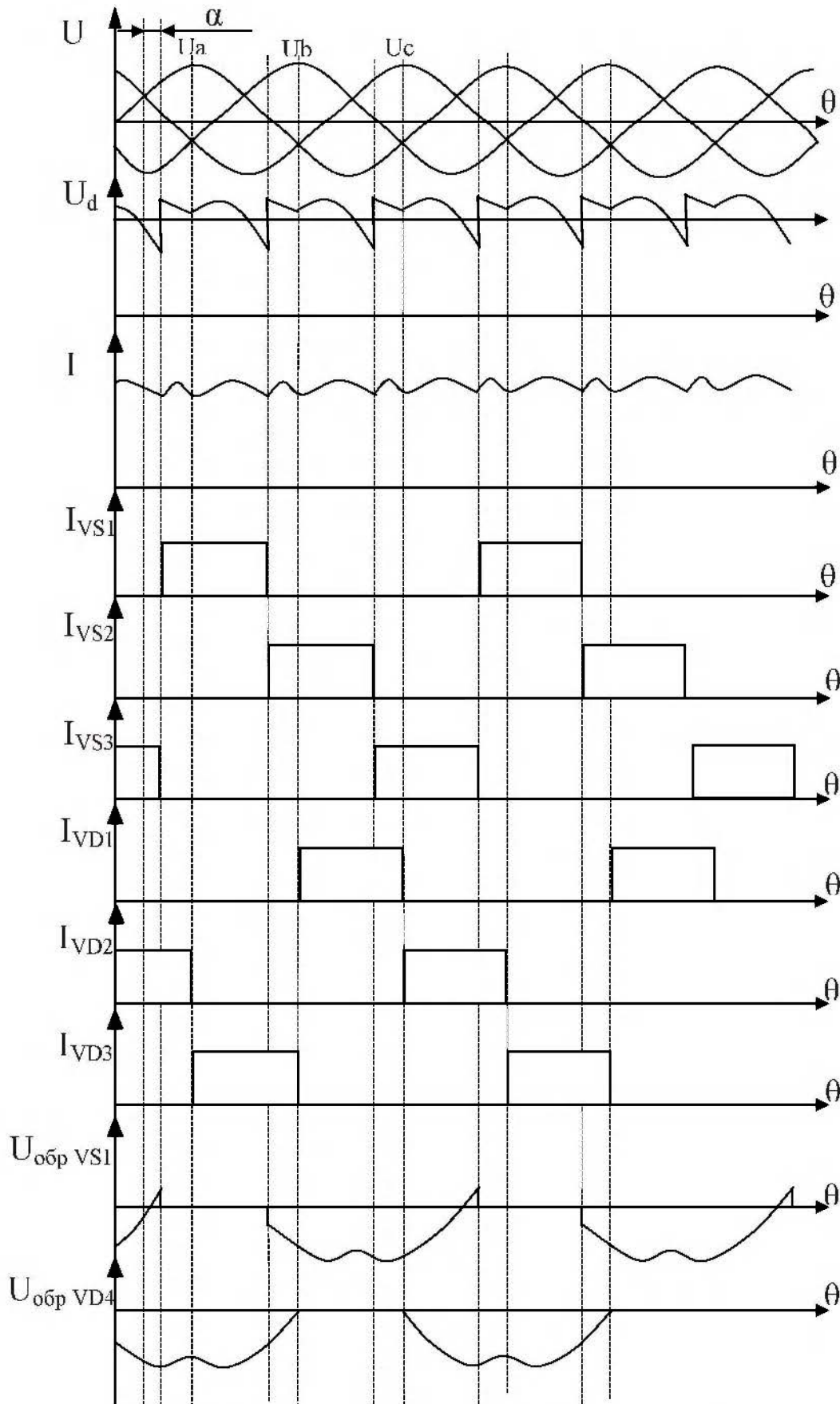


Рис. 17.2. Временные диаграммы работы трехфазного мостового полууправляемого выпрямителя

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  $\alpha$  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  $\alpha$  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  $VD0$ , 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  $VDO$  всё время заперт и надобность в нём отпадает.

При увеличении угла управления  $\alpha$  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:

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

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

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

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

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

Среднее значение тока вентиля:

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

Действующее значение тока вентиля:

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



Максимальное прямое и обратное напряжение:

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

Действующее значение фазного тока:

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

Типовая мощность трансформатора:

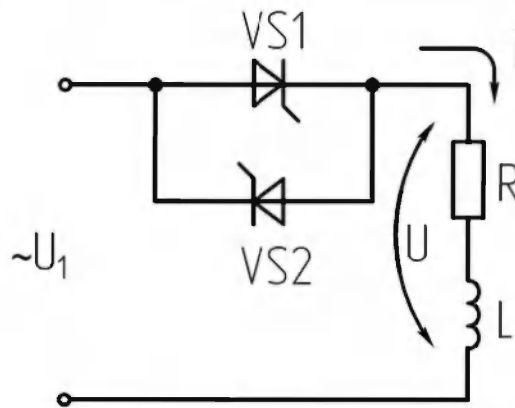
$$S = 3U_1 \cdot I_1 = 3U_2 \cdot I_2 = \frac{S_1 + S_2}{2} = K_p \cdot P. \quad (17.6)$$

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.

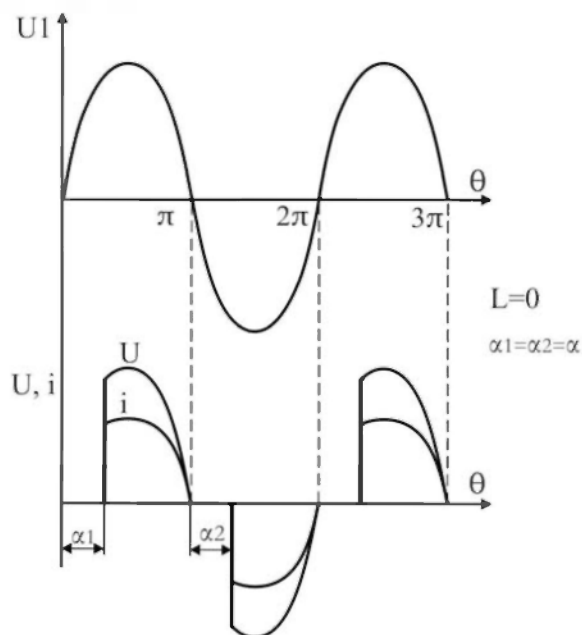
## 18. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ РАБОТЕ НА АКТИВНО-ИНДУКТИВНУЮ НАГРУЗКУ ПРИ $\alpha > \varphi$

Если в схеме однофазного однополупериодного выпрямителя встречно параллельно тиристор  $VS1$  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  $\theta$  необходимо, чтобы  $\alpha_1 = \alpha_2$ .

Регулируя угол  $\alpha$ , мы изменяем действующее значение выходного напряжения.

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

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

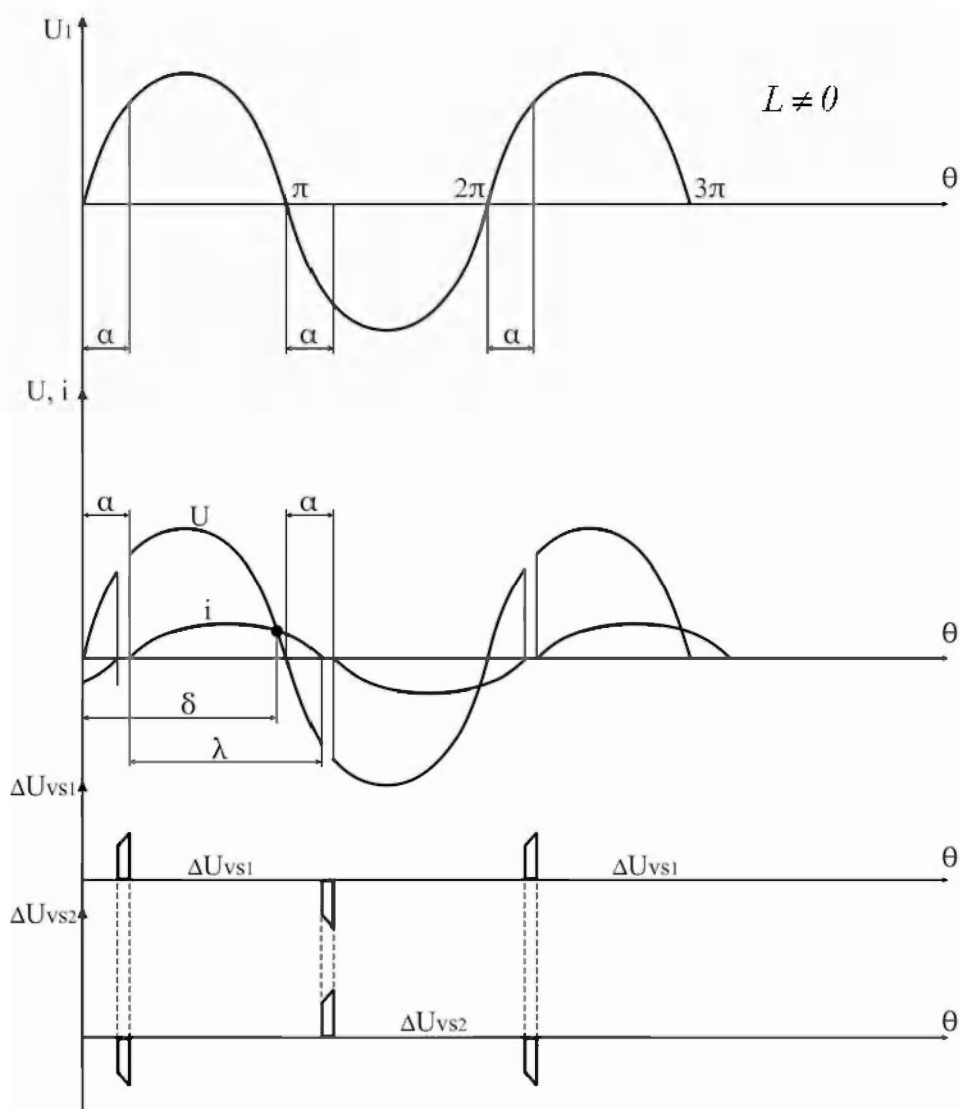


Рис. 18.3. Временные диаграммы однофазного ППН на R-L нагрузку и  $\alpha > \varphi$

Процессы, происходящие в схеме, можно рассмотреть, разбив интервал проводимости  $\lambda$  на три участка:

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

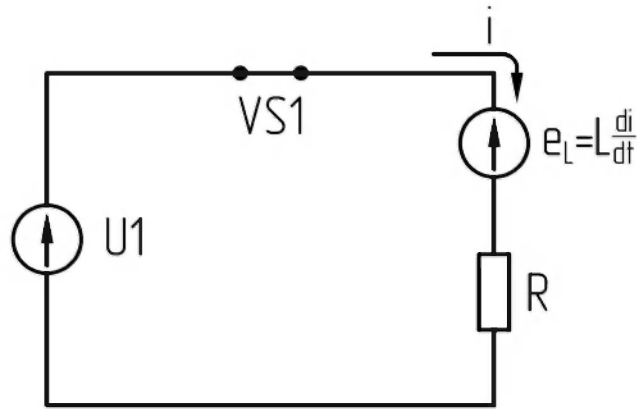


Рис. 18.4. Схема замещения ППН при  $\alpha < \theta < \delta$

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

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.

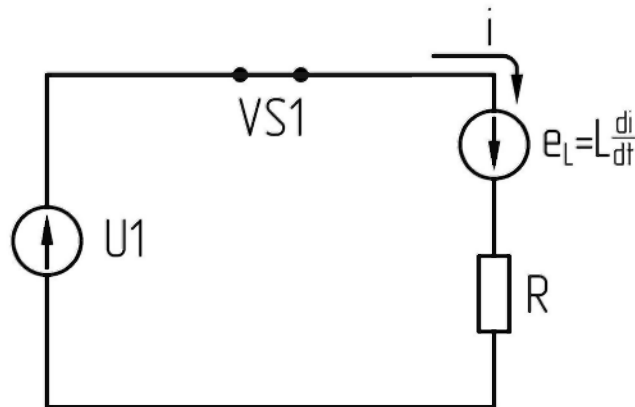


Рис. 18.5. Схема замещения ППН при  $\delta < \theta < \pi$

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

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.

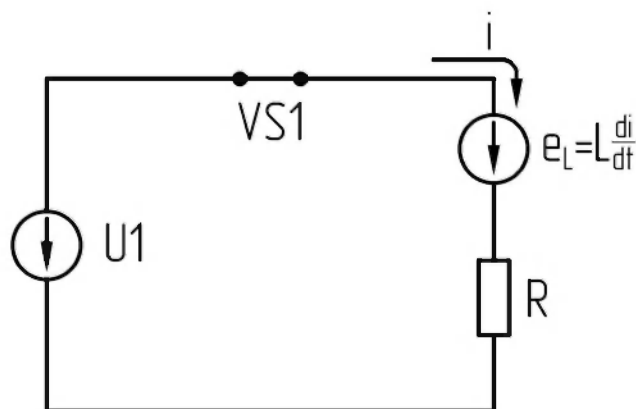


Рис. 18.6. Схема замещения ППН при  $\pi < \theta < \alpha + \lambda$

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

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  $\lambda$  зависит от соотношения между  $R$  и  $L$  нагрузки.

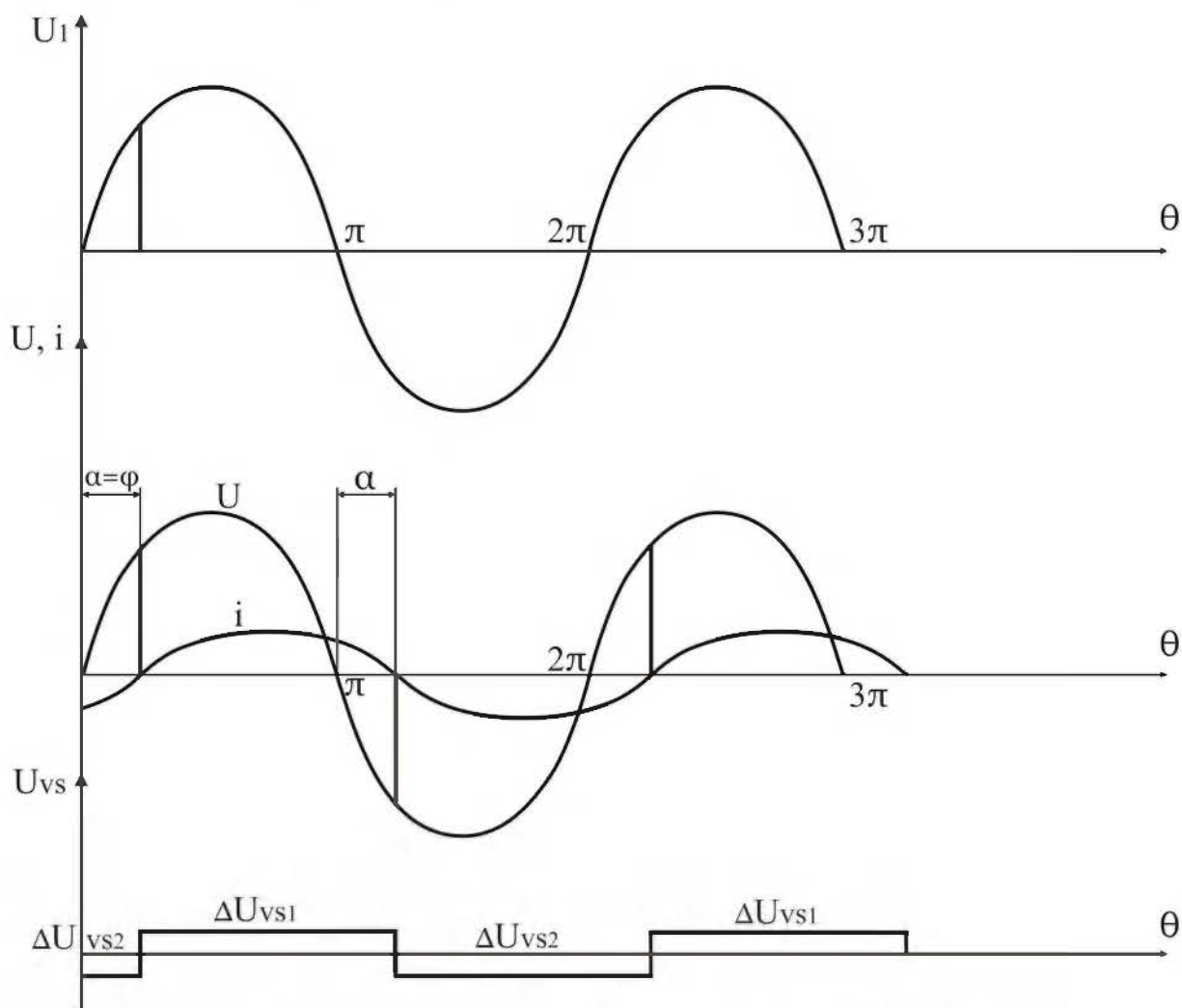
При  $\alpha > \varphi$  ток в нагрузке спадает до нуля раньше, чем подаётся открывающий импульс на  $VS2$ . При спадании тока до нуля к работавшему ранее тиристоры скачком прикладывается обратное напряжение, закрывающее его.

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  $V_{S1}$  и к нагрузке прикладывается напряжение сети. При  $\theta = \pi$  изменяет свой знак сетевое напряжение  $U_1$ , однако  $V_{S1}$  не закрывается из-за действия в цепи ЭДС самоиндукции. При условии  $\alpha = \varphi$  ток под действием ЭДС самоиндукции будет протекать по  $V_{S1}$  до момента времени  $\theta = \pi + \alpha$ . В этот момент времени ток становится равным нулю. Однако в этот момент времени открывается  $V_{S2}$ , который начинает пропускать отрицательную полуволну тока.

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

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

## 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.

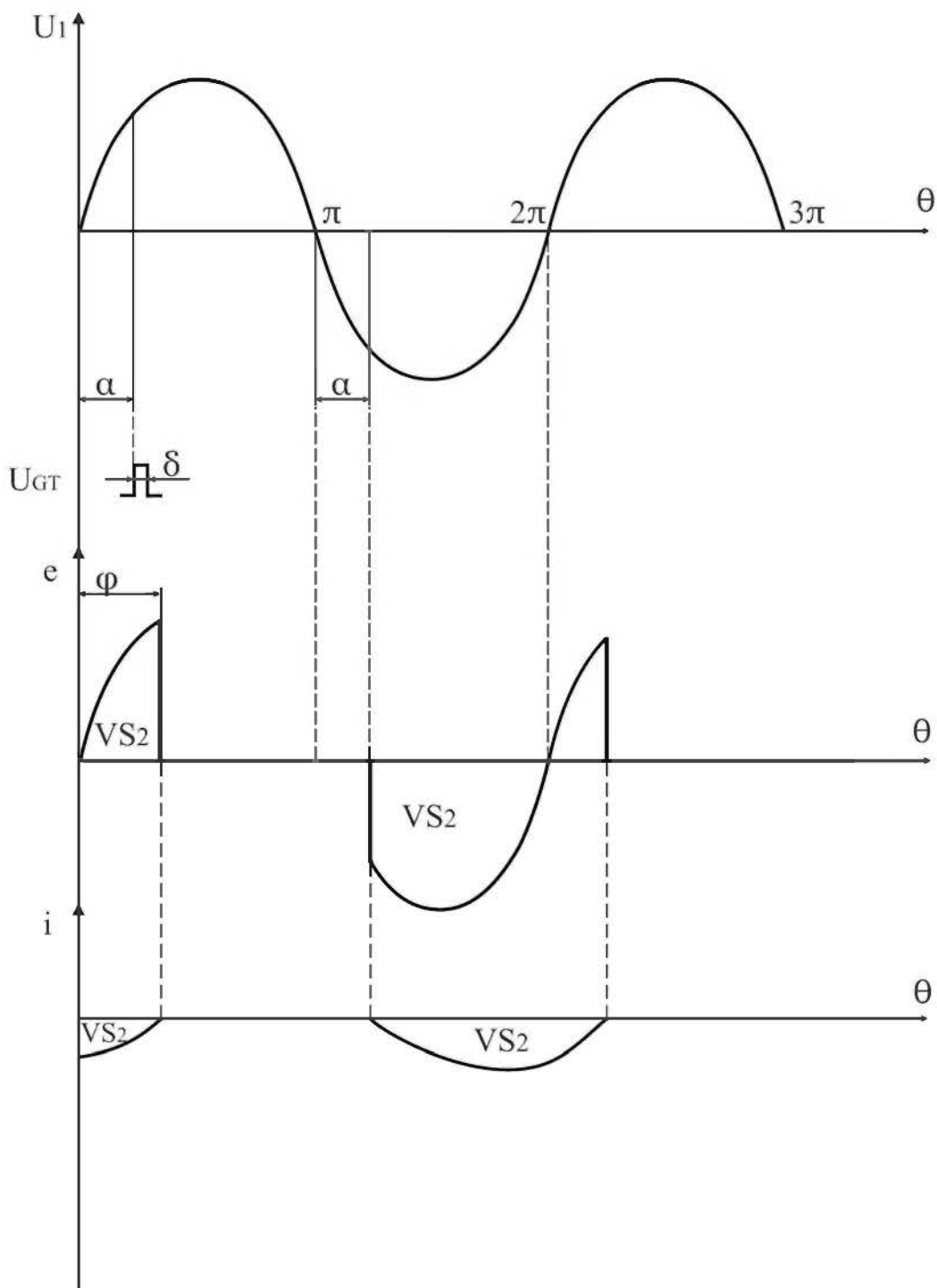


Рис. 20.1. Временные диаграммы работы ППН при  $\alpha + \delta < \varphi$



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

Пока  $VS2$  проводил ток на участке  $\theta < \theta < \varphi$ , угол  $\alpha$  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  $\delta$  тиристор  $VS2$  продолжает пропускать ток, и в момент времени  $\theta = \varphi$  ток в нагрузке спадает 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  $\varphi$ , либо используют широкие импульсы управления:

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

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

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

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

$I$  – действующее значение тока нагрузки;

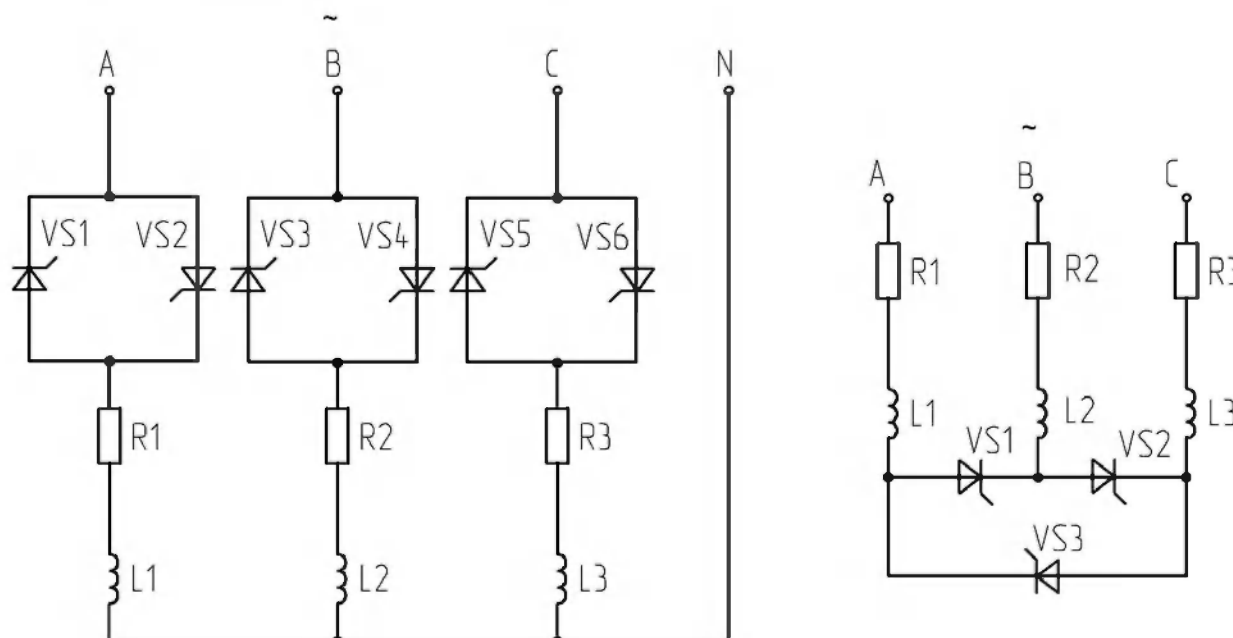
$K_\varphi = 1,57$ . При  $\alpha = \varphi$  форма тока соответствует классификационной.

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  $\alpha$  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.

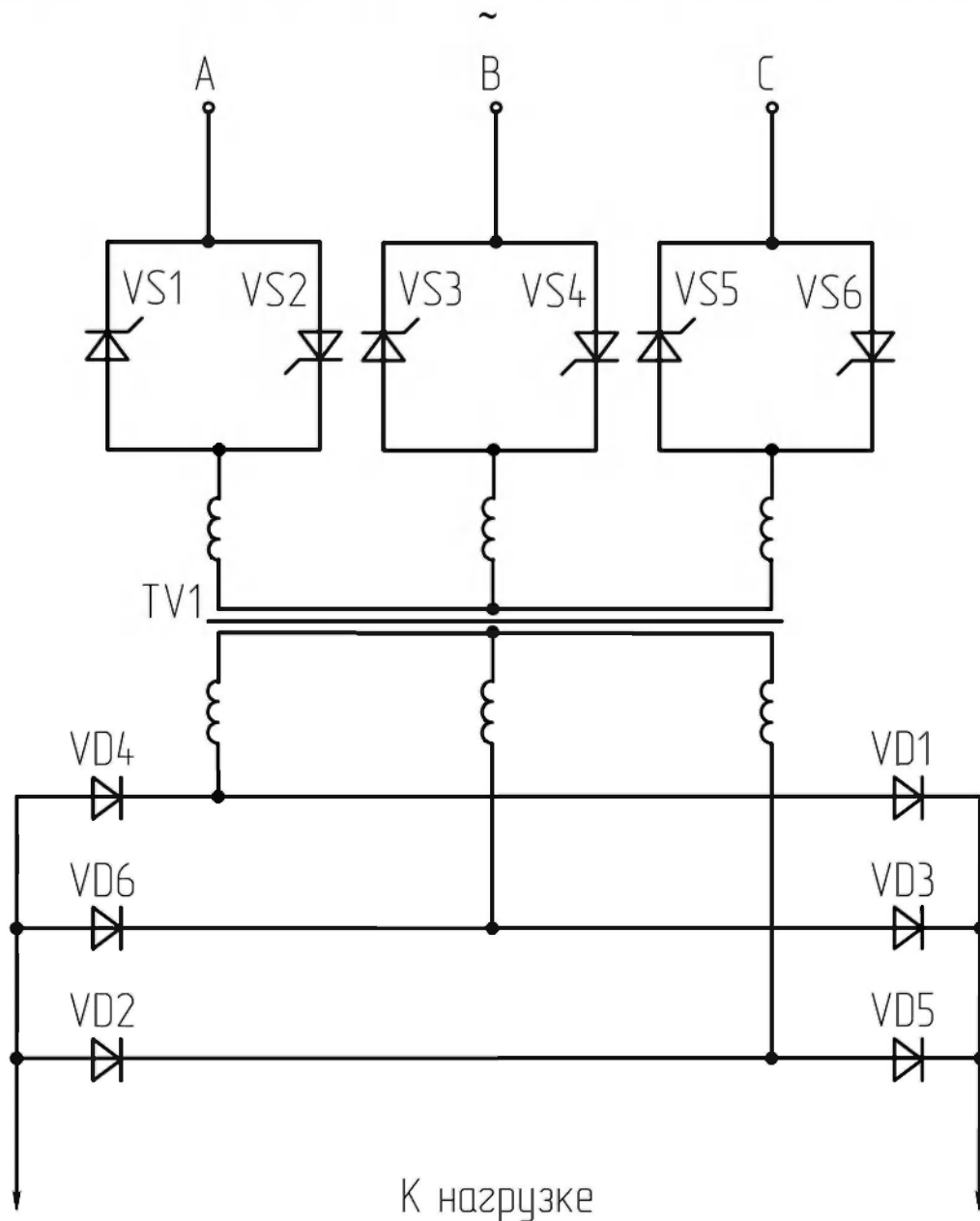
При трёхфазной нагрузке с нулевым проводом или без него ток через вентили определяется теми же соотношениями, что и для однофазной нагрузки, т.е.

$$I_{\theta, \text{ср}} = 0,45I .$$

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

$U_{\text{пр. max}} = U_{\text{обр. max}} = \sqrt{2}U_{\text{л}} = \sqrt{2}\sqrt{3} U_{1\phi}$  – 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  $(0,7..0,8)\omega_n$ ).

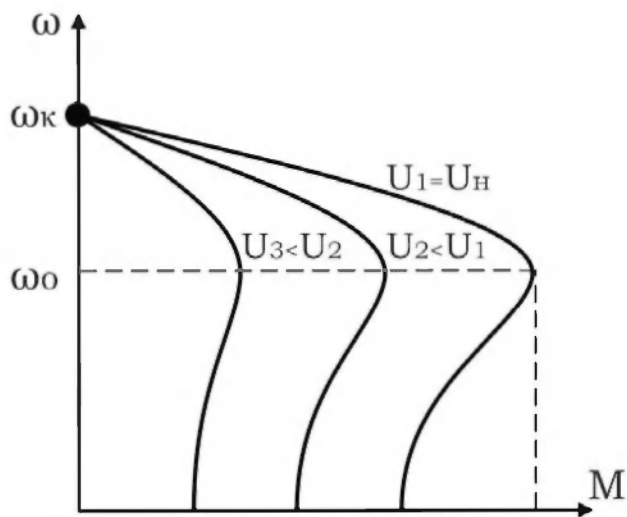


Рис. 21.3. Характеристики АД при регулировании питающего напряжения

## 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  $\alpha$ ) 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  $\alpha$ ;

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

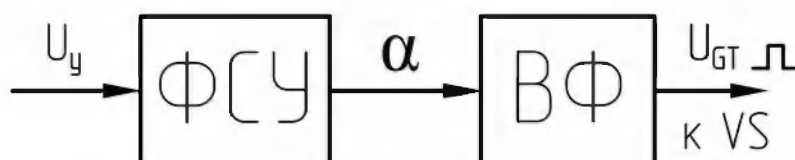


Рис. 22.1. Структурная схема СИФУ

### ***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  $\alpha$  вентилями определяется типом преобразователя, режимом его работы (непрерывный или прерывистый), характером нагрузки ( $R$  или  $RI$ ) 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  $\alpha$  от  $0^\circ$  до  $120^\circ$ . При работе на  $R-L$  нагрузку в режиме непрерывного тока – от  $0^\circ$  до  $90^\circ$ .

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

### ***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  $U_{OII} = const$ .

2. Способ отсчета угла  $\alpha$ :

а) одноканальные (отсчет  $\alpha$  в одном канале для всех тиристоров);

б) многоканальные (отсчет  $\alpha$  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.

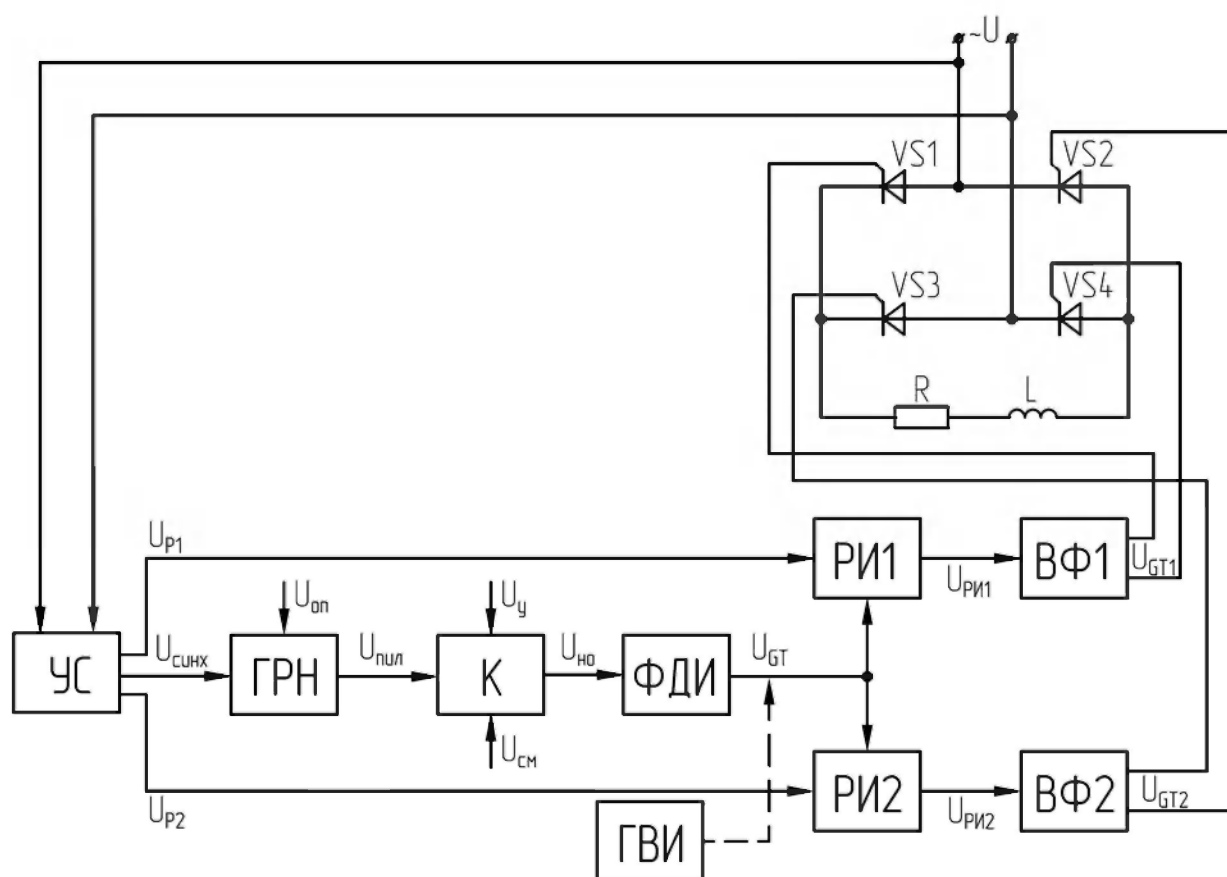


Рис. 23.1. Структурная схема вертикальной СИФУ



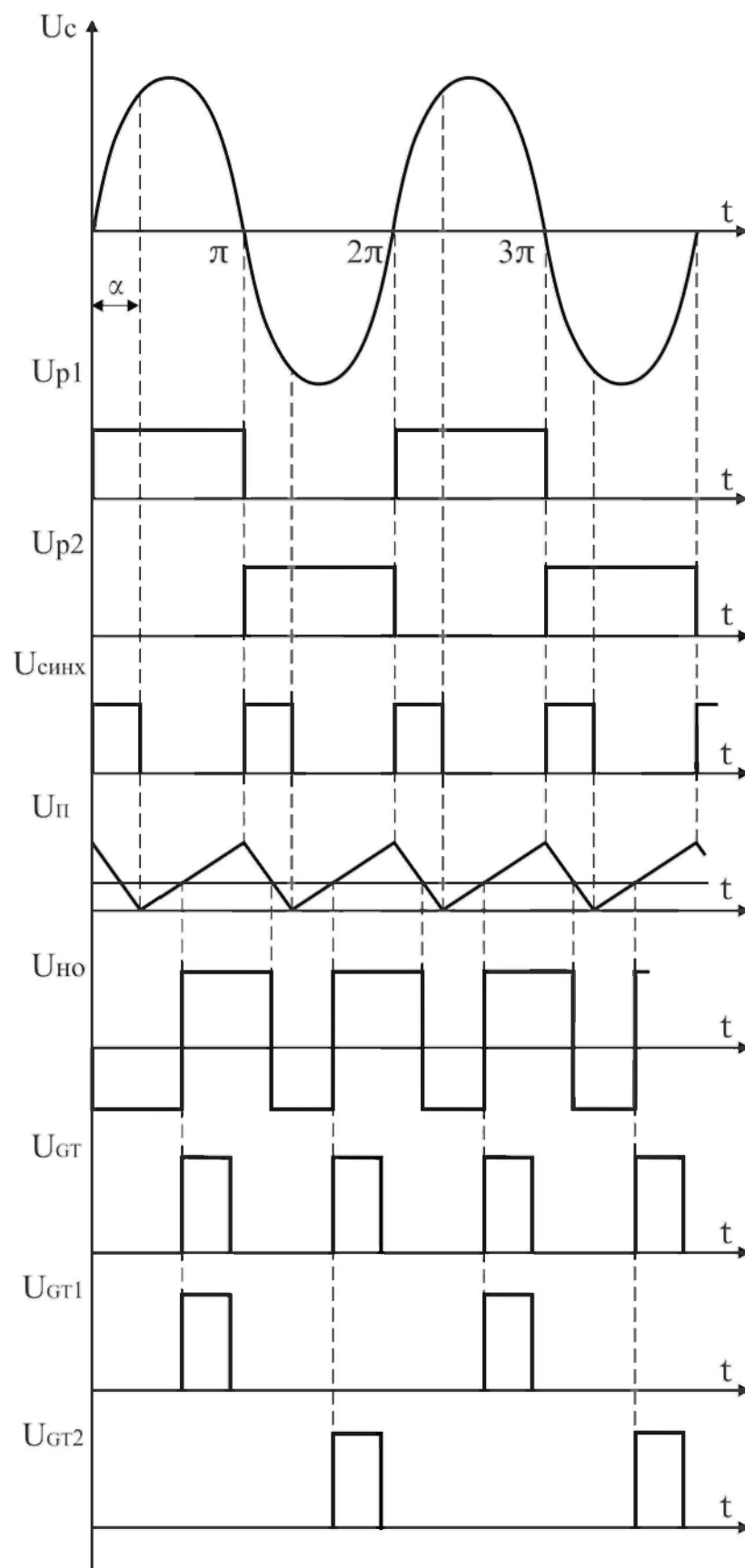


Рис. 23.2. Временные диаграммы работы вертикальной СИФУ

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  $U_{\text{он}}$ , 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  $\alpha$ .

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  $VS1 \dots VS4$ . 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  $\alpha$ , что приводит к изменению длительности проводящего состояния тиристоры СБ и регулированию величины выпрямленной ЭДС  $E$ .

В данном случае, уменьшению  $U_y$  соответствует уменьшению угла  $\alpha$  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  $\alpha$  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  $\alpha$ , является компаратор, схемы которого показаны на рис. 24.1, а временные диаграммы его работы – на рис. 24.2.

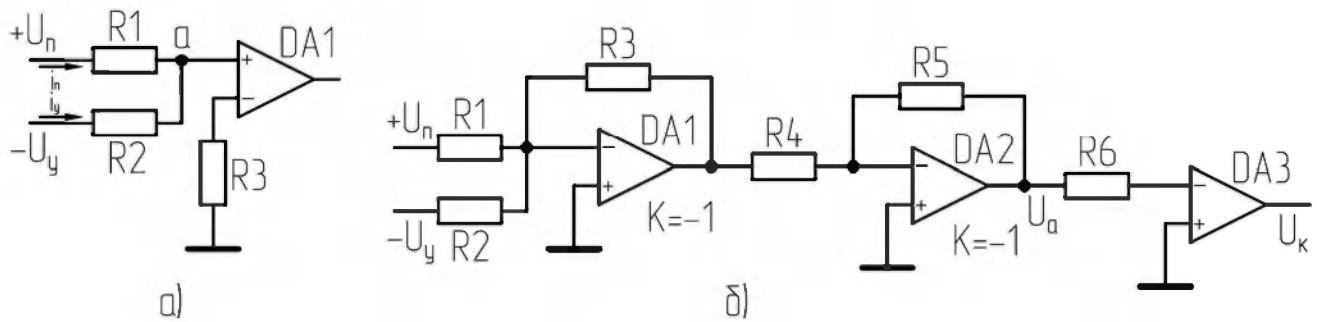


Рис. 24.1. Схема компаратора:  
а) функциональная; б) принципиальная

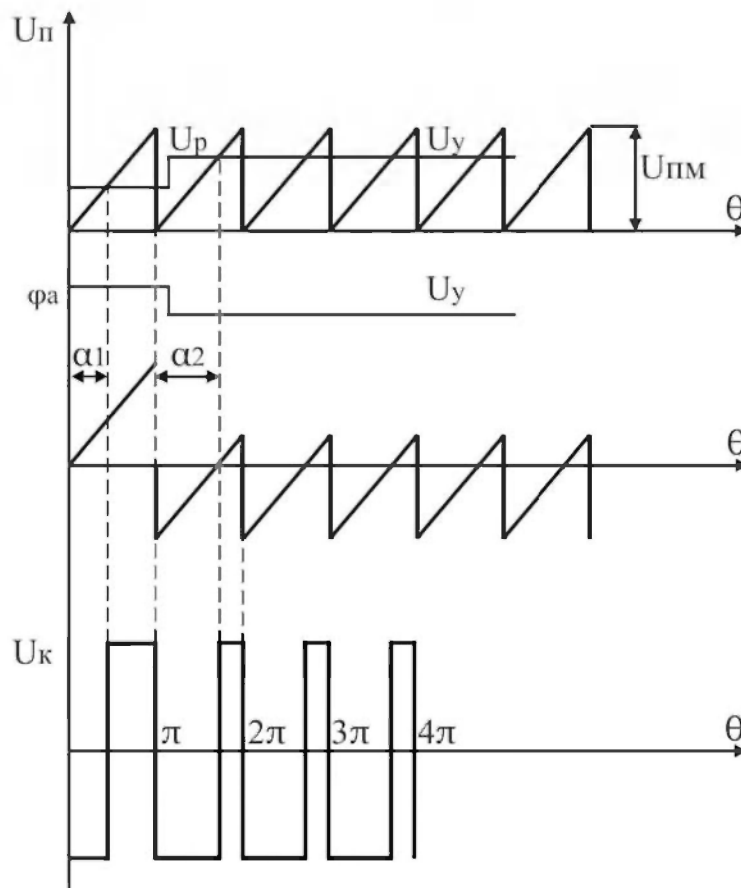


Рис. 24.2. Временные диаграммы работы компаратора

Развертываемое напряжение определяется выражением:

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

В момент равенства двух напряжений  $U_{\Pi}$  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:

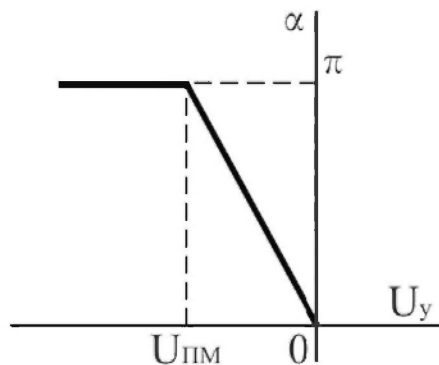
$$\begin{aligned} i_{\Pi} + i_y &= 0, \\ \frac{U_{\Pi}}{R_1} + \frac{U_y}{R_2} &= 0. \end{aligned}$$

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

$$\frac{U_{\text{ПМ}}}{\pi} \cdot \alpha = -U_y,$$

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

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



**Рис. 24.3.** Регулировочная характеристика СИФУ

Из регулировочной характеристики (рис. 24.3) видно, что меньшим значениям  $U_y$  соответствует меньший угол открывания  $\alpha$  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 ( $E = 0$ ).

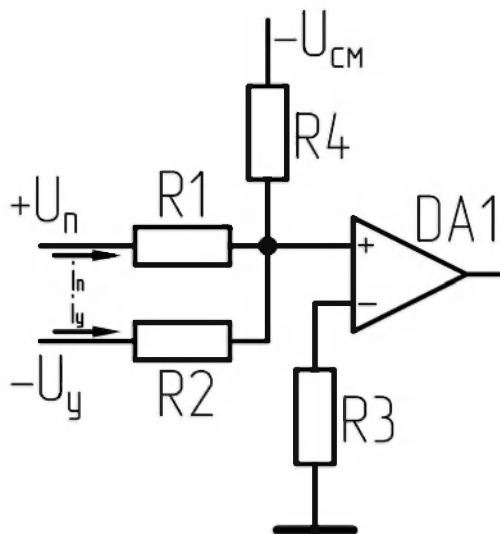


Рис. 24.4. Схема компаратора с  $U_{см}$

$$U_{II} + U_y + U_{см} = 0$$

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

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

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

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.

$$U_{II} = -(U_y + U_{см}),$$

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

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.

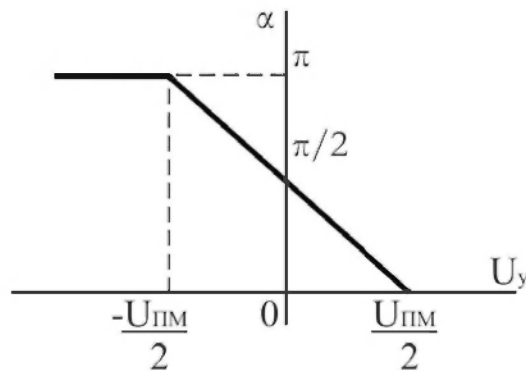


Рис. 24.5. Регулировочная характеристика СИФУ с  $U_{\text{см}}$

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

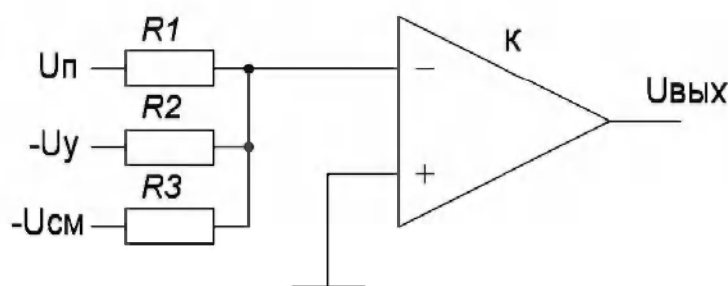
## 25. РАСЧЁТ И ПОСТРОЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК УПРАВЛЕНИЯ: СУ ВЕНТИЛЯМИ, ВК, УВ ПРИ ПИЛООБРАЗНОМ И КОСИНУСОИДАЛЬНОМ ОПОРНЫХ НАПРЯЖЕНИЯХ

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

$$U_{II} + U_{см} + U_y = 0;$$

$$U_{II} = \frac{U_{ИМ}}{\pi} \cdot \alpha.$$



**Рис. 25.1. Схема компаратора К**

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

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

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

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

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

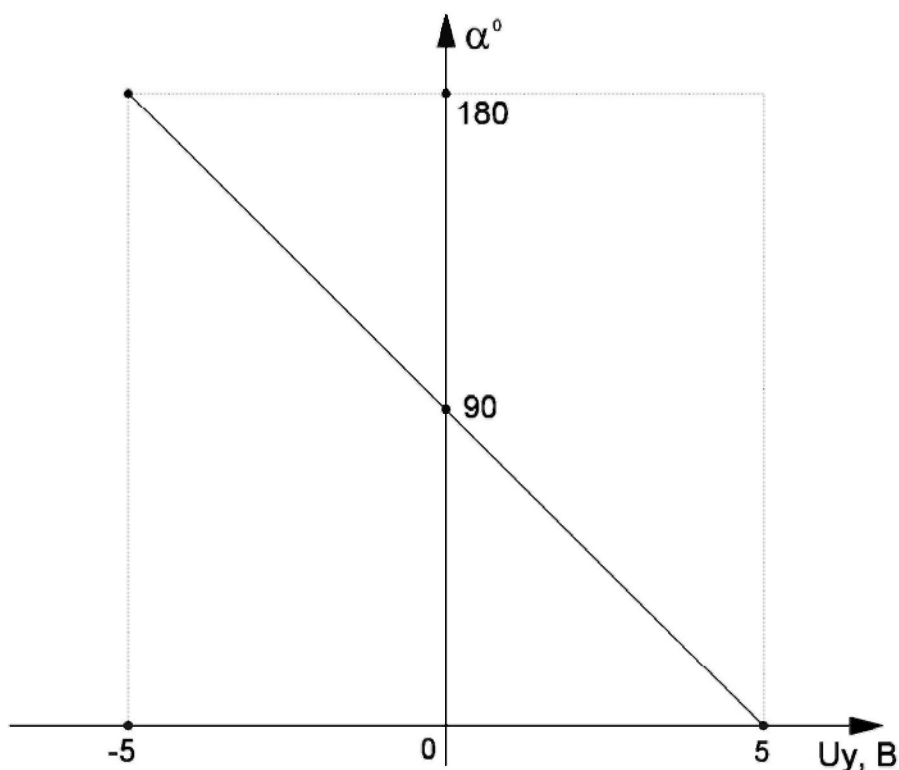
или



$$U_{сМ} = -\frac{U_{гМ}}{2}. \quad (25.2)$$

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

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



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

При косинусоидальном опорном напряжении:

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

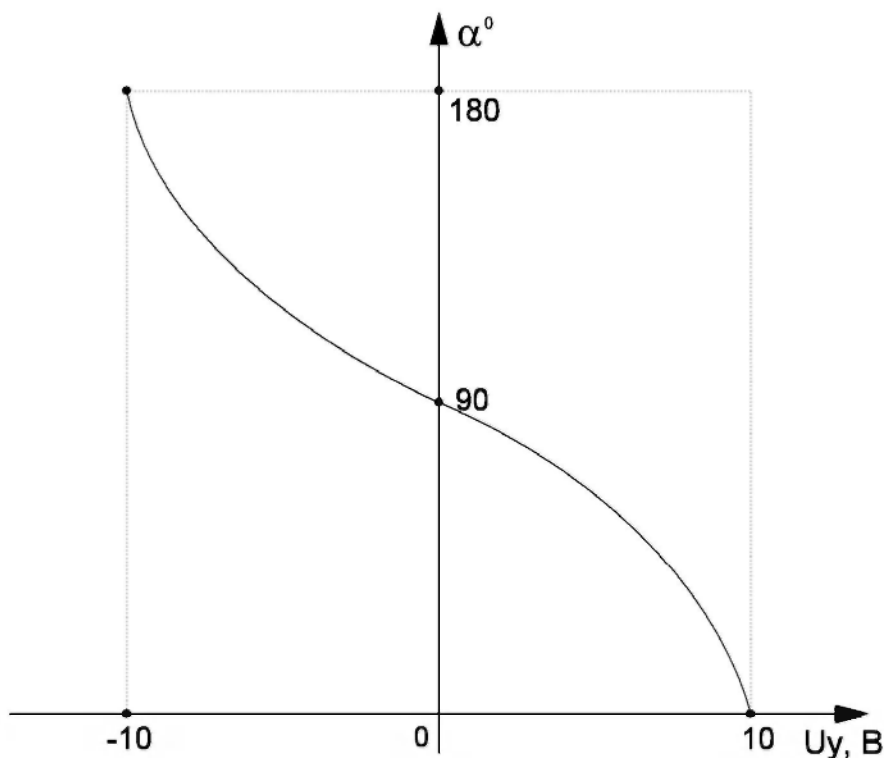
где  $U_{кМ} = 10 \text{ В}$  – максимальное значение косинусоидального опорного напряжения.

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

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.



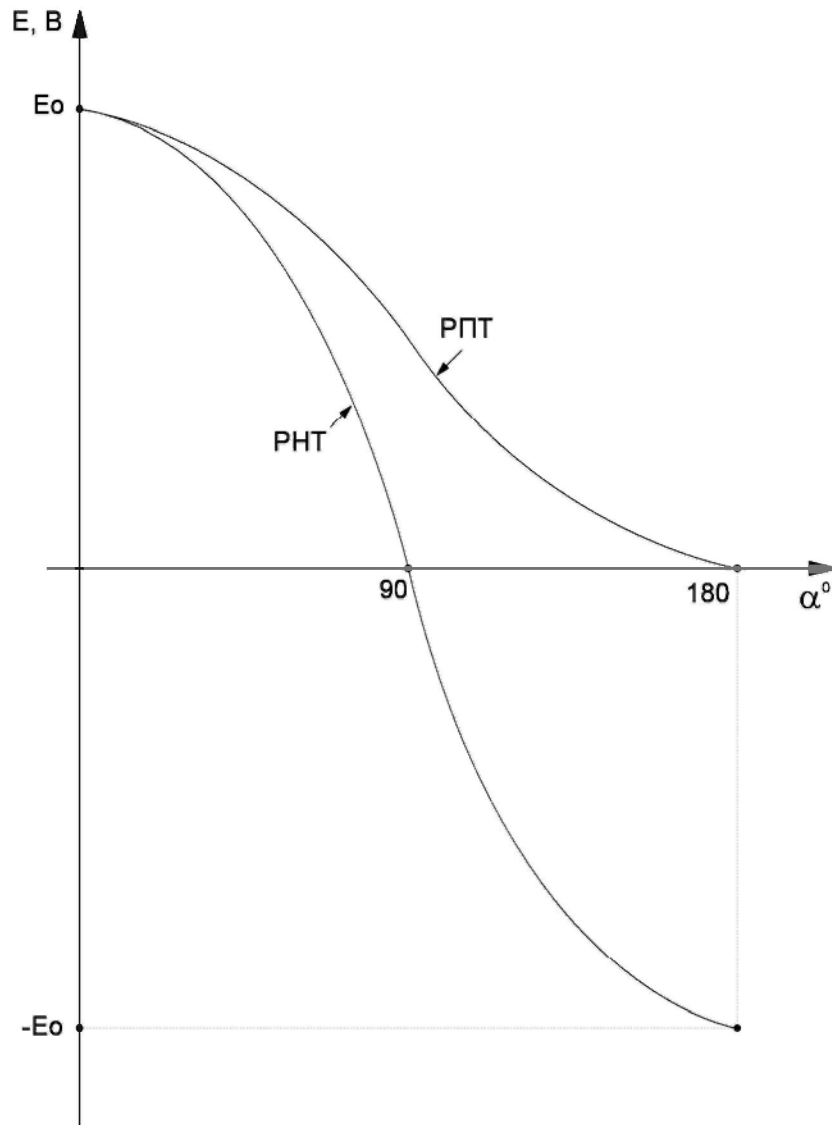
**Рис. 25.3. Характеристика управления СИФУ при косинусоидальном опорном напряжении**

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)**

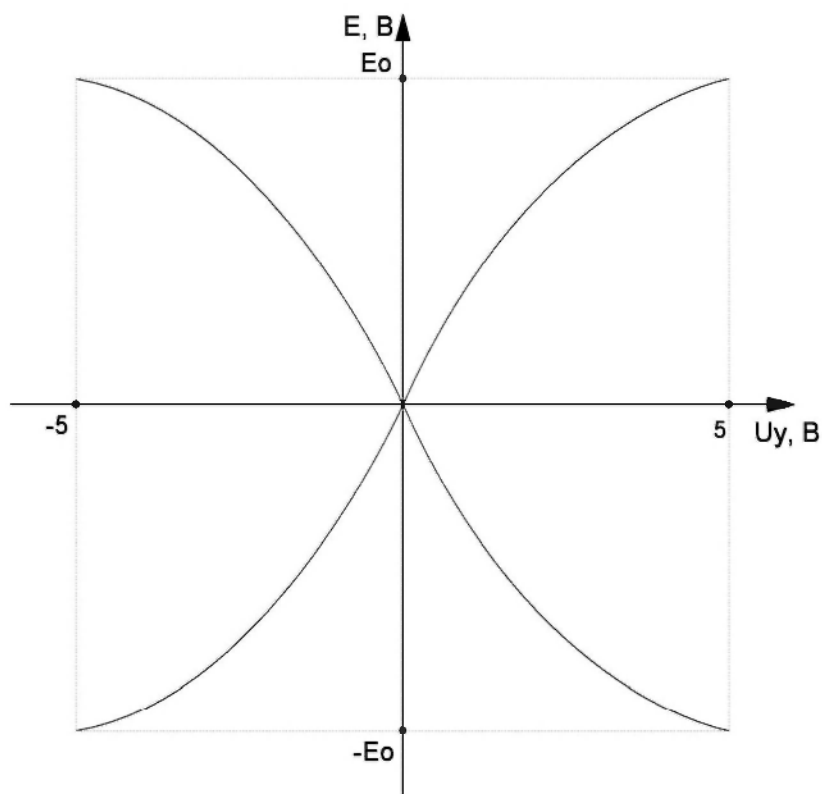
**Характеристика управления преобразователем – это зависимость  $E = f(U_y)$ .**

$$\begin{cases} E = E_0 \cdot \cos \alpha \\ \alpha = -\frac{\pi}{U_{\text{ИМ}}} \cdot (U_y + U_{\text{СМ}})^2 \end{cases}$$

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

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

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**

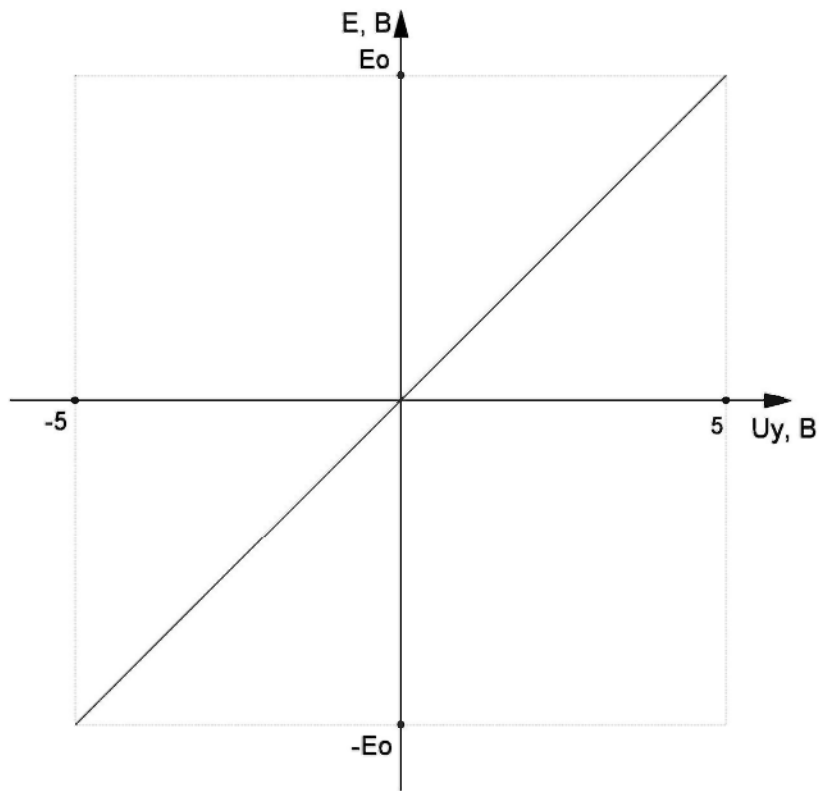
При косинусоидальном опорном напряжении:

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

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

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

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 тиристорных 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  $VSI$  (полууправляемый ключ). Это схема ШИП с параллельной емкостной коммутацией.

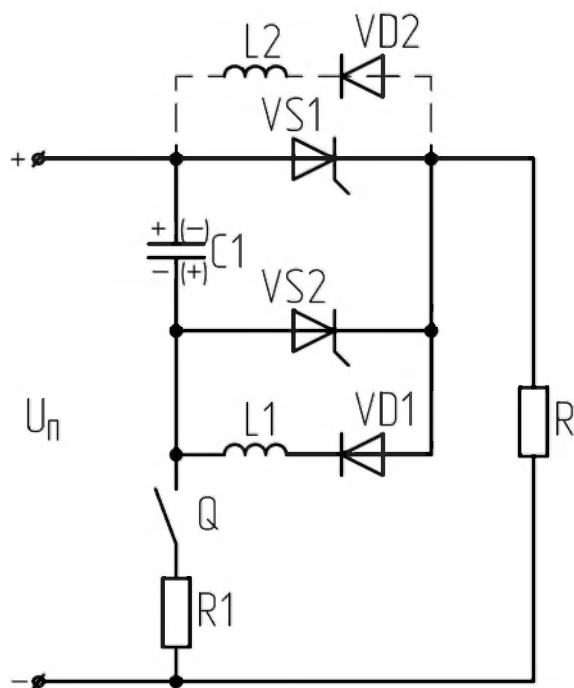


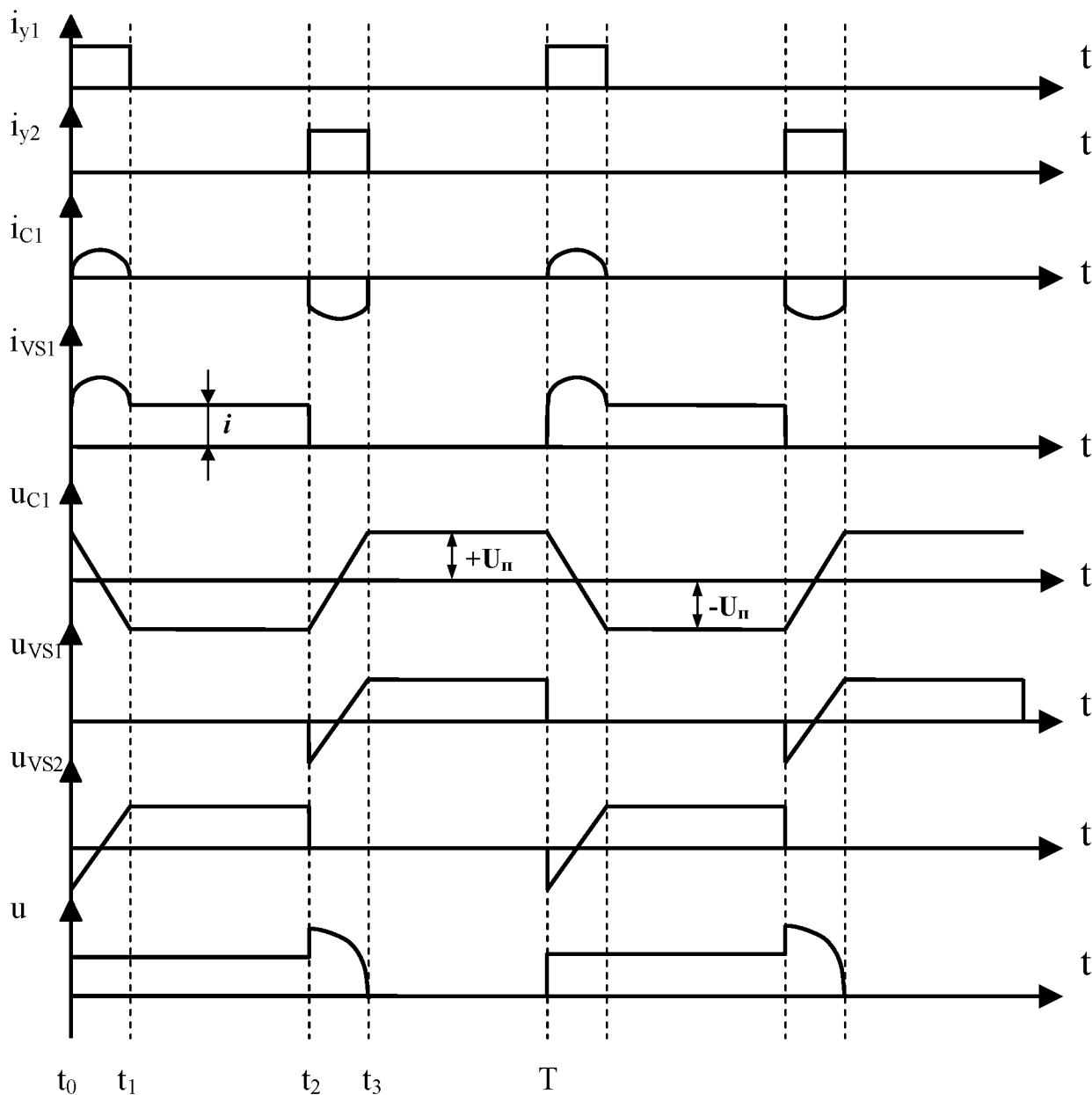
Рис. 26.1. Схема ШИП с параллельной емкостной коммутацией

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  $+C1-VS1-VDI-L1-C1$ . 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 тиристору  $VS1$ . Для закрывания  $VS1$  в момент времени  $t_2$  подаётся открывающий импульс  $i_{y2}$  на вспомогательный тиристор  $VS2$ .

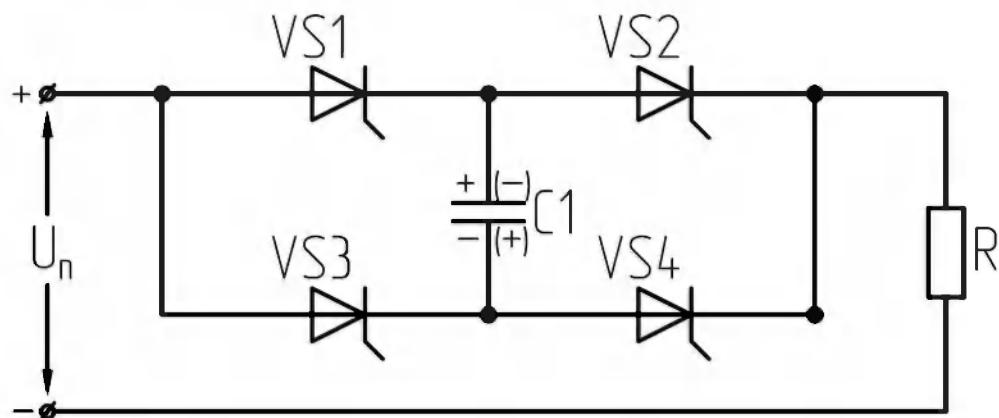


При этом конденсатор  $C1$  подключается к тиристорам  $VS1$  и  $VS2$  напряжением обратной полярности и закрывает их ( $+C1-VS2-VS1-C1$ ). После закрывания основного тиристора  $VS1$  ток нагрузки протекает от источника питания  $U_n$  через конденсатор  $C1$  и  $VS2$ . При этом конденсатор  $C1$  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  $t_0$  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  $t_0$  равно удвоенному напряжению питания  $2U_n$ . Ток нагрузки протекает по цепи:

$U_n - VS1 - C1 - VS4 - R - U_n$ . При этом конденсатор  $C1$  начинает перезаряжаться и к моменту времени  $t_1$  меняет свою полярность на  $+U_n$  (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  $VS4$ .

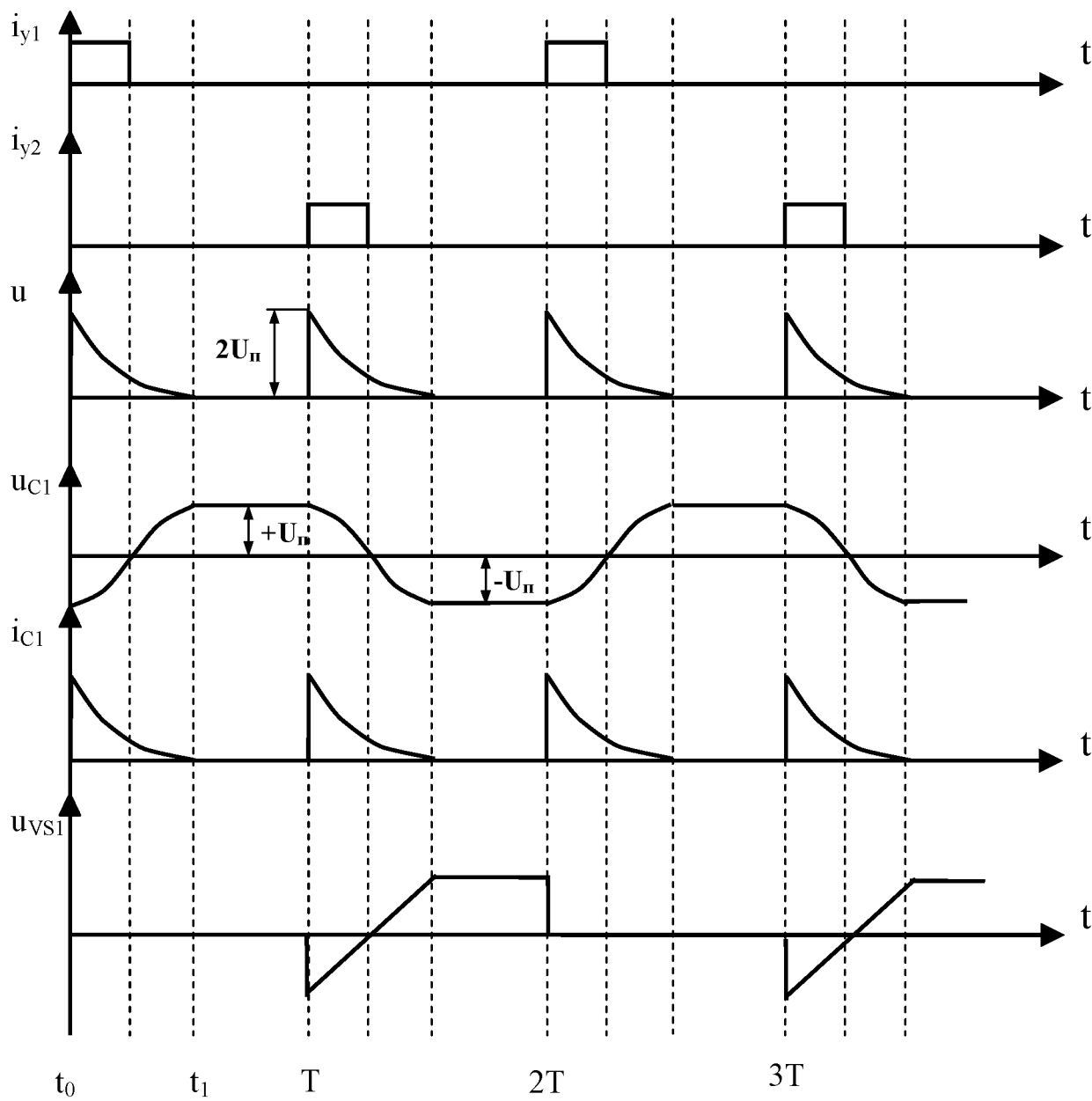


Рис. 27.2. Временные диаграммы работы ШИП с последовательной емкостной коммутацией

## 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.

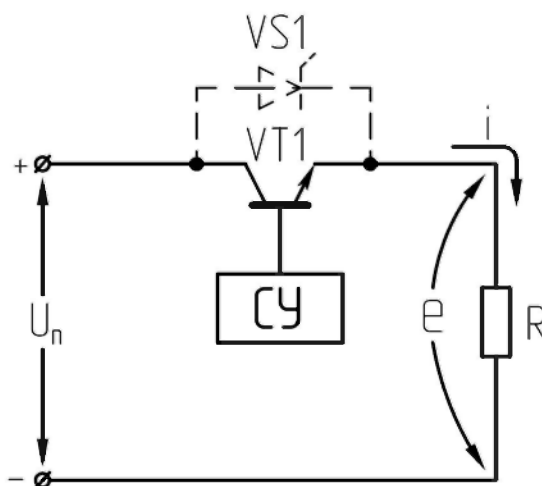


Рис. 28.1. Схема последовательного ШИП при работе на активную нагрузку

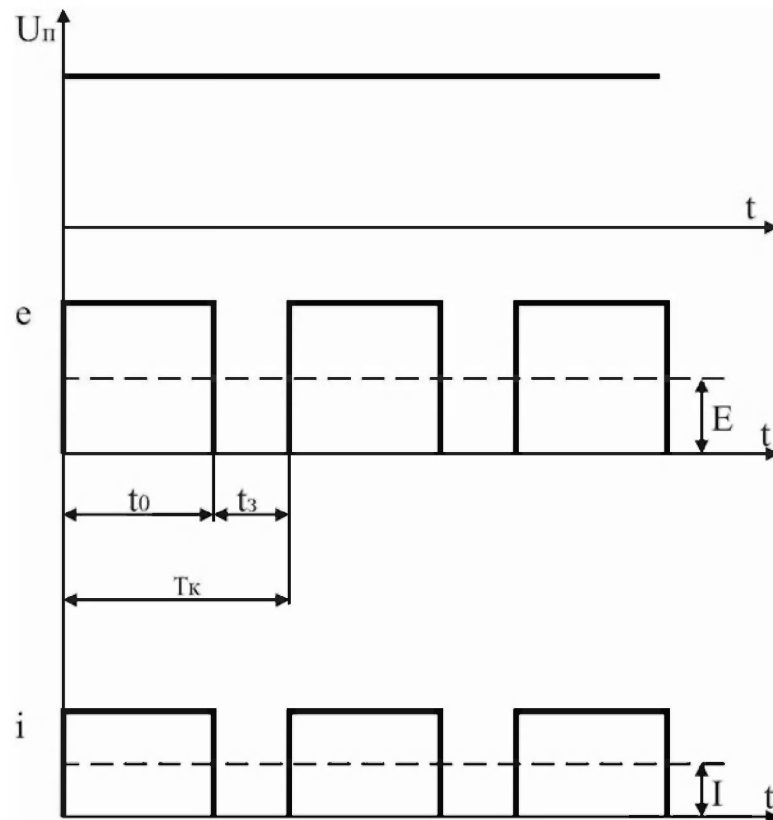


Рис. 28.2. Временные диаграммы работы последовательного ШИП на активную нагрузку

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.

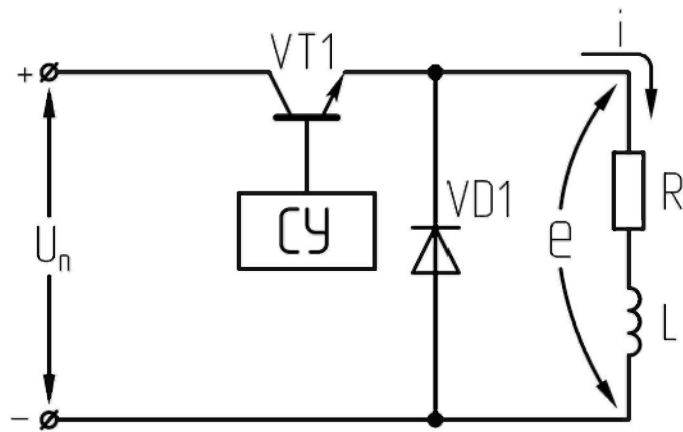


Рис. 28.3. Схема последовательного ШИП при работе на активно-индуктивную нагрузку

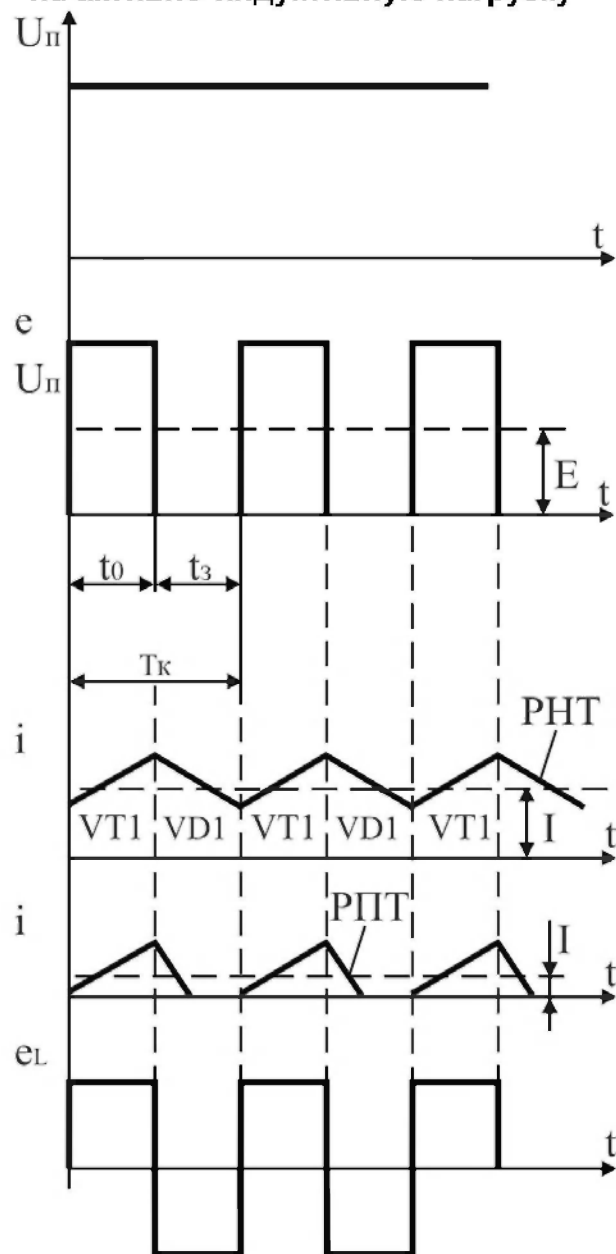


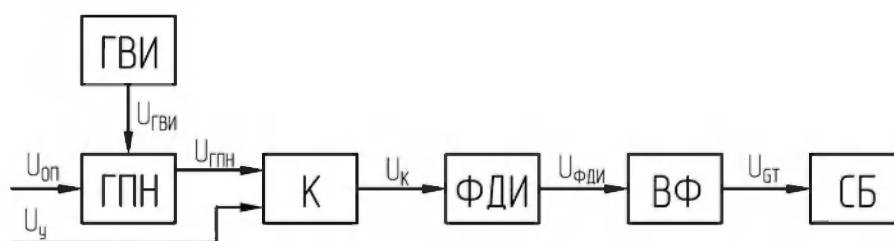
Рис. 28.4. Временные диаграммы работы последовательного ШИП на активно-индуктивную нагрузку

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 пилы 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  $100 \text{ Гц}$ , как у выпрямителей.

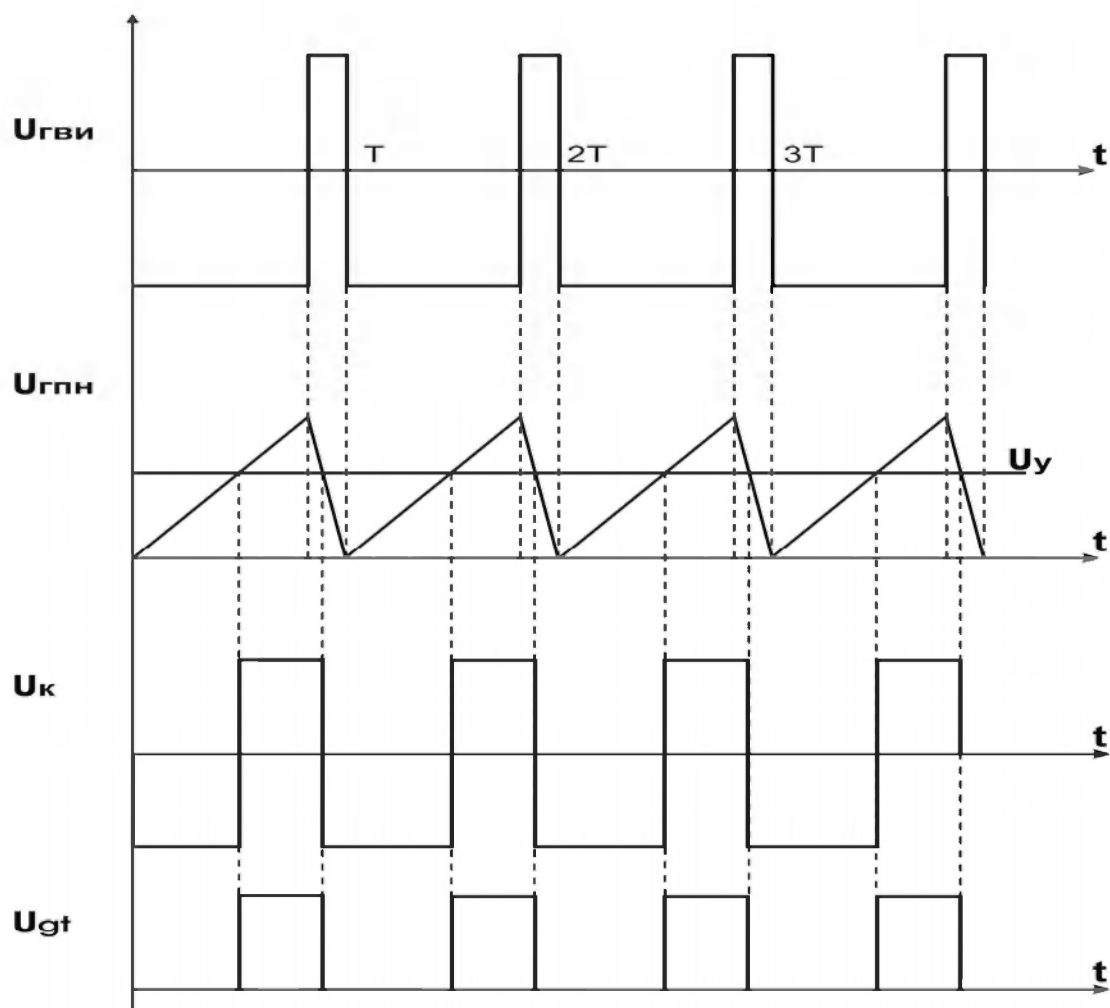


Рис. 28.6. Временные диаграммы работы СУ ШИП



## 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.

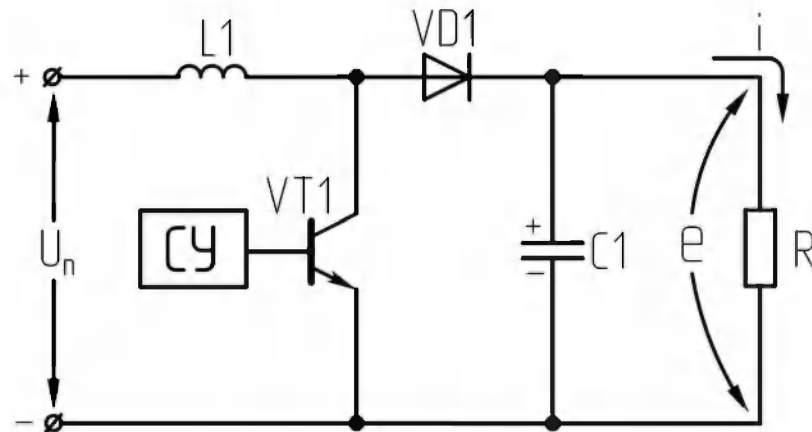


Рис. 29.1. Схема параллельного ШИП при работе на активную нагрузку

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.

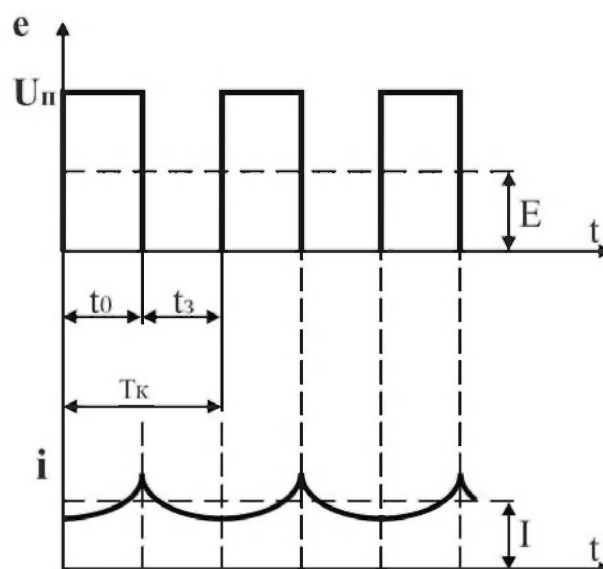


Рис. 29.2. Временные диаграммы работы параллельного ШИП

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

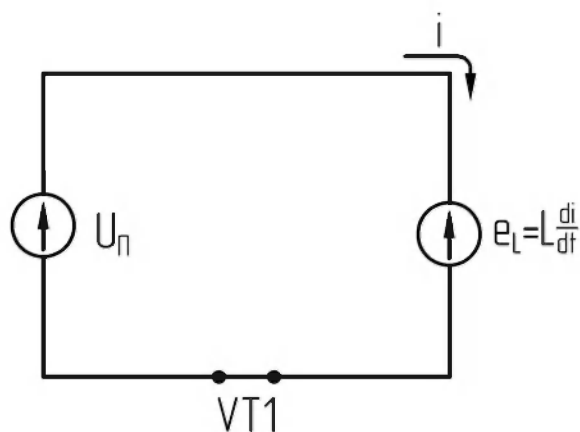


Рис. 29.3. Схема замещения ШИП при  $0 < t < t_0$

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

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

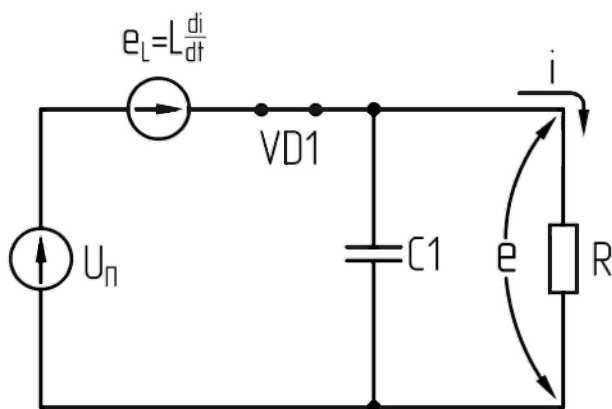


Рис. 29.4. Схема замещения ШИП при  $t_0 < t < T_k$

$$U_{II} + e_L = e,$$

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

В момент времени  $t=t_0$  ключ  $VTI$  закрывается и энергия индуктивности  $LI$  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  $\gamma$  – 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

Ревверсивный 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  $VD1$ – $VD4$ .

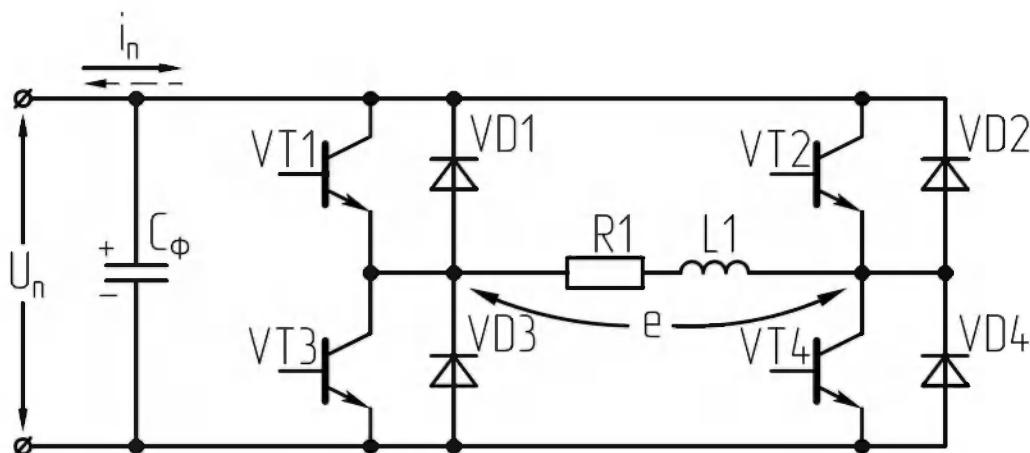


Рис. 30.1. Схема реверсивного мостового ПШИУ

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  $U_H$ .

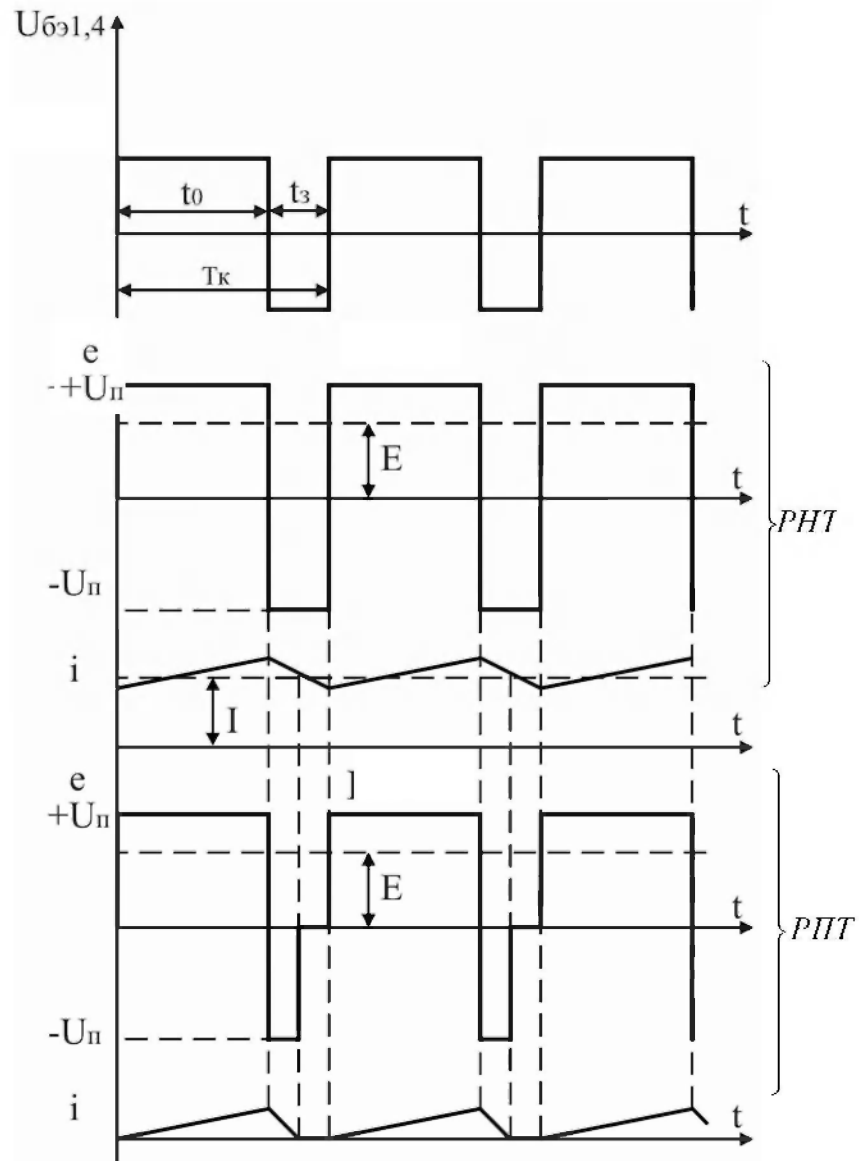


Рис. 30.2 Временные диаграммы работы ПШИУ при диагональной коммутации

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

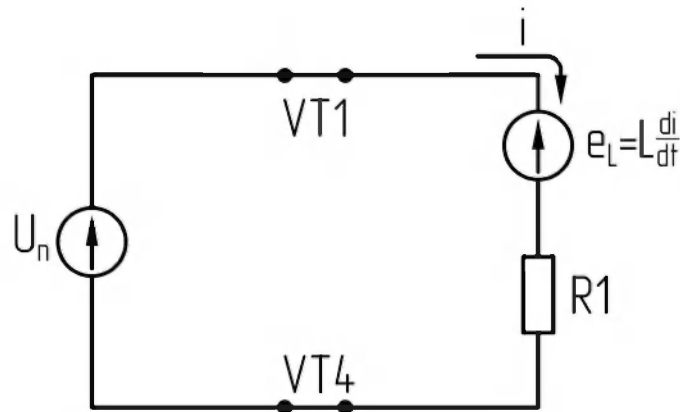


Рис. 30.3. Схема замещения ПШИУ при  $0 < t < t_0$

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.

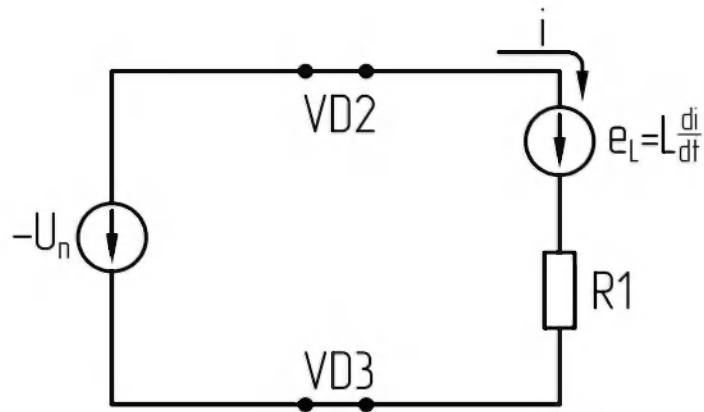


Рис. 30.4. Схема замещения ПШИУ при  $t_0 < t < T_k$

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  $C_{\phi}$ .

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

В этом выражении  $\gamma$  изменяется от 0 до 1. Причём, при изменении  $\gamma$  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.

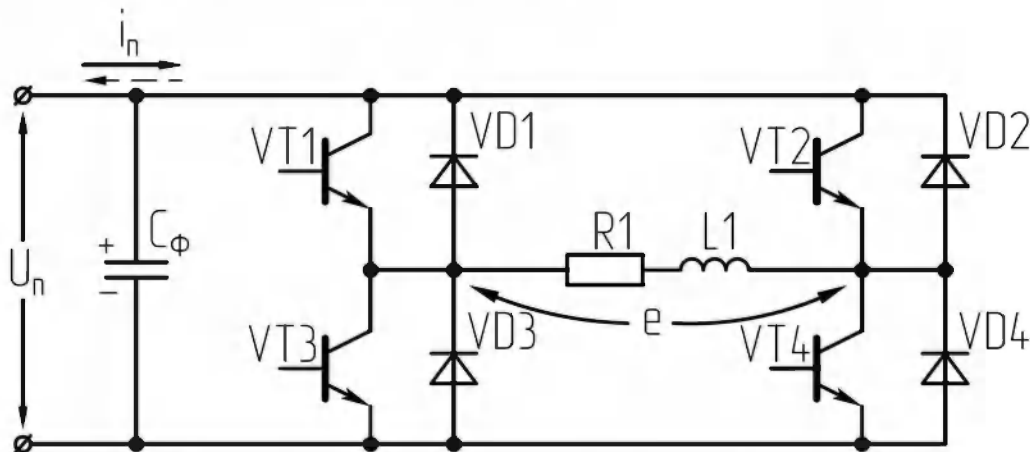


Рис. 31.1. Схема реверсивного мостового ПШИУ

При симметричной коммутации коммутируются попарно (попеременно) ключи  $VT1, VT4$  и  $VT2, VT3$ . Если напряжение управления равно нулю, то транзисторы коммутируются со скважностью  $\gamma$ , 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).

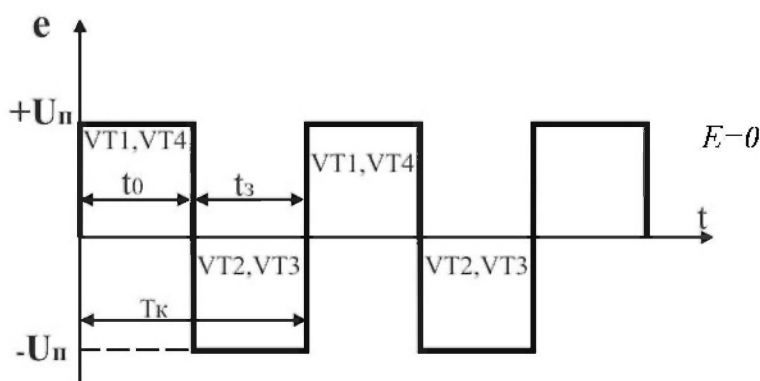


Рис. 31.2. Напряжение на нагрузке при  $\gamma = 0,5$

При открывании ключей  $VT1$  и  $VT4$  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  $t_2$ ).

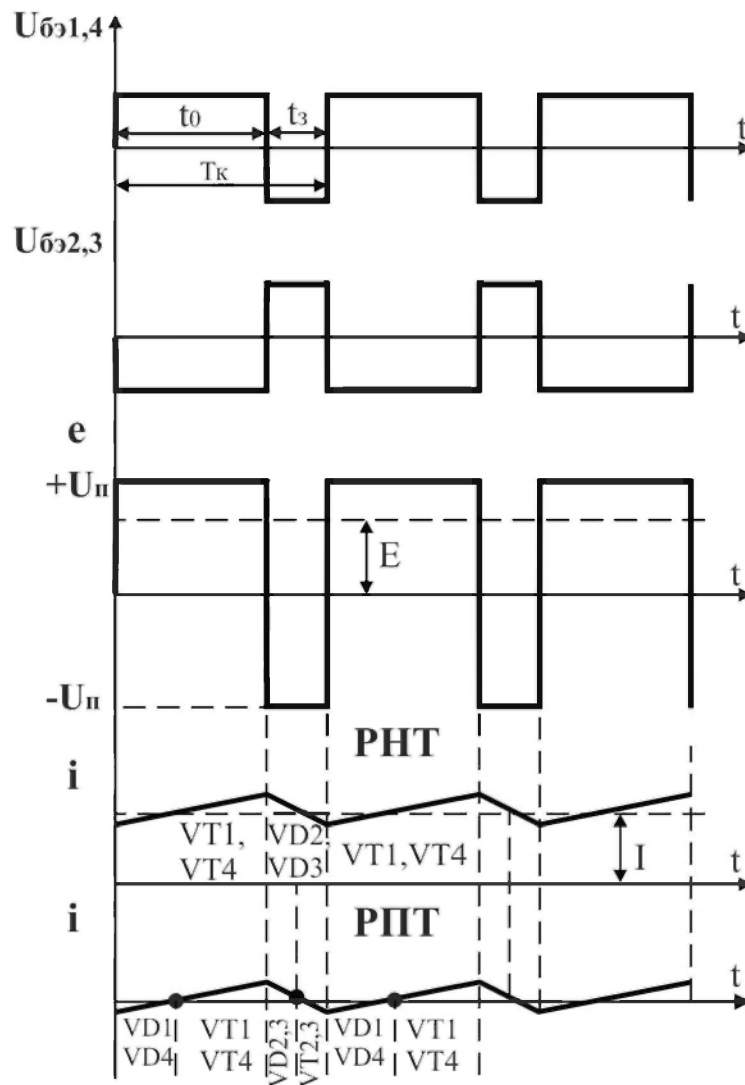


Рис. 31.3. Временные диаграммы работы ПШИУ при симметричной коммутации

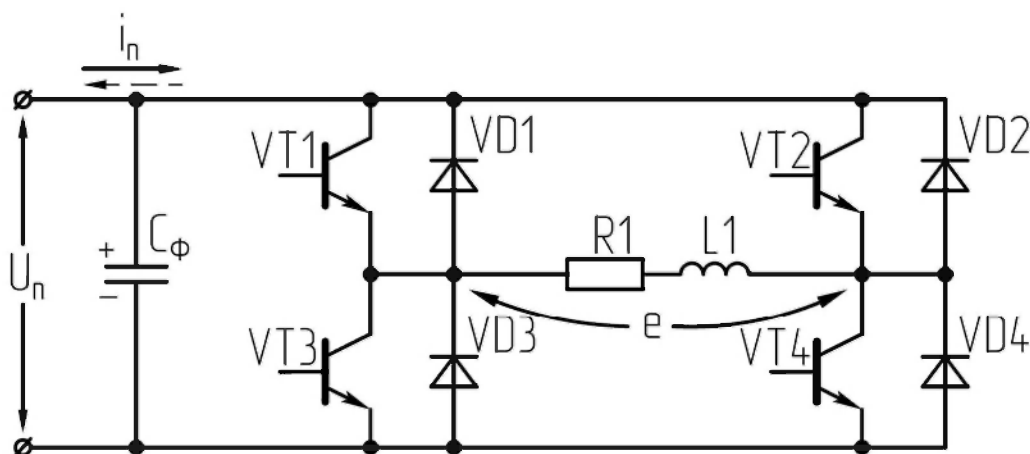
В момент времени  $t_2$  диоды  $VD1$  и  $VD4$  закрываются и открываются транзисторы  $VT1$  и  $VT4$ . Таким образом, на интервалах, когда работают диоды,  $e$  и  $i$  имеют разные знаки, т.е. происходит отдача энергии в источник питания.

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.

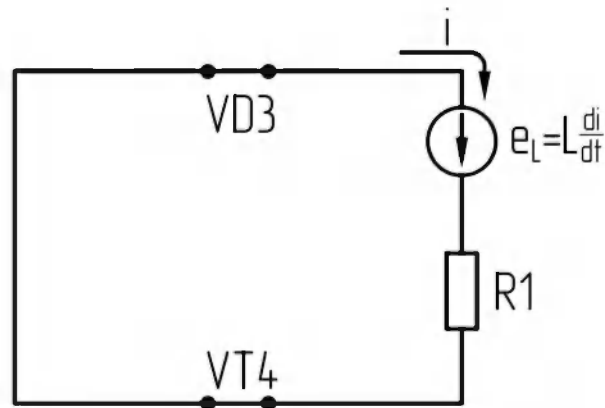


Рис. 32.2. Схема замещения ПШИУ при  $t = t_0$

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), та 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.

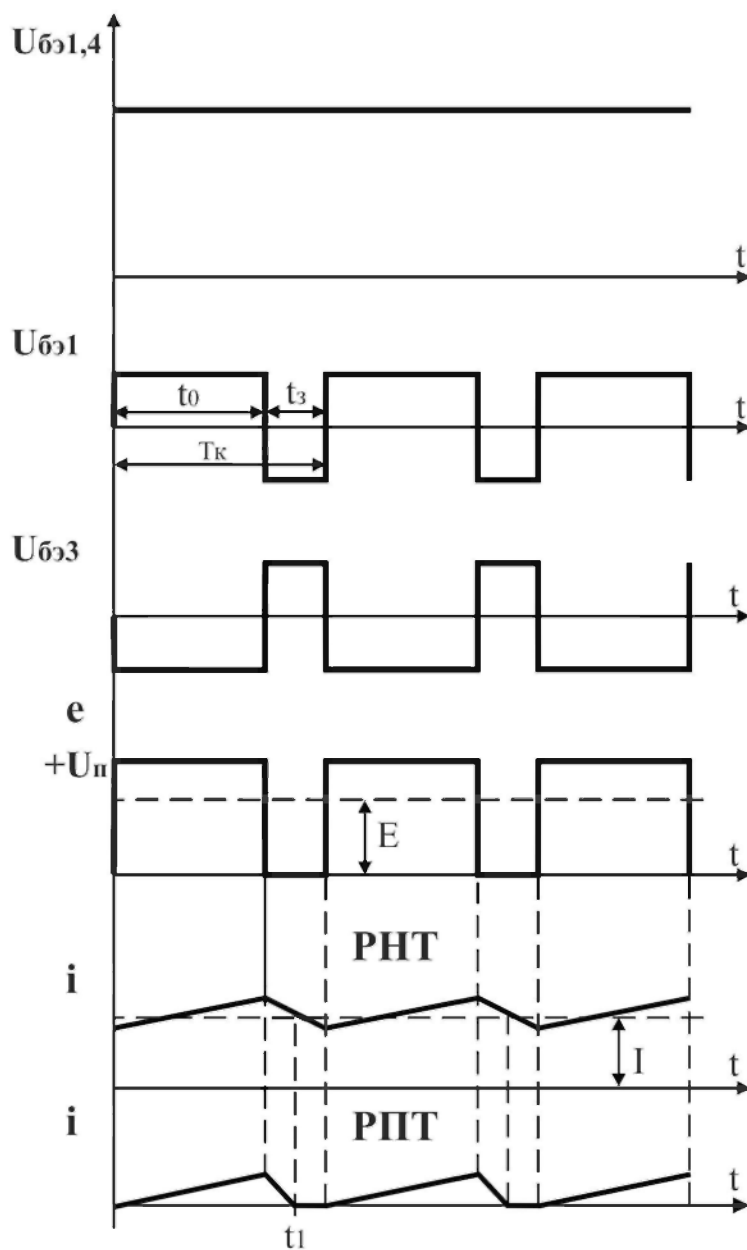


Рис. 32.3. Временные диаграммы работы ПШИУ при несимметричной коммутации

### 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.

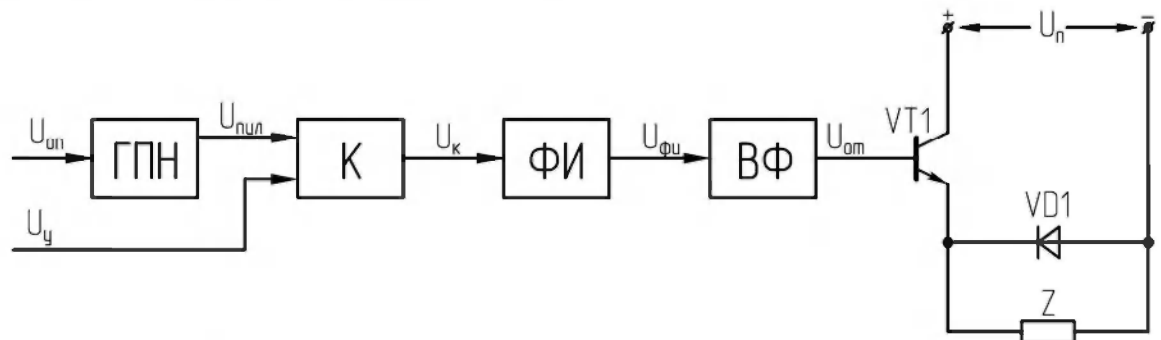


Рис. 33.1. Структурная схема СУ транзисторным ШИП

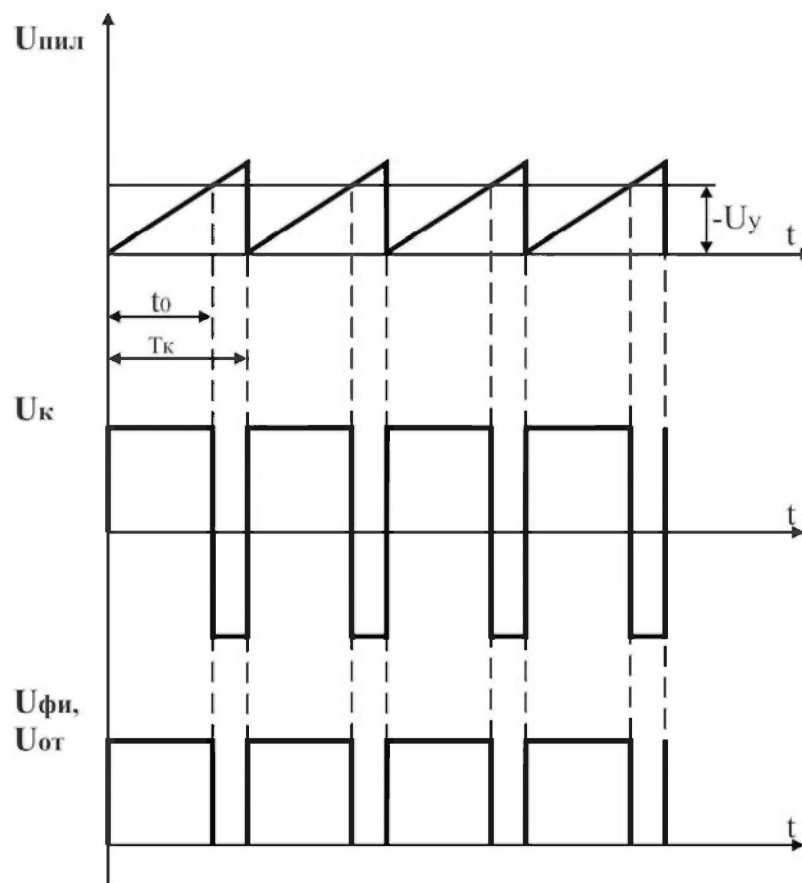


Рис. 33.2. Временные диаграммы работы системы управления ШИП

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

Основным узлом СУ, осуществляющим преобразование сигнала управления  $U_y$  в скважность импульсов  $\gamma$  (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):

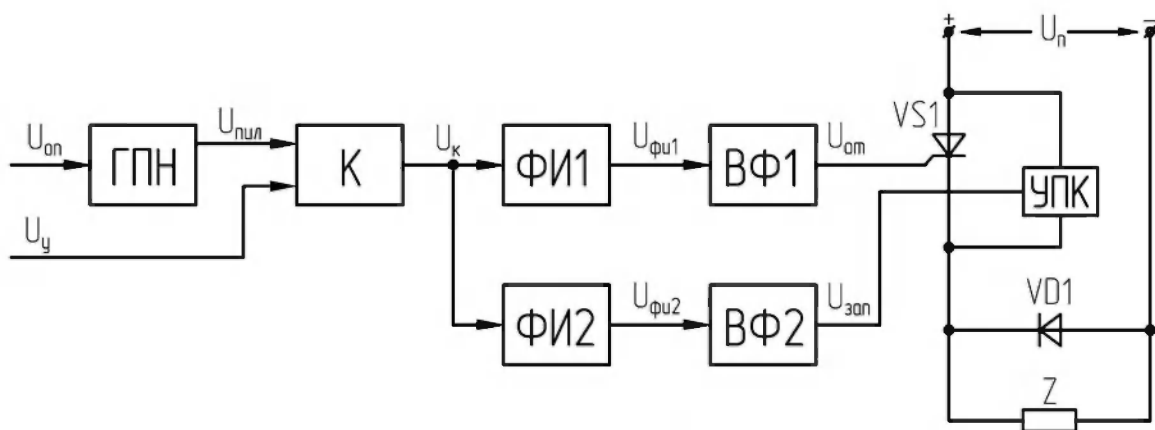


Рис. 33.3. Структурная схема СУ тиристорным ШИП

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

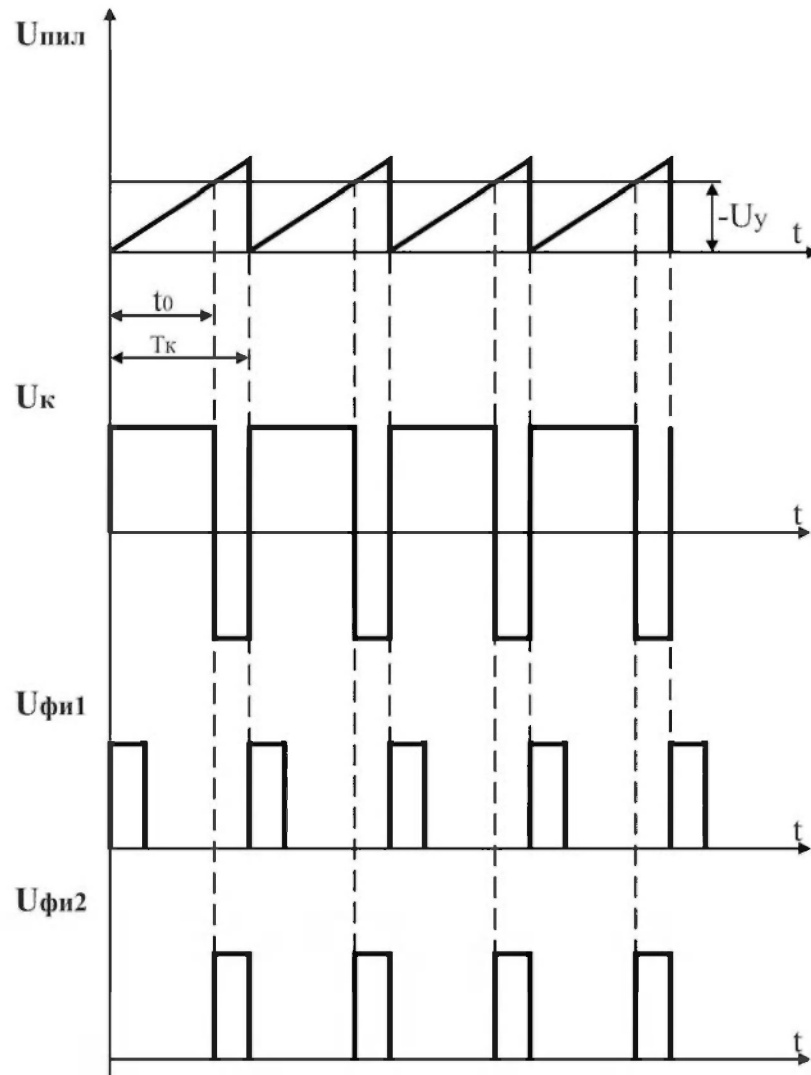


Рис. 33.4. Временные диаграммы работы СУ тиристорным ШИП

В отличие от транзисторной схемы, в схеме управления тиристорным ШИП необходимо формировать два коротких импульса:  $U_{фи1}$  и  $U_{фи2}$  – один на основной тиристор, а другой на вспомогательный тиристор в устройстве принудительной коммутации, который приводит к закрыванию основного тиристора.



## 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.