

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ  
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи

ДЖАБОРОВ МЕХРУБОН МАХМАДКУЛОВИЧ

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ  
ЗОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОВОЗОВ  
НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Специальность: 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени

Кандидат технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук,  
профессор Н. И. Щуров

Новосибирск – 2014

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СПОСОБОВ И СРЕДСТВ УПРАВЛЕНИЯ ТЭД ДЛЯ ЭЛЕКТРОВОЗОВ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ .....	12
1.1. Схемотехнические построения систем управления с амплитудным регулированием .....	14
1.2. Схемотехнические построения систем управления с фазовым регулированием .....	19
1.3. Систематизация средств и способов управления ТЭД электровозов переменного тока .....	26
Выводы по первой главе.....	31
ГЛАВА 2. АНАЛИЗ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЧЕТЫРЕХЗОННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ .....	33
2.1. Однофазная нулевая и мостовая схема выпрямителя .....	35
2.2. Энергетические соотношения однофазных нулевых и мостовых схем выпрямителя.....	39
2.3. Исследование режимов работы зонно-фазовых выпрямителей мостового типа.....	47
2.4 Совершенствование схемных решений и алгоритмов работы зонно-фазовых выпрямителей.....	63
Выводы по второй главе.....	70
ГЛАВА 3. ЧЕТЫРЕХЗОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ЛЕСТНИЧНОЙ СТРУКТУРОЙ .....	72
3.1. Описание усовершенствованного варианта четырехзонного преобразователя с лестничной структурой.....	72
3.2. Анализ режимов работы усовершенствованного четырехзонного преобразователя с лестничной структурой .....	74
3.3. Особенности создания контуров коммутации в схеме усовершенствованного преобразователя с лестничной структурой .....	83
3.4 Анализ преобразователя с учетом коммутационных токов в пере-	

ходных режимах.....	88
3.5. Внешние характеристики и энергетические показатели .....	108
Выводы по третьей главе.....	123
ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ЧЕТЫРЕХЗОН- НОГО ПЕРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В ПРОГРАММЕ MATLAB/Simulink .....	124
4.1. Пакет визуального программирования matlab/simulink .....	124
4.2. Имитационные модели выпрямителей с учетом реальных пара- метров электровоза .....	124
4.3. Модельное исследование коммутационных процессов и энергетиче- ских характеристик мостового и лестничного четырехзонного преобразователя в среде matlab/simulink .....	129
4.3.1 Результаты имитационного моделирования четырехзонного преобразователя с мостовой структурой.....	129
4.3.2 Результаты имитационного моделирования четырехзонного преобразователя с лестничной структурой.....	136
4.4. Энергетические характеристики зонно-фазовых преобразователей. ....	141
Выводы по четвертой главе.....	143
ГЛАВА 5. ПОСТРОЕНИЕ ФИЗИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТЯГОВОГО ПРЕОБ- РАЗОВАТЕЛЬНОГО АГРЕГАТА ЛЕСТНИЧНОГО ТИПА.....	145
5.1 Описание физической модели.....	145
5.2 Программа экспериментов.....	149
5.3 Результаты экспериментов.....	155
Выводы по четвертой главе.....	164
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	165
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	167
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	177

## ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы диссертационного исследования. Доля потребления электроэнергии железной дорогой России достаточно велика, она ежегодно составляет около 5...7 % от общей выработки. Распоряжением президента ОАО «Российские железные дороги» 11 февраля 2008 г была утверждена Энергетическая стратегия железнодорожного транспорта на перспективу до 2030 года. Одним из основных вопросов стратегии является повышение эффективности перевозочного процесса, достижение энергетической эффективности железнодорожного транспорта в целом, в том числе и на тягу поездов.

Около 25 тыс. км железных дорог в России электрифицировано по системе однофазного переменного тока промышленной частоты и электрификация на переменном токе продолжается. Более 20 % электровазов на переменном токе оборудованы преобразователями с однофазным зонно-фазовым регулированием (ОЗФР) для обеспечения плавности регулирования скорости тяговыми двигателями. Преобразователи ОЗФР нашли широкое применение на электровазах переменного тока серий ВЛ80р, ВЛ85, ВЛ65, ЭП1 и др.

Основным недостатком электровазов с ОЗФР на сегодняшний день является сравнительно низкие значения энергетических показателей, особенно коэффициента мощности  $\chi$ , среднее значение которого не превышает 0,8.

Изучению проблемы повышения энергетических показателей и путей ее решения посвящены работы ученых и исследователей, среди которых значительный вклад внесен Тихменевым Б.Н., Лисицыным А.Л., Плаксом А.В., Покровским С.В., Ермоленко Д.В., Яновым В.П., Бадером М.П., Тулуповым В.Д., Литовченко В.В, Барановым Л. А., Бурковым А. Т., Мамошиным Р.Р., Техманом Н.Б., Зиновьевым Г.С., Щуровым Н.И., Евдокимовым С.А. и др.

Одним из наиболее эффективных путей повышения энергетической эффективности грузовых электровазов на переменном токе является совершенствование ОЗФР, которое не сопряжено с дополнительным расходом материалов и не требует существенной переделки используемого трансформаторного оборудования.

**Целью работы** является повышение энергетических показателей ОЗФР в системе управления тяговыми электродвигателями (ТЭД) электровозов на переменном токе.

**Задачи исследования:**

1. Исследование и систематизация существующих схемных решений ОЗФР для управления ТЭД электровозов на переменном токе.
2. Определение способов повышения энергетических показателей ОЗФР с учетом особенностей коммутационных процессов.
3. Построение схемного решения и оценка эффективности усовершенствованного ОЗФР с применением методов структурного синтеза.
4. Проведение модельных и экспериментальных исследований ОЗФР для проверки достоверности теоретических положений и определения их энергетической эффективности.

**Научная новизна работы заключается в следующем:**

1. Предложен усовершенствованный вариант ОЗФР с лестничной структурой, исключающий образование двойных контуров коммутации, что способствует достижению наивысших энергетических показателей преобразователя.
2. Получены расчетные соотношения, определяющие коэффициент фазового сдвига основной гармоники напряжения относительно тока для всех зон регулирования ОЗФР.

**Практическая ценность результатов работы:**

1. Разработаны и предложены улучшенные схемные решения ОЗФР с лестничной структурой для управления ТЭД электровозов на переменном токе, которые могут быть применены без изменения существующих систем управления и не требующие существенной переделки силовой части полупроводникового преобразователя и трансформаторного оборудования. В случае использования четырехзонного преобразователя с лестничной структурой, оснащенного предлагаемой системой управления, удастся повысить значения коэффициента мощности в пределах 3...5 %, по сравнению с существующими ОЗФР.

2. Разработаны имитационные модели ОЗФР различных структур, которые позволяют исследовать режимы работы, оценивать и повышать их тягово-энергетические показатели, решая задачи энергосбережения.

#### **Методы исследований:**

Для решения поставленных задач в диссертационной работе применялись теоретические и экспериментальные методы исследований. В основу теоретических исследований положены методы теории электрических цепей, метод структурного синтеза, метод кусочно-линейного припасовывания и метод непосредственного интегрирования. Экспериментальные исследования проводились на имитационных моделях в среде MATLAB/ Simulink, а так же на физической модели.

#### **Основные положения, выносимые на защиту:**

1. Результаты теоретических исследований и сравнение двух ОЗФР, вентилярные части которых образуют классическую мостовую и предлагаемую лестничную структуру.

2. Структурный и параметрический синтез ОЗФР с лестничным построением системы автоматического регулирования ТЭД электровоза на переменном токе.

3. Результаты, полученные на имитационной модели ОЗФР различных структур, позволяющие проводить исследования тягово-энергетических показателей электровоза во всех режимах работы.

4. Результаты экспериментальных исследований физических моделей ОЗФР.

#### **Внедрение (использование) научных результатов:**

Научные результаты, связанные с разработкой энергосберегающих технологий для грузовых электровозов, работающих на переменном токе, легли в основу создания методики проектирования усовершенствованных преобразователей в системе электроснабжения на переменном токе напряжением 25 кВ, которая предложена для предприятий железнодорожного транспорта.

Выполненные в работе исследования нашли отражение в учебном процессе кафедры “Электротехнические комплексы” НГТУ:

1. В учебном пособии «Электроснабжение транспортных объектов» и «Системы электроснабжения электрического транспорта на постоянном токе», в учебно-методическом пособии «Моделирование систем электрического транспорта для магистрантов по направлению 140400 - Электроэнергетика и электротехника»;

2. При чтении лекций по курсам: “Электроснабжение электрического транспорта”, “Преобразовательная техника на электрическом транспорте” для студентов 3, 4 и 5 курсов;

3. В студенческих научно-исследовательских работах, при выполнении курсовых и дипломных работ.

Материалы данной работы используются аспирантами кафедры “Электротехнические комплексы” при подготовке научно-исследовательских работ.

#### **Достоверность полученных результатов:**

Подтверждена сопоставительными вычислительными экспериментами, проводившимися на базе специализированных компьютерных программ в среде MATLAB/Simulink, а также сопоставлением теоретических расчетов с результатами экспериментальных исследований на физической модели ОЗФР электровоза серии ВЛ85.

#### **Апробация работы:**

Основные положения диссертации докладывались и обсуждались на: научной конференции молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации» 29 – ноября, 2 – декабря 2012 г. НГТУ, (Новосибирск); XI международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» 2–4 октября 2012г. НГТУ, (Новосибирск); XIV международной заочной научно-практической конференции. – М., Изд. «Международный центр науки и образования», 2013.

#### **Публикации:**

По материалам диссертации опубликовано 7 печатных работ, в том числе 2 – в изданиях, рецензируемых ВАК.

**Конкретное личное участие автора в получении результатов научных исследований, изложенных в диссертации**

Автором выполнен обзор и анализ существующих ОЗФР, выявлены основные принципы построения, преимущества и недостатки этих преобразователей.

Автором разработано и предложено новое схемное решение усовершенствованного ОЗФР лестничного типа и новый алгоритм управления тиристорами, который обладает лучшими энергетическими показателями и рекомендован взамен существующему мостовому ОЗФР на электровозах типа ВЛ85.

В общем виде автором получены основные расчетные соотношения, а так же уравнения для расчета напряжений, токов и мощностей на входе и выходе ОЗФР лестничного типа.

Автором обоснована эффективность внедрения в практику усовершенствованного ОЗФР с лестничной структурой для электровозов, работающих на переменном токе. Проведен анализ коммутационных процессов и установлено, что переход к усовершенствованному варианту преобразователя позволяет увеличить коэффициент мощности электровозов на 3 – 5 % и пропорционально этому снизить потребление реактивной энергии.

Автором самостоятельно спроектирован и изготовлен макетный образец ОЗФР для проведения экспериментов, подтвердивших достоверность основных теоретических положений.

### **Структура и объем работы.**

Диссертационная работа состоит из введения, 5 глав, заключения, библиографического списка использованной литературы из 100 наименований. Работа изложена на 177 страницах машинописного текста, включает 83 рисунка и 14 таблиц.

**В первой главе** рассмотрены теоретические сведения и принципы работы регуляторов выходного напряжения для управления ТЭД электровозов. В роли регуляторов используются управляемые и неуправляемые выпрямители, для которых показаны особенности изменения выходного напряжения при амплитудном и фазном регулировании, проанализированы достоинства и недостатки каждого способа.



Электровозы, использующие мостовой ОЗФР обладают плавным набором скорости в режиме тяги среди других электровозов, однако они имеют недостаточно оптимальное значение энергетических показателей, особенно коэффициента мощности. В номинальном режиме работы этих электровозов коэффициент мощности ( $\chi$ ) ОЗФР не превышает 0,8. Это объясняется действием вынужденной задержки используемой схеме четырехзонного преобразователя с мостовой вентильной структурой, в которой наличие одновременно двух контуров коммутации (малого и большого), приводит к сдвигу энергетического центра выпрямленного напряжения относительно тока в выходных и входных цепях.

Низкие значения коэффициента мощности свидетельствуют о повышенном потреблении реактивной мощности и искажении формы питающего тока. В этом случае тяговая сеть и электрооборудование электровозов нагружается дополнительным реактивным током, что приводит к увеличенному расходу электроэнергии на тягу поездов.

Одним из эффективных путей решения проблемы и повышения энергетической эффективности грузовых электровозов работающих на переменном токе является совершенствование ОЗФР. Прежде всего, необходимо рассовместить коммутационные контуры (большие и малые контуры), чтобы исключить возникновение двойных углов коммутации, что в целом приведет к повышению коэффициента мощности.

**Во второй главе** выполнен подробный анализ электромагнитных процессов в четырехзонных ОЗФР с мостовой структурой, которые использованы в опытных электровозах серии ВЛ85 и ВЛ80р, работающих на переменном токе. Особое внимание уделено коммутации токов тиристором в этих схемах.

В ходе выполненных исследований процессов коммутации токов в четырехзонных ОЗФР с мостовой структурой выявлен основной недостаток и установлено, что общая продолжительностью коммутационного процесса, неоправданно увеличена и составляет порядка  $\approx 2\gamma$ .

Результаты этих исследований показывают, что дальнейшее повышение коэффициента мощности электровозов на переменном токе должно идти по пути

уменьшения величины нерегулируемого минимального угла открытия тиристорных ОЗФР.

Для устранения выявленных недостатков автор предлагает использовать нового четырехзонного ОЗФР с так называемой лестничной структурой. В работе приведено описание такого преобразователя, показан принцип построения схемного решения, составлены алгоритмы управления тиристорами для каждой рабочей зоны в отдельности. Четырехзонный ОЗФР с лестничной структурой обеспечит расщепление контуров коммутации из-за особого «лестничного» построения вентильной части, при этом будет уменьшена общая продолжительность угла коммутации и улучшены энергетические показатели.

**В третьей главе** диссертации приведен подробный анализ режимов работы предложенного ОЗФР с лестничной структурой. Выполнен анализ токов коммутации, когда большие и малые контуры расщеплены, а также проведено исследование энергетических характеристик предложенного схемного преобразователя.

В результате автором аналитическим путем получены необходимые расчетные выражения, определяющие токи, напряжения и мощности на входе и выходе ОЗФР, определены уравнения внешней характеристики и энергетические показатели.

Таким образом, в диссертационной работе автором доказана эффективность применения нового ОЗФР с лестничной структурой. Установлено, что в предложенной схеме коэффициент мощности  $\chi$  окажется выше в среднем на 4% по сравнению с обычными мостовыми ОЗФР.

**В четвертой главе** приведено исследование ОЗФР с помощью имитационной модели. Доказана работоспособность предложенного схемного решения алгоритма управления тиристорами четырехзонного лестничного ОЗФР. Выполнены сравнительные исследования эффективности ОЗФР лестничного типа.

**В пятой главе** данной работы описана разработка и построение физической модели, основные её элементы и их характеристики. Представлены результаты экспериментов, полученные в ходе испытаний физической модели, которые дока-

зывают эффективность работы предложенного схемного решения ОЗФР лестничного типа и справедливость полученных ранее теоретических соотношений.

Таким образом, в диссертационной работе решается важная и актуальная народно-хозяйственная задача, связанная с повышением энергетических показателей и обеспечением энергосбережения для грузовых электровозов, работающих на переменном токе.

## ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СПОСОБОВ И СРЕДСТВ УПРАВЛЕНИЯ ТЭД ДЛЯ ЭЛЕКТРОВОЗОВ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Одним из основных энергетических показателей электровозов, электрифицированных на переменном токе и находящихся в режиме тяги, является коэффициент мощности. Он определяет энергетическую эффективность использования электрической энергии переменного тока, поэтому поддержание его на высоком уровне всегда являлось актуальной задачей. Однако для грузовых электровозов, работающих на переменном токе, характерны сравнительно низкие значения коэффициента мощности, который в номинальном режиме практически не превышает 0,84. Все это указывает на необходимость изыскивать новые способы и средства повышения энергетических показателей.

На электроподвижном составе (ЭПС) переменного тока имеется ряд особенностей в регулировании напряжения, подводимого к ТЭД. В отечественной классификации к ЭПС переменного тока относят все его разновидности, получающие питание от контактной сети переменного тока, независимо от типа используемых на нем тяговых машин [1]. На рисунке 1.1 приведена обобщенная структурная схема регулирования силы тяги ЭПС.

Основным преимуществом системы тяги переменного тока является возможность значительного, теоретически неограниченного, повышения напряжения в контактной сети  $U_{К.С.}$ , которое при помощи тягового трансформатора (ТТ) (рисунок 1.1), с коэффициентом трансформации  $k_T$  снижается до оптимального для тягового электропривода значения  $U_{К.С.} / k_T$ .

В соответствии со структурной схемой, приведенной на рисунке 1.1, регулирование напряжения питания тяговых машин можно производить несколькими путями.

1. Ступенчатое регулирование с помощью ТТ (амплитудное регулирование), причем регулирование можно осуществить изменением числа витков первичной или вторичной секций обмоток.

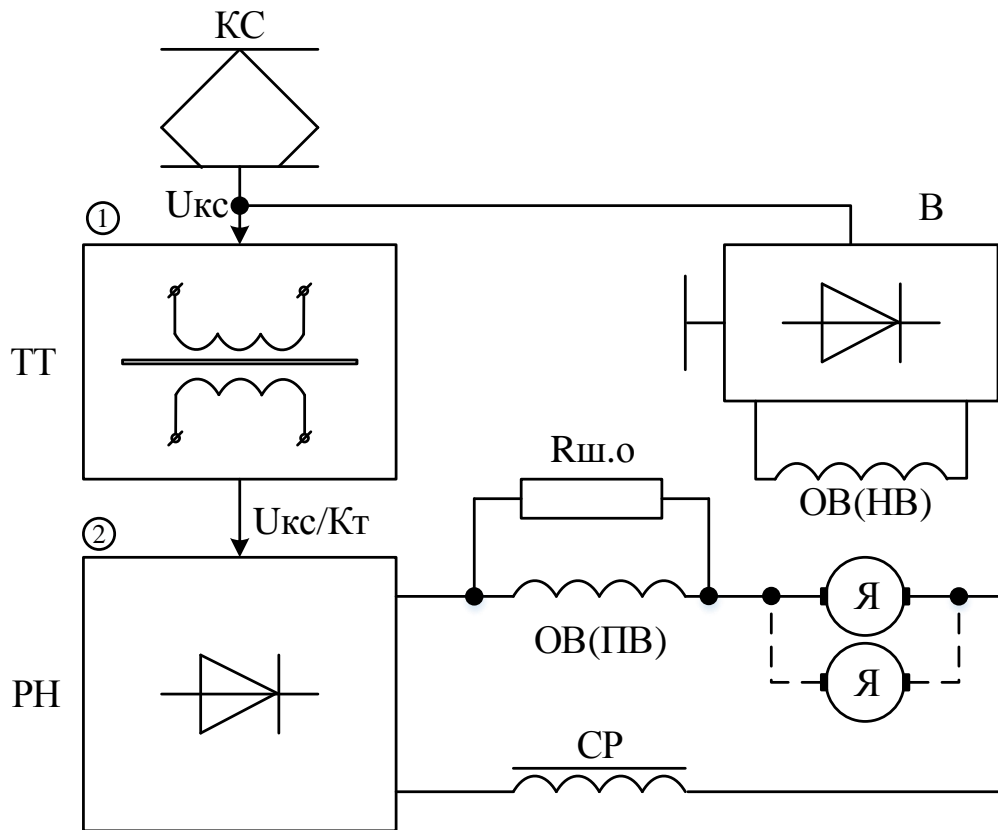


Рисунок 1.1– Структурная схема регулирования силы тяги ЭПС переменного тока: КС – контактная сеть; ТТ – тяговый трансформатор; В – возбудитель; ОВ(НВ) - обмотка независимого возбуждения; ОВ(ПВ) – обмотка последовательного возбуждения; РН - регулятор напряжения; Я – якорь; СР – сглаживающий реактор;  $U_{К.С}$  – напряжение контактной сети;  $R_{ш.о}$  – шунтирующий резистор ослабления поля;  $U_{К.С} / k_T$  – оптимальное напряжение тягового электропривода

2) Фазовое регулирование напряжения РН. Здесь регулирование напряжения на ТЭД осуществляется с помощью специальных управляемых полупроводниковых элементов. В качестве управляемых полупроводниковых элементов широко применяются тиристоры, транзисторы и т. д. [4].

3) Регулирование осуществляется ослаблением магнитного поля ТЭД [5].

4) Регулирование перегруппировкой ТЭД в силовых цепях с целью (ступенчатого) изменения величины напряжения, подводимого к ТЭД.

5) Комбинирование выше перечисленных способов регулирования скорости на ЭПС [6].

Чаще всего встречается одновременное регулирование с помощью (ТТ) и регулятора напряжения РН или ослабления поля ТЭД.

Таким образом, можно считать, что имеется, по крайней мере, два принципиально разных технических способа регулирования силы тяги ТЭД на ЭПС переменного тока.

В данной главе рассматриваются существующие схемные решения с точки зрения возможности повышения энергетических показателей для ЭПС.

### **1.1 Схемотехнические построения систем управления с амплитудным регулированием**

Амплитудное регулирование силы тяги ЭПС осуществляется за счет изменения коэффициента трансформации (ТТ), это приводит к изменению напряжения на ТЭД. Для этого вторичная (первичная) обмотка имеет ответвления, которые переключаются электрическими аппаратами, например, контакторами.

При регулировании на стороне низкого напряжения, его изменение от нуля до номинального производится переключением секций вторичной обмотки трансформатора. Преимуществом низковольтного регулирования является простота, недостатком – необходимость коммутации больших токов и ограниченное число секций обмотки трансформатора из-за больших габаритных размеров их выводов [7].

*Симметричное регулирование.* Регулирование на вторичной стороне трансформатора при мостовой схеме включения неуправляемых вентилях (рисунок 1.2) широко применялось на электровозах и электропоездах переменного тока [8 – 11]. Присоединение вентилях к тому или иному выводу вторичной обмотки позволяет изменять напряжение, подводимое к выпрямительному мосту, а, следовательно, и выпрямленное напряжение.

Регулирование в такой схеме осуществляется переключением контакторов 1...6. При замыкании контакторов 1 и 2 на выпрямитель подается напряжение  $1,0U_C$  секции *a*. Ток нагрузки при этом делится пополам переходным реактором (ПР). Затем отключают контактор 1 и замыкают контактор 3. При этом ПР под-

ключается к секции *б*. На данной ступени регулирования ПР выполняет роль автотрансформатора и делит напряжение секции *б* пополам. К мостовой схеме подключается напряжение  $1,5U_C$ . Далее, отключается контактор 2 и замыкается контактор 4. В этом случае на выпрямитель подается напряжение  $2,0U_C$ . Дальнейшие аналогичные переключения позволяют поднять уровень выпрямленного напряжения до  $2,5U_C$  и  $3,0U_C$ .

Продолжительная работа ПР в режиме автотрансформатора не допускается, так как через него протекает не только ток нагрузки, но и ток, возникающий в результате замыкания соответствующей секции. Обычно такие ступени используются в качестве пусковых и не включаются более чем на 15 мин.

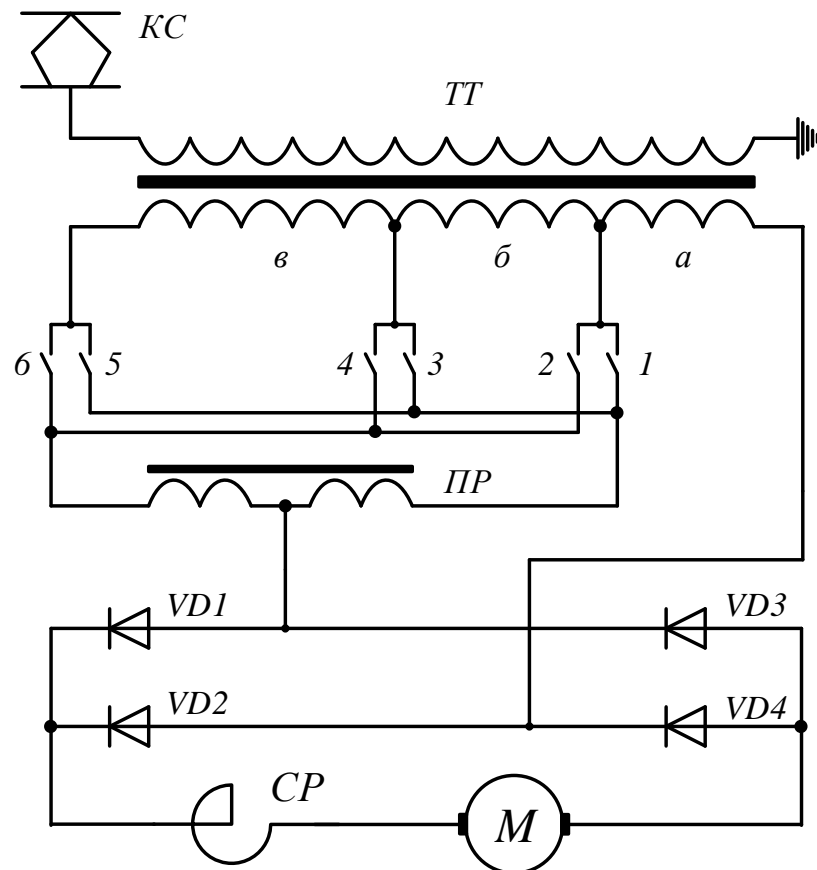


Рисунок 1.2 – Регулирование переключением отводов от обмотки по мостовой схеме

Недопустимы также длительные (более 1 сек) переключения контакторов (например, приведенное переключение контакторов 1 и 3), так как ток протекает только по одной половине ПР. При этом сильно возрастает индуктивное сопро-

тивление ПР, что приводит к увеличению в нем падения напряжения, интенсивному нагреву обмоток ПР и снижению напряжения, подаваемого на выпрямитель. Снижается также и коэффициент мощности.

*Несимметричное и встречно-согласное регулирование.* На рисунке 1.3 приведена схема, в которой использован вышеописанный способ регулирования выпрямленного напряжения, но в случае применения схемы выпрямления с нулевой точкой. Управление контакторами двух секций выпрямителя можно осуществлять как симметрично (при малом числе отводов от вторичной обмотки), так и несимметрично, если имеется достаточно большое число отводов. В последнем случае переключения контакторов в секциях выпрямителя может осуществляться поочередно. При этом амплитуды смежных пульсаций выпрямленного напряжения чередуются по величине. Это позволяет примерно в два раза увеличить число ступеней изменения напряжения. С целью дальнейшего увеличения числа ступеней в выпрямителях электровозов и электропоездов при нулевой схеме помимо согласного включения секций обмоток применялось и встречное их включение [6, 12].

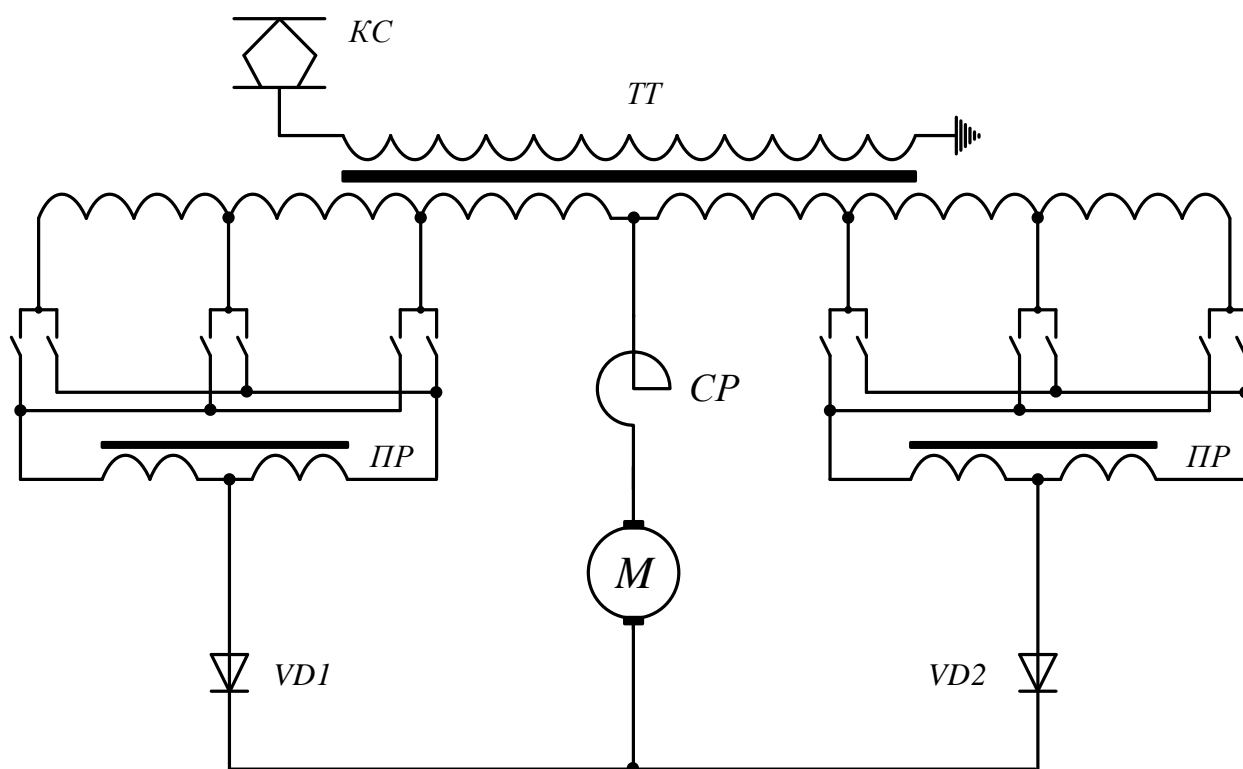


Рисунок 1.3 – Амплитудное регулирование по схеме с нулевым выводом



*Схемы с вентильным переходом.* Недостатки вышеописанных способов регулирования, связанные с переключением больших токов, устраняются в схемах с так называемым вентильным переходом [13, 14].

В такой схеме, показанной на рисунке 1.4, последовательно с контакторами 1, 2 и 3 и т.д. выводов трансформатора включены вентили VD1, VD2 и VD3 и т.д., которые позволяют при переключении, например, с секции *a* на секцию *б* осуществлять замыкание контактора 2 до отключения контактора 1. При одновременности включения контакторов секция *б* замыкается накоротко, но вентили VD1, VD2 предотвращают возникновение тока короткого замыкания. Контактор 1 в этом случае отключается без разрыва тока нагрузки, так как электрическая цепь замкнута через контактор 2.

При обратных переходах, например, когда сначала замыкается контактор 1, а затем контактор 2, последний разрывает ток, но при более легких условиях, так как дуга горит только в течение одного полупериода. При размыкании контактора 2 в бестоковый полупериод дуги не возникает.

Такое схемное решение обеспечивает улучшение работы контакторов, позволяет их выполнить более простыми и компактными.

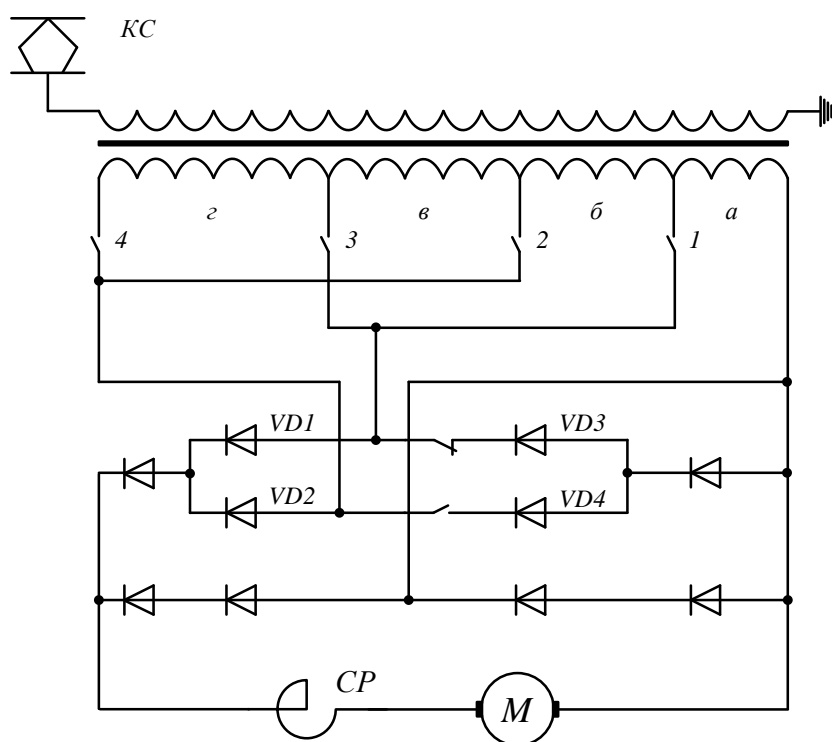


Рисунок 1.4 – Регулирование с вентильным переходом

Практический коэффициент мощности во всех случаях выше приведенных схем с амплитудным регулированием напряжения на ТЭД достаточно высок.

Как известно, коэффициент мощности определяет степень потребления реактивной энергии из сети и зависит от коэффициента сдвига между током и напряжением и степени искажения основной гармоники [15]. При амплитудном регулировании практически не возникает сдвиг между током и напряжением (без учета коммутации) (ТТ) и соответственно минимально значение искажения основной гармоники, что в целом поддерживает высокое значение коэффициента мощности. Его значение в каждом поддиапазоне при амплитудном регулировании примерно одинаково и определяется выражением

$$\chi = \frac{U_d \cdot I_d}{U_1 \cdot I_1} \approx (0,9 - 0,95) \quad (1.1)$$

Однако наряду с высоким значением коэффициента мощности этих схем не решен существенный недостаток, который требует особого внимания.

Для реализации амплитудного регулирования напряжения, чтобы обеспечить плавность регулирования, требуются около 20 – 30 ступеней. Реализовать такое количество ответвлений от вторичных обмоток (ТТ) означает установку громоздких коммутационных аппаратов, которые ввиду своей низкой износостойкости, при большом их количестве, снижают общую надежность выпрямительного агрегата. Из-за низкого коммутационного ресурса необходимы частые ревизии, которые сопровождаются заменой деталей и ремонтом, а, следовательно, связаны с высокими эксплуатационными затратами. В процессе отключения цепей традиционными аппаратами появляется открытая электрическая дуга, которая сопровождается громкими звуковыми и яркими световыми эффектами. Регулирование в таких схемах ступенчатое, что на ЭПС приводит к значительным толчкам тягового усилия, и может вызывать буксование колесных пар. Поэтому, несмотря на достаточно высокие значения коэффициента мощности, вышеперечисленные недостатки в конечном итоге указывают на необходимость дальнейшего совершенствования силовой части системы управления, свободной от этих недостатков.

## 1.2 Схемотехнические построения систем управления с фазовым регулированием

Использование силовых управляемых полупроводниковых приборов позволяет, кроме амплитудного, применять еще и фазовое регулирование, при котором ступенчатое изменение тока и напряжения заменяется плавным [15, 16].

*Фазовое регулирование для схемы с нулевой точкой.* Фазовое регулирование для схемы с нулевой точкой (рисунок 1.5) применяется для регулирования тока в обмотках возбуждения (ОВ) ТЭД электровозов ВЛ80<sup>T</sup>, ВЛ80<sup>C</sup>, ВЛ80<sup>P</sup>, ВЛ85, ВЛ65, ЧС4Г, ЧС8 [17].

Для анализа принципа действия таких схем воспользуемся следующими общепринятыми допущениями [18]:

- пульсация выпрямленного тока пренебрежимо мала;
- коммутация вентилей происходит практически мгновенно.
- индуктивность нагрузки постоянного тока бесконечно большая  $L_H \rightarrow \infty$

Это дает право считать прямоугольной форму тока в обмотках трансформатора.

Если задерживать отпирание тиристоров на угол  $\alpha$  по отношению к началу полупериода, то коммутация вентилей тоже будет запаздывать на угол  $\alpha$ .

Среднее выпрямленное напряжение с учетом фазового регулирования

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (1.2)$$

Ток первичной обмотки имеет прямоугольную форму с амплитудой  $I_{1m} = \frac{I_d}{K_t}$ ,

и его первая гармоника отстает от напряжения сети на угол  $\varphi = \alpha$ .

Фактически сдвиг тока по фазе будет несколько больше за счет влияния намагничивающего тока первичной обмотки трансформатора.

Коэффициент мощности (без учета намагничивающего тока):

$$\chi = \frac{U_{d\alpha} \cdot I_d}{U_1 \cdot I_1} = 0,9 \frac{U_{d\alpha}}{U_d} = \cos \alpha \quad (1.3)$$

Особенности схемы: при  $\alpha = \frac{\pi}{2} = 90^\circ$ .  $U_{d\alpha} = 0$  при  $\alpha > \frac{\pi}{2}$   $U_{d\alpha} < 0$ . При увеличении угла  $\alpha$  свыше  $90^\circ$  можно быстро изменить направление тока  $I_d$ , что используется для быстрого размагничивания ТЭД при срабатывании защиты в режиме электрического торможения [17].

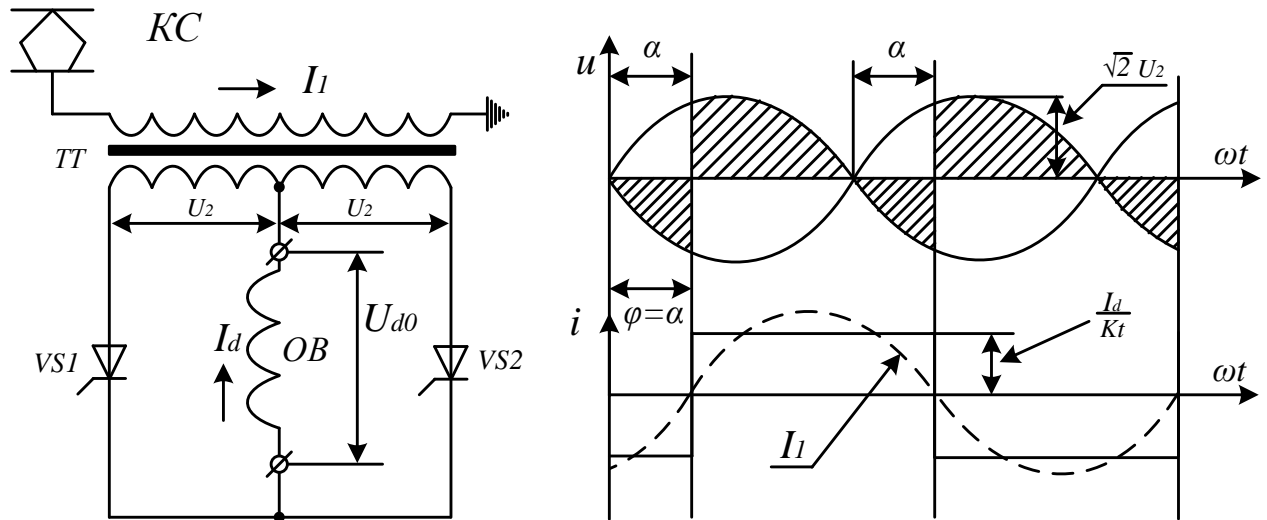


Рисунок 1.5 – Фазовое регулирование для схемы с нулевой точкой

Коэффициент мощности преобразователя согласно формул (1.2) и (1.3) пропорционален выпрямленному напряжению, что можно видеть на рисунке 1.6, (кривая 1).

С увеличением  $\alpha$  возрастает пульсация выпрямленного тока вследствие изменения знака  $U_d$ .

*Фазовое регулирование для схемы с нулевым диодом.* Схемы с нулевыми вентилями (рисунок. 1.7) были предложены в [20-22]. Особенностью этих схем является нулевой вентиль, присоединенный параллельно цепи нагрузки постоянного тока.

Назначение нулевого вентиля:

- срез отрицательной части выпрямленного напряжения и, следовательно, повышение среднего выпрямленного напряжения.

- создание контура для разряда ЭДС самоиндукции, возникающей в обмотках ТЭД и сглаживающего реактора, и, следовательно, уменьшение пульсации выпрямленного тока.

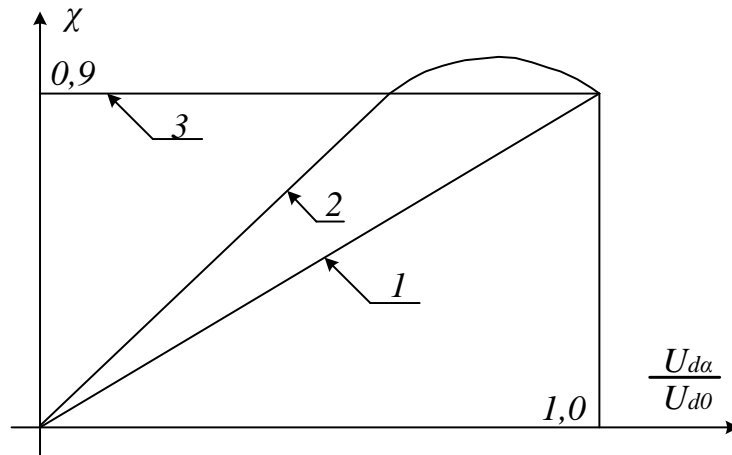


Рисунок 1.6 – Зависимость коэффициента мощности от выпрямленного напряжения: 1 — фазовое регулирование для схемы с нулевой точкой; 2 — фазовое регулирование для схемы с нулевым диодом; 3 — характеристика при амплитудном регулировании

Ток первичной обмотки, в силу того, что  $L_H \rightarrow \infty$  имеет прямоугольную форму с нулевой площадкой. Его первая гармоника сдвинута относительно кривой напряжения приблизительно на угол  $\varphi = \frac{\alpha}{2}$ .

Следовательно, коэффициент мощности:

$$\cos \varphi = \cos \frac{\alpha}{2} \quad (1.4)$$

Эффективное значение тока первичной обмотки:

$$I_1^2 \pi = \frac{I_d^2 (\pi - \alpha)}{K_T^2} \quad (1.5)$$

$$I_1 = \frac{I_d}{K_T} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (1.6)$$

Полная мощность первичной обмотки

$$S_1 = U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (1.7)$$

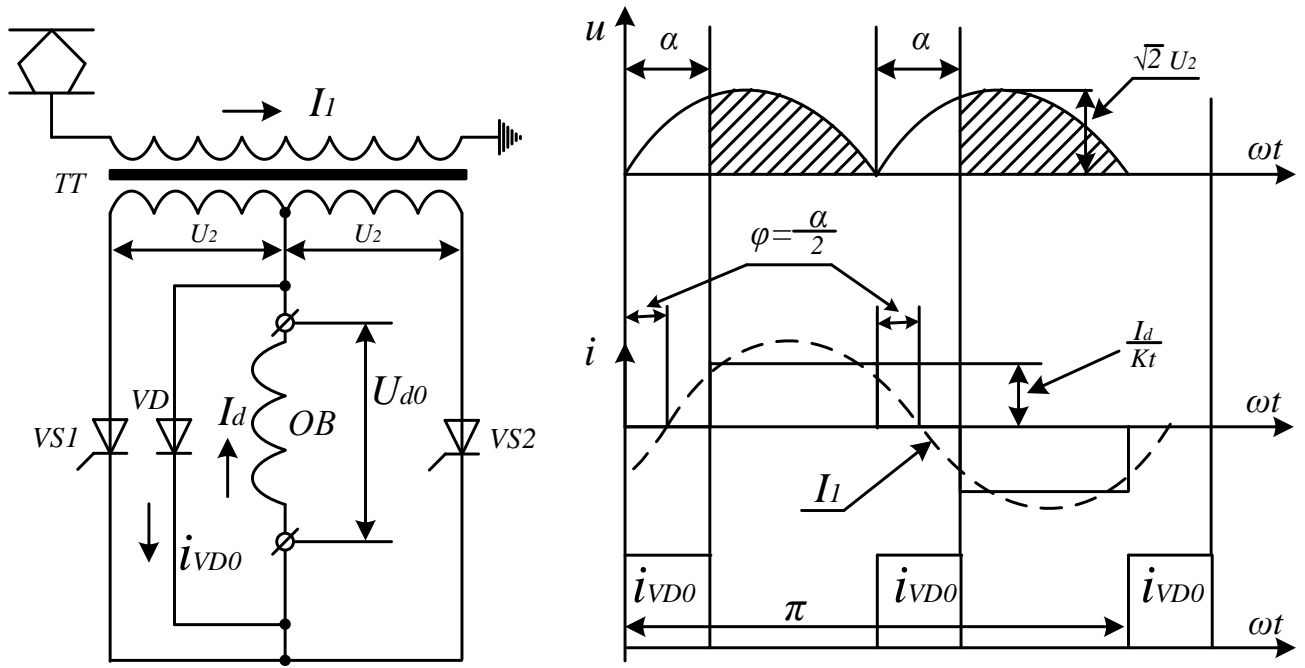


Рисунок 1.7 – Фазовое регулирование для схемы с нулевым диодом

Выпрямленная (активная) мощность

$$P_1 = U_{d\alpha} \cdot I_d = U_{d0} \cdot I_d \frac{1 + \cos \alpha}{2} = \frac{\sqrt{2} U_2 \cdot I_d (1 + \cos \alpha)}{\pi} \tag{1.8}$$

Коэффициент мощности отличается от  $\cos \varphi \approx \cos \frac{\alpha}{2}$ .

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{U_{d\alpha} \cdot I_d}{U_1 \cdot I_1} = \frac{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)}{\sqrt{\pi(\pi - \alpha)}} \tag{1.9}$$

Зависимость коэффициента мощности от выпрямленного напряжения для схемы с нулевым диодом показана на рисунке 1.6 (кривая 2). Из этого графика видно, что  $\chi$  в среднем значительно ниже, чем в схемах с амплитудным регулированием и существенно зависит от  $\alpha$ , однако при малых углах регулирования  $\alpha$ , коэффициент мощности оказывается даже выше, чем при амплитудном регулировании напряжения (кривая 3).

Достоинства фазового регулирования:

- возможность плавного регулирования напряжения и отсутствия колебаний пускового тока нагрузки, что позволяет, например, повысить расчетный коэффициент сцепления, как показано в [23 – 25] дополнительно на 8 %;

- отсутствие силовых контакторов, переключающих секции тягового трансформатора, и как следствие, малые эксплуатационные расходы и более высокая надежность всей системы управления.

Недостатки:

- при больших углах  $\alpha$  — низкие значения коэффициента мощности;
- повышенная пульсация выпрямленного тока.

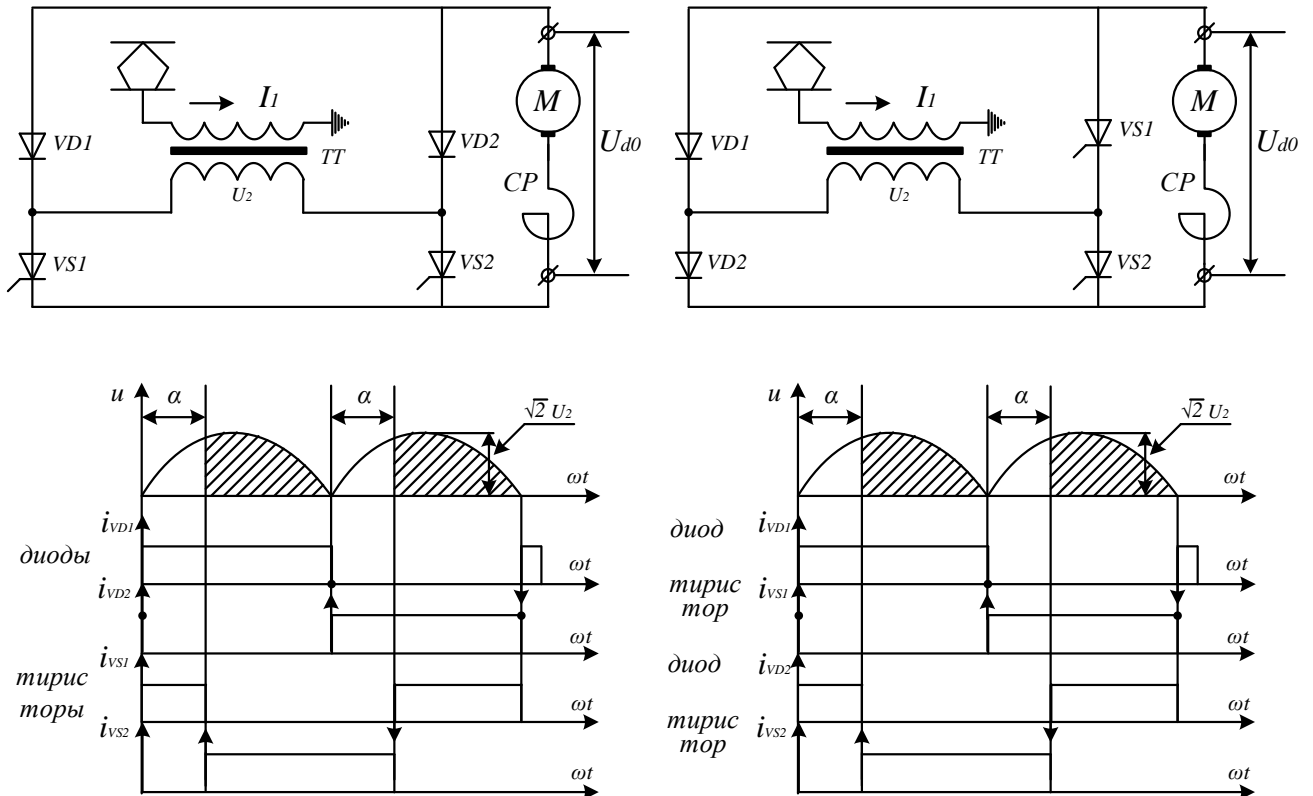


Рисунок 1.8 - Фазовое регулирование для мостовой схемы:

*а* - поперечное расположение тиристоров; *б* - продольное расположение тиристоров

*Фазовое регулирование для мостовой схемы.* В режиме выпрямления для фазового управления в схеме моста достаточно иметь два тиристора. Остальные два силовых прибора могут быть диодами. Возможны два способа включения тиристоров в мостовую схему, показанные на рисунке 1.8, которые условно называют схемами с поперечным и продольным расположением тиристоров [13].

Коммутация полупроводниковых приборов при фазовом регулировании начинается либо при  $\omega t = 0$  либо при  $\omega t = \alpha$  (рисунок 1.8).

Таблица 1.1 - Сравнение схем с поперечным и продольным расположением тиристорov

	Расположение тиристорov	
	поперечное	продольное
1. Момент отпирания - диодов - тиристорov	$\omega t = 0$ (или $\pi$ ) $\omega t = \alpha$ (или $\pi + \alpha$ )	
2. Контурь коммутации содержат	Один контур - два диода Другой контур - два тиристорa	Оба контурa - по одному диоду и одному тиристору
3. Момент начала коммутации (запирания) - диодов - тиристорov	$\omega t = 0$ $\omega t = \alpha$	$\omega t = \alpha$ $\omega t = 0$
4. Буферный контур замыкается	По очереди через приборы VD1-VS1 и VD2-VS2	Всегда через VD1-VS1
5. Углы проводимости - диодов - тиристорov	$\left. \begin{matrix} \pi \\ \pi \end{matrix} \right\}$ не зависят от $\alpha$	$\pi + \alpha$ $\pi - \alpha$
6. Расчетные нагрузки по току	У диодов и тиристорov одинаковы	У диодов при $\alpha = \pi$ в 2 раза больше чем у тиристорov при $\alpha = 0$
7. Применение	Фазовое регулирование	Бесконтактное амплитудно-фазовое регулирование

Продолжительность коммутации, начинающейся при  $\omega t = 0$ , определяется из выражения:

$$2I_d = \frac{U_{2\max}(1 - \cos \gamma)}{\omega L_2}. \quad (1.10)$$

по формуле:

$$\cos \gamma = \frac{(1 - I_d X_2)}{U_{2\max}}. \quad (1.11)$$

Коммутация, которая начинается при  $\omega t = \alpha$ , заканчивается при  $\omega t = \alpha + \gamma$ .

Выражение (1.10) приобретает вид:

$$2I_d = \frac{U_{2\max}}{\omega L_2} (\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)). \quad (1.12)$$

Формула (1.12) видоизменится на:



$$\cos(\alpha + \gamma) = \cos \alpha - \frac{2I_d X_2}{U_{2\max}}. \quad (1.13)$$

Зависимости  $\gamma(\alpha)$ , полученные при численном решении этого уравнения, приведены на рисунке 1.9.

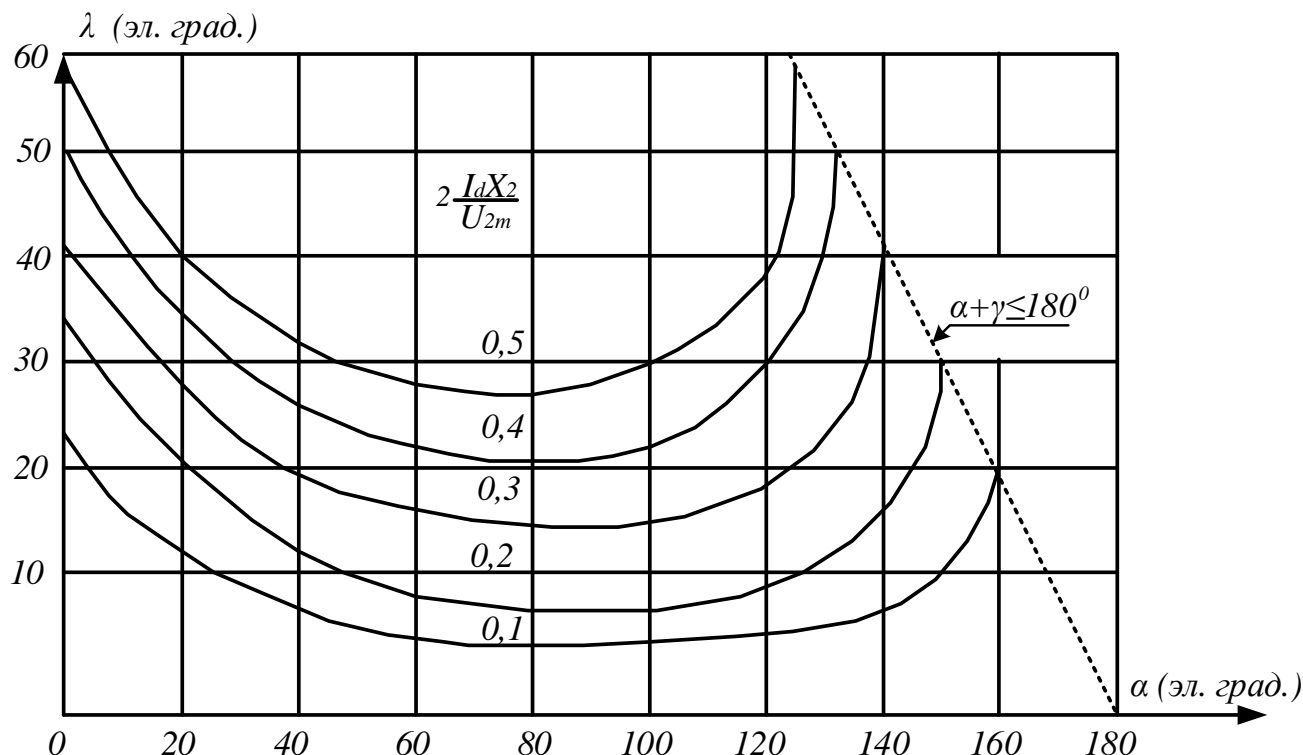


Рисунок 1.9 – Угол коммутации при фазовом регулировании

Штриховая линия показывает ограничение максимального значения угла,  $\alpha$  по условию  $\alpha + \gamma \leq 180^\circ$ . Из рисунка 1.9 видно, что при  $\alpha = 60^\circ - 90^\circ$  угол коммутации существенно уменьшается по сравнению с  $\alpha = 0$  [13].

Управляемые полупроводниковые вентили (тиристоры) позволили отказаться от применения контакторов и переходных реакторов, выполняя их роль, а также обеспечили плавность регулирования выпрямленного напряжения на ТЭД.

Однако использование только фазового регулирования без переключения секций тягового трансформатора сопряжено с низкими энергетическими показателями выпрямителя, главным образом, коэффициентом мощности, величина которого обратно пропорциональна углу задержки открытия вентилей.

По этой причине в своё время было предложено [25] с помощью полупроводниковых управляемых вентилей (тиристоров) не только осуществлять фазовое

регулирование, но и без дополнительных устройств производить переключения секций вторичных обмоток ТТ. В связи с этим на грузовых электровозах, работающих на переменном токе, применяют комбинированный способ регулирования выпрямленного напряжения. Это так называемое однофазное *зонно-фазовое* регулирование (ОЗФР), при котором одновременно используют и фазовое регулирование, и переключение секций (зон), как при амплитудном регулировании.

Таким образом, зонно-фазовое регулирование следует рассматривать как объединение положительных сторон двух способов регулирования: амплитудного и фазового.

### **1.3 Систематизация средств и способов управления ТЭД электровозов переменного тока**

Применение зонно-фазового регулирования напряжения имеет следующие преимущества по сравнению с ранее принимаемым ступенчатым амплитудным регулированием [25].

1. Плавность регулирования напряжения и тока при пуске, что позволяет повысить среднюю силу тяги на 5 – 10 % без нарушения сцепления колес с рельсами;
2. Достаточно высокие значения энергетических показателей; возможно поддержание любого значения постоянной скорости независимо от массы поезда и крутизны уклона;
3. Существенно уменьшается количество контакторов в силовой цепи;
4. Появляются дополнительные возможности применения рекуперативного торможения.

Рассмотренные системы ступенчатого регулирования напряжения на ТЭД в рациональном варианте с согласным включением регулируемой и нерегулируемой обмоток (ТТ) при относительно малом числе контакторов группового контроллера и выводов трансформатора обеспечивает приемлемую дискретность регулирования силы тяги и удовлетворительные противобоксовочные, а, следовательно, и тяговые свойства электровозов. В то же время, использование контакторов с любым типом привода, как и ступенчатое инерционное регулирование

напряжения (время полного набора и сброса позиций контроллера составляет 28 с) нежелательны. Поэтому разработаны схемы, обеспечивающие плавное регулирование напряжения при меньшем числе контакторов.

На опытной партии электровозов ВЛ60КУ было использовано межступенчатое регулирование напряжения по схеме, приведенной на рисунке 1.10, *а* [25]. На этих электровозах использовался штатный тяговый трансформатор ТТ серийных электровозов со ступенчатым регулированием напряжения. Поэтому число ступеней напряжения равнялось восьми. В первой зоне регулирования напряжения  $U_d$  выхода выпрямителя, от которого питаются тяговые машины ТМ, замкнут только контактор К1, и увеличение  $U_d$  достигается за счет изменения угла  $\alpha$  включения тиристоров VS1 и VS2 от 180 эл. град, до  $\alpha_0 = 15$  эл. град. Во второй зоне при замыкании контактора К2 тиристоры VS1 и VS2 продолжают работать при  $\alpha_0$ , а регулирование  $U_d$  осуществляется изменением угла включения тиристоров VS3 и VS4 (рис. 1.10, *б*). При этом к диодному выпрямителю только на части полупериода до угла  $\alpha$  подводится напряжение одной ступени  $\Delta U$ , а затем — двух,  $2\Delta U$ . Далее алгоритм работы схемы повторяется.

Однако в этих схемах не полностью был решен вопрос исключения коммутирующих аппаратов, что намного снижает надежность всей системы управления. При регулировании напряжения с помощью переключения ступеней обмоток тягового трансформатора коэффициент мощности  $\chi$  составляет около 0,9, однако в дальнейшем возникает снижение  $\chi$  при регулировании с помощью полностью управляемого выпрямителя (рис. 1.10 *б*). Поэтому, остается недостаток, заключается в низком значении  $\chi$ .

Другое, не менее интересное схемное решение, полностью устраняющее проблему применения контакторов, применено на электровозах Sr1и ВЛ84 [25-27]. Это решение (рисунок 1.11), именуемое схемой Ожье [25], содержит в общем случае  $n$  несимметричных (по типу вентиля и их загрузке) однофазных мостовых схем, включенных относительно цепи тока нагрузки последовательно.

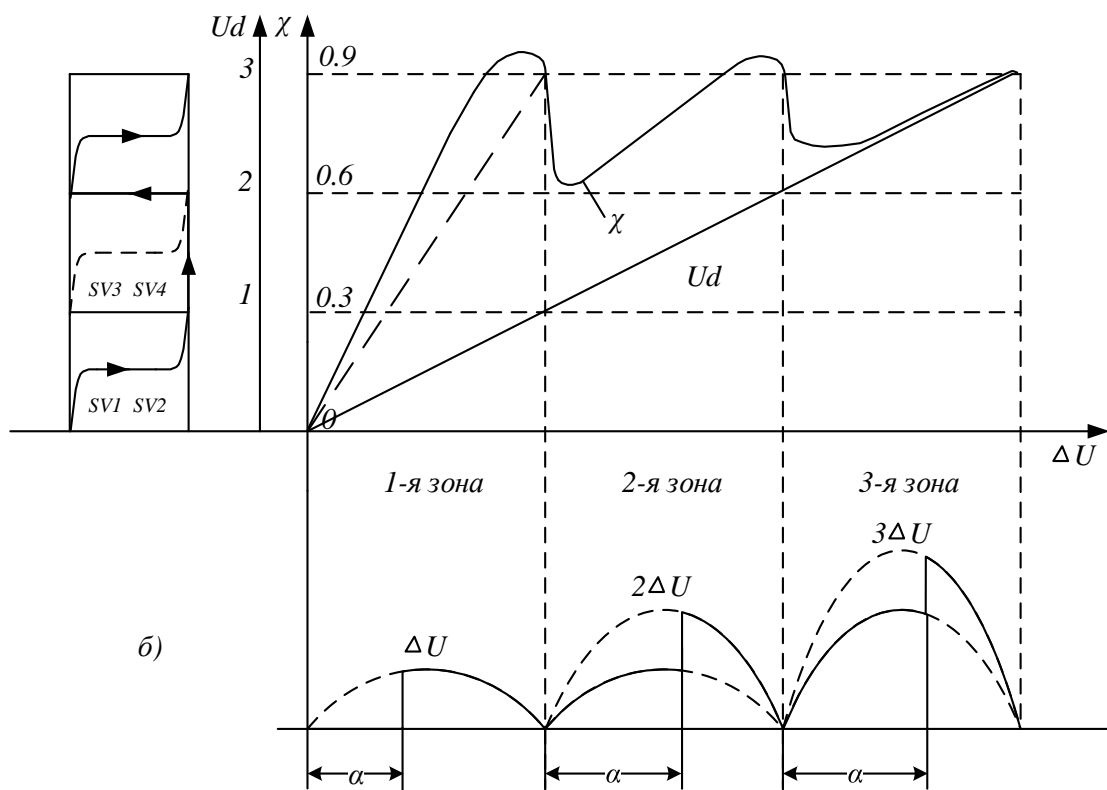
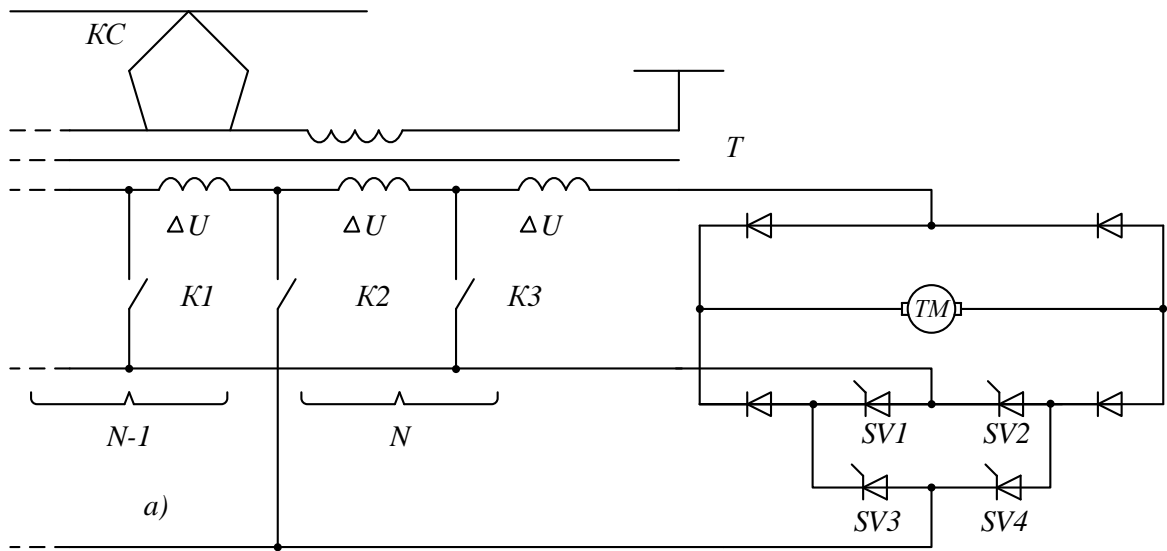


Рисунок 1.10 – Схема а и диаграмма б изменений напряжения и коэффициента мощности при плавном межступенчатом регулировании напряжения: ТТ – тяговый трансформатор; ТМ – тяговая машина; VS1 – VS4 – тиристоры; K1 – K3 – контакторы;  $\Delta U$  – ступени регулирования напряжения;  $U_d$  – выпрямленное напряжение;  $\chi$  – коэффициент мощности;  $\alpha$  – угол регулирования, эл. град.

В такой схеме имеется возможность с помощью тиристоров подключить любое количество изолированных секций вторичной обмотки в цепь нагрузки, причем в оба полупериода напряжения сети. Через диоды вентильных мостов, со-

единенных с неподключенными тиристорными секциями, ток проходит «транзитом». Используя принцип, реализованный в предыдущей схеме, а именно, выбрав, при наличии трех секций, соотношения чисел витков в них равными 1 : 2 : 3 или 1 : 2 : 4, можно получить, соответственно, шесть или семь зон регулирования.

Внимательное рассмотрение приведенных чисел убеждает в том, что единичная (1) обмотка не может быть использована во всех комбинациях, поэтому плавность регулирования во всех зонах получить невозможно, во всяком случае, с такой вентильной схемой.

Для реализации плавности регулирования в некоторых зонах ранее использовалось встречное включение обмоток. Такой способ на ЭПС в последнее время не используется, так как индуктивность обмоток на «встречной» зоне резко возрастает, внешняя характеристика «падает».

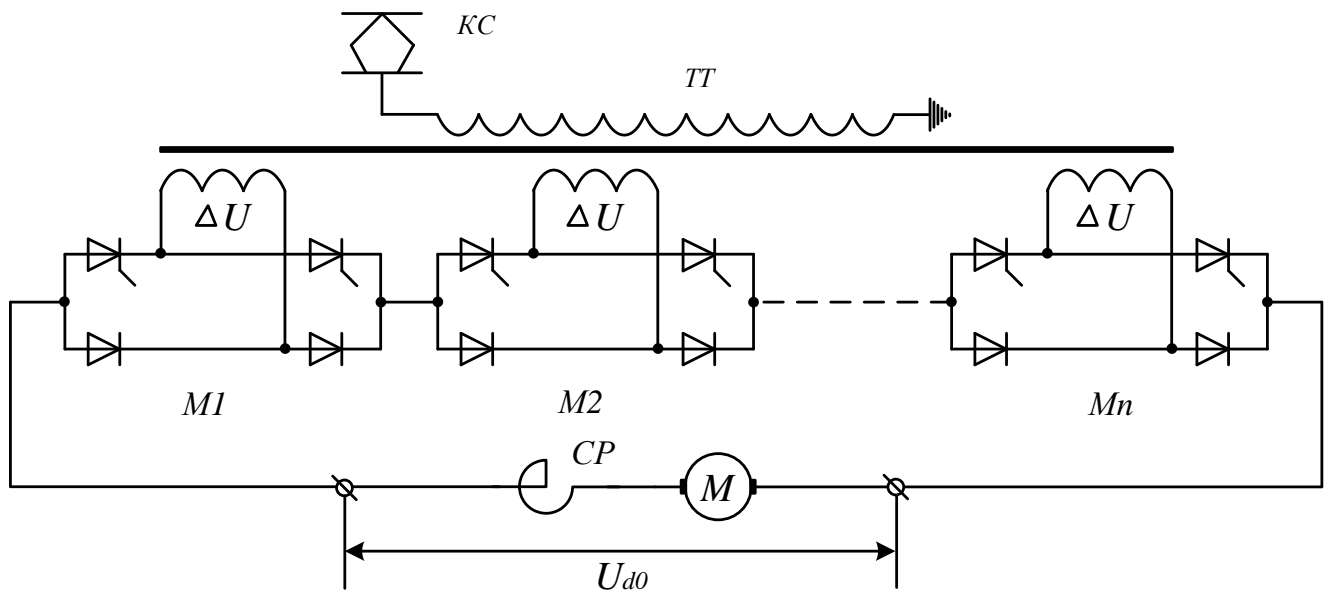


Рисунок 1.11 – Преобразователь Ожье

В результате этого повышается вероятность разносного боксования, а также снижаются тяговые свойства электровоза. Как правило, схема Ожье применяется при трех одинаковых по размерам обмотках, т.е. имеет три зоны плавного регулирования. Инверторный режим требует замены всех диодов на тиристоры.

Наиболее очевидный недостаток схемы Ожье – это снижение КПД при увеличении числа секций, так как число вентиляей в последовательной цепи протека-

ния тока нагрузки увеличивается. Кроме того, для реализации трех зон выполняется 6 отводов от секций трансформатора, в то время как в предыдущей схеме требуется всего 4 отвода для реализации четырех зон [13].

Все выше перечисленные недостатки частично были исключены, когда в системах электровозов переменного тока стали применять выпрямители с параллельно соединенными мостами [11, 17 (13, 25)].

Впервые электрическая схема с параллельно соединенными мостами была применена в электровозах переменного тока серии ВЛ80р, ВЛ85, ВЛ65 и ЭП1 [26-28]. Электрическая схема преобразователя состоит из трех секционированных мостов (рисунок. 1.12) и трех секций вторичных обмоток трансформатора, напряжения на которых соотносятся как 2:1:1. Такое соотношение дает на выходе выпрямителя электровоза четыре зоны регулирования напряжения 0-1/4, 1/4-1/2, 1/2-3/4, 3/4-1 от номинального значения.

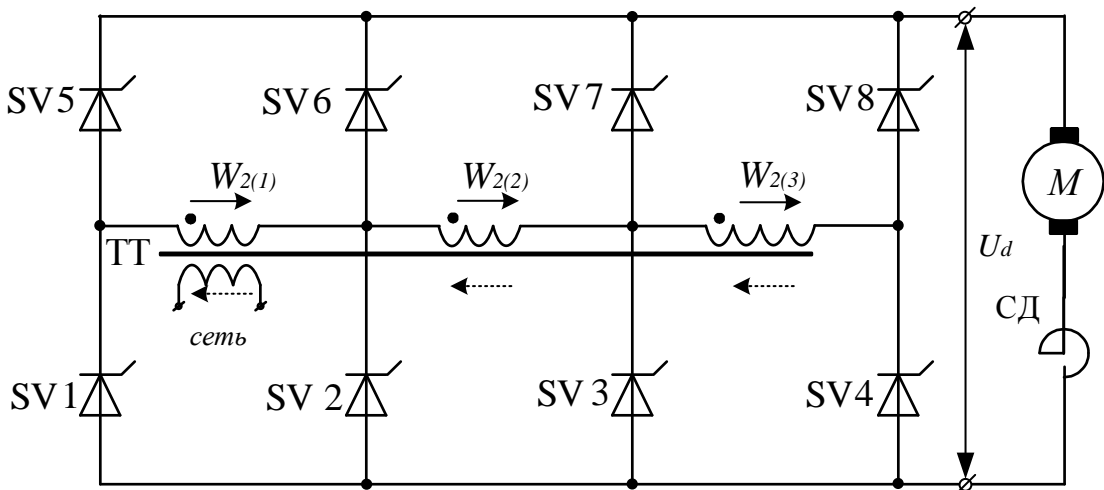


Рисунок 1.12 – Схема однофазного классического четырехзонного выпрямителя на электровозах переменного тока серии ВЛ80р, ВЛ85, ВЛ65 и ЭП1

Схема (рисунок 1.12) имеет очевидные достоинства перед выше перечисленными преобразователями: плавное регулирование напряжения во всем диапазоне на ТЭД, минимальное число выводов обмоток тягового трансформатора и плеч преобразователя, малое количество включенных вентилей в цепи протекания тока нагрузки.

Кроме основных достоинств - этот преобразователь имеет и недостатки, которые существенно влияют на качество преобразования электроэнергии.

Первый из недостатков – это несимметричность числа витков вторичных обмоток тягового трансформатора.

Второй и основной недостаток – это увеличенной практически в два раза угол коммутации вентилей относительно естественного угла коммутации. Увеличенный двойной угол коммутации возникает из-за двойного контура коммутации, имеющегося в таких схемах, т. е. каждый контур является частью другого контура и это создает увеличенный общий угол задержки [99].

Увеличенный угол коммутации дополнительно искажает форму потребляемого тока из сети. Кроме этого, увеличивается потребление реактивной мощности, которая создает дополнительные потери. И это отрицательно влияет на энергетические показатели преобразовательного агрегата в целом. Поэтому на практике фактическое значение коэффициента  $\alpha$  мощности в данных электровозах на переменном токе не получается выше 0,8.

### **Выводы по первой главе**

В главе рассмотрены краткие теоретические сведения и принципы работы регуляторов выходного напряжения для управления ТЭД электровозов, в роли которых используются управляемые и неуправляемые выпрямители, показаны особенности способов регулирования выходного напряжения приведенных преобразователей, их достоинства и недостатки.

1. Систематизированы способы регулирования выходного напряжения для питания ТЭД электровозов переменного тока, и показано, что существует два основных принципиальных подхода в регулировании: амплитудный и фазовый.

2. Выявлены достоинства и недостатки амплитудного и фазового способов управления. Показано, что достоинством амплитудного управления является достаточно высокий КПД и коэффициент мощности, достигающий значений 0,9 ... 0,95, а недостатком – неизбежная ступенчатость регулирования выходного напряжения, которая на ЭПС приводит к значительным толчкам тягового усилия,

и может вызывать буксование колесных пар. Кроме того, наличие громоздких коммутационных аппаратов снижает общую надежность регуляторов, требует частого обслуживания и приводит в конечном итоге к высоким эксплуатационным затратам.

3. Показано, что достоинством фазового управления является возможность плавного регулирования выходного напряжения и отсутствие колебаний пускового тока. Это позволяет, например, повысить расчетный коэффициент сцепления дополнительно на 8 %, исключить громоздкие коммутационные аппараты, переключаящие секции трансформатора. К недостаткам фазового регулирования относятся низкие значения коэффициента мощности, особенно при больших углах регулирования  $\alpha$  и повышенная пульсация выпрямленного тока.

4. Приведен способ устранения выявленных недостатков амплитудного и фазового регулирования и показана целесообразность применения так называемых зонных преобразователей, которые получены путем объединения достоинств, принципов регулирования и схемных решений амплитудных и фазовых регуляторов. Показаны особенности формирования выпрямленного напряжения зонных преобразователей и регулирования уровня для управления ТЭД электровозов переменного тока.

5. Выполнен анализ способов построения схемных решений зонных выпрямителей как наиболее совершенных регуляторов и установлено, что из используемых на сегодняшний день наибольшее распространение получила схема однофазного мостового четырехзонного выпрямителя. Вместе с тем, и в данном схемном решении имеются недостатки, основной из которых заключается в образовании двойного угла коммутации, что на практике снижает коэффициент мощности  $\chi$ , с 0,9 до 0,8 и сужает диапазон регулирования выходного напряжения.

Поэтому дальнейшее совершенствование зонных регуляторов и повышение их технико-экономических показателей является актуальной задачей, решение которой излагается в последующих главах.



## ГЛАВА 2. АНАЛИЗ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЧЕТЫРЕХЗОННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Для того, чтобы изучить пути совершенствования выпрямителей, необходимо рассмотреть уже изученные схемы. Классическая методология изучения предполагает движение от частного к общему, от простого к сложному. Но по мере усложнения изучаемых устройств необходимо проводить однотипное по подходу и эффективное по результату исследование любых сложных устройств заданного назначения. Такой подход к исследованию, интенсивно развиваемый в предшествующие несколько десятилетий, получил название системного подхода [30 -32]. Он характеризуется следующими признаками:

- установлением границ исследуемой системы заданного назначения как целого, т. е. выделением системы из окружающей ее среды, рассматриваемой как подсистема;
- определением целей системы, критериев качества ее функционирования и методов их расчета;
- декомпозицией системы на составные части или подсистемы, которые на более низком уровне иерархии тоже рассматриваются как подсистемы, точно так же, как сама исследуемая система является частью надсистемы;
- изучением системы во всех требуемых целевым назначением аспектах с учетом всех значимых связей как между частями системы одного уровня, так и между различными уровнями.

Применительно к исследуемому в данной работе силовому тяговому выпрямителю указанные четыре принципа системного подхода заключаются в следующем.

Во-первых, рассматривается не само по себе устройство преобразования электрической энергии из одного вида в другой, а в совокупности с источником питания на входе и нагрузкой (потребителем) на выходе. Эта триада и составляет систему для исследования. Кроме того, выявляются все виды полупроводниковых устройств преобразования электрической энергии в соответствии с их назначением.

Во-вторых, определяется необходимый набор критериев качества создания и функционирования устройств силовой электроники – энергетических критериев качества устройств и их режимов работы, и рассматриваются существующие методы их расчета.

В-третьих, производится декомпозиция устройств силовой электроники для упрощения анализа на функциональном и структурном уровнях. В данном случае преобразовательное устройство должно реализовать совокупность следующих функциональных операций:

- преобразования рода тока;
- регулирования параметров преобразованной энергии (постоянной составляющей в цепях постоянного тока, первой гармоники в цепях переменного тока);
- согласования уровней напряжения источника питания и нагрузки преобразователя.

В-четвертых, принцип системного подхода к исследованию тяговых преобразователей в соответствии с их областью применения и поставленной целью повышения энергетических показателей должен отражать позиции энергетического аспекта, включающие известный трехуровневый анализ [30 - 32], и соответствующие этим уровням допущения.

Таким образом:

- На первом уровне анализа все элементы преобразователя – идеальные (без потерь), контактная сеть – источник бесконечной мощности (тоже без потерь внутри источника), нагрузка, т.е. тяговый двигатель, также идеализирована. Процедура анализа элементарна.
- На втором уровне анализа учитываются реальные параметры элементов преобразовательного устройства и контактной сети, нагрузка преобразователя, тяговый двигатель, остается идеализированной. Процедура анализа остается простой и аналитической.
- На третьем уровне анализа все элементы триады: контактная сеть – преобразователь – тяговый двигатель замещаются моделями с реальными параметрами

элементов. Процедура анализа заметно усложняется, и не всегда возможно обойтись без средств вычислительной техники [33, 34].

Как известно на ЭПС широко применяются однофазные схемы с зонно-фазовым регулированием выпрямленного напряжения на ТЭД, рассмотренные в первой главе диссертационной работы. Все эти схемы получены на основе общих известных однофазных нулевых и мостовых схем выпрямления. Для того чтобы исследовать зонные выпрямители, возникает необходимость анализа однофазных нулевых и мостовых выпрямителей, как часть зонных регуляторов. Анализ однофазных нулевых и мостовых выпрямителей выполняем по принципу выше изложенного системного подхода.

## 2.1 Однофазная нулевая и мостовая схема выпрямителя

Идеализированная схема двухполупериодного неуправляемого и управляемого выпрямителя с нулевым выводом приведена на рисунках 2.1, *а* и, 2.2, *а* соответственно [35 – 46]. Схема состоит из трансформатора, имеющего одну первичную и две последовательно соединенные вторичные обмотки с выводом общей (нулевой) точки у этих обмоток.

Свободные концы вторичных обмоток присоединяются к анодам вентилях VD1 (VS1), и VD2 (VS2), катоды которых соединяются вместе. Нагрузка  $R_d$  включается между катодами вентилях, которые являются положительным полюсом выпрямителя, и нулевым выводом  $O$  трансформатора, который служит отрицательным полюсом.

Вентили в этой схеме, как и вторичные обмотки трансформатора, работают поочередно, пропуская в нагрузку ток при положительных значениях анодных напряжений  $u_{2(1)}$  и  $u_{2(2)}$  (рисунки 2.1, *б*, 2.2, *б*). При изменении напряжения в обмотках  $u_{2(1)}$  и  $u_{2(2)}$  по закону  $u_2 = U_{\max 2} \cdot \sin \omega t$  в тот полупериод, когда напряжение в обмотке  $u_{2(1)}$  положительно, ток проводит вентиль VD1 (VS1). Анод вентиля VD2, так же как обмотки  $u_{2(2)}$  в этот полупериод отрицателен по отношению к ну-

левому выводу  $O$  и, следовательно, тока не пропускает. В следующий полупериод (рисунок 2.1,б, 2.2,б), когда напряжения на первичной и вторичной обмотках трансформатора изменяют свою полярность на обратную, ток будет пропускать вентиль  $VD2$  ( $VS2$ ), а вентиль  $VD1$  ( $VS1$ ) оказывается запертым отрицательным напряжением. Ток в нагрузке  $R_d$  все время течет в одном направлении – от катодов вентилях к нулевой точке  $O$  вторичных обмоток трансформатора.

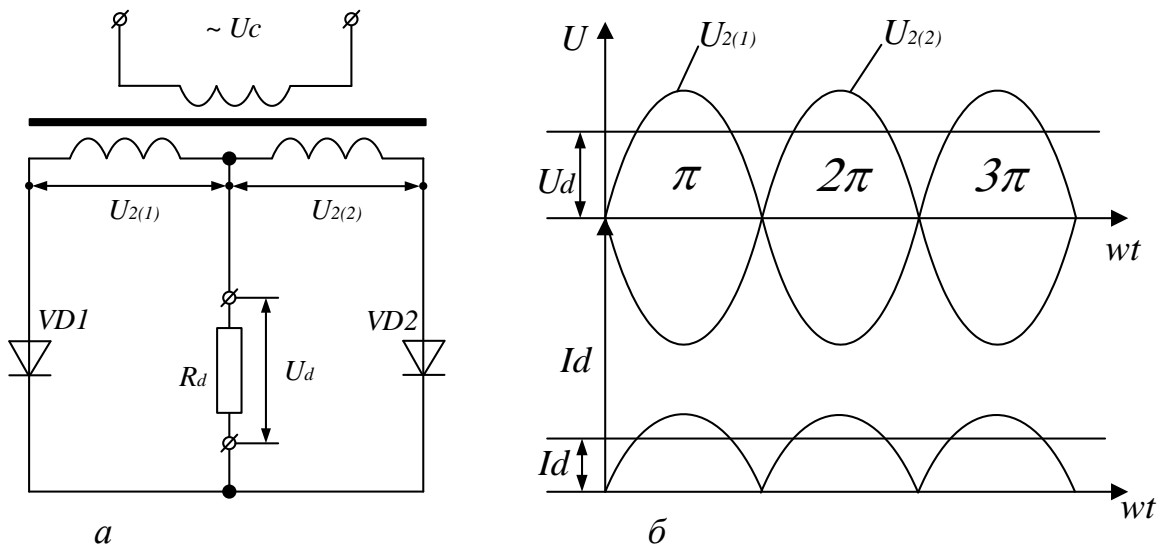


Рисунок 2.1 – Однофазный неуправляемый выпрямитель (нулевая схема), а – схема выпрямителя; б - диаграммы напряжений и токов на элементах схем выпрямления

Принцип действия однофазного управляемого выпрямителя на рисунке 2.2, а отличается от схемы на рисунке 2.1, а тем, что управляющие электроды управляемого вентиля связаны с системой управления СУ, которая формирует синхронно с напряжением сети управляющие импульсы напряжения  $U_{y1}$  и  $U_{y2}$  и позволяет изменять их фазу относительно фазных напряжений  $u_{2(1)}$  и  $u_{2(2)}$  источника питания. При использовании в схеме управляемых вентилях, вентиль  $VD1$  открылся бы в момент времени  $\omega t = 0$ , который является моментом естественного отпирания диода. Управляемые вентили отпираются при наличии положительного напряжения на аноде и отпирающего импульса на управляющем электроде.

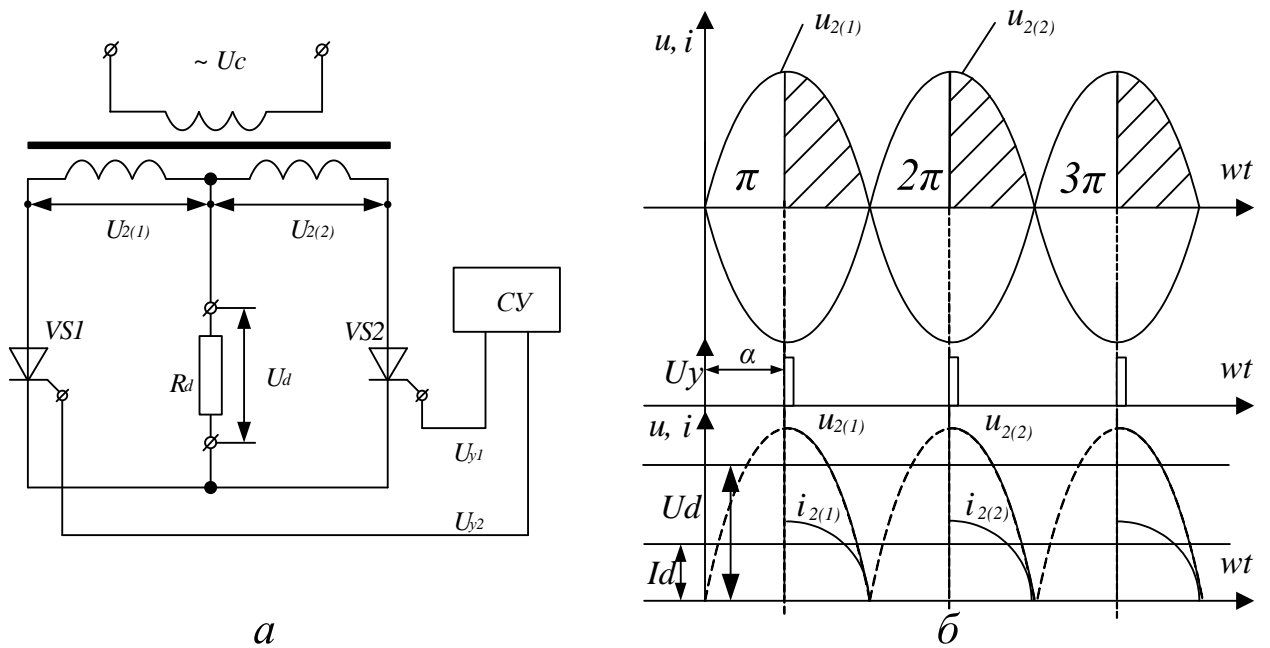


Рисунок 2.2 – Однофазный управляемый выпрямитель (нулевая схема):  
 а – схема выпрямителя; б – диаграммы напряжений и токов в элементах

Если на управляющий электрод вентиля VS1 отпирающий импульс  $U_{y1}$  будет подан в момент  $0+\alpha$  ( $\alpha$  – угол отпирания), то этот вентиль откроется с некоторой задержкой по отношению к началу положительного напряжения  $u_{2(1)}$ .

Кроме нулевых схем в группе однофазных выпрямителей существуют и самый распространённый вариант - мостовые. Идеализированная схема однофазного мостового неуправляемого и управляемого выпрямителя представлена на рисунках 2.3, а и 2.4, а [35 – 46]. Схема состоит из трансформатора, имеющего одну первичную и одну вторичную обмотку, и четырех вентилях VD1 (VS1), VD2 (VS2), VD3 (VS3) и VD4 (VS4) соединенных по схеме моста.

К одной диагонали моста (точки 1, 3) присоединяется вторичная обмотка, в другую (точки 2, 4) включается нагрузка  $R_d$ . Общая точка катодов вентилях VD2 (VS2) и VD4 (VS4) является положительным полюсом выпрямителя, а отрицательным - точка связи анодов вентилях VD1 (VS1) и VD3 (VS3).

Вентили в этой схеме работают парами поочередно. В положительный полупериод напряжения  $u_2$  проводят ток вентили VD1 (VS1) и VD4 (VS4), а к вентилям VD2 (VS2) и VD3 (VS3) прикладывается обратное напряжение и они закры-

ты. В отрицательный полупериод напряжения  $u_2$  будут проводить ток вентили VD2 (VS2) и VD3 (VS3), а вентили VD1 (VS1) и VD4 (VS4) выдерживают обратное напряжение.

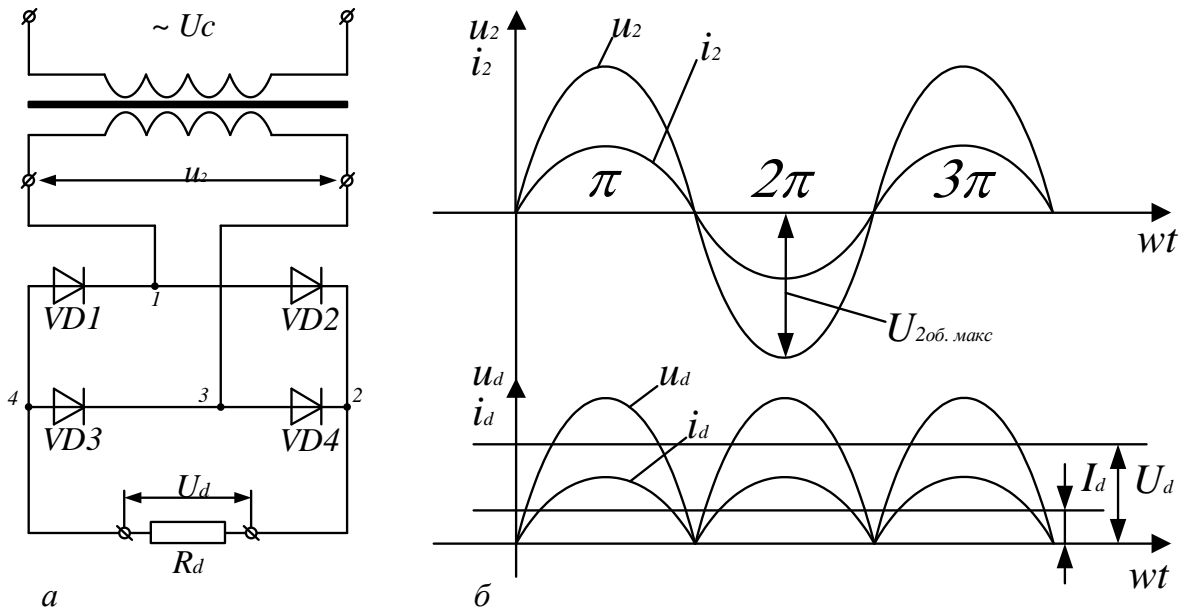


Рисунок 2.3 – Однофазный мостовой неуправляемый выпрямитель: а – схема выпрямителя; б – диаграммы напряжений и токов в элементах схемы

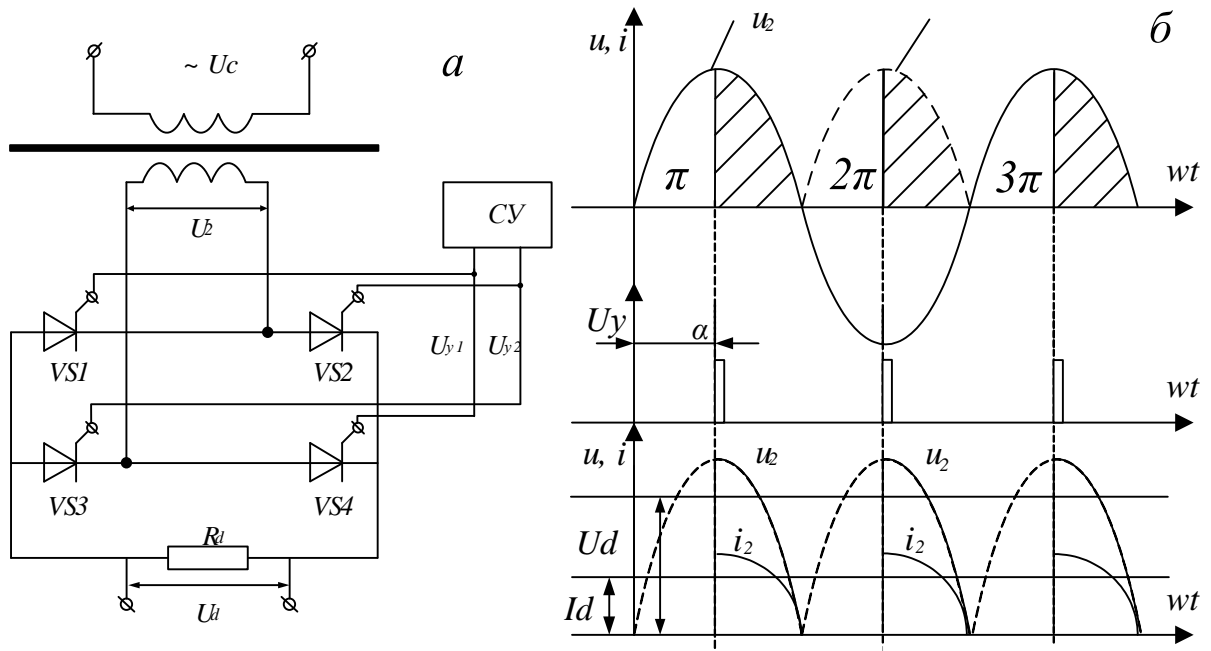


Рисунок 2.4 – Однофазный мостовой управляемый выпрямитель: а – схема выпрямителя; б – диаграммы напряжений и токов в элементах схемы

Ток  $i_d$  в нагрузке проходит все время в одном направлении – от соединенных катодов вентилей VD2 (VS2) и VD4 (VS4) к анодам вентилей VD1 (VS1) и VD3 (VS3)

(VS3). Ток  $i_2$  во вторичной обмотке трансформатора (рисунки 2.3, б и 2.4, б) меняет свое направление каждые полпериода. Постоянной составляющей тока во вторичной обмотке нет. Следовательно, не будет подмагничивания сердечника трансформатора постоянным магнитным потоком.

## 2.2 Энергетические соотношения однофазных нулевых и мостовых схем выпрямителей

Для того чтобы перейти на второй уровень анализа необходимо составить уравнения между эклектическими величинами, а так же параметрами схемы выпрямления. Электрические схемы, приведенные на рисунках 2.1, 2.2, 2.3 и 2.4 справедливы для этого этапа анализа.

Для однофазной неуправляемой нулевой схемы справедливы следующие соотношения между напряжениями, токами и мощностями в отдельных элементах выпрямителя [35 – 46].

Среднее значение выпрямленного напряжения при идеальных вентилях и трансформаторе:

$$U_{d0} = 0,9 \cdot U_2 \quad (2.1)$$

Максимальное значение обратного напряжения будет равно:

$$U_{обр.макс} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 = 3,14 \cdot U_{d0}. \quad (2.2)$$

Среднее значение выпрямленного тока в нагрузке:

$$I_d = \frac{U_{d0}}{R_d} = \frac{U_2}{1,11 \cdot R_d}. \quad (2.3)$$

Среднее значение тока через каждый вентиль в два раза меньше тока  $I_d$ , проходящего через нагрузку, то есть:

$$I_a = 0,5 \cdot I_d \quad (2.4)$$

Действующее значение тока вентиля равно действующему значению тока вторичной обмотки трансформатора  $I_2$  и определяется формулой:

$$I_2 = 0,785 \cdot I_d = 1,57 \cdot I_a. \quad (2.5)$$

Действующее значение напряжения вторичной обмотки

$$U_2 = 1,11 \cdot U_{d0}. \quad (2.6)$$

Действующее значение тока с учетом коэффициента трансформации  $k_{mp}$  равно:

$$I_1 = \sqrt{2} \cdot \frac{1}{k_{mp}} \cdot I_2 = 1,11 \cdot \frac{1}{k_{mp}} \cdot I_d. \quad (2.7)$$

Расчетные мощности обмоток трансформатора определяются произведениями действующих значений тока и напряжения:

$$S_2 = 2 \cdot U_2 \cdot I_2 = 2 \cdot 0,785 \cdot I_d \cdot U_{d0} = 1,74 \cdot P_d; \quad (2.8)$$

$$S_1 = U_1 \cdot I_1 = 1,11 \cdot \frac{1}{k_{mp}} \cdot I_d \cdot 1,11 \cdot k_{mp} \cdot U_{d0} = 1,23 \cdot P_d. \quad (2.9)$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора будет:

$$S_{mp} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,23 + 1,74}{2} \cdot P_d = 1,48 \cdot P_d. \quad (2.10)$$

Частота основной гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения в данной схеме равна двойной частоте сети  $2 \cdot f_1$ . Коэффициент пульсации напряжения на выходе выпрямителя равен:

$$q = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{2^2 - 1} = 0,67, \quad (2.11)$$

где  $m$  - число фаз выпрямителя, то есть число полуволн выпрямленного напряжения, приходящееся на один период переменного тока, питающего выпрямитель.

Однако в электрической схеме, приведенной на рисунке 2.2, выходное напряжение изменяется в зависимости от угла  $\alpha$ . Тогда выпрямленное напряжение с учетом угла управления будет определяться выражением

$$U_d = U_{d0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (2.13)$$

где,  $U_{d0}$  - наибольшее значение выпрямленного напряжения при полностью открытых ( $\alpha = 0$ ) тиристорах VS1 и VS2.



Теоретически можно получить выпрямленное напряжение от 0 до  $U_{d0}$ , изменяя угол регулирования от  $\alpha_{\max} = 180^\circ$  до  $\alpha_{\min} = 0$ .

Средние значения выпрямленного напряжения  $U_{d0}$  и тока  $I_a$  через вентили в мостовой схеме получаются такими же, как и в схеме с нулевой точкой.

Обратное напряжение, приложенное к закрытым вентилям, определяется напряжением  $u_2$  вторичной обмотки трансформатора, так как не работающие в данный полупериод вентили оказываются присоединенными ко вторичной обмотке трансформатора через два других работающих вентиля, падением напряжения в которых можно пренебречь. Следовательно,

$$U_{\text{обр.макс}} = \sqrt{2} \cdot U_2 = 1,57 \cdot U_{d0}. \quad (2.12)$$

Отличие заключается только в том, что амплитуда обратного напряжения на вентиле в мостовом выпрямителе будет в 2 раза меньше, чем в двухполупериодном нулевом выпрямителе.

При активной нагрузке работа схемы будет характеризоваться следующими основными соотношениями:

- среднее значение выпрямленного напряжения

$$E_d = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot E_2, \quad (2.14)$$

максимальное значение обратного напряжения на вентилях

$$E_{d.\max} = \sqrt{2} \cdot E_2, \quad (2.15)$$

- максимальное значение тока вентиля

$$I_{a.\max} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{R_d}. \quad (2.16)$$

Однофазная мостовая схема, работающая с углом  $\alpha > 0$ , имеет такие же формы токов и напряжений на ее элементах, как и в однофазном двухполупериодном выпрямителе со средней точкой.

Среднее значение выходного напряжения:

- при активной нагрузке

$$U_d = U_{d0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (2.17)$$

где  $U_{d0}$  – среднее значение выпрямленного напряжения на выходе схемы при угле  $\alpha > 0$ ;

Максимальные значения напряжений на вентилях:

- при активной нагрузке

$$E_{B.\max} = \sqrt{2} \cdot U_2, \quad U_{np.} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot U_2 \cdot \sin \alpha, \quad (2.18)$$

Таким образом, недостатком нулевых схем выпрямителей является повышение требования к обратному напряжению вентиляей, более сложная конструкция трансформатора и нерациональное использование в трансформаторе меди и стали.

Что касается мостовых схем выпрямления, эти схемы обладают рядом преимуществ:

- обратное напряжение на вентилях в 2 раза меньше, чем в нулевой схеме;
- вдвое меньше требуемое напряжение (число витков) вторичной обмотки трансформатора при одинаковом значении  $U_{d0}$ ;
- расчетная мощность трансформатора на 25% меньше, чем в нулевой схеме, следовательно, меньше расходуется меди и железа, меньше будут размеры и масса;
- мостовая схема выпрямителя может работать и без трансформатора, если напряжение сети  $u_1$  подходит по величине для получения необходимого значения  $U_{d0}$  и не требуется изоляция цепи выпрямленного тока от сети.

*Анализ коммутационных процессов в нулевых и мостовых схемах выпрямления и внешние характеристики.* Для того, чтобы перейти на третий уровень анализа нулевых и мостовых схем, необходимо учитывать реальные параметры тягового трансформатора, реальные параметры вентиляей элемента и характер нагрузки.

Выше были рассмотрены нулевые и мостовые схемы с учетом мгновенной коммутации вентиляльных токов. Мгновенная коммутация вентиляльных токов, т. е. переход тока из обмотки фазы, прекращающий работу, в обмотку фазы, вступаю-

щей в работу, мог бы иметь место лишь при отсутствии реальных электрических параметров выпрямителя, особенно индуктивности в цепи вентильных обмоток трансформатора.

В реальных условиях процесс коммутации не может быть мгновенным, так как вследствие реальных электрических параметров выпрямительного агрегата ток в фазе, прекращающей работу, не может мгновенно упасть до нуля, а в фазе, вступающей в работу, мгновенно возрасти с нуля до  $I_d$ . Этот процесс протекает при каждой коммутации в вентилях одной коммутационной группы в течение некоторого времени  $t$ , называемого *продолжительность в коммутации*, которому соответствует *угол коммутации*  $\gamma$ , хотя не является углом в геометрическом смысле.

Однако учет всех реальных параметров выпрямительного агрегата ведет к сложности математического анализа электромагнитных и коммутационных процессов. Эту сложность можно упростить, если применить ряд допущений, при которых погрешность результатов анализа невелика (3 – 5 %):

- 1) ток намагничивания трансформатора, активные сопротивления обмоток трансформатора с всех других элементов цепи считаем равным нулю;
- 2) индуктивное сопротивление обмоток трансформатора и сглаживающего реактора принимаем не зависящим от тока;
- 3) э.д.с. двигателя при установившемся режиме считают постоянной, не пульсирующей;
- 4) емкостью обмоток трансформатора и других элементов цепи пренебрежем.

Для того, чтобы изучать переходные процессы достаточно лишь выбрать одну схему для анализа, Практически приходный процесс протекает одинаково в обоих вариантах схем. Для анализа выбираем мостовую схему.

Электрическая схема и диаграммы сглаженного выпрямленного тока в цепи приемника  $I_d$ , а также мгновенных значений тока в вентиле  $i_a$ , и тока в фазе сетевой обмотки  $i_{l(l)}$  и выпрямленного напряжения с учетом выше принятых допущений приведены на рисунках 2.5, а, б, в.

Диаграммы, приведенные на рисунке 2.5, б, соответствуют углам регулирования  $\alpha=0$ , а диаграммы, приведенные на рисунке 2.5, в, соответствуют углу регулирования  $\alpha>0$ .

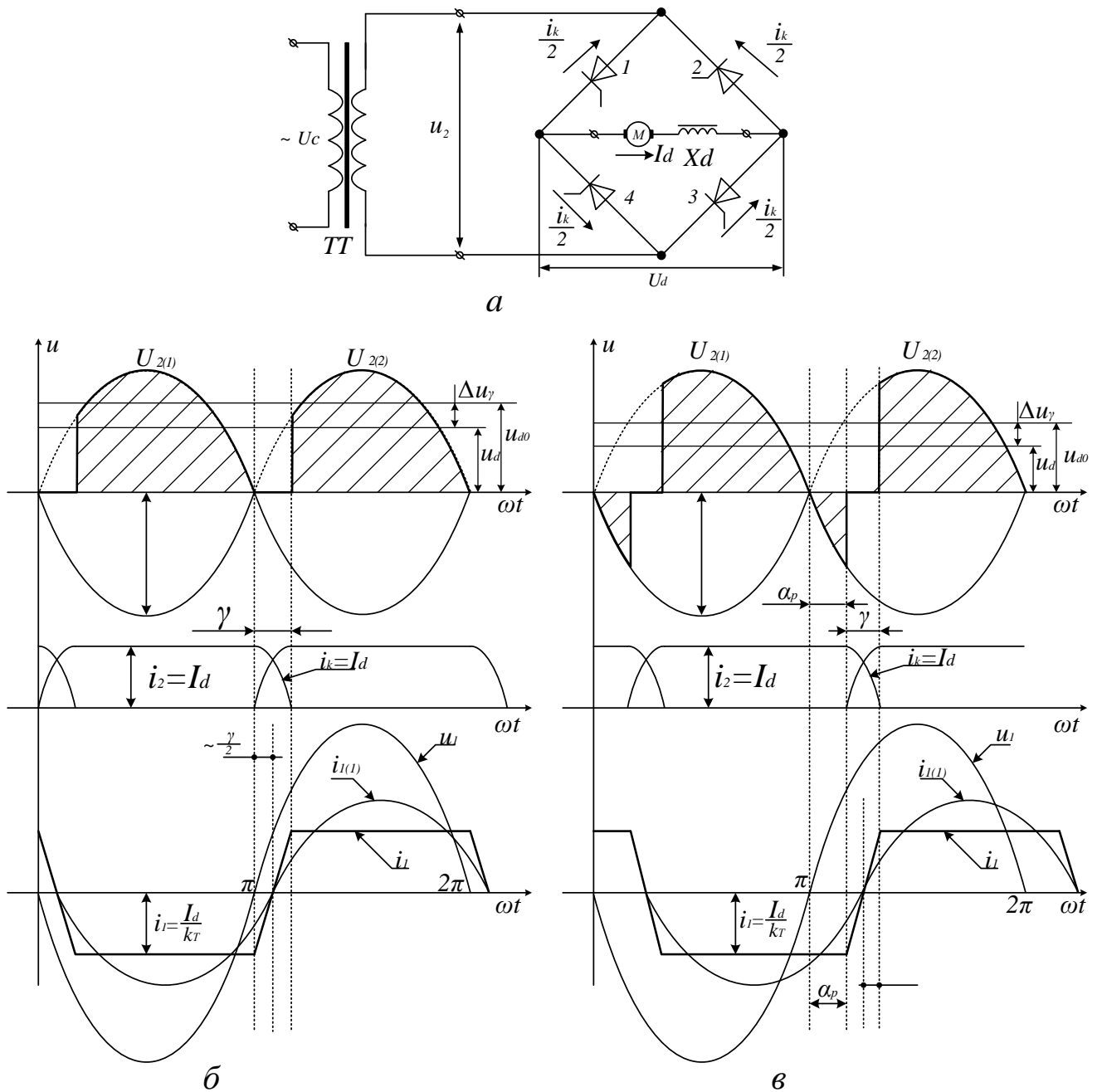


Рисунок 2.5 – Однофазный мостовой управляемый выпрямитель: а - принципиальная электрическая схема; б – осциллограммы токов и напряжений при значении угла регулирования  $\alpha=0$ ; в – то же но при  $\alpha>0$

В период коммутации при общепринятых допущениях уравнение равновесия напряжений запишется

$$u_{2.\max} \cdot \sin \omega t = \frac{L_2 \cdot dt_k}{dt}, \quad (2.19)$$

где  $i_k$  – ток короткого замыкания вторичной обмотки трансформатора;  $L_2$  – индуктивность трансформатора, отнесенная к его вторичной обмотке.

Проинтегрируем это выражение:

$$i_K = \int_0^t \frac{U_{2.\max}}{L_2} \sin \omega t dt = \int_0^{\omega t} \frac{U_{2.\max}}{\omega L_2} \sin \omega t dt = \frac{U_{2.\max}}{\omega L_2} (1 - \cos \omega t) \quad (2.20)$$

Через вентили 1 и 3 будет протекать ток  $I_d - i_K/2$ . Когда  $i_K/2$  возрастет до величины  $I_d$ , вентили 1 и 3 закроются, и ток  $I_d$  будет протекать через вентили 2 и 4. За это время ток  $i_K$  возрастает от 0 до  $2I_d$ . В момент окончания коммутации  $i_{VS1} = 0, i_{VS2} = I_d$ :

$$2I_d = \frac{U_{2.\max} (1 - \cos \gamma)}{\omega L_2} \quad (2.21)$$

Отсюда можно выразить угол коммутации  $\gamma$ :

$$\cos \gamma = 1 - \frac{2I_d X_2}{U_{2.\max}} \quad (2.21)$$

Из формулы (2.21) следует, что угол коммутации  $\gamma$  возрастает с увеличением выпрямленного тока  $I_d$  и результирующего индуктивного сопротивления цепи переменного тока  $X_2$ , приведенного к вторичной обмотке трансформатора.

За время коммутации вторичная обмотка трансформатора замкнута накоротко, и мгновенное значение выпрямленного напряжения при этом равно нулю. С учетом этого среднее значение выпрямленного напряжения будет равно

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\gamma}^{\pi} U_{2.\max} \sin \omega t d\omega t = \frac{U_{2.\max}}{\pi} \left| -\cos \omega t \right|_{\gamma}^{\pi} = \\ &= \frac{U_{2.\max}}{\pi} (1 - (-\cos \gamma)) = \frac{U_{2.\max}}{\pi} (1 + \cos \gamma). \end{aligned} \quad (2.22)$$

Используя формулу (2.22), получим:

$$U_d = U_{d0} = \frac{2I_d X_2}{\pi} \quad (2.23)$$

Из этой формулы следует, что с увеличением тока  $I_d$  среднее выпрямленное напряжение  $U_d$  снижается. Это снижение довольно существенно, так как у трансформаторов грузовых электровозов с регулированием напряжения величина  $(2I_d \cdot X_2 / \pi)$  при номинальной нагрузке составляет порядка 10% от  $U_{d0}$ .

Величина  $(2I_d \cdot X_2 / \pi)$  – это средняя потеря выпрямленного напряжения за полупериод, обусловленная тем, что в начале каждого полупериода происходит коммутация полупроводниковых приборов, и выпрямленное напряжение в это время равно нулю. Эта величина снижает выпрямленное напряжение.

Сравнивая диаграммы на рисунках 2.5, б, в видно, что они отличаются лишь сдвигом по времени, соответствующим  $\alpha$ . Кривая сетевого тока  $i_l$  при  $\alpha > 0$  так же отличается от кривой  $i_l$  при  $\alpha = 0$  тем же сдвигом по времени.

Коэффициент мощности выпрямителя с учетом выше принятых допущений для обоих вариантов схем выпрямления (нулевая и мостовая) определяется

$$\chi = v_0 \cdot \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right), \quad (2.24)$$

где  $v_0$  – коэффициент искажения, который определяется высшими гармониками выпрямителя.

Внешняя характеристика неуправляемого выпрямителя для мостовой и нулевой схемы определяется выражением (без учета падения напряжения в вентилях)

$$U_{d\alpha} = U_d - \Delta U_x \quad (2.25)$$

Выражение (2.23) соответствует среднему значению потери выпрямленного напряжения в одной коммутационной группе. При мостовой схеме выпрямления количество коммутационных групп равняется двум. Из выражения (2.25) видно, что угол наклона внешней характеристики зависит от тока нагрузки и индуктивности трансформатора, а также зависит от количества коммутационных групп схемы выпрямителя.

Для управляемых выпрямителей внешняя характеристика определяется выражением

$$U_{d\alpha} = U_d \cdot \cos \alpha - \Delta U_x \quad (2.26)$$

На рисунке 2.6 представлена зависимость  $U_d = f(I_d)$  характеризующая падения напряжений от степени загрузки разных выпрямителей.

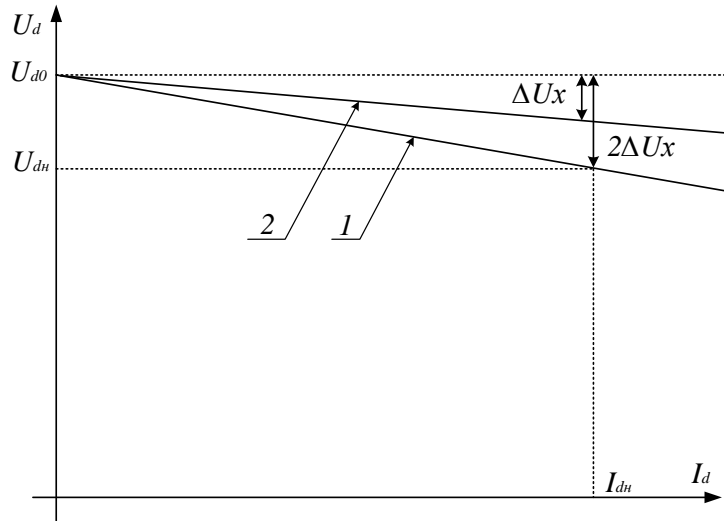


Рисунок 2.6 – Внешняя характеристика мостового (1) и нулевого (2) выпрямителя

Таким образом, проведенный анализ работы для мостовых и нулевых схем выпрямление характеризует их особенности работы и является частью особенностью работы зонных регуляторов для каждой их зоны в отдельности. Однако соединение в комбинации несколько однофазных выпрямителей для получения принципа зонного регулирования напряжений приводит к появлению ряда особенностей, которые требуется рассмотреть и проанализировать.

### 2.3 Исследование режимов работы зонно-фазовых выпрямителей мостового типа

Рассмотрим схему параллельного соединения мостов, используемую на электровозах ВЛ80<sup>Р</sup>, ВЛ85, ВЛ65 и ЭП1. Это схемное решение является наиболее популярным и хорошо описано в [25, 47 – 49]. Для поддержания достаточно высокого коэффициента мощности регулирование напряжения в тяговом режиме разделено на четыре зоны. Вторичная обмотка тягового трансформатора состоит из трех секций (рисунок 2.7). Номинальное напряжение на обмотках I и II – по 315 В, обмотка III имеет напряжение 630 В. Переход с одной зоны на другую не требует применения контакторов и осуществляется с помощью тиристоров (рисунок 2.7).

Отметим особенности схемы:

- Напряжения всех секций трансформатора одинаковы.
- Количество секций трансформатора может быть любым.

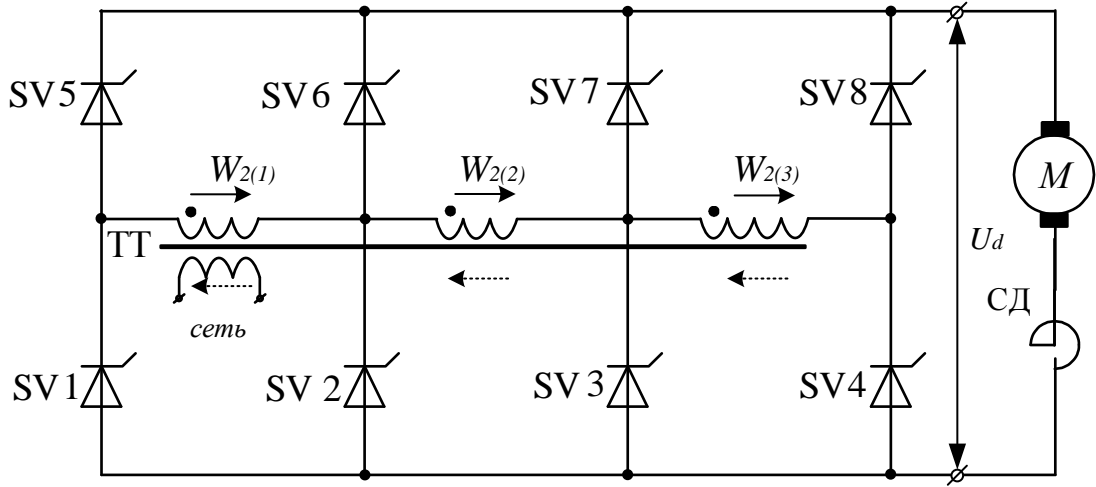


Рисунок 2.7 – Схема амплитудно-фазового (зонного) регулирования напряжения

Таблица 2.1 - Алгоритм работы преобразователя зонно-фазового регулирования

Режим тяги	Зона	Фаза									Ud
			VS1	VS2	VS3	VS4	VS5	VS6	VS7	VS8	$0,9\Delta U_T$
1	+					●	○ ●				0-1
	-			○				●			
2	+			●		●		○			1-2
	-	●			●			○			
3	+				●			●	○		2-3
	-			●			●		○		
4	+		●		●				○		3-4
	-	●		●					○		

Для обеспечения работы в выпрямительном режиме используют следующие типа управляющих импульсов:

- $\alpha_o$  Управляющий импульс, подаваемый в начале полупериода, фаза которого соответствует минимальному углу регулирования тиристоров
- $\alpha_{o3}$  Управляющие импульсы, нерегулируемые и вынужденно задержанные по фазе, на величину  $2\gamma = 9-12^\circ$ , соответствующие двойной коммутации в малом и большом контурах силовой схемы зонного регулятора
- ◐  $\alpha_{рег}$  Управляющие импульсы, регулируемые по фазе от  $\alpha_{max}$  до  $\alpha_{min}$



На первой зоне регулирования, величина угла регулирования  $\alpha_{pmax}$ , имеет максимальное значение, при этом выпрямленное напряжение минимально. Подавая управляющие импульсы  $\alpha_p$  на тиристорные плечи VS4—VS6, фаза которых регулируется в пределах от  $\alpha_{max}$  до  $\alpha_{min}$ , можно изменять выпрямленное напряжение от минимального значения до номинального выпрямленного напряжения преобразователя  $U_{дн}$ .

На второй зоне регулирования выпрямленное напряжение складывается из напряжения секции I обмотки трансформатора и напряжения секции II, дополнительно прикладываемого к тяговому двигателю на интервале  $\alpha_p + \pi$ . При минимальной величине фазы импульсов управления  $\alpha_p$ , подаваемых на плечи VS1 и VS2 на второй зоне регулирования, выпрямленное напряжение увеличивается до  $\frac{1}{2} U_{дн}$ . В результате выпрямленное напряжение  $U_d$  приобретет специфическую для зонно-фазового регулирования форму (рисунок 2.8).

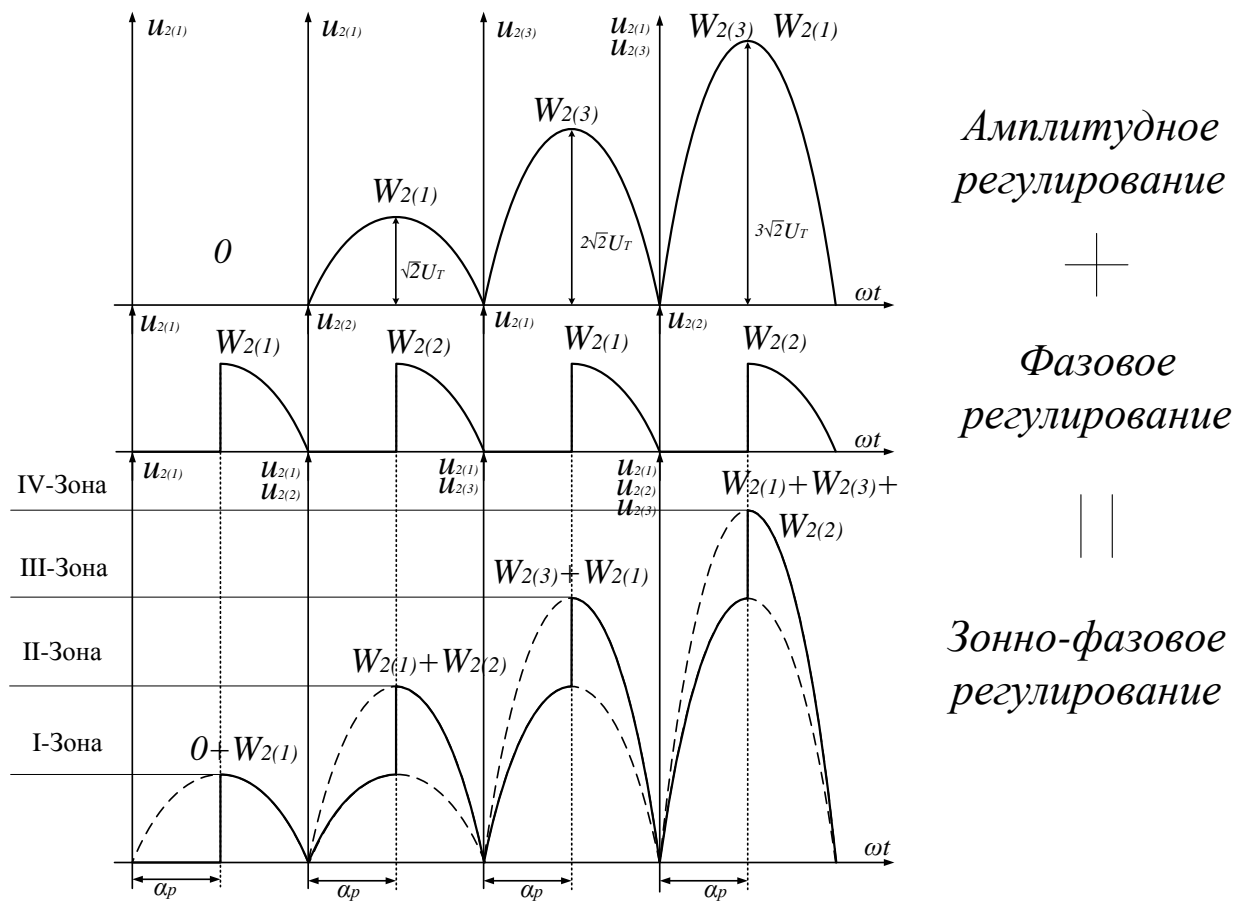


Рисунок 2.8 – Осциллограммы выпрямленного напряжения при амплитудно-фазовом регулировании

Осциллограммы наглядно показывают, что зонно-фазовое регулирование является гибридом амплитудного и фазового регулирования.

На третьей зоне регулирования секции I и II заменяются секцией III с напряжением 630В. К ней добавляется регулируемое по фазе напряжение секции I. При изменении  $\alpha$  подаваемого на плечи VS3 и VS4, от  $\alpha_{max}$  до  $\alpha_{min}$  выпрямленное напряжение достигает  $3/4 U_{дн}$ .

На четвертой зоне регулирования к напряжению обмоток I и II добавляется часть напряжения обмотки III за счет изменения угла регулирования тиристорных плеч VS1 и VS2 от  $\alpha_{max}$  до  $\alpha_{min}$ . При минимальном угле регулирования тиристорных плеч VS1 и VS2 выпрямленное напряжение достигает номинального значения  $U_{дн}$ .

Рассмотрим более подробно коммутационные процессы в зонно-фазовом регуляторе для каждой зоны в отдельности.

На *первой* зоне регулирования напряжение секции I через тиристорные плечи VS3 – VS6 поступает в цепь нагрузки. Схемы замещения приведены на рисунке 2.9. Здесь же показана форма выпрямленного напряжения  $U_d$  для двух полупериодов напряжения  $E$  трансформатора, условно изображенного сплошной стрелкой при прямой ( $E > 0$ ) и штриховой линией для противоположной ( $E < 0$ ) полярности напряжения.

Активному периоду работы преобразователя (интервалы 4–5 и 8–1 на рисунок 2.10) соответствует подключение ТЭД через тиристорные плечи VS4 – VS5 ( $E > 0$ ) и VS3 – VS6 ( $E < 0$ ) ко вторичной обмотке трансформатора. По силовой цепи протекает ток  $I_d$ , а в обмотке сглаживающего реактора (СР) накапливается электромагнитная энергия.

За счет этой энергии во время нулевых интервалов 6–7 и 2–3 по силовой цепи протекает ток  $I_d$ . Тиристоры отключают вторичную обмотку трансформатора от ТЭД. Процесс коммутации показан на рисунке 2.10 (интервалы 1–2; 3–4, где  $E > 0$  и 5–6, где  $E < 0$ ).

Вторичная обмотка трансформатора при этом оказывается закороченной двумя коммутируемыми вентилями. Поэтому выпрямленное напряжение на этом

интервале равно нулю. В цепи контура коммутации протекает ток короткого замыкания или ток коммутации  $I_k$ , совпадающий с проводящим направлением вступающего в работу вентиля и направленный в противоположном направлении для выключаемого вентиля. Он способствует уменьшению тока выключаемого тиристора до нуля.

При этом ток другого тиристора достигает значения тока нагрузки  $I_d$ , и процесс коммутации заканчивается. Описанным процессам соответствуют углы коммутации  $\gamma_0$  (интервалы 1–2 и 5–6) и  $\gamma$  (интервалы 3–4 и 7–8).

Формирование напряжения на нагрузке  $U_d$  происходит на «активных» интервалах. Все остальные являются вспомогательными и служат для перехода от одной активной схемы преобразователя к другой. В момент времени, соответствующий углу, отмеченному точкой 4 (рисунок 2.9, б), после включения тиристорного плеча VS4 образуется контур протекания тока нагрузки  $I_d$  через тиристоры плеч VS4, VS5 (интервал 4–5). К двигателю прикладывается полуволна напряжения вторичной обмотки трансформатора, показанная сплошной стрелкой.

В точке 5 (после смены полярности напряжения тягового трансформатора) на тиристор VS3 подается импульс управления  $\alpha_0$ . Затем начинается коммутация тока с тиристоров плеча VS5 на тиристоры плеча VS3 (интервал 5–6).

Такая коммутация продолжительностью  $\gamma_0$ , происходящая в начале каждого полупериода после подачи управляющего импульса  $\alpha_0$ , называется *сетевой*. После этого на интервале 6–7 образуется буферный контур протекания тока нагрузки  $I_d$  через тиристорные плечи VS3, VS4.

В точке 7 на тиристор VS6 поступает импульс управления  $\alpha_p$ , что приводит к образованию другого контура коммутации с тиристора VS4 на VS6 (интервал 7–8) продолжительностью  $\gamma_p$ .

Такая коммутация, происходящая после подачи на тиристоры импульса управления с фазой  $\alpha_p$ , называется *фазной*. Она заканчивается в точке 8 образованием другого активного контура через тиристоры VS3 и VS6 (интервал 8–1). Ему соответствует полярность напряжения вторичной обмотки, показанная штриховой линией. Под действием этого напряжения в цепи нагрузки протекает ток  $I_d$ .

При положительном направлении напряжения вторичной обмотки (интервал 1–2) импульс  $\alpha_0$  подается на тиристоры плеча 5. Начинается коммутация тока с третьего тиристорного плеча на пятое (угол  $\gamma_0$ ). В интервале 2–3 ток двигателя протекает через тиристорные плечи VS5, VS6, не заходя на вторичную обмотку трансформатора.

В интервале 3–4 при том же направлении напряжения вторичной обмотки импульсы угла регулирования  $\alpha$  подаются одновременно на оба тиристорных плеча VS4, VS5, потому что при работе с большим углом регулирования  $\alpha_p$  сокращается продолжительность активного интервала 8–1. И времени для накопления электромагнитной энергии в индуктивности нагрузки и поддержания тока в цепи преобразователя на последующих интервалах 1–2 и 2–3 будет недостаточно.

Ток тиристора VS5 уменьшается и к моменту времени  $t_3$  может достигнуть нуля, что вызовет выключение тиристора. Для гарантированного включения плеча VS5 в этот момент времени, кроме импульса управления  $\alpha_p$ , подаваемого на вступающий в работу тиристор VS4, необходимо подавать импульс  $\alpha_p$  на VS5. Через него в другой полупериод на интервале 4–5 образуется активный контур, и происходит накопление электромагнитной энергии в индуктивности для поддержания тока через тиристор VS3 во время следующей фазной коммутации (интервал 7–8).

При некотором прямом токе, протекающем через тиристор VS3, и подаче импульса управления  $\alpha_p$  на тиристорное плечо VS6 оно включается при прямом для них напряжении трансформатора (штриховая линия на рисунке 2.9, б). На интервале 7–8 образуется контур коммутации.

Условия подачи импульсов управления на тиристоры:

- импульсы  $\alpha_0$  поступают в начале соответствующего полупериода на тиристорные плечи VS3 и VS5 только после достижения необходимого значения анодного напряжения, достаточного для уверенного включения тиристоров этих плеч. Минимальный угол регулирования  $\alpha_0$  тиристоров, отсчитываемый с момента перехода напряжения трансформатора через нуль, при синусоидальной форме и номинальном питающем напряжении составляет  $9 \pm 2^\circ$ .

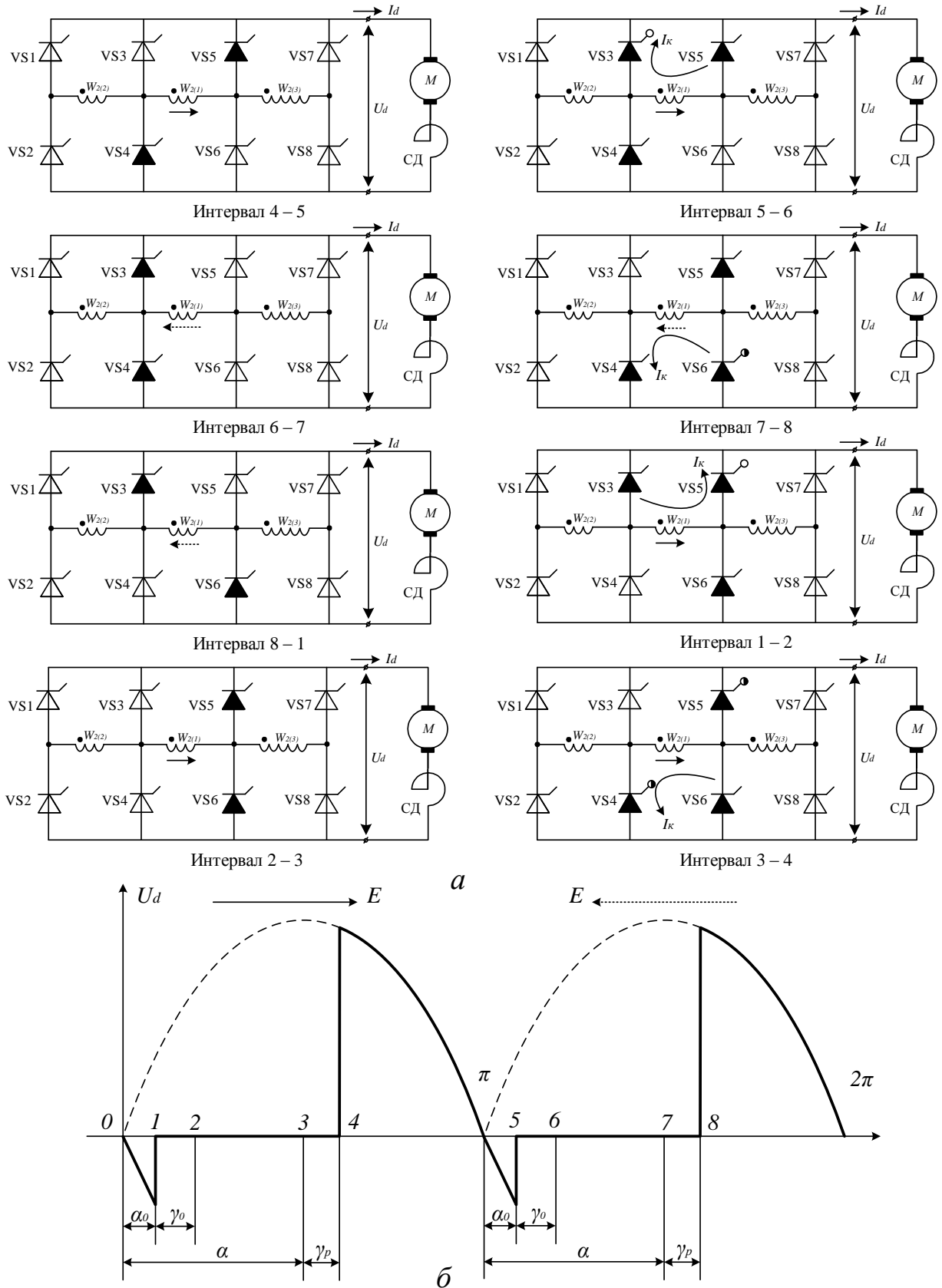


Рисунок 2.9 – Схемы замещения преобразователя – *а* и диаграмма напряжения на первой зоне регулирования – *б*

При искаженной форме питающего напряжения необходимое значение  $\alpha_0$  корректирует блок управления;

- импульсы управления  $\alpha$  должны приходить на тиристоры плеч VS4 — VS6 только по окончании сетевой коммутации  $\gamma_0$ , происходящей после подачи на тиристоры управляющих импульсов с задержкой  $\alpha_{03}$ . Минимальное значение угла регулирования  $\alpha_{pmin}$  при работе на первой зоне регулирования должно удовлетворять условию

$$\alpha_{pmin} > \alpha_{03} + \gamma_0. \quad (2.27)$$

Максимальное значение угла регулирования  $\alpha_{pmax}$  должно быть также ограничено по фазе. Это связано с необходимостью открытия тиристорных плеч VS4 – VS6 при уменьшающемся к концу полупериода прямом анодном напряжении. Кроме того, для нормальной работы выпрямителя необходимо, чтобы фазная коммутация  $\gamma_p$ , наступающая после подачи импульсов  $\alpha_p$  на тиристоры, завершилась до конца очередного полупериода напряжения трансформатора. Поэтому максимальное значение угла регулирования должно определяться соотношением

$$\alpha_{pmax} < \pi - \gamma_p \quad (2.28)$$

На *второй зоне* регулирования в работе находятся I и II секции обмоток трансформатора. Форма выпрямленного напряжения  $U_d$  и мгновенные схемы замещения преобразователя показаны на рисунке 2.10.

Интервал совместной работы двух секций трансформатора определяется импульсами управления  $\alpha_p$ , которые подаются в соответствующие полупериоды на тиристоры плеч VS1 и VS2.

Новыми для этой зоны регулирования являются нерегулируемые, задержанные по фазе импульсы  $\alpha_{03}$  поступающие в соответствующие полупериоды на тиристоры плеч VS3 и VS4.

В момент времени 3 (рисунок 2.10, б), под действием напряжения секции I трансформатора через открытые тиристоры VS4 и VS5 в цепи нагрузки протекает ток  $I_d$ . Этому моменту соответствует мгновенная схема замещения на интервале 3–4. Для подключения в работу II секции трансформатора в точке 4 подается импульс управления  $\alpha_p$  на тиристоры плеча VS2. Начинается коммутация тока с тиристоров VS4 на VS2 (интервал 6–7), которому соответствует угол  $\gamma'_0$ .

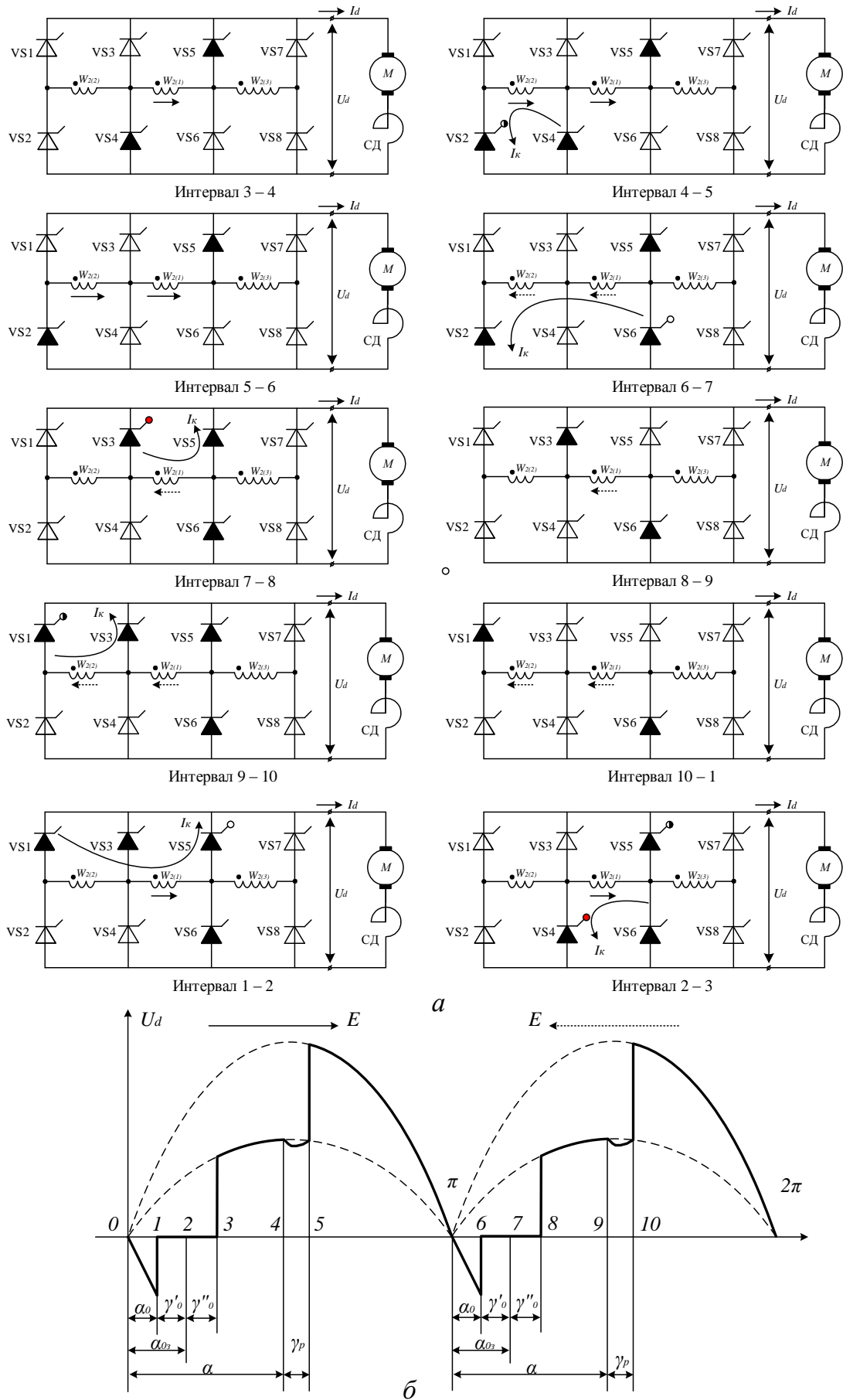


Рисунок 2.10 – Схема замещения преобразователя - а и диаграмма напряжения  $U_d$ , на второй зоне регулирования - б

После ее завершения и подачи задержанного по фазе импульса управления  $\alpha_0$  на тиристорное плечо VS<sub>3</sub> происходит вторая коммутация (интервал 1–8, угол  $\gamma''_0$ ).

На интервалах времени 1–3 и 6–7 последовательно протекают две коммутации (в большом и малом коммутирующих контурах). Ток их коммутации в первом случае протекает под действием суммарного напряжения двух секций I и II, во втором — за счет напряжения секции II, поэтому сетевая коммутация состоит из двух подынтервалов продолжительностью  $\gamma'_0$  и  $\gamma''_0$ .

Во втором полупериоде под действием напряжения секции I ток проводят вентили групп VS3 и VS6 (интервал 8–9), а после завершения фазной коммутации  $\gamma_p$  (интервал 9–10), к напряжению обмотки добавляется напряжение секции II. Совместная работа секций, определяемая углом регулирования  $\alpha_p$ , продолжается на интервале 10–1.

После сетевой коммутации  $\gamma = \gamma'_0 + \gamma''_0$ , происходящей на интервале 1–3, выпрямитель возвращается в первоначальное состояние, соответствующее мгновенной схеме замещения на интервале 3–4. Затем процессы в схеме повторяются.

На *третьей зоне* регулирования автоматически происходит мгновенная замена секций обмоток трансформатора I, II секцией III. В конце интервала 10—1 второй зоны регулирования (в точке 4 после смены полярности напряжения, показанного сплошной стрелкой) вместо импульсов  $\alpha_0$ , поступающих на тиристоры плеча VS5, подаются импульсы управления  $\alpha_{03}$  на тиристоры плеча VS7.

Происходит коммутация тока с тиристоров плеча VS1 на тиристорное плечо VS7 под воздействием напряжения трех секций вторичной обмотки трансформатора. Это приводит к выключению тиристора VS1 и включению тиристора VS7. Учитывая значительное напряжение, под действием которого происходит коммутация, конфигурация схемы изменяется практически мгновенно.



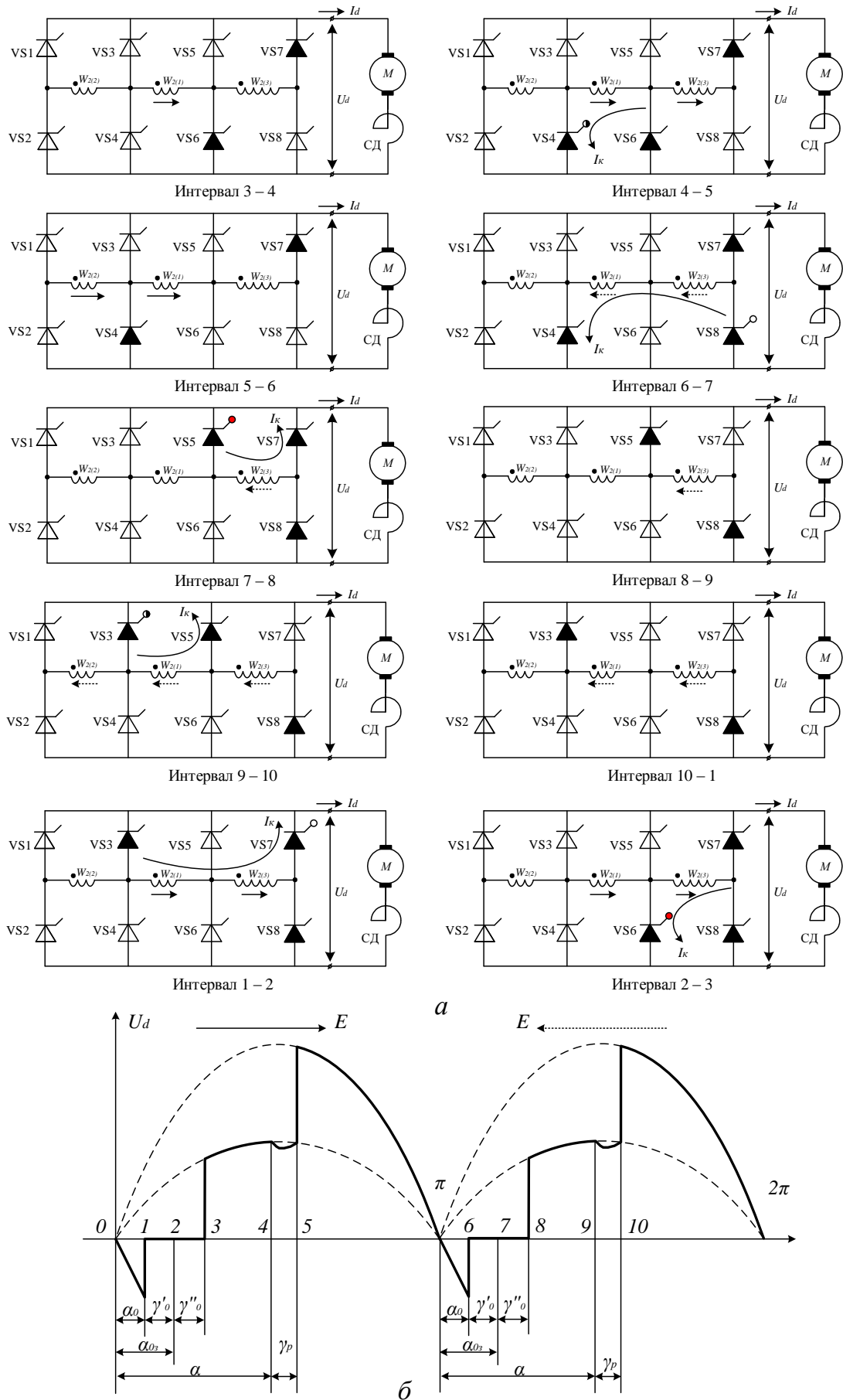


Рисунок 2.11 – Схема замещения преобразователя - а и диаграмма напряжения  $U_d$  на третьей зоне регулирования - б

После окончания коммутации ток в цепи тяговых двигателей протекает под действием напряжения секции III через тиристоры плеч VS6 и VS7.

Таким образом, происходит замена двух секций I и II трансформатора на равную по напряжению секцию III в один полупериод, соответствующий полярности напряжения трансформатора, показанной сплошной стрелкой на рисунке 2.11.

В другой полупериод, в момент времени  $t_6$ , вместо импульсов  $\alpha_{01}$ , подаваемых на тиристоры плеча VS6 (интервал 6–7), на тиристоры плеча VS8 приходят импульсы управления  $\alpha_{03}$ . После завершения коммутации это приводит к образованию контура тока нагрузки через тиристоры плеч VS5 и VS8 под действием напряжения секции III (полярность напряжения показана штриховой линией).

Диаграмма выпрямленного напряжения  $U_d$  и мгновенные схемы замещения преобразователя на третьей зоне регулирования показаны на рисунке 2.11. В данном случае имеются те же временные интервалы в кривой выпрямленного напряжения  $U_d$ , что и в рассмотренной кривой напряжения на второй зоне регулирования.

В конце третьей зоны регулирования уменьшается угол регулирования  $\alpha_p$  и возрастает время совместной работы секций I и II трансформатора, что увеличивает выпрямленное напряжение от  $1/2 U_d$  до  $3/4 U_d$  в конце третьей зоны.

Работа преобразователя на *четвертой* зоне регулирования носит тот же характер, что и работа на второй зоне. Согласно алгоритму управления, в соответствующие полупериоды на тиристоры плеч VS7, VS8 подаются нулевые импульсы  $\alpha_0$ , на тиристорные плечи 3, 4 – задержанные по фазе импульсы  $\alpha_{03}$ . Выпрямленное напряжение регулируется за счет изменения фазы импульсов  $\alpha_p$  открытия тиристоров VS1 и VS2.

Таким образом, при минимальном значении угла регулирования  $\alpha_p$  продолжительность совместной работы всех трех вторичных обмоток трансформатора наибольшая, при этом выпрямленное напряжение  $U_d$  достигает номинального значения  $U_{дн}$  [13, 27, 50, 51].

Схемное решение, приведенное на рисунке 2.7, часто встречается в литературе в несколько другом виде, показанном на рисунке 2.12 [25].

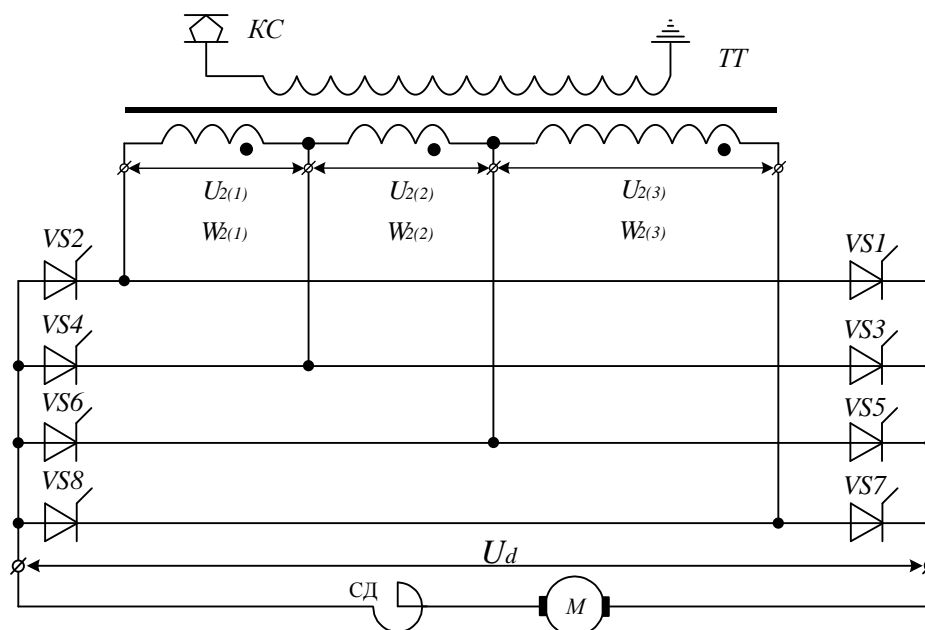


Рисунок 2.12 – Принципиальная электрическая схема 4-зонного преобразователя

Представим процесс регулирования напряжения в данной схеме на каждой зоне в несколько ином виде с помощью соответствующих временных диаграмм, приведенных на рисунках 2.13, 2.14. Режимы работы, помеченные в нижней части рисунка диаграмм: *B* – выпрямление; *П* – противоток; *K* – коммутация; *0 (НК)* – нулевой контур.

На первых 180 эл. град. показана стадия запуска преобразователя. Включение преобразователя обеспечивается подачей управляющих импульсов на тиристор VS5 дважды в первых полупериодах сетевого напряжения. Установлено [51], что на высших II – IV зонах, при данном построении схемы, коммутация в каждом полупериоде должна осуществляться трижды. Сначала рассмотрим процессы, происходящие при переходе от плавного регулирования в зоне I к регулированию в зоне II. Например, в промежутке  $\pi < \vartheta < \alpha_0$  ток в цепи продолжает протекать в том же направлении, как и в предыдущем полупериоде (принадлежащем зоне I) через тиристоры VS4 и VS5 (рисунок 2.9). При  $\vartheta = \alpha_0$  открывается тиристор VS6. При этом образуется нулевой контур с тиристорами VS5, VS6, через которые за-

мыкается ток двигателя и происходит коммутация в малом контуре (МК) VS4 – обмотка 2 – VS6, в процессе которой уменьшается ток через тиристор VS4 и возрастает через тиристор VS6.

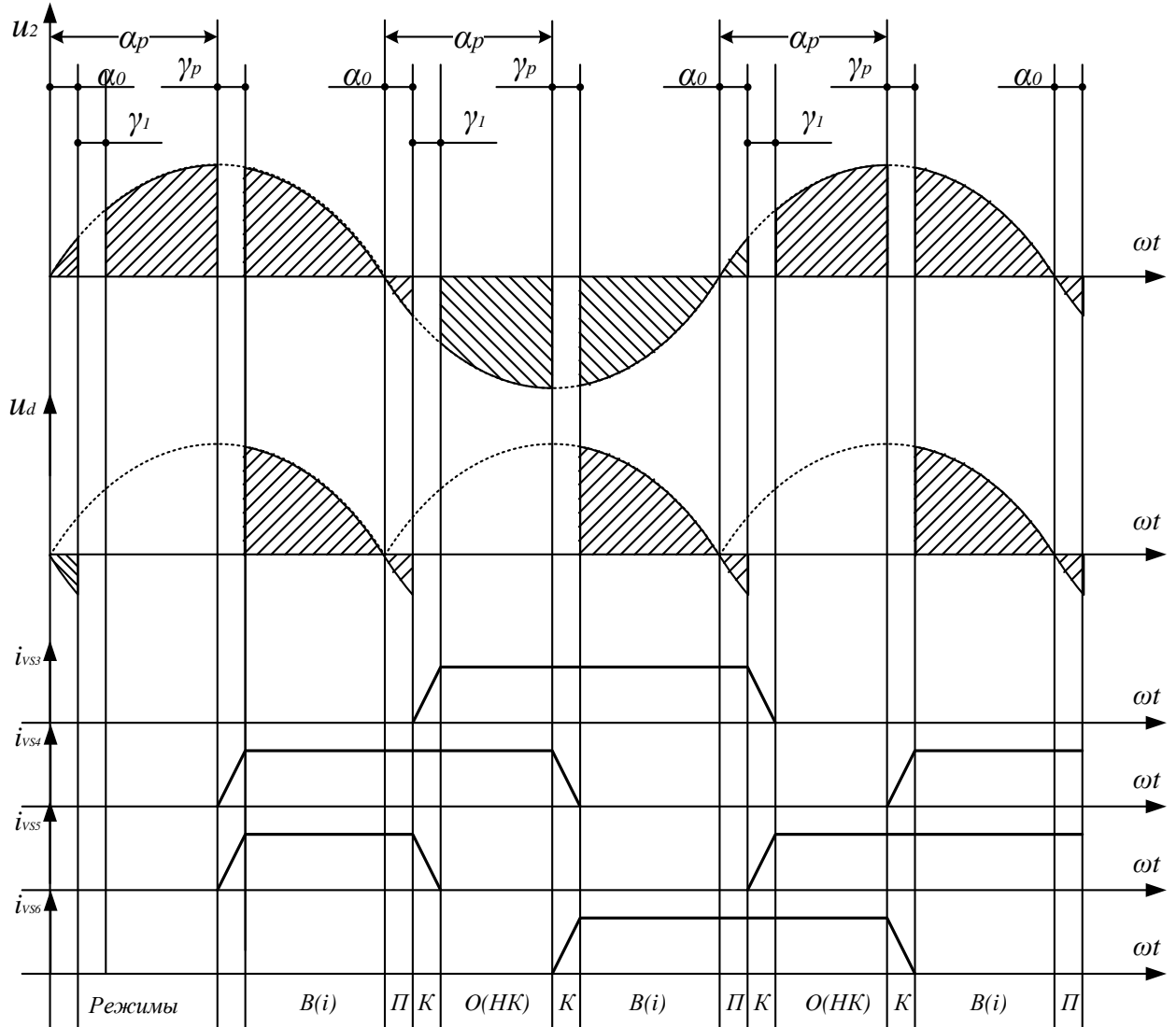


Рисунок 2.13 – Диаграммы работы преобразователя на зоне I

По окончании коммутации в указанном МК при  $\vartheta = \alpha_{03}$  (или в момент, соответствующий минимальному углу регулирования  $\alpha_{p1}$  на первой зоне) на тиристор VS3 выдается задержанный импульс управления. Начинается коммутация тока между тиристорами VS5 и VS3, которая проходит по замкнутому МК VS5 – обмотка 2 – VS3. По окончании коммутации осуществляется стационарное выпрямление отрицательной полуволны напряжения обмотки 2 тиристорами VS6 и

VS3, т.е. формируется элемент кривой выпрямленного напряжения, соответствующий полной первой зоне выпрямления.

Регулирование напряжения во второй зоне осуществляется подачей управляющего импульса на тиристор VS1 в момент  $\alpha_{p2}$ . При этом ток от тиристора VS3 переходит в тиристор VS1 в процессе коммутации по МК: VS3 – обмотка 1 – VS1. Вызывает вопрос необходимость двойной коммутации с участием обмотки 2.

Действительно, коммутации можно было объединить одновременной подачей управляющего импульса в момент  $\vartheta = \alpha_0$  на тиристоры VS6 и VS3. Но при стационарном регулировании внутри любой из высших зон образуется пара контуров коммутации, один из которых - малый (МК) является частью другого – большого (БК), а совместить две такие коммутации невозможно, так как коммутация сначала проходит по БК, под действием большего напряжения, до тех пор, пока напряжение на вторичной обмотке не упадет до нуля. Осуществить при этом коммутацию по МК невозможно. Это видно на примере коммутации внутри зоны II, когда в положительный полупериод ток протекает по тиристорам VS2 и VS5 (отрабатывается полная часть зоны II – таблица 2.1, рисунки 2.10 и 2.14).

В начале отрицательного полупериода напряжения вторичных обмоток ток продолжает какое-то время протекать через тиристоры VS2 и VS5 и, приблизительно через 9 эл. град. выдается импульс управления на тиристор VS6. При этом образуется НК и проходит коммутация по БК VS2 – обмотки 1 и 2 – VS6. По ее окончанию в момент  $\alpha_{03}(\alpha_{p1})$  выдается задержанный импульс управления на тиристор VS3 и проходит коммутация по МК VS5 – обмотка 2 – VS3. В момент времени  $\alpha_{p2}$ , определяемый необходимым уровнем напряжения, выдается импульс управления на тиристор VS1, и проходит коммутация по МК VS3 – обмотка 1 – VS1, после которой полное напряжение обмоток 1 и 2 прикладывается к нагрузке. Наличие двух совмещенных контуров разной величины сопровождается значительно большей частью работы преобразователя, чем ту ее часть, когда происходит граничный переход из зоны в зону (когда контуры равноценны).

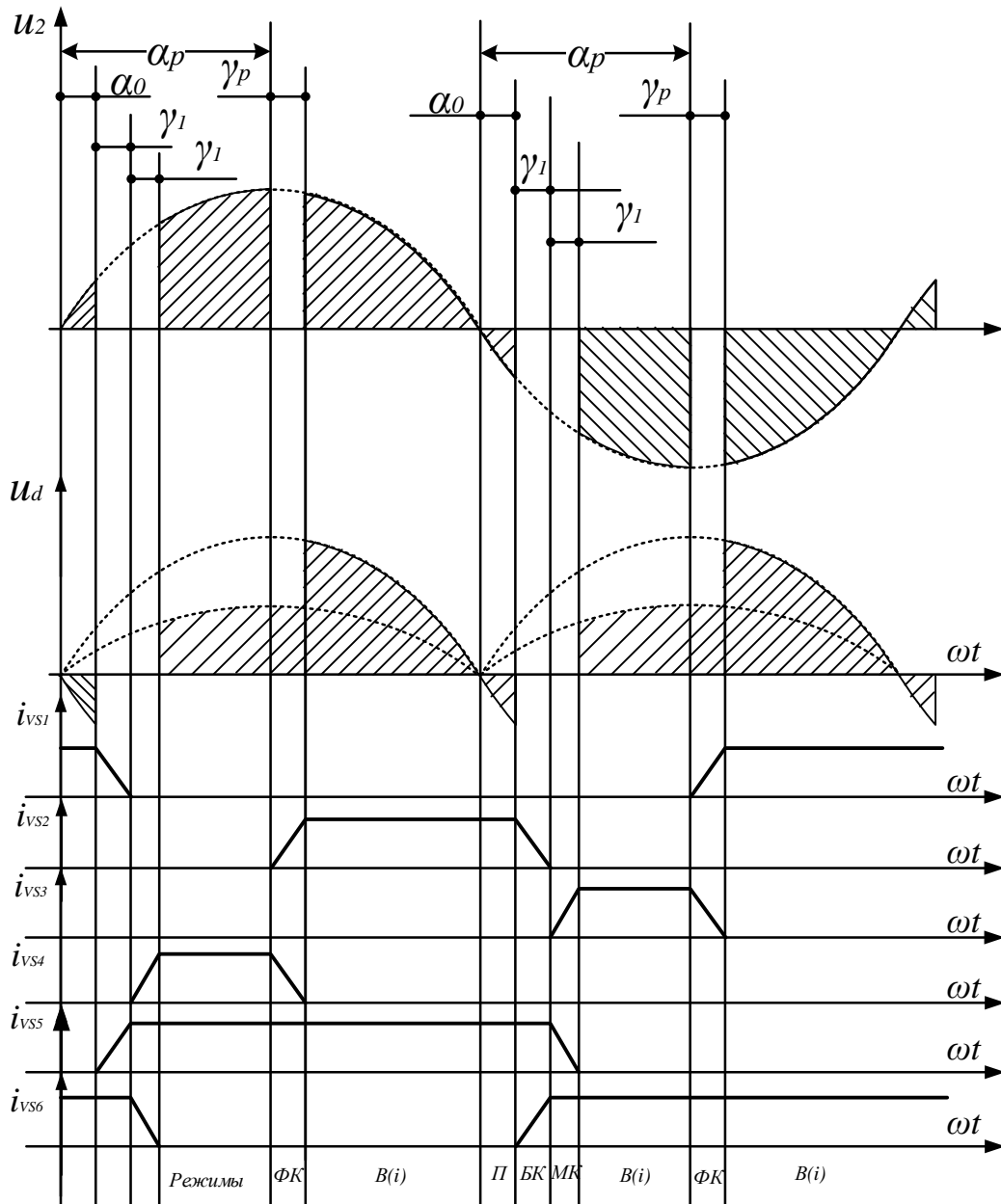
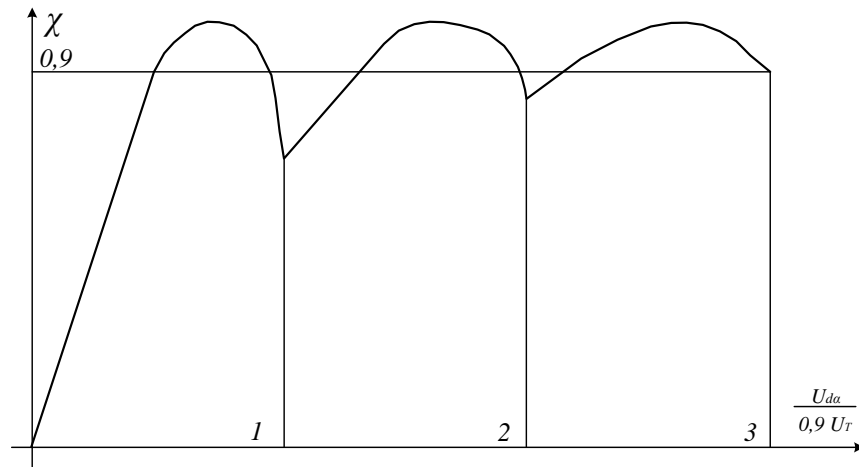


Рисунок 2.14 – Диаграммы работы преобразователя на зоне II

Работа преобразователя на *третьей и четвертой зоне* регулирования носит тот же характер, что и работа на второй зоне. Формирование импульсов напряжения на выходе преобразователя осуществляется согласно алгоритму управления в соответствующей таблице 2.1.

Осциллограммы выпрямленного напряжения для трех зон регулирования показаны на рисунке 2.8. Зависимость коэффициента мощности от среднего выпрямленного напряжения приведена на рисунке 2.15. Из этого графика видно, что низкие значения коэффициента мощности имеют место только при трогании

электровоза и основную часть времени электровоз работает с достаточно высоким коэффициентом мощности.



*Рисунок 2.15* – Коэффициент мощности при трехзонном амплитудно-фазовом регулировании

Подробно рассмотрев работу классического четырехзонного преобразователя, можно отметить, что хотя эта схема и имеет преимущества по отношению к схемам описанным в первой главе, но и она не лишена недостатков.

Главный недостаток таких схем заключается в наличии двойного контура коммутации, когда один из контуров является частью другого, и требует общую задержку времени отпирания тиристоров на величину двойного угла коммутации.

Это уменьшает рабочую часть периода преобразователя, а также вызывает дополнительные искажения выпрямленного напряжения и несколько уменьшает энергетические показатели. Кроме того, данное схемное решение предполагает довольно сложный алгоритм управления тиристорами, обусловленный наличием двойного контура коммутации.

## **2.4 Совершенствование схемных решений и алгоритмов работы зонно-фазовых выпрямителей**

Для устранения описанных выше недостатков с помощью методов структурного синтеза [32, 58, 59, 94, 95] на кафедре Электротехнических комплексов НГТУ было разработано и предложено новое схемное решение, использующее в

своей основе так называемую лестничную структуру [52 – 56]. Применение однофазного зонно-фазового регулятора (ОЗФР) лестничного типа позволит усовершенствовать регуляторы напряжения грузовых электровозов на переменном токе.

Схема ОЗФР с четырехзонным регулированием, показанная на рисунке 2.16, выполняется с использованием того же обмоточного материала трансформатора и не требует двойной коммутации. Помимо этого, для приведенной схемы ОЗФР лестничного типа требуется меньше управляемых вентилях; упрощается формирователь импульсов управления; сама схема симметрична (рисунок 2.16, а).

В предложенной схеме вентильная часть преобразователя, установленного на электровозе ВЛ80<sup>Р</sup> либо ВЛ85, упрощается [57, 96], а трансформаторное оборудование подлежит несложной переделке. Кроме того, упрощается сам алгоритм управления тиристорами, который приведен в рисунке 2.16, б.

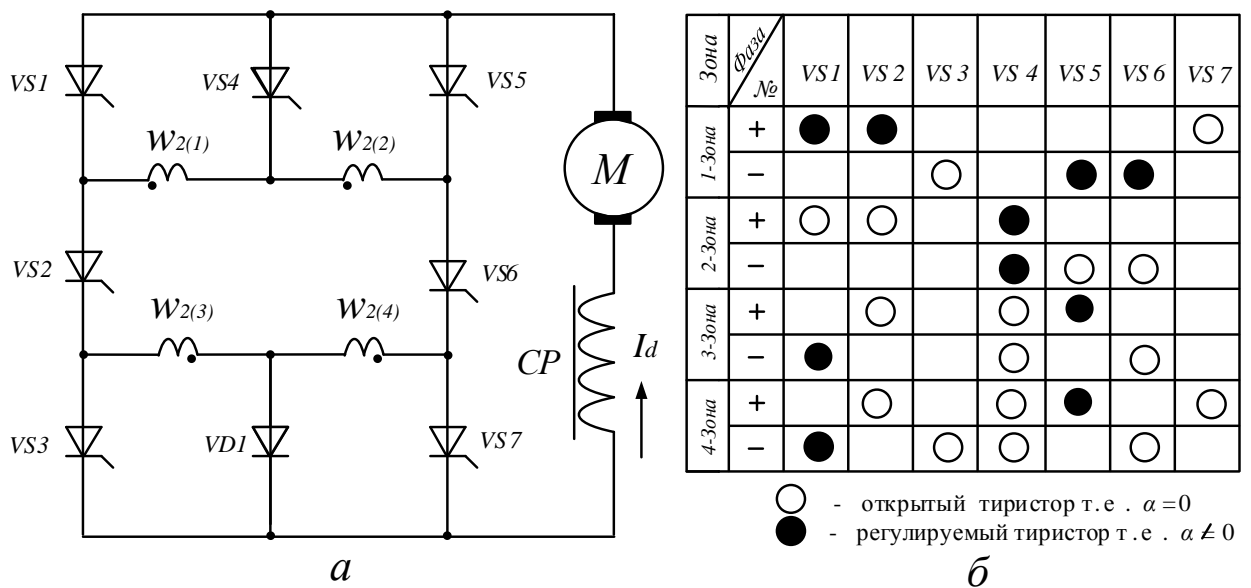


Рисунок 2.16 – Четырехзонный преобразователь лестничного типа: а - принципиальная электрическая схема вторичных цепей, б – алгоритм управления тиристорами

На данном рисунке показан алгоритм управления тиристорами для каждой зоны регулирования, в соответствии с которым было проведено экспериментальное исследование схемы [53, 56, 96]. В ходе экспериментов установлено, что данный преобразователь действительно обладает меньшей продолжительностью коммутационных процессов, по сравнению с выпрямителем с мостовой структурой.



рой. Однако при управлении мощной активно-индуктивной нагрузкой требуется предусматривать пути протекания тока  $I_d$ , используя для этого либо дополнительный обратный диод, либо комбинации открытых тиристоров, например VS1+VS2+VS3 или VS5+VS6+VS7, поскольку индуктивный характер нагрузки препятствует естественному закрытию тиристоров.

Автором была поставлена задача – исключить удержание таких тиристоров в открытом состоянии при смене знака фазы или переходе на другую зону, а так же разработать новый, еще более простой алгоритм управления тиристорами.

Для решения поставленной задачи следует детально проанализировать работу тиристоров. Особый интерес представляют процессы коммутации на высоких зонах.

Для примера рассмотрим работу выпрямителя на второй зоне регулирования, когда положительная фаза подходит к концу. В этом случае ток должен завершить протекание по обмоткам  $w_{2(1)}$  и  $w_{2(3)}$  через диод VD1 и открытые тиристоры VS2 и VS4. Однако когда фазное напряжение пройдет через ноль, ток  $I_d$  в цепи нагрузки из-за индуктивного характера ТЭД продолжит протекать по замкнутому контуру, что приведет к удержанию тиристора VS4 в открытом состоянии. Поэтому, когда в начале отрицательной фазы на второй зоне будут открыты тиристоры VS5 и VS6, ток потечет по обмоткам  $w_{2(2)}$  и  $w_{2(4)}$  через открытый тиристор VS4 в то время, когда необходимо подключить только обмотку  $w_{2(4)}$  к ТЭД. Пути протекания токов по замкнутым контурам для рассмотренного случая (второй зоны регулирования), обусловленные наличием индуктивности нагрузки и обмоток трансформатора, показаны на рисунке 2.17, б.

Отсюда следует, что во время работы преобразователя на первой и второй зонах регулирования нельзя открывать более одного тиристора из группы трех тиристоров VS1, VS4 и VS5. Так как открытые тиристоры в эти моменты времени в дальнейшем практически не закроются естественным путем.

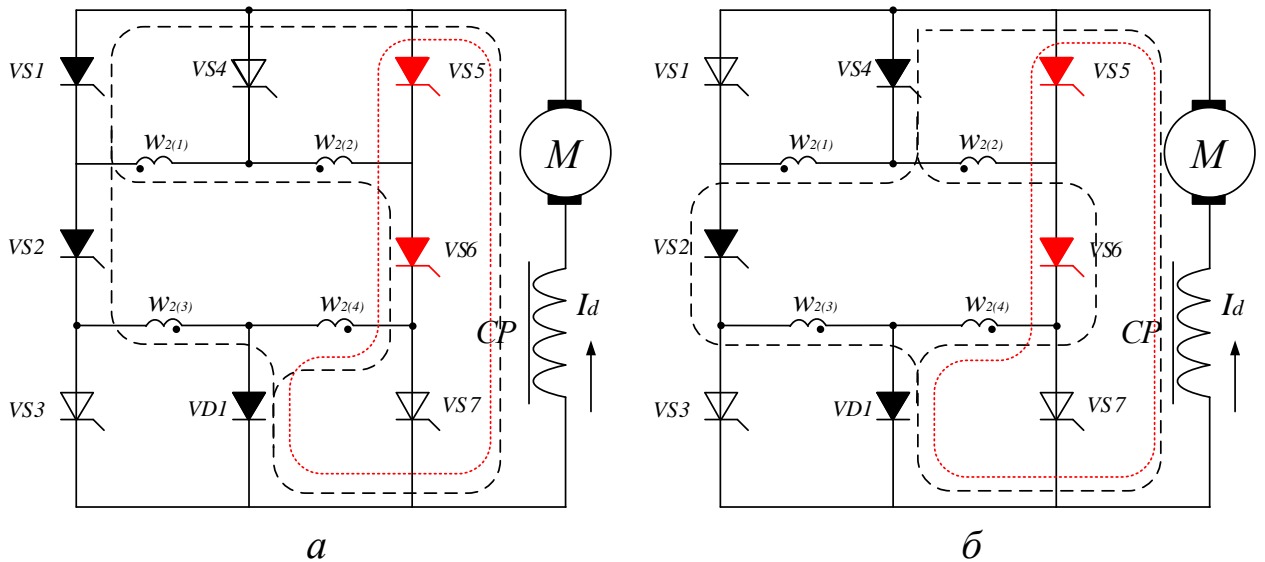


Рисунок 2.17 – Пути протекания токов по силовым цепям преобразователя для первой - *а* и второй - *б* зоны регулирования

Поэтому, для первой и второй зоны регулирования в каждой звезде, образованной из трех тиристоров, всегда должен быть один открытый тиристор, а значит, его роль может выполнять диод. Оптимальным вариантом замены тиристора на диод является замена среднего тиристора, так как он соединен с концами двух секций вторичных обмоток тягового трансформатора (рисунок 2.18, *а*). Электрическая схема с учетом замены диодов приведена на рисунке 2.18, *б*.

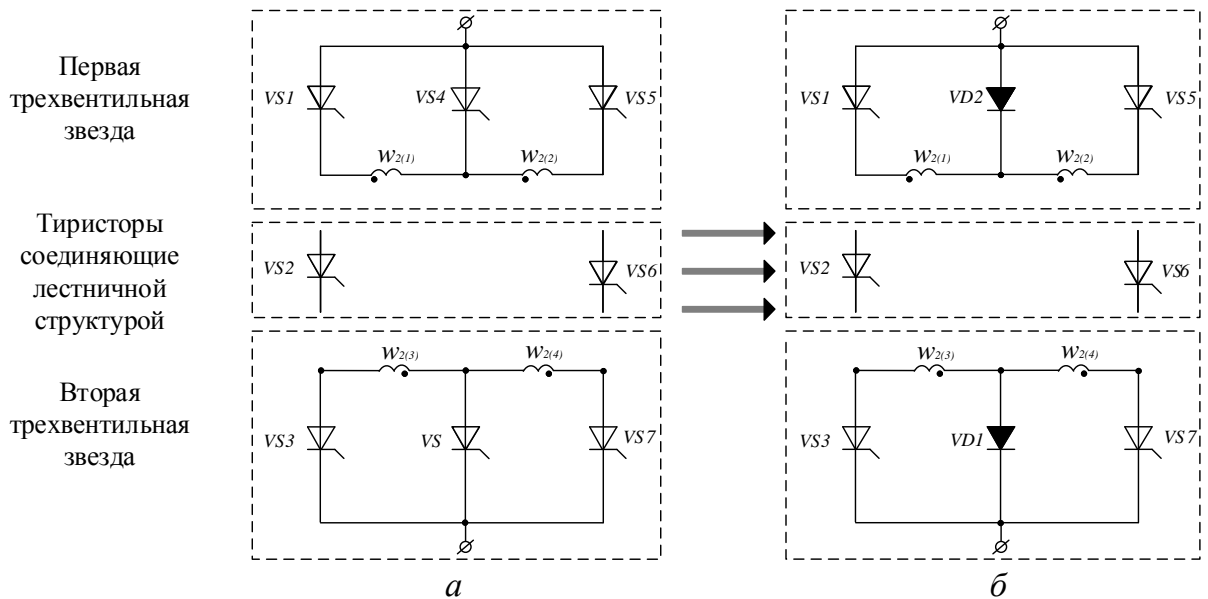


Рисунок 2.18 – Вариант замены тиристоров на диоды для четырехзонного ОЗФР с лестничной структурой

Преобразователь на первой зоне регулирования будет поочередно работать с двумя секциями вторичных обмоток тягового трансформатора. Для этого можно использовать любую из трехвентильных звезд, так как они симметричны и собраны на двух секциях вторичной обмотки тягового трансформатора.

Поскольку в каждой звезде из трех вентилей установлен один открытый диод (VD1 и VD2), то на первой зоне регулирования между катодом диода первой трехвентильной звезды и концом секции обмоток второй трехвентильной звезды (или между анодом диода второй трехвентильной звезды и концом секции обмоток первой трехвентильной звезды) следует предусмотреть проводящую цепочку из дополнительных тиристоров VS7 и VS8.

Электрическая схема возможного подключения дополнительных тиристоров VS7 и VS8 показана на рисунках 2.19, а и б.

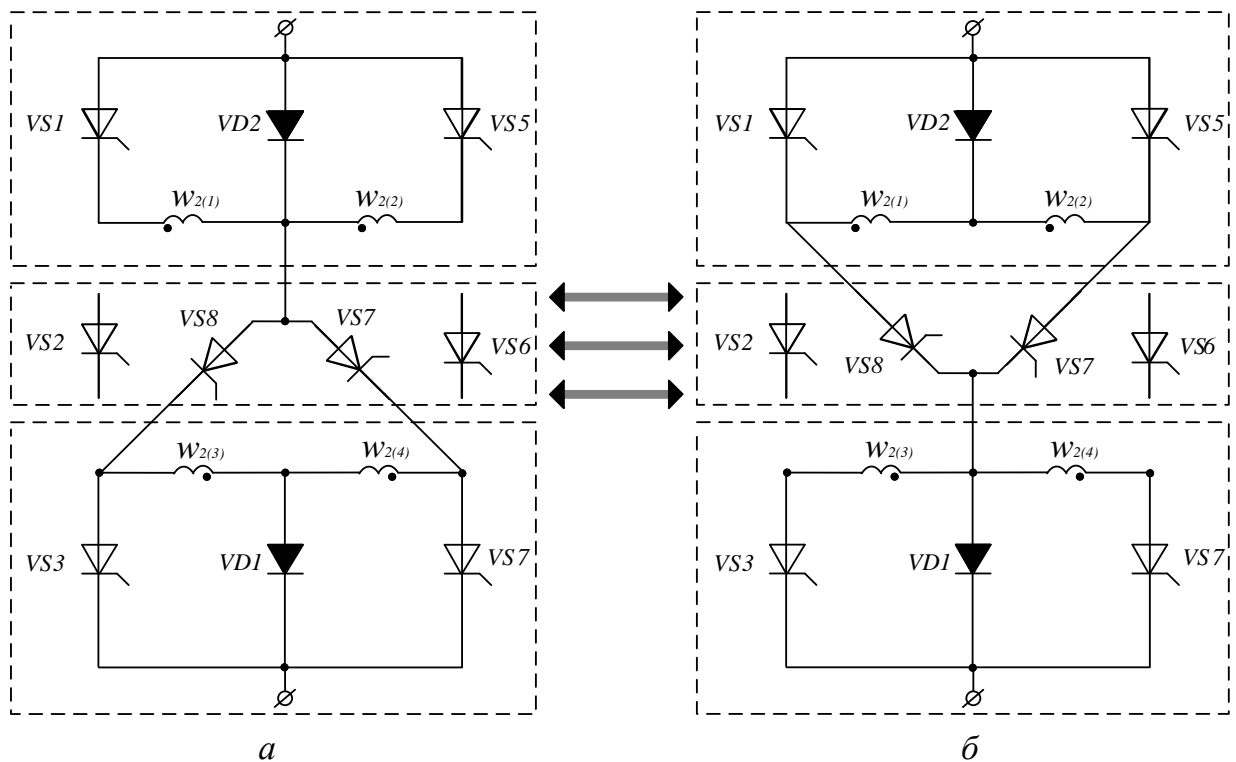


Рисунок 2.19 – Варианты модернизации схемы четырехзонного ОЗФР с лестничной структурой

В обоих предложенных вариантах преобразователя (рисунок 2.19, а, б) обеспечивается режим работы ОЗФР для первой зоны регулирования. Переход на вто-



В результате получен усовершенствованный вариант ОЗФР для работы на первой и второй зоне регулирования, а также соответствующий алгоритм управления тиристорами (рисунок 2.21).

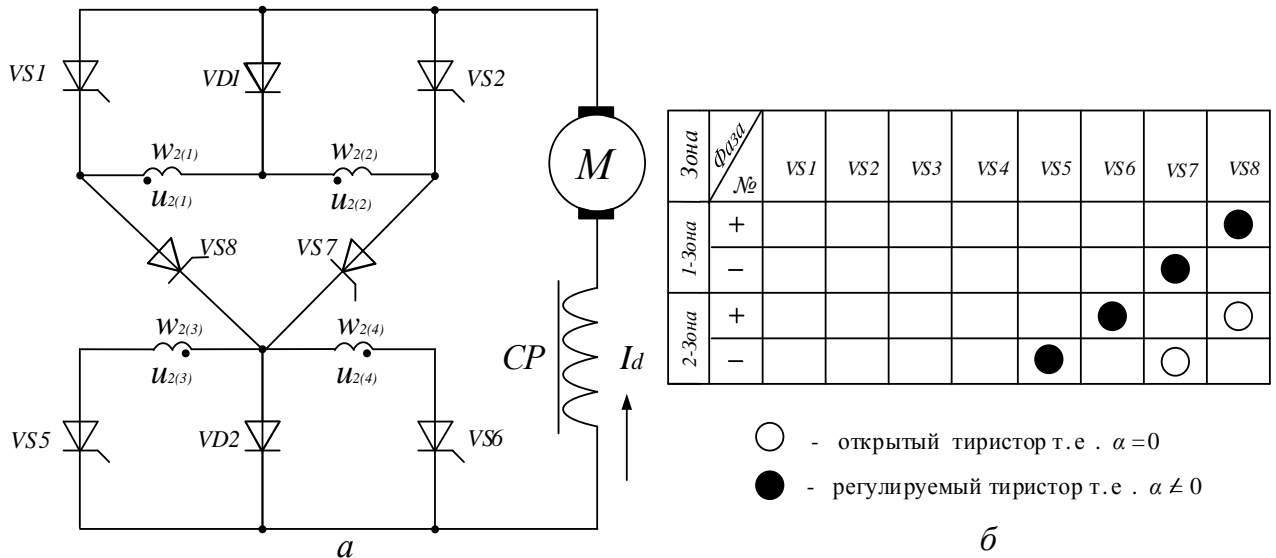


Рисунок 2.21 – Усовершенствованный четырехзонный ОЗФР с лестничной структурой: а – фрагмент электрической схемы вторичных цепей, б – алгоритм управления тиристорами для первой и второй зоны

В соответствии с предложенной выше концепцией разделения схемы зонно-фазового регулятора на участки в отдельности для каждой зоны и каждого полупериода автором был разработан окончательный алгоритм управления тиристорами.

Итоговая схема усовершенствованного ОЗФР лестничного типа [97 – 99], предложенная автором, приведена на рисунке 2.22.

Схемное решение данного преобразователя лежит в основе модернизации существующего классического четырехзонного преобразователя электровоза ВЛ85. Лишенный двойных контуров коммутации, новый преобразователь обеспечит сокращение продолжительности коммутационных процессов на  $9-12^0$ . При этом силовая часть усовершенствованного ОЗФР лестничного типа будет целиком построена на элементной базе прежнего мостового ОЗФР.



разом, энергетические показатели всего устройства в целом и характеризует степень совершенства любого ОЗФР.

3. Доказано, что известные схемы мостовых четырехзонных преобразователей имеют существенный недостаток, который заключается в наличии двойного контура коммутации, когда один из контуров является частью другого. Это приводит к продолжительному коммутационному периоду и общей задержки времени отпирания тиристоров на величину двойного угла коммутации. В результате рабочая часть периода преобразователя дополнительно сокращается на  $9-12^{\circ}$ , вызывая дополнительные искажения кривой выпрямленного напряжения, и уменьшает энергетические показатели в целом.

4. Предложен усовершенствованный вариант ОЗФР, в основе которого лежит однофазный лестничный четырехзонный преобразователь, не требующий увеличения задержки времени на открытие тиристоров, поскольку он не образует двойных контуров коммутации. Данный преобразователь рекомендован для модернизации существующего мостового четырехзонного ОЗФР электровоза ВЛ85, поскольку он целиком построен на его элементной базе.

При этом вентильная часть и трансформаторное оборудование ОЗФР подлежит несложной переделке, после чего энергетические показатели электровоза будут улучшены на величину, определяемой сокращением одного коммутационного периода в  $9^{\circ} - 12^{\circ}$ .

### ГЛАВА 3. ЧЕТЫРЕХЗОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ЛЕСТНИЧНОЙ СТРУКТУРОЙ

#### 3.1 Описание усовершенствованного варианта четырехзонного преобразователя с лестничной структурой

Электрическая схема и алгоритм управления усовершенствованным вариантом четырехзонного преобразователя с лестничной структурой [98] приведены на рисунке 3.1. Силовая часть ОЗФР состоит из восьми тиристоров  $VS1 \dots VS8$  и двух диодов  $VD1, VD2$ .

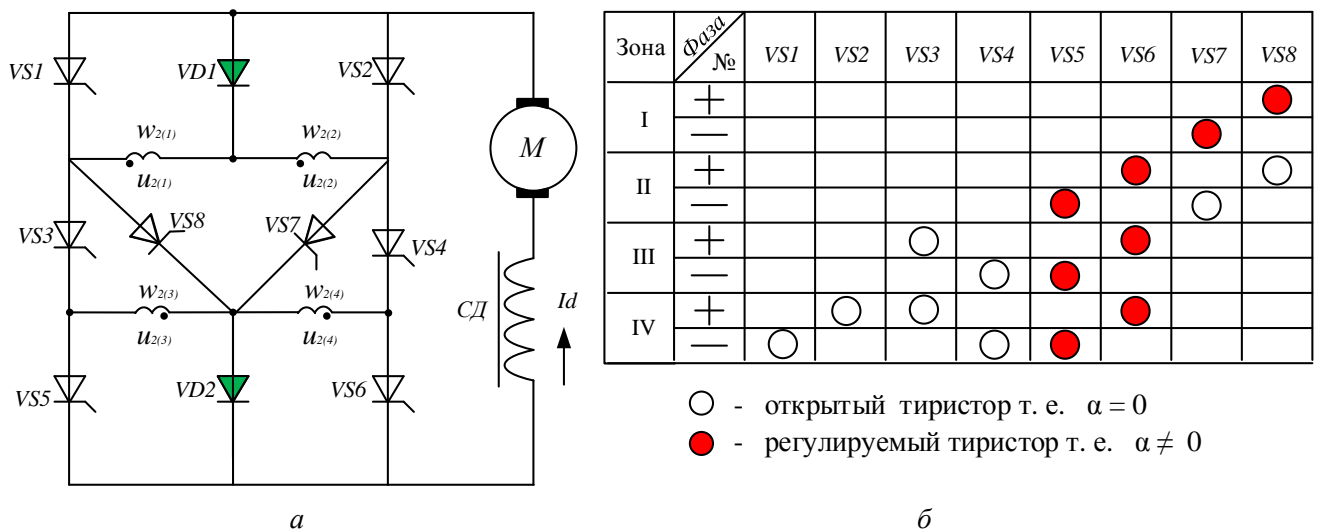


Рисунок 3.1 – Усовершенствованный вариант четырехзонного ОЗФР с лестничной структурой: а – принципиальная электрическая схема; б – алгоритм управления тиристорами

Вторичная обмотка тягового трансформатора состоит из четырех секций (рисунок 3.1). Номинальные напряжения на всех вторичных обмотках трансформатора одинаковы, т.е.  $u_{2(1)} = u_{2(2)} = u_{2(3)} = u_{2(4)}$ .

Для управления преобразованием в режиме выпрямления используются следующие типы управляющих импульсов для тиристоров:

- $\alpha_0$  – управляющий импульс, подаваемый в начале полупериода, фаза которого соответствует минимальному углу регулирования тиристоров;
- $\alpha_{рег}$  – управляющие импульсы, регулируемые по фазе от  $\alpha_{max}$  до  $\alpha_{min}$ ;



Из приведенных алгоритмов управления тиристорами видно, что регулирование выходного напряжения  $U_d$  на первой зоне осуществляется тиристорами VS7 и VS8, а для остальных зон для этих целей используются один и те же тиристоры VS5 и VS6, что намного упрощает алгоритм работы управляющего блока (контроллера силовой части преобразователя).

Если следовать приведенным алгоритмам управления тиристорами, то в результате на выходе зонно-фазового преобразователя будет получено выпрямленное напряжение, величина которого плавно регулируется в пределах от 0 до  $U_{max}$ . Форма кривой выпрямленного напряжения определяется геометрической суммой отдельных составляющих напряжений вторичных обмоток, в зависимости от того, на какой зоне в данный момент работает преобразователь (рисунок 2.8)

На *первой* зоне регулирования, в самом начале величина угла регулирования  $\alpha_{pmax}$ , имеет максимальное значение, при этом выпрямленное напряжение минимально.

Рабочими обмотками в этом случае считаются  $w_{2(1)}$  и  $w_{2(2)}$ . Подавая управляющие импульсы  $\alpha_p$  на тиристорные плечи VS7—VS8, фаза которых регулируется в пределах от  $\alpha_{max}$  до  $\alpha_{min}$ , можно изменять выпрямленное напряжение  $U_d$  от минимального значения до номинального выпрямленного напряжения преобразователя  $u_{дн}/4$ .

На *второй* зоне регулирования выпрямленное напряжение для положительного полупериода синусоиды складывается из напряжения секции  $w_{2(1)}$  обмотки трансформатора и напряжения секции  $w_{2(4)}$ , дополнительно прикладываемого к ТЭД на интервале  $\alpha_p \dots \pi$ , а в втором полупериоде синусоиде складывается из напряжения секции  $w_{2(2)}$  обмотки трансформатора и напряжения секции  $w_{2(3)}$ , дополнительно прикладываемого к ТЭД на интервале  $\alpha_p + \pi \dots 2\pi$ . При минимальной величине фазы импульсов управления  $\alpha_p$ , подаваемых на плечи VS5 и VS6 на второй зоне регулирования, выпрямленное напряжение увеличивается до  $u_{дн}/2$ .

На *третьей зоне* регулирования для положительного полупериода синусоиды к напряжению обмоток  $w_{2(1)}$  и  $w_{2(3)}$  добавляется часть напряжения обмотки  $w_{2(4)}$  за счет изменения угла регулирования тиристорных плеч VS6 от  $\alpha_{max}$  до  $\alpha_{min}$  а для отрицательном синусоида к напряжению обмоток  $w_{2(2)}$  и  $w_{2(4)}$  добавляется часть напряжения обмотки  $w_{2(3)}$  за счет изменения угла регулирования тиристорных плеч VS5 от  $\alpha_{max}$  до  $\alpha_{min}$ . При минимальном угле регулирования тиристорных плеч VS5 и VS6 выпрямленное напряжение достигает значения  $2u_{дн}/3$ .

На *четвертом зоне* регулирования для положительного полупериода синусоиды к напряжению обмоток  $w_{2(2)}$ ,  $w_{2(1)}$  и  $w_{2(3)}$  добавляется часть напряжения обмотки  $w_{2(4)}$  за счет изменения угла регулирования тиристорных плеч VS6 от  $\alpha_{max}$  до  $\alpha_{min}$  а для отрицательного полупериода синусоиды к напряжению обмоток  $w_{2(1)}$ ,  $w_{2(2)}$  и  $w_{2(4)}$  добавляется часть напряжения обмотки  $w_{2(3)}$  за счет изменения угла регулирования тиристорных плеч VS5 от  $\alpha_{max}$  до  $\alpha_{min}$ . При минимальном угле регулирования тиристорных плеч VS5 и VS6 выпрямленное напряжение достигает номинального значения  $U_d$ .

### **3.2 Анализ режимов работы усовершенствованного четырехзонного преобразователя с лестничной структурой**

Поскольку данной вариант преобразователя предложен автором настоящей работы, и предлагается для практического применения впервые, необходимо описать работу этого преобразователя и выполнить анализ режимов для каждой рабочей зоны в отдельности.

На *первой зоне* регулирования напряжение для положительного полупериода синусоиды секции  $w_{2(1)}$  через тиристорные VS8 и диодные плечи VD1, VD2 прикладывается к нагрузке. Схемы замещения приведены на рисунке 3.2. Здесь показана форма выпрямленного напряжения  $U_d$  для двух полупериодов промышленной частоты. Для положительной полярности напряжения условно изображена

сплошная стрелка ( $U_1 > 0$ ), и штриховая линия для противоположной ( $U_2 < 0$ ) полярности напряжения.

Активному периоду работы преобразователя (интервалы 1-2 и 3-4 на рисунке 2) соответствует подключение ТЭД через тиристорные плечи VS8 ( $u_1$ ) и VS7 ( $u_2$ ) к вторичной обмотке трансформатора. По силовой цепи протекает ток  $I_d$ , и в обмотке сглаживающего реактора (CP) накапливается электромагнитная энергия.

За счет этой энергии во время нулевых интервалов 2-3 и 4-5 по силовой цепи продолжает протекать ток  $I_d$ . Тиристоры отключают вторичную обмотку трансформатора от ТЭД. Процесс коммутации показан на рисунке 3.2 (интервалы 2-3; где  $u_1$  и 4-5, где  $u_2$ ).

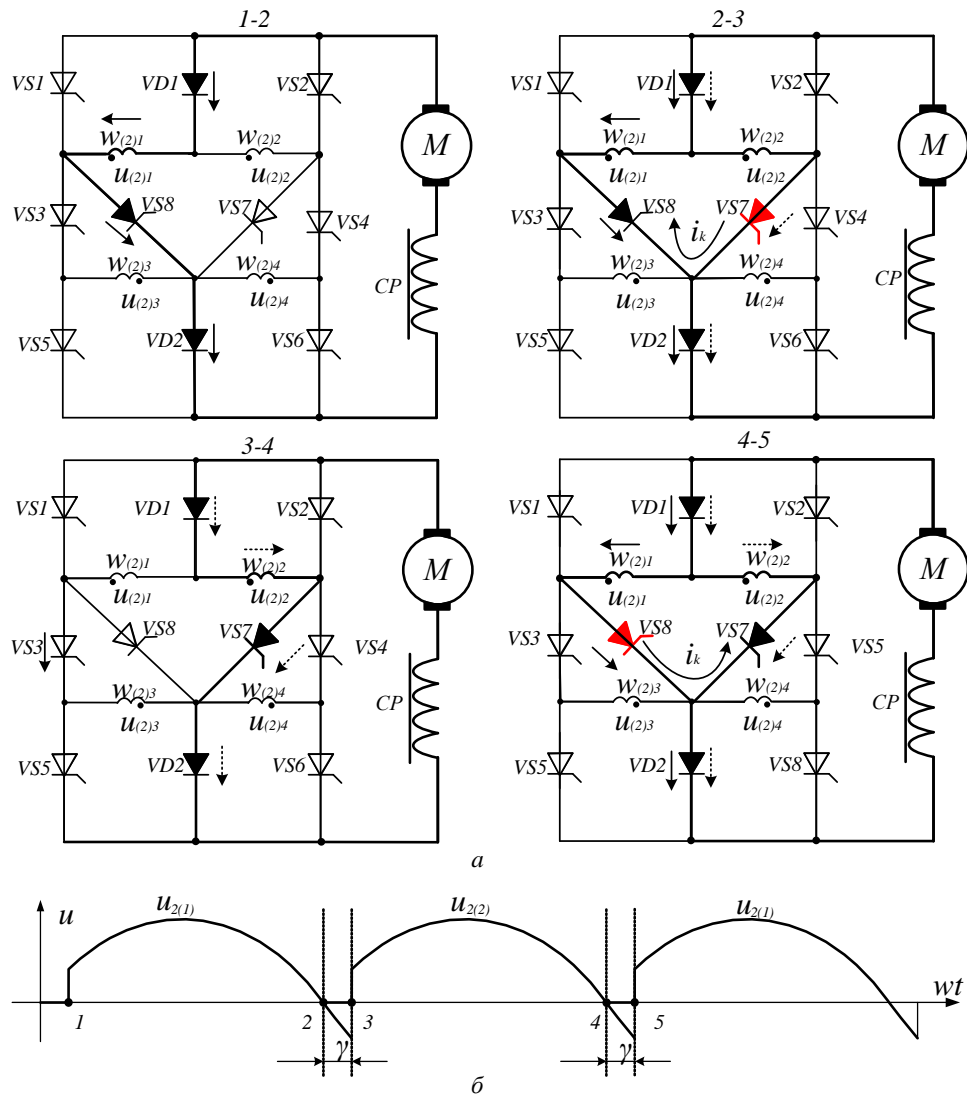


Рисунок 3.2 – Схемы замещения преобразователя – а и диаграмма напряжения  $U_d$  для первой зоны регулирования – б

Вторичные обмотки трансформатора при этом оказывается закороченной двумя коммутируемыми вентилями VS8 и VS7. Поэтому выпрямленное напряжение на этом интервале равно нулю. В цепи контура коммутации протекает ток короткого замыкания или ток коммутации  $I_k$ , совпадающий с проводящим направлением вступающего в работу вентиля и направленный в противоположном направлении для выключаемого вентиля. Он способствует уменьшению тока выключаемого тиристора VS8 до нуля.

При этом ток другого тиристора достигает значения тока нагрузки  $I_d$ , и процесс коммутации заканчивается. Описанным процессам соответствуют углы коммутации  $\gamma$  (интервалы 2–3 и 4–5).

Формирование напряжения на нагрузке  $U_d$  происходит на «активных» интервалах. Все остальные интервалы являются вспомогательными и служат для перехода от одной активной схемы преобразователя к другой.

В момент времени, соответствующий углу, отмеченному точкой 1 (рисунок 3.2, б), после включения тиристорного плеча VS8 образуется контур протекания тока нагрузки  $I_d$  через тиристоры плеч VS8 и диодов VD1, VD2 (интервал 1 – 2). К ТЭД прикладывается полуволна напряжения первой вторичной обмотки трансформатора, показанная сплошной стрелкой.

В точке 2 (после смены полярности напряжения тягового трансформатора) подается управляющий импульс  $\alpha_p$  на тиристор SV7. Далее начинается коммутация тока с тиристоров плеча VS7 на тиристоры плеча VS8 (интервал 2 – 3), т. е. вторичные обмотки трансформатора  $w_{2(1)}$  и  $w_{2(2)}$  закорочиваются двумя коммутируемыми тиристорами VS7 и VS8.

В цепи контура коммутации протекает ток короткого замыкания или ток коммутации  $I_k$ , совпадающий с проводящим направлением вступающего в работу тиристора VS7 и направленный в противоположном направлении для выключаемого тиристора VS8. Коммутационный ток  $I_k$  способствует уменьшению тока выключаемого тиристора VS8 до нуля (интервалы 2-3). После этого ток тиристора VS7 достигает значения тока нагрузки  $I_d$ , и процесс коммутации заканчивается (точка 3). Описанным процессам соответствуют углы коммутации  $\gamma$  (интервалы

2–3 или 4-5). Такая коммутация продолжительностью  $\gamma$ , происходит в начале каждого полупериода после подачи управляющего импульса  $\alpha_p$ .

В точке 4 процесс коммутации токов между тиристорами VS8 и VS7 заканчивается. После этого к ТЭД прикладывается напряжение другой обмотки трансформатора ( $u_2$ ) (интервал 3-4). Аналогичным образом происходят процессы коммутации токов в начале следующего полупериода синусоиды.

Важно отметить, что в данном схемном решении алгоритм управления тиристорами для первой зоны регулирования позволяет создать минимальный угол коммутации вплоть до естественного угла коммутации  $\gamma$ . При этом нет необходимости вводить дополнительные ограничения. Угол коммутации на первой зоне регулирования определяется только индуктивностями обмоток трансформатора.

На *второй зоне* регулирования для первого полупериода синусоиды в работе находятся  $w_{2(1)}$  и  $w_{2(4)}$  секции обмоток трансформатора, а для второго полупериода синусоиды в работе находятся  $w_{2(2)}$  и  $w_{2(3)}$  секции обмоток трансформатора. Каждая пара обмоток трансформатора для каждого полупериода синусоиды работает независимо друг от друга. Это является существенным преимуществом предлагаемого авторам схемного решения. Форма выпрямленного напряжения  $U_d$  и мгновенные схемы замещения преобразователя показаны на рисунках 3.3 а, б.

В момент времени 1 (рисунок 3.3, б), под действием напряжения секции I трансформатора через открытые тиристоры VS8 и диоды VD1, VD2 в цепи нагрузки протекает ток  $I_d$ . Этому моменту соответствует мгновенная схема замещения на интервале 1–2. Для подключения в работу IV секции трансформатора в точке 2 подается импульс управления  $\alpha_p$  на тиристоры плеча VS6. Начинается коммутация тока с тиристоров VS6 на диод VD2 (интервал 2–3), которому соответствует угол  $\gamma_2$ . Обеспечивается последовательно работа первой и четвертой вторичной обмотки трансформатора (интервал 3 – 4).

В точке 3 для подключения в работу  $w_{2(2)}$  секции трансформатора подается импульс управления  $\alpha_p$  на тиристоры плеча VS7. Начинается коммутация тока с тиристора VS7 на VS8 (интервал 4 – 5). Этой коммутации соответствует угол  $\gamma_1$ .

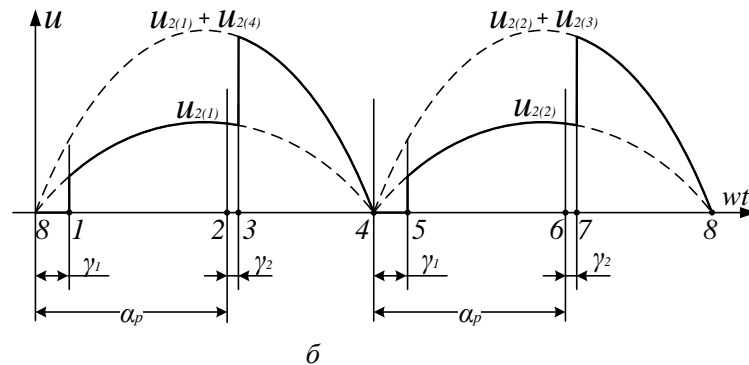
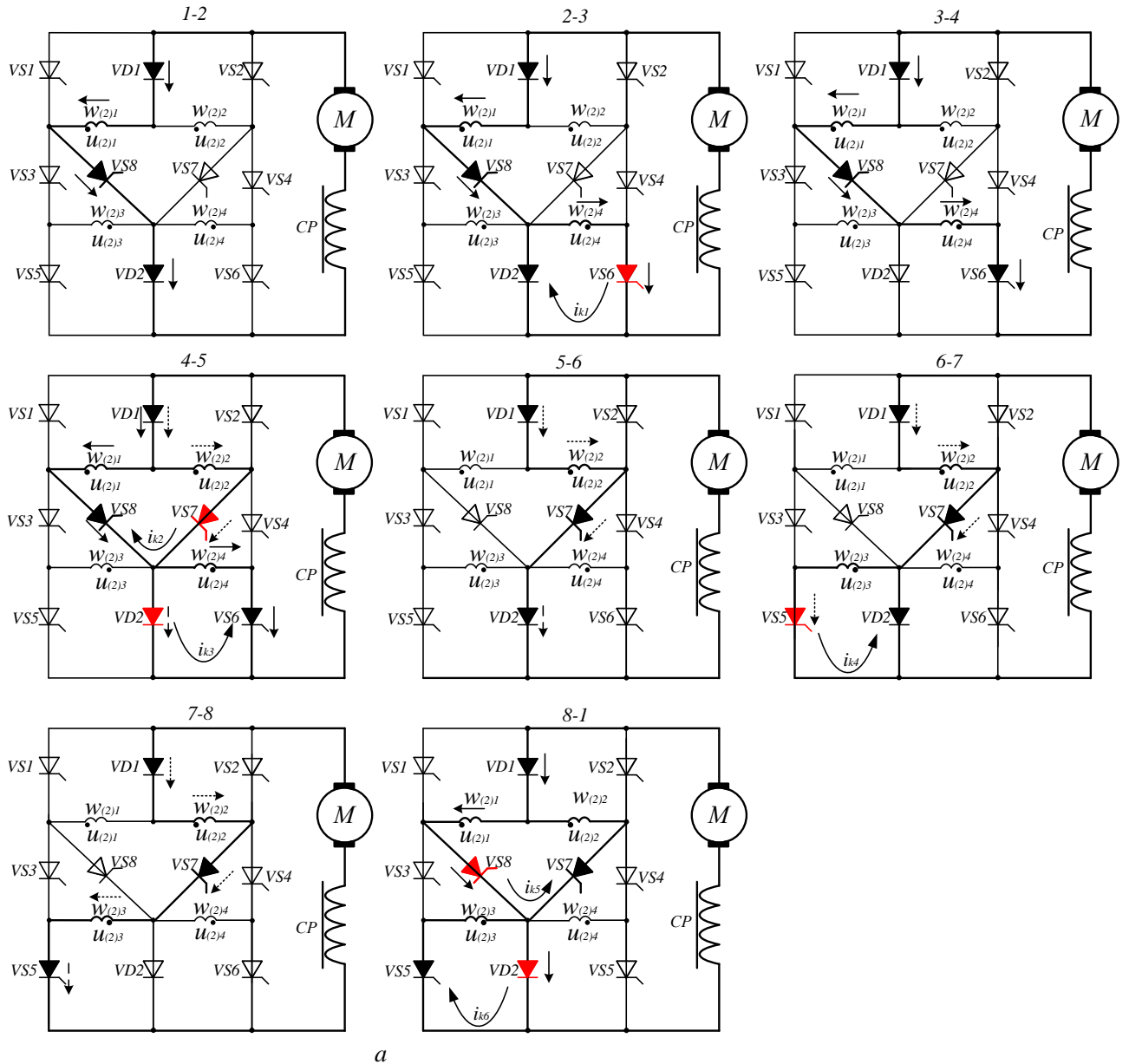


Рисунок 3.3 – Схема замещения преобразователя - а и диаграмма напряжения  $U_d$  для второй зоны регулирования – б

Однако в электрической схеме (интервал 4 – 5) существует второй контур коммутации тока между диодом VD2 и тиристором VS6. При этом во втором по-

лупериоде синусоиды в активном режиме находится только вторая и третья обмотка трансформатора.

Следует так же отметить, что коммутация тока между диодом VD2 и тиристором SV6 происходит независимо от контура коммутации тока между тиристорами VS7 и VS8.

Контур коммутации тока между тиристорами VS7 и VS8 определяется индуктивностями двух последовательно включенных обмоток трансформатора (первая и вторая обмотка) а так же током нагрузки  $I_d$ . Этому соответствует одинарный угол коммутации  $\gamma_1$  (интервал 4 – 5).

После завершения коммутации через тиристоры VS7 и диоды VD1, VD2 к ТЭД прикладывается напряжение второй секции  $w_{2(2)}$  вторичной обмотки трансформатора (интервал 5 – 6). В точке 6 для подключения в работу  $w_{2(3)}$  секции трансформатора подается импульс управления  $\alpha_p$  на тиристоры плеча VS5. Начинается коммутация тока с тиристора VS5 на диод VD2, которому соответствует угол коммутации  $\gamma_2$  (интервал 6–7). К ТЭД прикладывается последовательно напряжение второй и третьей обмотки трансформатора.

В точке 8 процессы коммутации аналогичны как для предыдущего полупериода синусоиды (интервал 8 – 1). Далее процессы в схеме повторяются.

В ходе проведенных анализов установлено, что в предложенной схеме ОЗФР с лестничной структурой на второй зоне регулирования никогда не возникает двойного угла коммутации.

На *третьей* зоне регулирования для положительного полупериода синусоиды вместо последовательно соединенных  $w_{2(1)}$ ,  $w_{2(4)}$  секции обмоток трансформатора включается последовательность  $w_{2(1)}$ ,  $w_{2(3)}$  и к ней добавляется напряжение управляемой  $w_{2(4)}$  секции трансформатора. Во время второго отрицательного полупериода синусоиды включается последовательность  $w_{2(2)}$ ,  $w_{2(4)}$  секции и к ней добавляется напряжение управляемой  $w_{2(3)}$  секции трансформатора. Форма выпрямленного напряжения  $U_d$  и мгновенные схемы замещения для третьей зоны регулирования преобразователя показаны на рисунке 3.4 а, б.

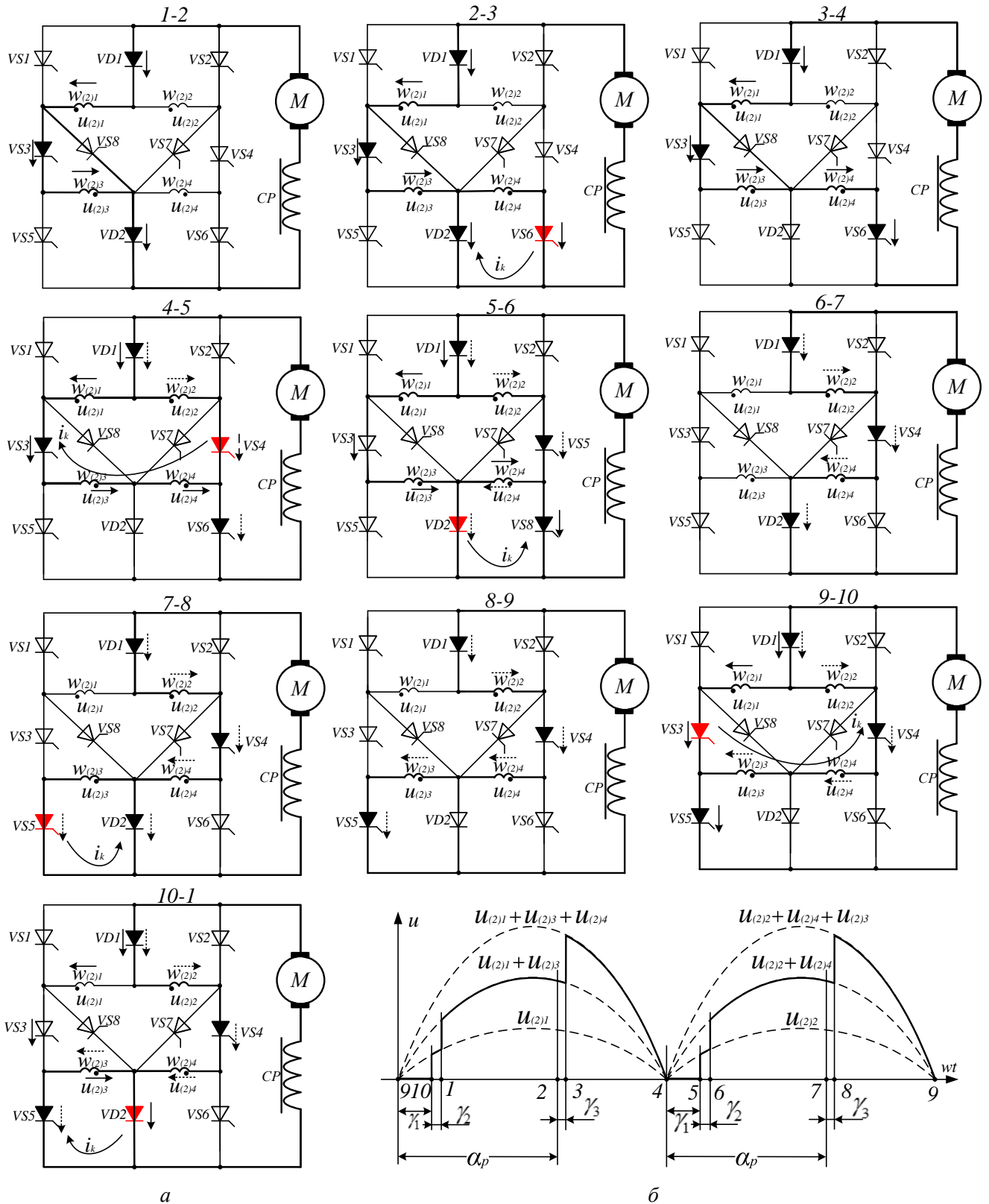


Рисунок 3.4 – Схема замещения преобразователя – а и диаграмма напряжения  $U_d$  для третьей зоны регулирования – б

Согласно алгоритму работы преобразователя (таблица 3.1), импульсы подаются в соответствующие полупериоды на тиристоры  $VS3, VS4$  для включения не



регулируемых обмоток. После этого с задержкой подаются импульсы управления  $\alpha_p$  в соответствующие полупериоды на тиристоры VS5, VS6 для включения регулируемых обмоток.

Активным режимам работы преобразователя соответствуют интервалы 1 – 2, 3 – 4, 6 – 7, 8 – 9. Интервалы 1 – 10, 5 – 6 также соответствуют активными режимами работы преобразователя, так как напряжения в них не равняются нулю.

Для подключения  $w_{2(1)}$ ,  $w_{2(3)}$  секции трансформатора к ТЭД подается отпирающий импульс на тиристор VS3 (точка 1 на рисунке 3.4 б (интервал 1-2) на рисунке 3.4, а). После этого с некоторой задержкой  $\alpha_p$  подается отпирающий импульс на тиристор VS6. Начинается коммутация тока с тиристора VS6 на диод VD2, которой соответствует угол коммутации  $\gamma_3$  (интервал 2 – 3). В результате к ТЭД подключается три последовательно включенных вторичные обмотки  $w_{2(1)}$ ,  $w_{2(3)}$ ,  $w_{2(4)}$  трансформатора.

В точке 4 (после изменения полярности на выводах обмоток трансформатора) подается отпирающий импульс на тиристор VS4 для включения не регулируемых обмоток ( $w_{2(2)}$ ,  $w_{2(4)}$  секции) для отрицательного полупериода синусоиды. Начинается коммутация тока с тиристора VS4 на VS3, которой соответствует угол коммутации  $\gamma_1$  (интервал 4 – 5).

В точке 5 должны включаться  $w_{2(2)}$ ,  $w_{2(4)}$  секции трансформатора. Из-за того, что обмоток  $w_{2(4)}$  секции трансформатора находится в активной работе в положительном полупериоде синусоиды, в ней возникает второй процесс коммутации (интервал 5 – 6). Однако в точке 5 тиристоры VS4, VS6 открыты и напряжения  $w_{2(2)}$  секции трансформатора приложено к ТЭД (интервал 5 – 6).

На четвертой зоне регулирования при создании выходного напряжения участвуют все четыре обмотки тягового трансформатора, как для положительного полупериода синусоиды, как и для отрицательного полупериода. Поэтому разделить работу обмоток по интервалам для использования двойных углов коммутации на этой последней зоне принципиально невозможно для любого схемного решения ОЗФР.

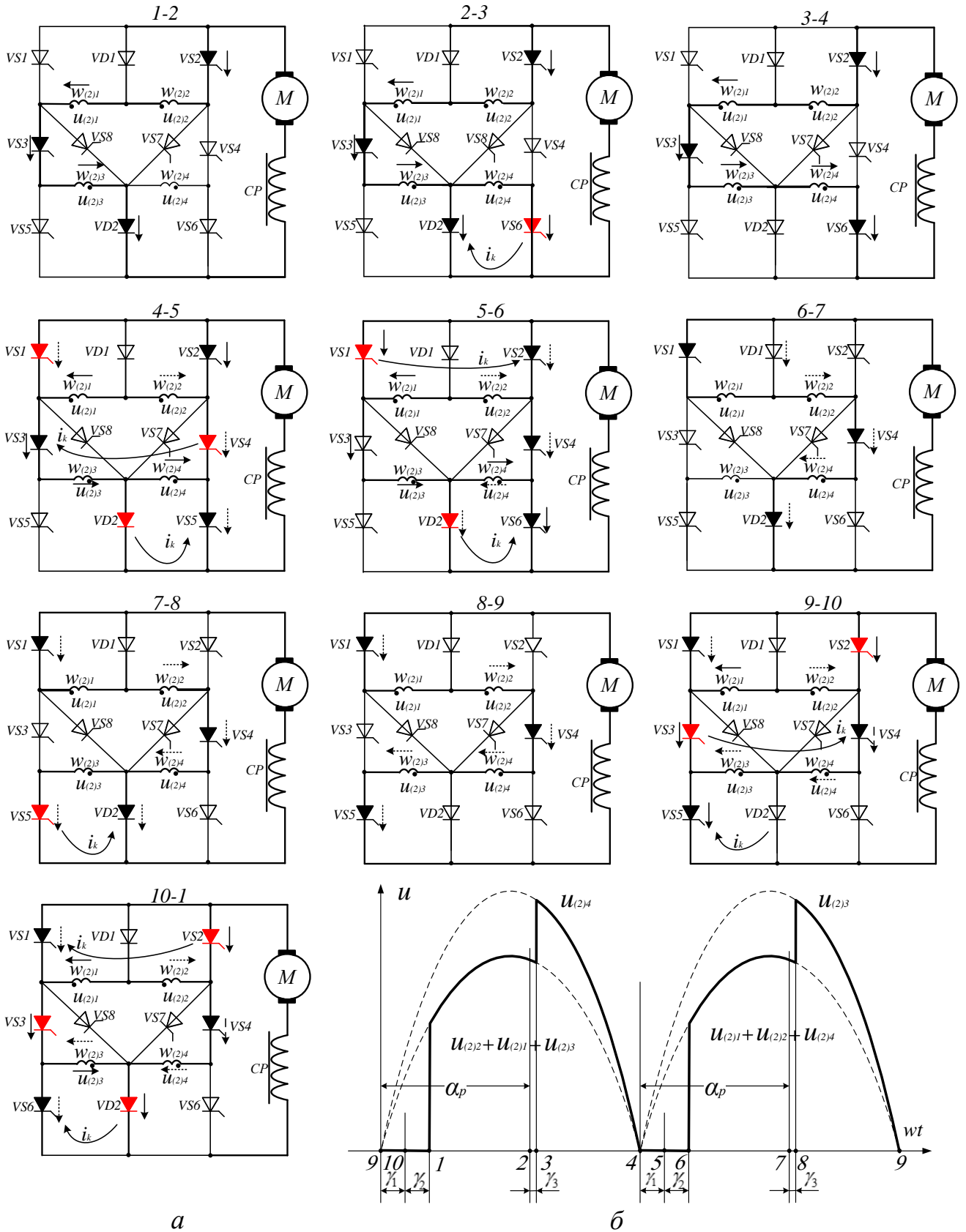


Рисунок 3.5 – Схема замещения преобразователя – а и диаграмма напряжения  $U_d$  для четвертой зоны регулирования – б

Этим обстоятельством работа ОЗФР с лестничной структурой на четвертой зоне регулирования концептуально носит тот же характер, что и работа классического мостового ОЗФР.

Согласно алгоритму управления, в соответствующие полупериоды на тиристоры плеч VS1, VS3 и VS2, VS4 подаются нулевые импульсы  $\alpha_0$  (не регулируемые импульсы).

Выпрямленное напряжение регулируется за счет изменения фазы импульсов  $\alpha_p$  открытия тиристоров VS6 и VS5. Форма выпрямленного напряжения  $U_d$  и мгновенные схемы замещения для четвертой зоны регулирования преобразователя показаны на рисунках 3.5 а, б.

Таким образом, при минимальном значении угла регулирования  $\alpha_p$  продолжительность совместной работы всех вторичных обмоток трансформатора наибольшая, при этом выпрямленное напряжение  $U_d$  достигает номинального 100% значения.

### **3.3 Особенности создания контуров коммутации в схеме усовершенствованного преобразователя с лестничной структурой**

Рассмотрим процесс регулирования выпрямленного напряжения в предложенной схеме на качественном уровне с помощью соответствующих временных диаграмм, приведенных на рисунках 3.6 – 3.9. В нижней части рисунков приведены обозначения: *B* – выпрямление; *K* – коммутация; *0 (HK)* – нулевой контур; *П* – противоток.

Включение преобразователя обеспечивается подачей управляющих импульсов на тиристор VS8 для положительной полуволны сетевого напряжения и соответственно подачей управляющего импульса на тиристор VS7 для отрицательной полуволны сетевого напряжения.

Сначала рассмотрим процессы регулирования при  $\alpha \neq 0$ . Например, в промежутке  $\pi < \vartheta < \alpha_0$  ток в цепи продолжает протекать в том же направлении, как и в предыдущем полупериоде (принадлежащем зоне I) через тиристоры VS8. Так же во втором полупериоде синусоиды ведет себя тиристор VS7 (рисунок 3.6, а). При

$\vartheta = \alpha_0$  начинает уменьшаться ток, так как изменена полярность напряжения на выводах обмоток трансформатора. По окончании коммутации напряжение на ТЭД равняется нулю.

В момент времени  $t = \alpha_p$  на тиристор VS7 подается задержанный импульс управления. При этом образуется контур коммутации с диодами VD1, VD2 и тиристором VS7, через которые замыкается вторая обмотка трансформатора на ТЭД. Так как обмотки трансформатора имеют запасенную индуктивную энергию, включение тиристор VS7 сопровождается определенной коммутацией продолжительность  $\gamma$ , как показано на рисунке 3.6, а.

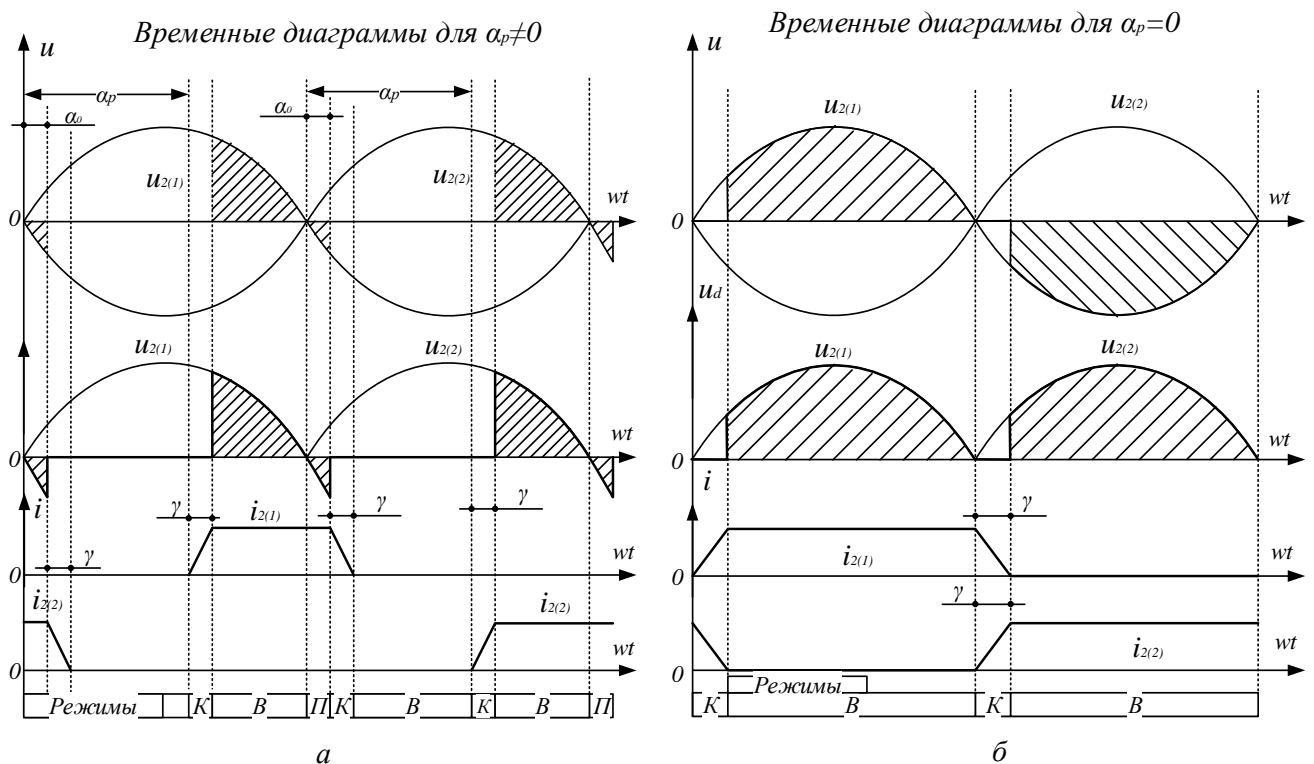


Рисунок 3.6 – Временные диаграммы работы преобразователя для первой зоны регулирования

Дальнейшее уменьшение  $\alpha_p$  увеличивает величину выходного напряжения. При  $\alpha_p = 0$  не возникает нулевого контура, как показано на рисунке 3.4, б. Это объясняется следующим; в исходном состоянии, когда тиристор VS8 открыт, напряжение вторичной обмотки трансформатора через диоды VD1 и VD2 прикладывается на ТЭД. В момент времени  $t = \pi$  подается импульс управления на тиристор VS7. В этом же момент времени (включается вторая секция обмотки трансформатора) начинается коммута-

ция тока с тиристора VS7 на тиристор VS8, в процессе которой уменьшается ток через тиристор VS8 и возрастает через тиристор VS7 (рисунок 3.6, б).

По окончании коммутации осуществляется выпрямление отрицательной полуволны напряжения, т.е. другой вторичной обмоткой трансформатора формируется элемент кривой однофазного двухполупериодного выпрямленного напряжения, соответствующий полному режиму на первой зоне выпрямления.

Регулирование напряжения на второй зоне осуществляется подачей управляющего импульса на тиристор VS6 (VS5 в отрицательных полупериодах) в момент  $\alpha_p$ . При этом ток от диода VD2 переходит на тиристор VS6 (VS5) (рисунок 3.7).

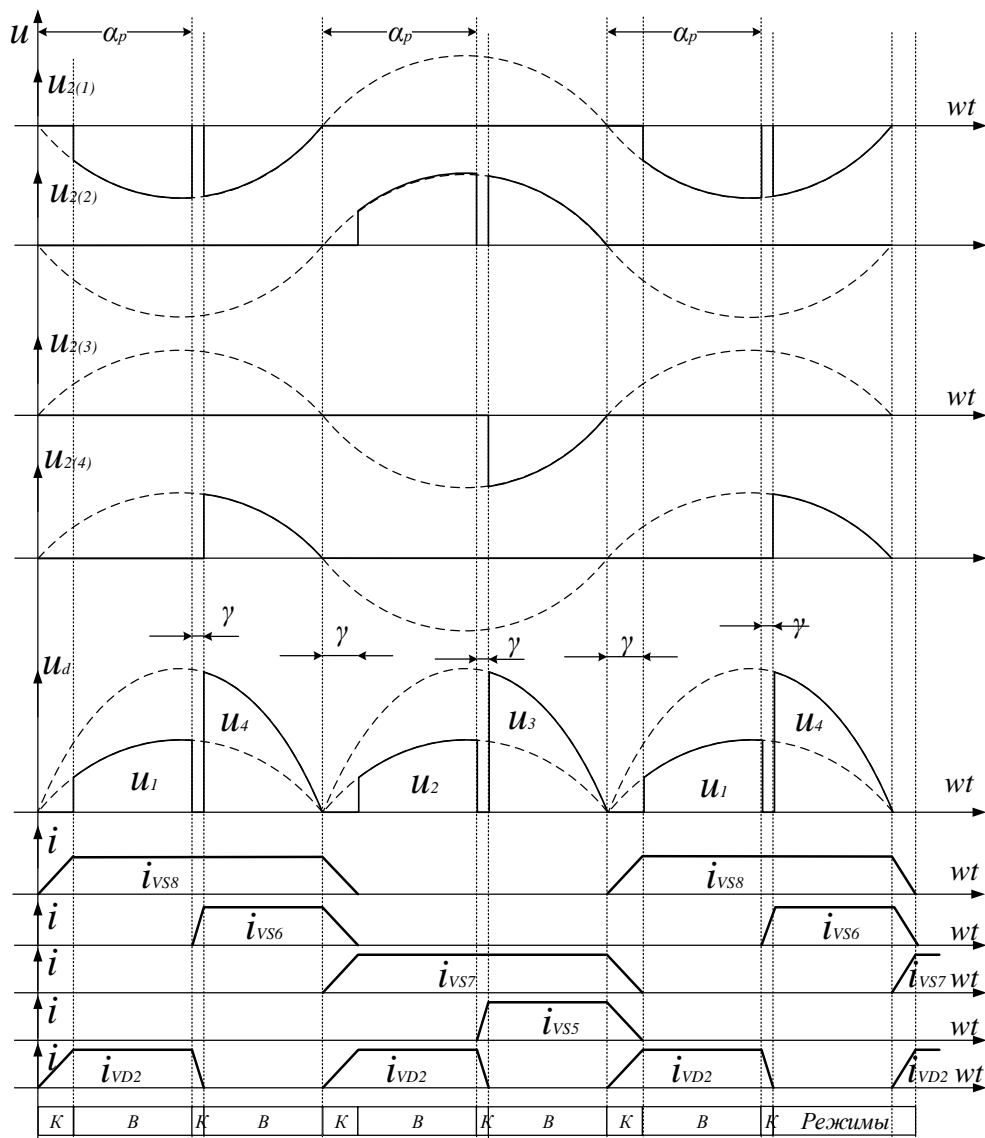


Рисунок 3.7 – Временные диаграммы работы преобразователя на второй зоне регулирования

Продолжительность коммутации на второй зоне регулирования определяется только за счет параметров контура, созданного тиристорами VS7 и VS8, т. е. длительность коммутации связана только с переключением соответствующих обмоток.

В начале отрицательного полупериода (в работе находится первая и четвертая вторичные обмотки трансформатора) подается отпирающий импульс на тиристор VS7, который создает контур коммутации с тиристором VS8. Коммутация в этом контуре продолжается в течение  $\gamma$  (рисунок 3.7). По окончании коммутации напряжение обмоток  $w_{2(2)}$  прикладывается к ТЭД. Тиристор VS6 в процессе коммутации запирается естественным путем, так как на нем изменится полярность приложенного напряжения.

По мере уменьшения ( $\alpha_p \rightarrow 0$ ) угла управления тиристорами VS6 и VS5 на выходе преобразователя формируется максимальное значение выпрямленного напряжения для второй зоны регулирования, т. е.  $u_{\text{вых}} = U_d / 2$ .

Регулирование напряжения на третьей зоне осуществляется подачей управляющего импульса на тиристор VS3 (VS4 в отрицательных полупериодах) в момент  $\alpha_p$ . При этом первая и четвертая обмотки, которые работали на второй зоне регулирования в положительном полупериоде синусоиды на третьей зоне заменяются на первую и третью обмотки (рисунок 3.8). Помимо этого к напряжению этих обмоток последовательно добавляется напряжение четвертой обмотки, регулируемое по фазе  $\alpha_p$ . В отрицательном полупериоде синусоиды вместо второй и третьей обмотки, работает вторая и четвертая обмотки и последовательно к ним добавляется третья обмотка, напряжение так же которой регулируется по фазе  $\alpha_p$ .

На рисунке 3.9 приведены диаграммы работы преобразователя, работающего на четвертой зоне регулирования. При этом на каждом полупериоде синусоиды используются все обмотки. В момент смены направления тока в них неизбежно протекают коммутационные процессы, которые сопровождаются созданием двойного угла коммутации.

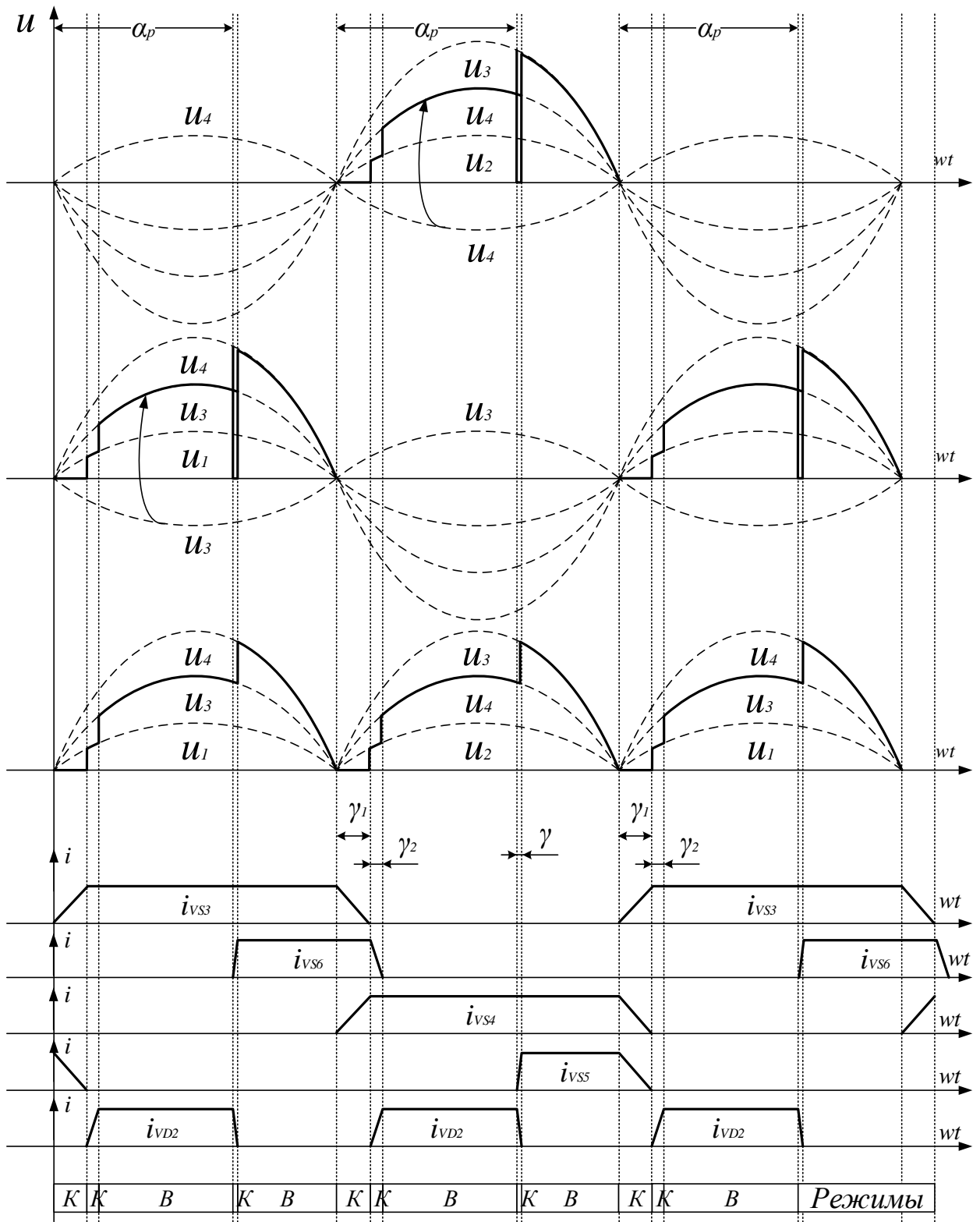


Рисунок 3.8 – Диаграммы работы преобразователя на третьей зоне регулирования

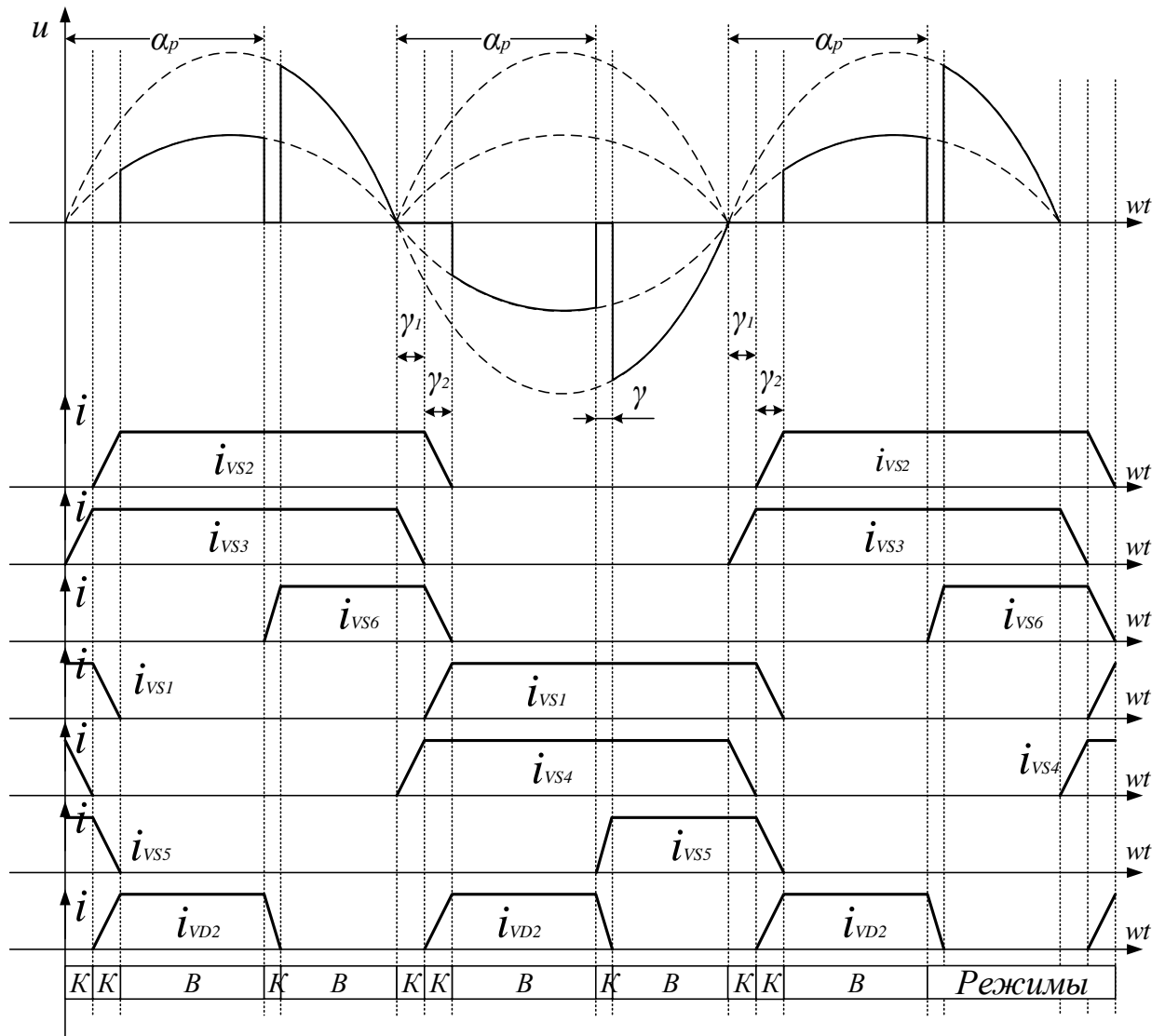


Рисунок 3.9 – Диаграммы работы преобразователя на четвертом  
зоне регулирования

### 3.4. Анализ преобразователя с учетом коммутационных токов в переходных режимах

Вследствие сложности математического анализа электромагнитных процессов в цепях преобразователя, принимают ряд допущений, при которых погрешность результатов анализа практически обоснована [62 – 65].

- Тиристоры и диоды имеет идеальную вольт-амперную характеристику;
- Токи намагничивания трансформатора, активные сопротивление обмоток трансформатора и всех других элементов цепи считаем равным нулю;



- Индуктивное сопротивление обмоток трансформатора и реактора принимается не зависящим от тока;
- Не учитываем емкость обмоток трансформатора и других элементов цепи преобразователя;
- Так как нагрузкой является ТЭД, то ЭДС двигателя в установившемся режиме считаем постоянной, не пульсирующей.

*Анализ коммутационных процессов для первой зоны регулирования.*

Как известно, в реальных условиях наличие индуктивности ( $X_a \neq 0$ ) задерживает выключение тиристора, выходящего из цепи тока, и обуславливает появление интервала коммутации, который называется углом коммутации.

Данный интервал характеризует длительность коммутации, обозначается  $\gamma$  и измеряется в электрических градусах [61, 68].

В период коммутации токов фазных вентилях одной коммутационной группы мгновенное значение выпрямленного тока  $i_d$  имеет две составляющие [61];

$$i_d = i_{a1} + i_{a2} \quad (3.1)$$

где,  $i_{a1}$  – спадающий ток в тиристоре, прекращающем работу;

$i_{a2}$  – возрастающий ток в тиристоре, вступающем в работу;

Электрическая схема, характеризующая первую зону регулирования для анализа коммутационных процессов, приведена на рисунке 3.10. Схема разделена на два участка с штрихованными линиями: 1 – характеризующем схему тягового трансформатора с преобразователем; 2 – характеризующего цеп в ТЭД.

Как видно из схемы замещения (рисунок 3.10), в период коммутации токов в тиристорах VS8 и VS7 возникает три контура; два из них (I и II) образуют две фазы связанные с ТЭД и третий III – межфазный, в который входят оба тиристора коммутируемых фаз, но не входит приемник. В III-контуре интенсивность изменения токов  $i_1$  и  $i_2$  зависит от разности ЭДС коммутирующих фаз и межфазного индуктивного сопротивления. Ток  $i_k$  в III контуре, называемый внутренним, или коммутационным, имеет направление (при общем катоде) от вывода очередной фазы  $e_1$  к выводу фазы  $e_2$ .

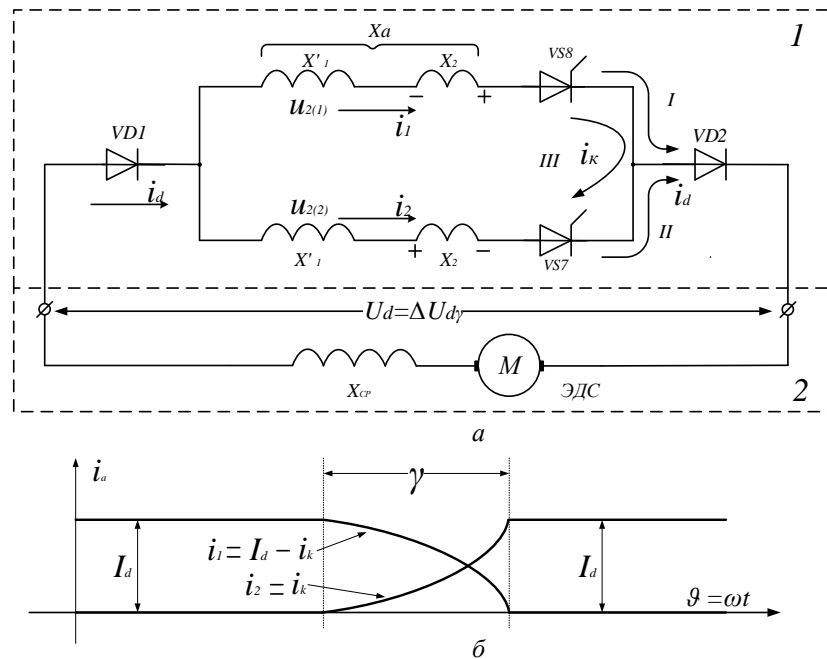


Рисунок 3.10 – Схема замещения – а и диаграмма коммутационных токов тиристоров для первой зоны регулирования – б

В период коммутации тока с тиристорами VS8 и VS7, справедливо следующее уравнение для контуров I и II, вытекающее из схемы замещения (рисунок 3.10).

$$e_1 - X_a \cdot \frac{di_1}{d\vartheta} = e_2 - X_a \cdot \frac{di_2}{d\vartheta} = u_{d\gamma} \quad (3.2)$$

где,  $X_a = x_1' + x_2$  ( $x_1'$  - индуктивное сопротивление сетевой обмотки и питающей сети;  $x_2$  - индуктивное сопротивление вентильной обмотки);

$u_{d\gamma}$  — мгновенное выпрямленное напряжение, создаваемое параллельно работающими и коммутирующими фазами.

Решая уравнение (3.2) относительно токов, находим

$$\frac{d}{d\vartheta}(i_2 - i_1) = \frac{e_2 - e_1}{x_d} \quad (3.3)$$

Согласно принципу наложения, токи в период коммутации равны, следовательно  $I_d = i_1 + i_2$ ;  $i_1 = I_d - i_k$ ;  $i_2 = i_k$ .

$$\frac{d(i_2 - i_1)}{d\vartheta} = 2 \cdot \frac{di_k}{d\vartheta} \quad (3.4)$$

Мгновенное значение напряжения  $e_2 - e_1$  при  $m=q=2$  равняется [3].

$$e_2 - e_1 = 2\sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \sin \frac{\pi}{q} \cdot \sin \vartheta = 2\sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \sin \vartheta \quad (3.5)$$

После постановки выражений (3.4) и (3.5) в выражение (3.3) получим:

$$2 \cdot \frac{di_k}{d\vartheta} = 2\sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \sin \vartheta \quad (3.6)$$

Решая уравнение (3.6), для определения тока коммутации, находим

$$i_k = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2 \cdot (-\cos \vartheta)}{x_a} + C. \quad (3.7)$$

Постоянную интегрирования  $C$  находим из начальных условий в момент начала коммутации  $\vartheta = 0$  и  $i_k = 0$ .

$$C = \sqrt{2} \cdot E_2$$

$$i_k = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2 \cdot (1 - \cos \vartheta)}{x_a}. \quad (3.8)$$

По окончанию коммутации токи составят  $i_1 = 0$   $i_2 = I_d$ . Справедливы равенства  $\vartheta = \gamma_1$   $i_k = I_d$ . С учетом этого уравнение (3.8) примет вид:

$$I_d = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (1 - \cos \gamma_1). \quad (3.9)$$

Следовательно, продолжительность коммутации для первой зоны регулирования в режиме, когда нет фазового регулирования преобразователя, характеризуемая углом  $\gamma_1$  определяется из выражения

$$\cos \gamma_1 = 1 - \frac{I_d \cdot x_a}{\sqrt{2} \cdot E_2}. \quad (3.10)$$

Таким образом, продолжительность коммутации тиристорных токов возрастает с увеличением выпрямленного тока  $I_d$  и индуктивности  $x_a$ , и уменьшается с увеличением  $E_2$ .

Однако в первой зоне осуществляются фазовые регулирования. Тогда, для определения продолжительности коммутации (угол коммутации  $\gamma_1$ ) справедливы те же исходные уравнения (3.3).

Поэтому для решения уравнения (3.7) определяем постоянную интегрирования с учетом других начальных условия коммутации, так как в момент, когда  $\vartheta = \alpha$ ,  $i_k = 0$

$$C = \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \cos \alpha$$

$$i_k = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \vartheta). \quad (3.11)$$

Токи тиристорov SV7 и SV8

$$i_{VS8} = i_d = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \gamma_1). \quad (3.12)$$

$$i_{VS7} = i_k = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \gamma_1). \quad (3.13)$$

В момент окончания коммутации  $\vartheta = \alpha + \gamma_1$ ,  $i_k = I_d$ , следовательно, для этого момента

$$I_d = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma_1)). \quad (3.14)$$

Продолжительность коммутации для первой зоны регулирования при задержке угла отпирания тиристорov  $\alpha$  определяется выражением

$$\cos(\alpha + \gamma_1) = \cos \alpha - \frac{I_d \cdot x_a}{\sqrt{2} \cdot E_2}. \quad (3.15)$$

### *Анализ электромагнитных процессов цепи ТЭД с учетом противо-ЭДС*

При  $L = \infty$  электромагнитные процессы в цепи выпрямленного тока не отличаются от режимов работы выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке. В случае  $L = \infty$  выпрямленный ток  $i_d = I_d$  абсолютно сглажен, поэтому падение напряжения на активном сопротивлении цепи ТЭД  $R_n$  остается постоянным.

Однако, индуктивности цепи ТЭД имеют конечные значения  $L \neq \infty$  в схеме выпрямителя (рисунок. 3.11, а), а выпрямленный ток  $i_d$  имеет пульсирующий характер. Без учета падения напряжения на активных сопротивлениях в цепи ТЭД противо-ЭДС двигателя  $E_d$  уравнивается выпрямленным напряжением  $U_d$ ,

т. е.  $E_d = U_d$ . Процессы в цепи выпрямленного тока выпрямителя характеризуют диаграммы (рисунок 3.11, б). Выясним величину пульсаций выпрямленного тока  $\Delta i_d$  при синусоидальных полуволнах выпрямленного напряжения:  $u_d = \sqrt{2}U_2 |\sin \vartheta|$  и отсутствии пульсаций в форме противо-ЭДС  $E_d$ .

Уравнение баланса мгновенного значения напряжений в цепи ТЭД равняется:

$$u_d - \sum X \frac{di_d}{d\vartheta} = E_d. \quad (3.16)$$

где,  $u_d$  – мгновенное значение выпрямленного напряжения;

$E_d$  – э.д.с. двигателя, питаемого преобразователя;

$\sum X = X_a + X_d$  ( $X_a$  – индуктивное сопротивление трансформатора и питающей сети переменного тока, отнесенное к числу витков вентильной обмотки,  $X_d$  – индуктивное сопротивление сглаживающего реактора).

Электродвижущая сила самоиндукции, равная разности мгновенных значений  $u_d$  и  $E_d$ , отображена штриховыми линиями на рисунке 3.11, б.

На интервалах  $\vartheta_1 - \vartheta_2$   $u_d > E_d$ ,  $\frac{di_d}{dt} > 0$ , на этом отрезке времени ток  $i_d$  возрастает. На интервале  $\vartheta_3 - \vartheta_4$   $\frac{di_d}{dt} < 0$ , ток  $i_d$  уменьшается.

Мгновенное значение выпрямленного напряжения  $u_d$ , определяется выражением [3].

$$u_d = k_x \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \cos \vartheta. \quad (3.17)$$

где,  $k_x$  – коэффициент схемы, определяемый отношением действующего значения переменного напряжения на входе выпрямителя к действующему значению выпрямленного напряжения на его выходе.

$E_2$  – фазное действующее значение ЭДС вентильной обмотки.

Подставляя уравнение (3.15) в уравнение (3.14), получим следующее выражение

$$k_x \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \cos \vartheta = (X_a + X_d) \cdot \frac{di_d}{dt} = E_d. \quad (3.18)$$

Решая уравнение (3.18) относительно тока  $i_d$ , получим следующий результат

$$i_d = \frac{k_x \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \sin \vartheta + E_d}{(X_a + X_d)} = i_{dv} + I_d, \quad (3.19)$$

где,  $i_{dv}$  – переменная составляющая выпрямленного тока;

$I_d$  – постоянная составляющая выпрямленного тока.

Переменная составляющая выпрямленного тока обратно пропорциональна индуктивному сопротивлению в этой цепи тока  $X_a + X_d$ , она не создает активной мощности, а лишь вызывает реактивную потерю напряжения в цепях выпрямителя вследствие пульсации тока [61, 62, 71, 72].

Абсолютная пульсация тока определяется, как разность минимального и максимального выпрямленного тока. Для определения пульсации тока  $\Delta i_d$  проинтегрируем разности кривых  $E_d$  и  $u_d$  на отрезке  $0 \dots \vartheta_1$ .

$$\begin{aligned} \Delta i_d = i_{d.\max} - i_{d.\min} &= \frac{1}{X_d} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} (E_d - u_d) d\vartheta = \frac{2}{X_d} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} (0,9 \cdot u_2 - \sqrt{2} \cdot u_2 \cdot \sin \vartheta) = \\ &= \frac{2u_2}{X_d} \int_0^{\vartheta_1} (0,9 \cdot \vartheta_1 - \sqrt{2} \cdot (\cos \vartheta_1 - 1)) = \frac{0,6 \cdot u_2}{X_d} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Значение угла  $\vartheta_1$  можно найти из условия равенства в этот момент времени  $u_d$  и  $E_0$ , т. е.

$$E_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 = \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \vartheta_1, \quad (3.21)$$

где  $U_2$  – действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Значение  $\vartheta_1$  находится по уравнению

$$\vartheta_1 = \arcsin\left(\frac{2}{\pi}\right) = 0,689 \text{ рад}, \quad (3.22)$$

Подставив полученное значение  $\vartheta_1$  в формулу (3.21), получим:

$$\Delta i = i_{\max} - i_{\min} = \frac{0,6 \cdot U_2}{X_d} \tag{3.23}$$

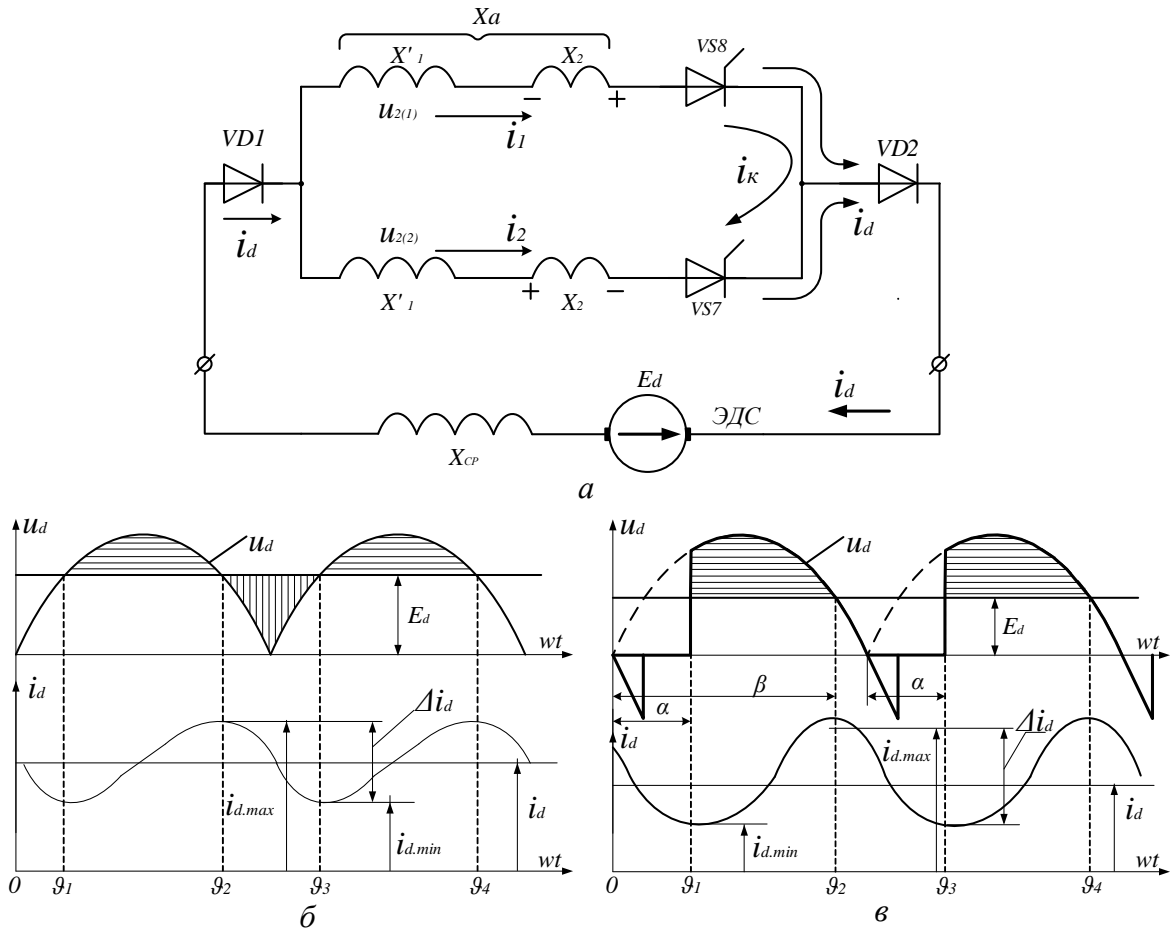


Рисунок 3.11 – Электрическая схема выпрямителя с учетом противо-ЭДС – а и кривые выпрямленного напряжения  $u_d$  и тока  $i_d$  – б

Преобразуем уравнение (3.23) и (3.20) следующим образом. Левую и правую части уравнения разделим на  $I_d$  и введем выражения относительно мгновенного и среднего значений выпрямленного напряжения:  $u_d^* = \frac{u_d}{U_{d0}}$ ,  $U_d^* = \frac{U_d}{U_{d0}}$ , где  $U_{d0}$  - среднее значение выпрямленного напряжения при  $\alpha = 0$ .

Введем в уравнение также коэффициент загрузки выпрямителя  $K_{з.в} = \frac{I_d}{I_{d.ном}}$  и относительное значение сопротивления в цепи нагрузки  $r_d^* = \frac{r_d \cdot I_{d.ном}}{U_{d0}}$ , где  $I_{d.ном}$  - среднее значение выпрямленного тока при номинальном режиме. В результате

преобразований получим выражение коэффициента пульсации выпрямленного тока

$$K_{II} = \frac{i_{d.\max} - i_{d.\min}}{I_d} = \frac{0,6 \cdot U_2}{X_d \cdot I_d} = \frac{\alpha}{\text{tg}\varphi_d \cdot K_{3.B} \cdot r_d^*} \cdot \frac{\int_{\alpha}^{\beta} u_d^* d\vartheta - U_d^* \cdot (\beta - \alpha)}{\text{tg}\varphi_d \cdot K_{3.B} \cdot r_d^*}, \quad (3.24)$$

где  $\text{tg}\varphi_d = X_d/r_d$  - коэффициент, учитывающий параметры цепи нагрузки.

На рисунке 3.12 показана зависимость  $K_{II} = f(U_d^*)$ , в случае  $K_{3.э} = 1$ .

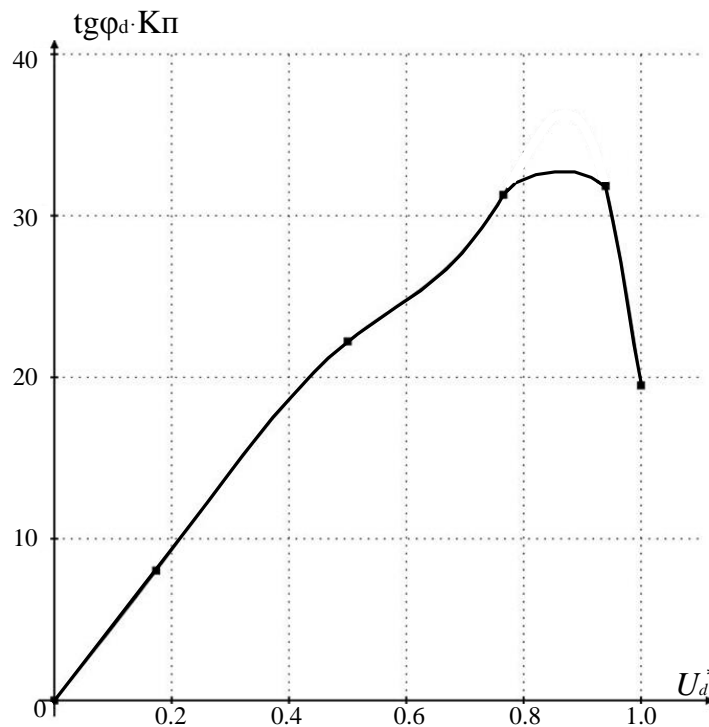


Рисунок 3.12 – Зависимость коэффициента пульсации от  $U_d^*$

Индуктивная потеря среднего значения выпрямленного напряжения  $\Delta u_\gamma$  обуславливается как коммутацией тока в вентилях, так и пульсацией этого тока. Так как первая причина является основной, то незначительное влияние пульсации на значение  $\Delta u_\gamma$  учитывается поправочным коэффициентом  $\xi \geq 1$  [14].

$$\Delta u_\gamma = \frac{i_d \cdot X_d}{\pi} \cdot \xi \quad (3.25)$$

где,  $\xi = 1 + 0,4 \cdot k_{II}$



Однако, с целью уменьшения этой пульсации увеличивают индуктивность сглаживающего реактора так, чтобы  $X_a \ll X_d$ , а значение поправочного коэффициента для этом случае практически равняется единице ( $\xi \approx 1$ ).

*Анализ коммутационных процессов для второй зоны регулирования.*

Электрическая схема, характеризующая вторую зону регулирования для анализа коммутационных процессов, приведена на рисунке 3.13. Из данной схемы видно, что преобразователь во второй зоне регулирования работает с двумя последовательно включенными нулевыми схемами, т.е. первая нулевая схема используется для первой зоны регулирования (не используется задержка открытия тиристоров), а вторая нулевая схема для второй зоны регулирования (предусматривающая управлением угла задержки открытия тиристоров).

В период коммутации токов в тиристорах VS8 и VS7 и коммутации токов с тиристора VS8 на диод VD2 при переходе фазного напряжения через ноль возникает четыре контура; два из них I и II образуют четыре фазы, замыкающие с ТЭД, третья III – межфазная, в которую входят оба тиристора VS8 и VS7 коммутируемых фаз, но не входит приемник. Четвертая так же является внутренней, в которую входят тиристор VS6 и диод VD2, но не входит приемник. В III-контуре интенсивность изменения токов  $i_1$  и  $i_2$  зависит от разности ЭДС коммутирующих фаз и межфазного индуктивного сопротивления. Ток  $i_k$  в III контуре, называемый внутренним, или коммутационным, имеет направление (при общем катоде) от вывода очередной фазы  $e_1$  к выводу фазы  $e_2$ . В IV - контуре в цепи с диодом VD2 протекает ток коммутации  $i_k$ , в результате разности напряжений коммутирующих фаз в первой нулевой схеме. Так же этот ток направлен против катодной цепи тиристора VS6, что улучшает условие запираения тиристора.

Расчет коммутационных процессов и определение продолжительности угла коммутации для первой части (первой зоны регулирования) аналогичен как в предыдущем пункте. Так как секции  $w_{2(1)}$  и  $w_{2(2)}$  трансформатора (первая часть

схемы как на рисунке 3.13) не регулируется, т. е.  $\alpha = 0$ , то уравнение (3.15) примет вид

$$\cos \gamma_1 = 1 - \frac{I_d \cdot x_a}{\sqrt{2} \cdot E_2} \tag{3.26}$$

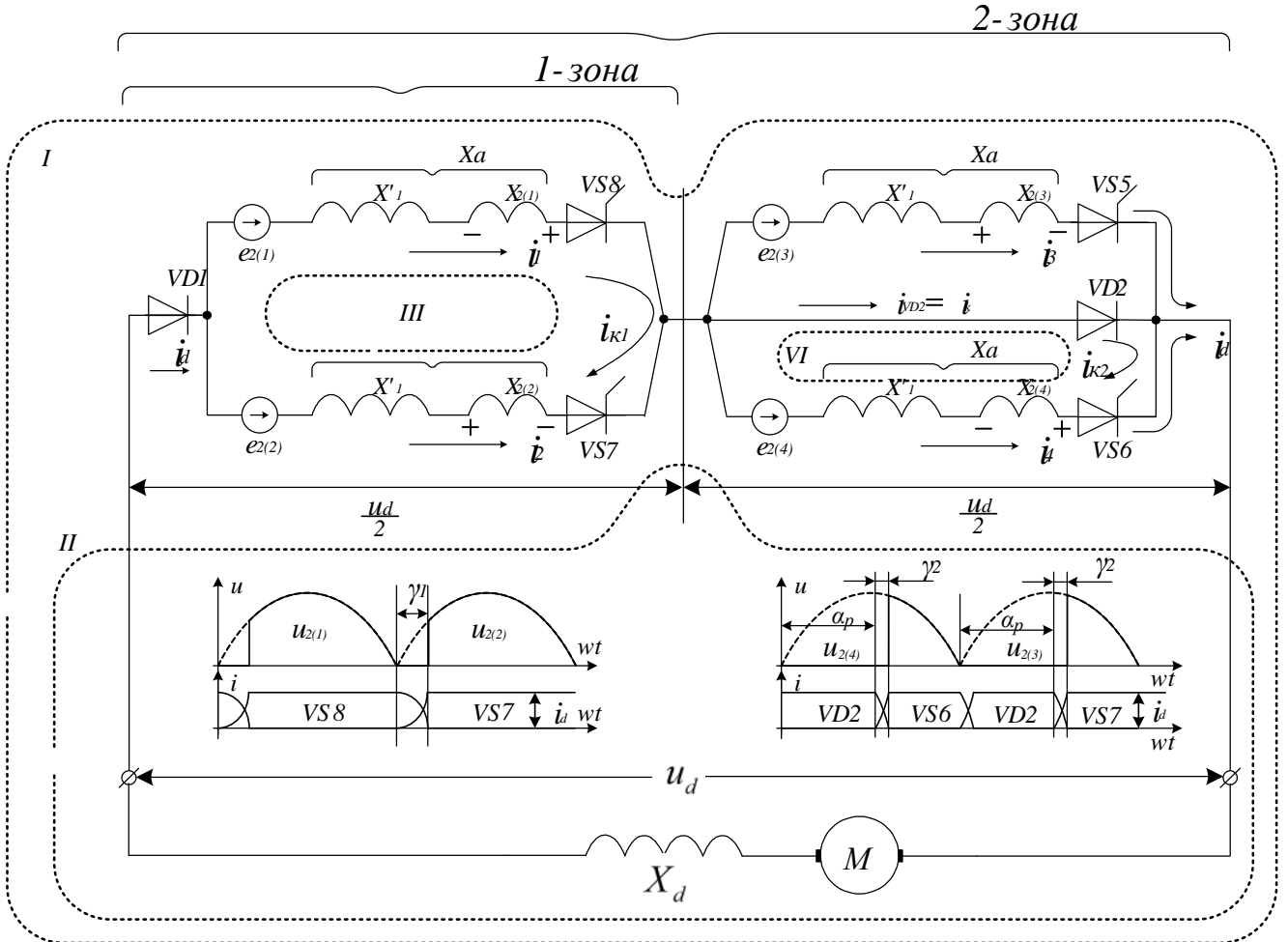


Рисунок 3.13 – Схема замещения и диаграмма коммутационных токов для второй зоны регулирования

Третья и четвёртая обмотки для второй зоны регулирования обеспечивают фазовое регулирование в соответствующих полупериодах синусоиды.

Проведем анализ преобразователя при переходе на вторую зону регулирования. В период коммутации тока с диода DV2 на тиристор VS6, справедливо следующее уравнение, вытекающее из схемы замещения (рисунок 3.13. IV - контур).

$$e_4 - X_a \cdot \frac{di_4}{d\vartheta} = \frac{\Delta u_\gamma}{2}, \tag{3.27}$$

где,  $X_a = x_1' + x_2$  ( $x_1'$  - индуктивное сопротивление сетевой обмотки и питающей сети;  $x_2$  - индуктивное сопротивление вентильной обмотки);

$\Delta u_\gamma$  — мгновенное выпрямленное напряжение, создаваемое параллельно работающими коммутирующими фазами.

Решая уравнение (3.27) относительно токов, находим коммутационный ток и продолжительность коммутации для второго контура

$$i_k = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \vartheta). \quad (3.28)$$

$$\cos(\alpha + \gamma_2) = \cos \alpha - \frac{I_d \cdot x_a}{\sqrt{2} \cdot E_2}. \quad (3.29)$$

Токи тиристоров при переходе фазового напряжения через ноль

$$i_{VS8} = i_d - i_{k1} = i_d - \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (1 - \cos \gamma_1), \quad (3.30)$$

$$i_{VS6} = i_{VS7} = i_{k1} = i_{k2} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (1 - \cos \gamma_1). \quad (3.31)$$

Токи тиристоров при переходе на очередную зону регулирования;

- для положительного полупериода синусоиды

$$i_{VS6} = i_d - i_{k2} = i_d - \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \gamma_2), \quad (3.32)$$

$$i_{VD2} = i_{k2} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \gamma_2). \quad (3.33)$$

- для отрицательного полупериода синусоиды

$$i_{VS5} = i_d - i_{k2} = i_d - \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \gamma_2), \quad (3.33)$$

$$i_{VD2} = i_{k2} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \gamma_2). \quad (3.34)$$

Анализ коммутационных процессов во второй зоне регулирования показал, что в обеих частях электрической схемы (первая и вторая нулевые схемы, рисунок 3.13) возникает два независимых коммутационных контура. Каждый контур со-

здает коммутационные токи, которые не влияют друг на друга. Напротив, коммутационный ток первой части схемы помогает (имеет направление от диода VD2 к тиристору VS6) запереть тиристор VS6.

Таким образом, во второй зоне регулирования продолжительность угла коммутации тиристорных токов зависит только от тока нагрузки  $I_d$  и индуктивности трансформатора  $x_d$  и, что очень важного не возникает двойного угла коммутации.

Коммутационные потери напряжения в второй зоне регулирования остаются постоянными, определяясь уравнением

$$\Delta u_\gamma = \frac{i_d \cdot X_d}{\pi}. \quad (3.35)$$

#### *Анализ коммутационных процессов для третьей зоны регулирования.*

Электрическая схема, характеризующая третью зону регулирования, для анализа коммутационных процессов приведена на рисунке 3.14. Из электрической схемы видно, что часть обмоток соединена как нулевая схема (первая и вторая обмотки, как показано на рисунке 3.14), а другая часть соединена как мостовая схема (третья и четвертая обмотки).

Схема на рисунке 3.14 разделена на два участка с штрихованными линиями: 1 – тяговый трансформатор с преобразователем; 2 – цепи питания ТЭД.

В преобразователе на третьей зоне регулирования как и в обычном четырехзонном мостовом преобразователе возникает два контура коммутации токов (малый и большой контур), причем малый контур является частью большого контура. Каждый контур коммутации создает определенный ток коммутации, который влияет на общую продолжительность коммутации, которая оказывается больше, чем на двух первых зонах.

Преимущество предлагаемого схемного решения ОЗФР перед обычной мостовой схемой заключается в следующем: при амплитудном регулировании используется две последовательно соединенные секции вторичных обмоток (напри-

мер, для положительного полупериода синусоиды соединены последовательно секции  $w_{2(2)}$  и  $w_{2(4)}$ ).

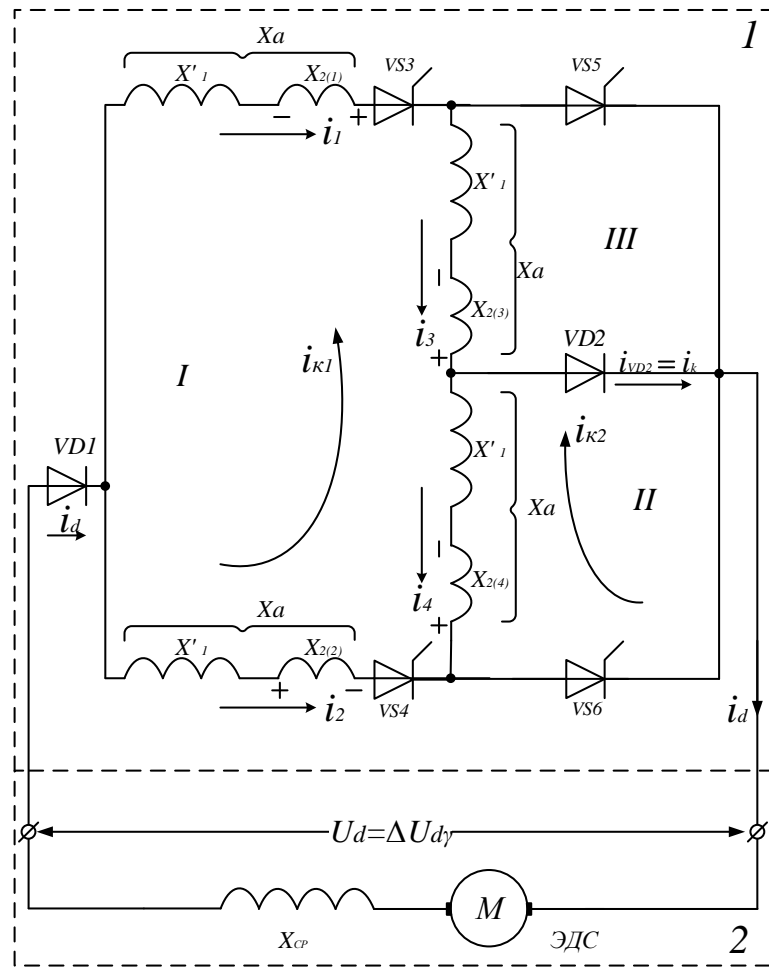


Рисунок 3.14 – Схема замещения для третьей зоны регулирования

Секция  $w_{2(2)}$  же относительно тиристоров VS3 и VS4 работает как нулевая схема (рисунок 3.14), а секция  $w_{2(4)}$  относительно тиристоров VS3, VS4 и VS5, VS6 работает как мостовая схема. При переходе синусоиды питающего напряжения через ноль вначале включается обмотка  $w_{2(2)}$ , так как эта обмотка не работала для отрицательного полупериода синусоиды. К обмотке  $w_{2(2)}$  должна соединиться последовательно обмотка  $w_{2(4)}$ . Но так как обмотка  $w_{2(4)}$  использовалась в отрицательном полупериоде в режиме фазового регулирования, то в начале положительного полупериода обмотка  $w_{2(4)}$  участвует в коммутации тока за счет малого контура коммутации. Фактически получается, что на третьей зоне регулирования 50% обмоток испытывают двойной

угол коммутации, а остальная часть 50% обмоток работает только с одним углом коммутации. Сравнительные диаграммы для классического мостового и предложенного лестничного ОЗФР на третьей зоне регулирования приведены на рисунке 3.15.

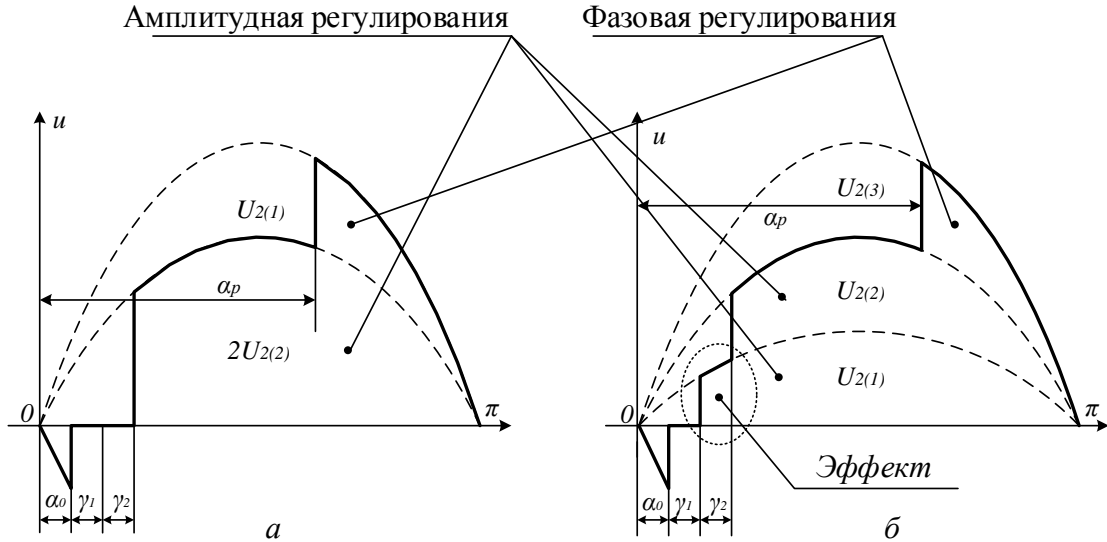


Рисунок 3.15 – Диаграммы выходного напряжения для третьей зоны регулирования: *а* – мостовая схема; *б* – лестничная схема

В результате были получены следующие выражение по определению коммутационных токов и угла коммутации при переходе фазного напряжения через ноль:

Для большого контура

$$i_{k1} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (1 - \cos \vartheta), \quad (3.36)$$

$$\cos \gamma_1 = 1 - \frac{I_d \cdot x_a}{\sqrt{2} \cdot E_2}. \quad (3.37)$$

и малого контура

$$i_{k2} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{2x_a} \cdot (1 - \cos \vartheta), \quad (3.38)$$

$$\cos \gamma_3 = 1 - \frac{2 \cdot I_d \cdot x_a}{\sqrt{2} \cdot E_2}. \quad (3.39)$$

Токи тиристоров при переходе фазового напряжения через ноль

$$i_{VS3} = i_d - i_{k1} = i_d - \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} (1 - \cos \gamma_1), \quad (3.40)$$

$$i_{VS4} = i_{k1} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} (1 - \cos \gamma_1), \quad (3.41)$$

$$i_{VD2} = i_{k2} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} (1 - \cos \gamma_1). \quad (3.42)$$

Токи тиристоров при переходе на очередную зону регулирования;

Для положительного полупериода синусоиды

$$i_{VD2} = i_d - i_k = i_d - \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} (\cos \alpha - \cos \gamma_2), \quad (3.43)$$

$$i_{VS6} = i_k = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} (\cos \alpha - \cos \gamma_2). \quad (3.44)$$

Для отрицательного полупериода синусоиды

$$i_{VS5} = i_k = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} (\cos \alpha - \cos \gamma_2). \quad (3.45)$$

Таким образом, нельзя считать, что на третьей зоне регулирования продолжительность коммутации увеличивается до двойной, как это справедливо для мостового ОЗФР. Эта продолжительность определяется только большим контуром коммутации, что хорошо видно по диаграммам на рисунке 3.15, б.

Коммутационные потери напряжения на третьей зоне регулирования составят

для  $w_{2(1)}$  и  $w_{2(2)}$  секций обмотки

$$\Delta u_\gamma = \frac{i_d \cdot X_d}{\pi}. \quad (3.46)$$

для  $w_{2(3)}$  и  $w_{2(4)}$  секций обмотки

$$\Delta u_\gamma = \frac{2 \cdot i_d \cdot X_d}{\pi}. \quad (3.47)$$

Общие коммутационные потери напряжения на третьей зоне регулирования равны

$$\Delta u_\gamma = \frac{2 \cdot i_d \cdot X_d}{2\pi} = 1,5 \cdot \frac{i_d \cdot X_d}{2\pi}. \quad (3.48)$$

*Анализ коммутационных процессов для четвертой зоны регулирования.*

Электрическая схема, характеризующая четвертую зону регулирования, для анализа коммутационных процессов приведена на рисунке 3.16. По ней видно, что преобразователь для четвертой зоны регулирования превращается в мостовую схему (с той разницей, что в классической схеме комбинации мостов включены параллельно, а в предлагаемой схеме комбинация мостов включена последовательно).

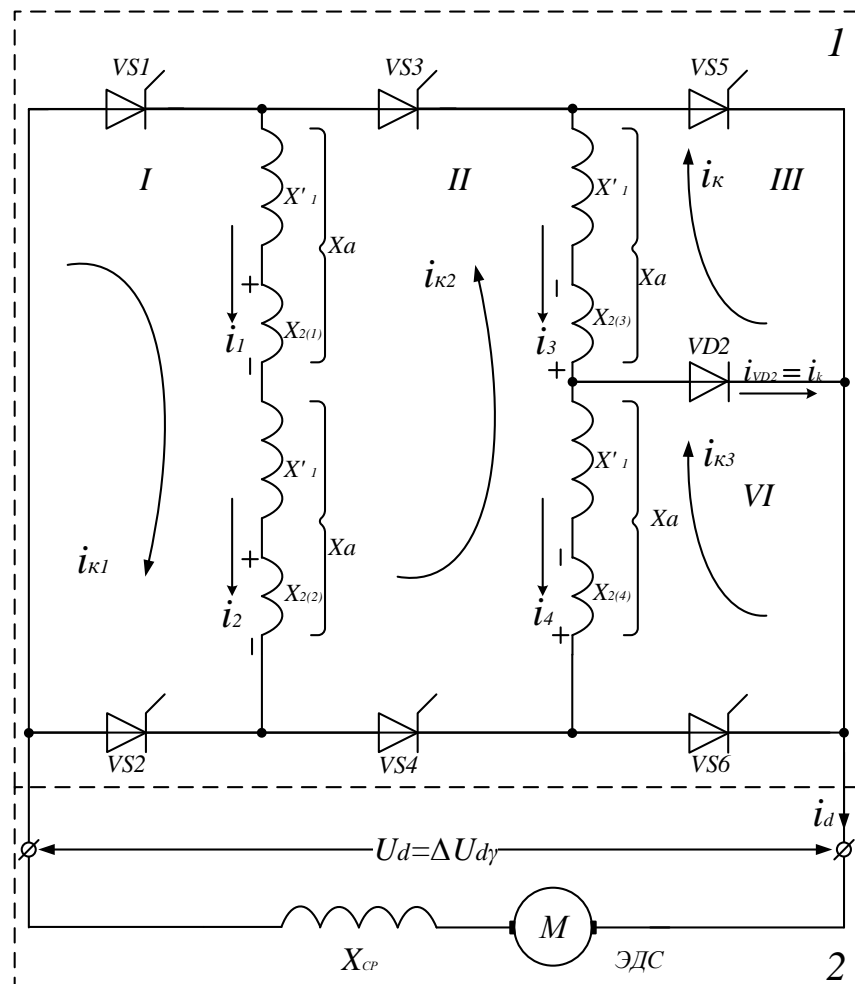


Рисунок 3.16 – Схема замещения на четвертой зоне регулирования

Схема также разделена на участки: 1 – схема тягового трансформатора с тиристорами; 2 – цепи питания ТЭД.



В схеме возникает четыре внутренних контура коммутации токов (малые и большой контуры), причем малые контуры являются частью больших контуров.

Электрическую схему можно представить в другом виде, как показано на рисунке 3.17. Отсюда видно, что в четвертой зоне регулирования вся процесс коммутации разбито на несколько малых короткозамкнутых контуров, длительность протекания тока коммутации которых практически одинакова. Это обстоятельство приводит к снижению скорости изменения тока коммутации.

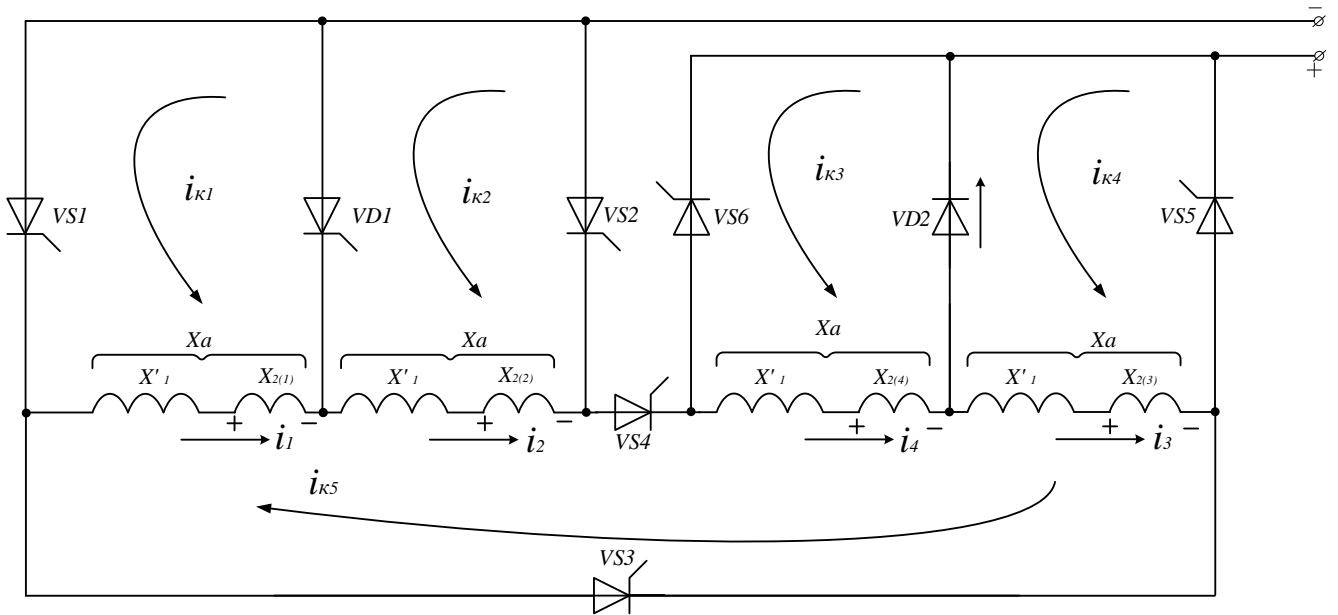


Рисунок 3.17 – Измененная схема замещения на четвертой зоне регулирования

Проведен расчет коммутационных токов и определена продолжительность коммутации для четвертой зоны;

Для не регулируемых обмоток

$$i_{k1} = i_{k2} = i_{k3} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{2x_a} \cdot (1 - \cos \vartheta), \quad (3.49)$$

$$\cos \gamma_1 = 1 - \frac{2I_d \cdot x_a}{\sqrt{2} \cdot E_2}. \quad (3.50)$$

Для регулируемых обмоток

$$i_{k4} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{2x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \vartheta), \quad (3.51)$$

$$\cos(\alpha + \gamma_2) = \cos \alpha - \frac{2I_d \cdot x_a}{\sqrt{2} \cdot E_2}. \quad (3.52)$$

Токи тиристоров при переходе фазового напряжения через ноль

$$i_{VS1} = i_d - i_{k1} = i_d - \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{2x_a} \cdot (1 - \cos \gamma_1), \quad (3.53)$$

$$i_{VS2} = i_{k2} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{2x_a} \cdot (1 - \cos \gamma_1), \quad (3.54)$$

$$i_{VS3} = i_{VS3} = i_{k1} + i_{k2} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{2x_a} \cdot (1 - \cos \gamma_1). \quad (3.55)$$

Токи тиристоров при переходе на очередную зону регулирования;  
для положительного полупериода синусоиды

$$i_{VD2} = i_d - i_{k4} = i_d - \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \gamma_2), \quad (3.56)$$

$$i_{VS6} = i_{k4} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \gamma_2), \quad (3.57)$$

для отрицательного полупериода синусоиды

$$i_{VD2} = i_d - i_{k3} = i_d - \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \gamma_2), \quad (3.58)$$

$$i_{VS5} = i_{k3} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{x_a} \cdot (\cos \alpha - \cos \gamma_2). \quad (3.59)$$

Коммутационные потери напряжения для четвертой зоны регулирования определяются уравнением

$$\Delta u_\gamma = 2 \cdot \frac{i_d \cdot X_d}{\pi}. \quad (3.60)$$

Таким образом, режимы работы данного преобразователя на четвертой зоне регулирования практически ничем принципиально не отличается от режима работы обычного мостового зонного выпрямителя, поскольку в работе одинаково задействованы все имеющейся обмотки.

Анализ коммутационных процессов показал, что явное преимущество в работе данного ОЗФР наблюдается на первых двух зонах регулирования, поскольку

там исключается возникновение двойного угла коммутации, как это бывает в классических мостовых ОЗФР. На третьей зоне имеет место частичное преимущество благодаря своевременному включению в работу второй обмотки, более совершенной форме выпрямленного напряжения, в результате чего коммутационные потери напряжения на третьей зоне на 50% меньше, чем у мостового ОЗФР.

В качестве примера выполнен расчет коммутационных процессов для электроваза на переменном токе серии ВЛ85. Исходные данные силовой части электроваза, тягового трансформатора и ВИП взяты из таблицы 3.2.

*Классический мостовой ОЗФР:*

№-зоны	Угол сетевой коммутации $\gamma_1$			
	$\gamma_1 = \arccos(1 - \frac{u_k \cdot I_d^*}{\sqrt{2}})$			
	Большой контур		Малый контур	
	рад	эл. град	рад	эл. град
I	-	-	0,188	10,79
II	0,235	13,49	0,188	10,79
III	0,295	16,89	0,226	12,95
IV	0,327	18,74	0,295	16,89

*Предложенный лестничный ОЗФР:*

№-зоны	Угол сетевой коммутации $\gamma_1$			
	$\gamma_1 = \arccos(1 - \frac{u_k \cdot I_d^*}{\sqrt{2}})$			
	Дополнительные контуры		Малый контур	
	рад	эл. град	рад	эл. град
I	-	-	0,188	10,79
II	-	-	0,188	10,79
III	0,168	9,64	0,285	16,32
IV	0,226	12,95	0,327	18,74

По приведенным выше уравнениям токов для рассматриваемых четырехзонных ОЗФР с мостовой и лестничной структурой, построены диаграммы токов коммутации тиристоров для всех зон регулирования, как показано на рисунке 3.18.

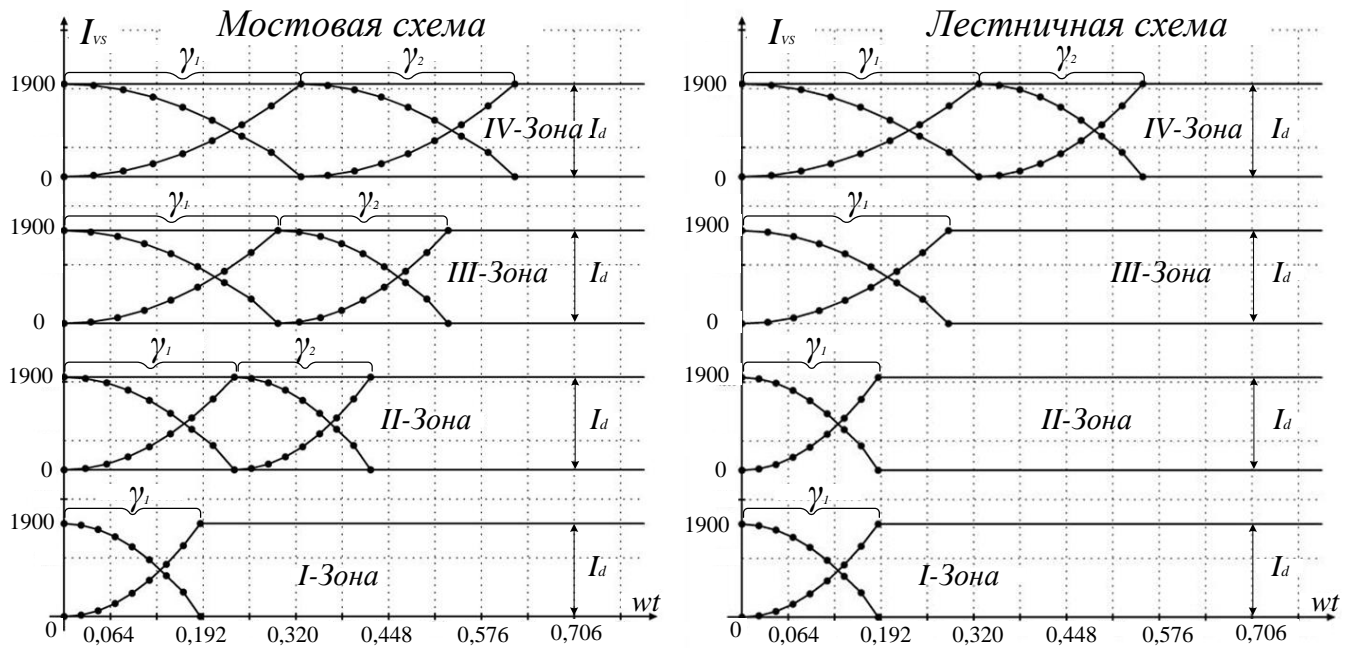


Рисунок 3.18 – Продолжительность коммутационных процессов для мостовых – а, и лестничных – б ОЗФР

### 3.5. Внешние характеристики и энергетические показатели

Важнейшими энергетическими показателями выпрямителей для электровозов на переменном токе являются коэффициент полезного действия  $\eta$  и коэффициент мощности  $\chi$  [75, 76]. Широкое применение выпрямительных агрегатов ухудшают указанные показатели и негативно влияют на качество электроэнергии – снижается суммарный коэффициент мощности  $\chi$  в системе, увеличивается уровень генерации токов высших гармоник, и в результате возрастают потери электрической энергии в питающей сети, искажается форма питающего напряжения.

Коэффициент мощности  $\chi$  определяет влияние выпрямителя на питающую сеть и определяется как [75]

$$\chi = \frac{P}{S} \quad (3.61)$$

где,  $P$  – активная мощность, потребляемая выпрямителем из питающей сети,  $S$  – полная мощность.

Напряжение питающей сети в первом приближении считаем синусоидальным. А потребляемый из сети ток в большинстве случаев считается не синусоидальными [75, 100], тогда

$$P = U_1 \cdot I_{1(1)} \cdot \cos \varphi_1, \quad (3.62)$$

$$S = U_1 \cdot I_1 = U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + \int_{k=1}^{k \rightarrow \infty} I_k^2}. \quad (3.63)$$

где,  $I_{1(1)}$  – действующее значение первой гармоники потребляемого из сети тока,  $\varphi_1$  – угол сдвига по фазе между напряжением питающей сети и первой гармоникой потребляемого тока,  $I_k$  – действующее значение гармоники потребляемого тока с порядковым номером  $k$ .

Подставляя уравнение (3.61) и (3.62) в уравнение (3.63), получаем.

$$\chi = \frac{U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1}{U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + \int_{k=1}^{k \rightarrow \infty} I_k^2}} = \nu \cos \varphi_1 \quad (3.64)$$

$$\nu = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + \int_{k=1}^{k \rightarrow \infty} I_k^2}} \quad (3.65)$$

где,  $\nu$  – характеризует коэффициент искажения.

$$\cos \varphi_1 = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (3.66)$$

где,  $Q$  – реактивная мощность, потребляемая из сети. Определяется через  $\cos \varphi$ , называемый коэффициентом энергетического сдвига между током и напряжением;

Активную мощность зонно-фазового преобразователя в зависимости от угла управления тиристоров  $\alpha$  и угла коммутации  $\gamma$  определяют по формуле [7, 73].

$$P_1 = P_{1(1)} = U_{d\alpha} \cdot I_d = (U_{d\alpha} (\cos \alpha + 2n - 1) - \sum \Delta U_{d\gamma}) I_d. \quad (3.67)$$

Уравнение (3.67) справедливо для всех зон регулирования четырехзонного преобразователя, при условии, что  $\alpha$  – угол отпирания тиристоров,  $\sum \Delta U_{d\gamma}$  – суммарные коммутационные потери напряжения выпрямителя,  $n$  – номер зоны.

Полную мощность выпрямителя можно определить по выпрямленному напряжению холостого хода  $U_{d0}$  при  $\alpha=0$  и выпрямленному току  $I_d$ .

$$S_1 = S_{1(1)} = U_{d0} \cdot I_d \quad (3.68)$$

Тогда, угол фазового сдвига основной гармонической составляющей с учетом уравнений (3.67) и (3.68) составит

$$\cos \varphi_{1(1)} = \frac{P_{1(1)}}{S_{1(1)}} = \frac{(\cos \alpha + 2n - 1)}{2n} - \frac{\sum \Delta U_{d\gamma}}{U_{d0}} \quad (3.69)$$

Как видно по уравнение (3.69) с увеличением  $\sum \Delta U_{d\gamma}$  ухудшается коэффициент  $\cos \varphi_{1(1)}$ .

Суммарные коммутационные потери напряжения в выпрямителе обусловлено несколькими явлениями и условно разделены на три группы [73]: падение напряжения, вызванное процессом коммутации – индуктивное падение напряжения ( $\Delta U_{dL} = \Delta U_{d\gamma}$ ); падение напряжения на активных сопротивлениях схемы – активное падение напряжения  $\Delta U_{dR}$ ; падения напряжения на СПП выпрямительной схемы  $\Delta U_{dV}$ .

В общем случае среднее выпрямленное напряжение на выходе преобразователя определяется выражением [73].

$$U_d = U_{d0\alpha} - \Delta U_{d\gamma} - \Delta U_{dR} - \Delta U_{dV} \quad (3.70)$$

где,  $U_{d0\alpha}$  – среднее значение выпрямленного на холостом ходу с углом управления  $\alpha$ ;  $\Delta U_{d\gamma}$ , – индуктивное падение напряжения вследствие коммутации  $\Delta U_{d\gamma}$ ,  $\Delta U_{dR}$  – падение напряжения на активных сопротивлениях обмоток трансформатора  $\Delta U_{dV}$  – падение напряжения на СПП (тиристорах или диодах).

В период коммутации мгновенное значение падения напряжения из-за коммутации для первой зоны регулирования в одной коммутационной группе определяется выражением

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma_1} \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma_1)]. \quad (3.71)$$

После подстановки из выражения (3.14) значения  $[\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma_1)]$ , получим

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{n_k \cdot I_d \cdot x_a}{\pi} \quad (3.72)$$

Как видно из выражения (3.76), величина падения выпрямленного напряжения из-за коммутации прямо пропорциональна выпрямленному току  $I_d$ , индуктивному сопротивлению рассеяния трансформатора и питающей сети  $x_a$ . Так же в выражение (3.76) введен коэффициент  $n_k$ , характеризующий количество коммутационных групп во время коммутации. Число коммутационных групп для первой зоны регулирования в схеме преобразователя, который собран по схеме с лестничной структурой, составляет  $n_k = 1$  (для мостовой схемы  $n_k = 2$ , что подчеркивает эффективность предлагаемого лестничного преобразователя).

Влияние активного сопротивления на падение выпрямленного напряжения более подробно рассмотрим на первой зоне регулирования. Эквивалентное активное сопротивление трансформатора, приведенное к вторичной обмотке, равно

$$R_{\phi} = R'_{\phi 1} + R_{\phi 2}, \quad (3.73)$$

где,  $R'_{\phi 1} = R_{\phi} / k_T^2$ , – приведенное активное сопротивление первичной обмотки;  $R_{\phi 2}$  – активное сопротивление вторичной обмотки.

Ток нагрузки  $I_d$  на первой зоне регулирования течет по одной обмотке. Мгновенное падение напряжения  $\Delta U_{dR}$  на активных (вне коммутационных) интервалах  $\pi - \gamma_1$  равняется

$$\Delta U_{dR} = R_{\phi} \cdot I_d. \quad (3.74)$$

На интервале коммутации, когда ток с тиристора SV8 переходит на тиристор SV7, мгновенное падение напряжения определяется выражением

$$\Delta U_{dR} = R_{\phi} \cdot I_d \cdot \frac{\omega t}{\gamma_1} \quad (3.75)$$

Падение напряжения на активных сопротивлениях равно

$$\Delta U_{dR} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \Delta u_{dR} d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\gamma_1}^{\pi} (R_{\phi} \cdot I_d) d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\alpha+\gamma_1} (R_{\phi} \cdot I_d) \frac{\omega t}{\gamma_1} d\omega t = \frac{R_{\phi} \cdot I_d}{\pi} \left( \pi - \frac{\gamma_1}{2} \right). \quad (3.76)$$

Общее уравнение для определения падения напряжения на СПП определяется выражением [7, 73, 75].

$$\Delta U_{dV} = (U_{TO} + I_{FAT} \cdot r_T) \cdot s \cdot N_d, \quad (3.77)$$

где,  $U_{TO}$ ,  $r_T$  – параметры аппроксимированной ВАХ СПП;  $I_{FAT}$  – среднее значение тока СПП;  $s$  – число последовательных СПП в одном плече преобразователя;  $N_d$  – число плеч выпрямительной схемы, одновременно находящихся в контуре тока  $I_d$  ( $N_d = 1$  – для первой зоны регулирования предлагаемого преобразователя).

Аналогично определяются составляющие падений напряжения на других зонах регулирования. Расчетные формулы для всех зон регулирования преобразователя приведены в таблице 3.1.

Известно, что [27, 31, 99] в классических четырехзонных преобразователях мостового типа образуется дополнительный угол коммутации за счет малого и большего контура коммутации, который по величине составляет около 5 ... 9 эл. градуса. Это уменьшает величину выпрямленного напряжения и снижает коэффициент мощности электровоза на 3 – 5 %, что, в свою очередь, равнозначно увеличению реактивной энергии.



Таблица 3.1 – Расчетные формулы, составляющие падения напряжений выпрямителя

№ зона	$u_{d0\alpha}$	$\Delta u_{d\gamma}$	$\Delta u_{dr}$	$\Delta u_{dv}$
1	$u_{d0} \cos \frac{\alpha}{2}$	$\frac{i_d x_d \xi}{\pi}$	$\frac{R_\phi i_d}{\pi} (\pi - \frac{\gamma_1}{2})$	$(u_{TO} + i_{FAT} r_T) s$
2	$u_{d0} (1 + \cos \frac{\alpha}{2})$	$\frac{i_d x_d \xi}{\pi}$	$\frac{R_\phi i_d}{\pi} (2\pi - \frac{\gamma_1}{2} - \frac{3\gamma_2}{2})$	$(u_{TO} + i_{FAT} r_T) s$
3	$u_{d0} (2 + \cos \frac{\alpha}{2})$	$\frac{3i_d x_d \xi}{2\pi}$	$\frac{R_\phi i_d}{\pi} (3\pi - \gamma_1 - \frac{5\gamma_2}{2} - \frac{\gamma_3}{2} - \frac{\gamma_1^2}{2\gamma_3})$	$(u_{TO} + i_{FAT} r_T) s$
4	$u_{d0} (3 + \cos \frac{\alpha}{2})$	$\frac{2i_d x_d \xi}{\pi}$	$\frac{R_\phi i_d}{\pi} (4\pi - \frac{7\gamma_3}{2} - 2(\gamma_1 + \gamma_2) - \frac{\gamma_1^2}{\gamma_2})$	$2(u_{TO} + i_{FAT} r_T) s$

Примечание:  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  - углы коммутации, возникающие при переключении с одного полу-периода синусоиды на другой,  $\gamma_3$  - угол коммутации, при переходе на очередную зону регулирования,  $u_{TO}$ ,  $r_T$  - параметры аппроксимированной ВАХ диода (тиристора),  $i_{FAT}$  - среднее значение тока диода (тиристора),  $s$  - число последовательных тиристорov (диодов) в одном плече преобразователя,  $N_d$  - число плеч выпрямительной схемы, одновременно находящихся в контуре тока.  $\xi$  - поправочный коэффициент, учитывается влияние пульсации выпрямленного тока.

Помимо коммутационных процессов и угла задержки открытия тиристорov, влияющих на коэффициент фазового сдвига, в зонно-фазовых выпрямителях образуется гармонические составляющие тока питающей сети, так же пагубно влияющие на энергетические показатели.

Вследствие наличия гармонических составляющих эффективное значение тока в питающей сети ухудшается, что вызывает дополнительные потери энергии в питающей системе. Это характеризуется коэффициентом искажения  $\nu$ , как было показано выше.

Гармонические составляющие выпрямленного тока (напряжения) существенно зависят от угла управления  $\alpha$  и от угла коммутации  $\gamma$ .

Искажения, вызванные углом коммутации, определяются в существенной мере величиной индуктивности питающей системы  $L_S$  и тягового трансформатора  $L_T$  (рисунок 3.19, а). Индуктивности, приведенные к напряжению питающей сети, определяются выражением (3.79). Чем меньше индуктивные сопротивления, тем меньше будет искажение кривой напряжения (рисунок 3.19, б),

$$L_T = L_{S1} + L_{S2} \cdot k_T^2 \quad (3.79)$$

где  $k_T^2$  – коэффициент трансформации,  $L_{S1}$  – индуктивность в первичной обмотке,  $L_{S2}$  – индуктивность во вторичной обмотке.

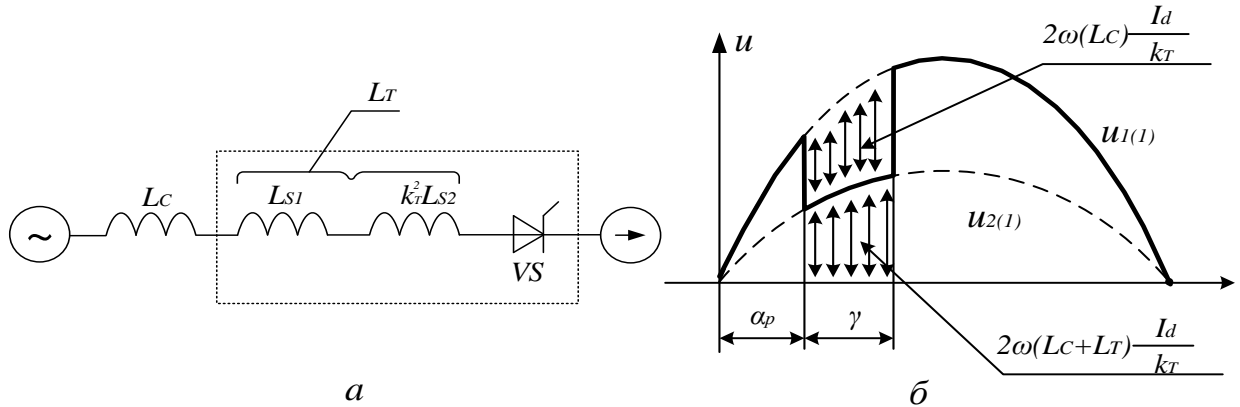


Рисунок 3.19 – Схема замещения сети – *a* и график напряжения питающей сети – *б* с учетом коммутации выпрямителя

Для определения гармонических составляющих токов и напряжений выполняется разложение в ряд Фурье [79 – 81]. Гармонический ряд выпрямленного напряжения, к примеру, содержит постоянную составляющую  $U_d$ , равную его среднему значению, и переменную составляющую, определяемую следующей суммой гармонических составляющих:

$$u_d = U_d + \int_{k=1}^{\infty} U_{dm(n)} \sin(n\omega t + \varphi_n), \quad (3.80)$$

где,  $U_{dm(n)}$  – амплитуда гармонической составляющей порядка  $n$ ;  $\omega$  – угловая частота питающей сети;  $n=kq$  – порядок номер гармонической составляющей по отношению к основной частоте питающей сети ( $q$  – кратность пульсации выпрямленного напряжения,  $k=1, 2, 3 \dots$ , – натуральный ряд чисел);  $\varphi_n$  – начальная фаза гармонической порядка  $n$ .

Уравнение (3.80) справедливо для всех схем выпрямления [7, 73, 80, 81], следовательно, его можно применять и для однофазных управляемых зонно-фазовых выпрямителей.

Если в (3.80) принять, что  $U_d = U_{dm} \cdot \cos \alpha$  и пренебречь в первом приближении коммутационными потерями напряжения, то с учетом связи средневыхпрям-

ленной величины  $U_{dm}$  и амплитуды напряжения вторичной обмотки  $E_{2m}$ , то есть  $U_{dm} = E_{2m} \left(\frac{q}{\pi}\right) \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)$ , можно окончательно получить выражение (3.82) для определения состава гармонических составляющих напряжений на выходе преобразователя

$$U_{dm(n)} = E_{2m} \left(\frac{q}{\pi}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \cdot \cos \alpha \frac{2}{n^2 - 1} \sqrt{1 + n^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \alpha} \quad (3.81)$$

Анализ уравнения (3.81) показывает, что состав гармонических составляющих не зависит от угла управления  $\alpha$  и угла коммутации  $\gamma$ , однако амплитуда отдельных гармонических составляющих  $U_{dm(n)}$  изменяются в зависимости от глубины управления  $\alpha$  и угла коммутации  $\gamma$ .

Эффективное значение сетевого тока выпрямителя определяется уравнением

$$I_1 = \sqrt{I_{1(1)}^2 + \int_{k=1}^{\infty} I_k^2} \quad (3.82)$$

Таким образом, при кратности пульсации  $q=2$  (двух импульсная схема выпрямления), значение коэффициента искажения составляет 0,9 [73].

Поэтому уравнение для определения коэффициента мощности электровоза с учетом выше приведенных данных примет вид

$$\chi = 0,9 \cdot \cos \varphi_{1(1)} \quad (3.83)$$

Таким образом, выпрямители с лестничной структурой в целом обладают меньшей общей продолжительностью коммутационных процессов. Следовательно, им свойственно меньшее искажение сетевого тока по сравнению с мостовым выпрямителем. Применение рассмотренных выпрямительных агрегатов с лестничной структурой в составе тяговых преобразователей для грузовых электровозов на переменном токе позволяет повысить энергетические показатели и, прежде всего, коэффициент мощности в пределах до 3...5 %, учитывая весь диапазон регулирования выпрямителя.

Модернизация вентильной части четырехзонного преобразователя с мостового типа на лестничную структуру позволяет исключить возникновение дополни-

тельного угла коммутации за счет рассовмещения контуров коммутации, что увеличит значение коэффициента мощности на 3 – 5 %.

На рисунке 3.20 приведены зависимости коэффициента фазового сдвига от угла открытия  $\alpha$ , рассчитанные для всех четырех зон выпрямителей с разной структурой соединения тиристоров. Зависимости, выделенные жирными линиями, соответствуют значениям  $\cos\varphi_1$  для усовершенствованного зонного выпрямителя с лестничной структурой.

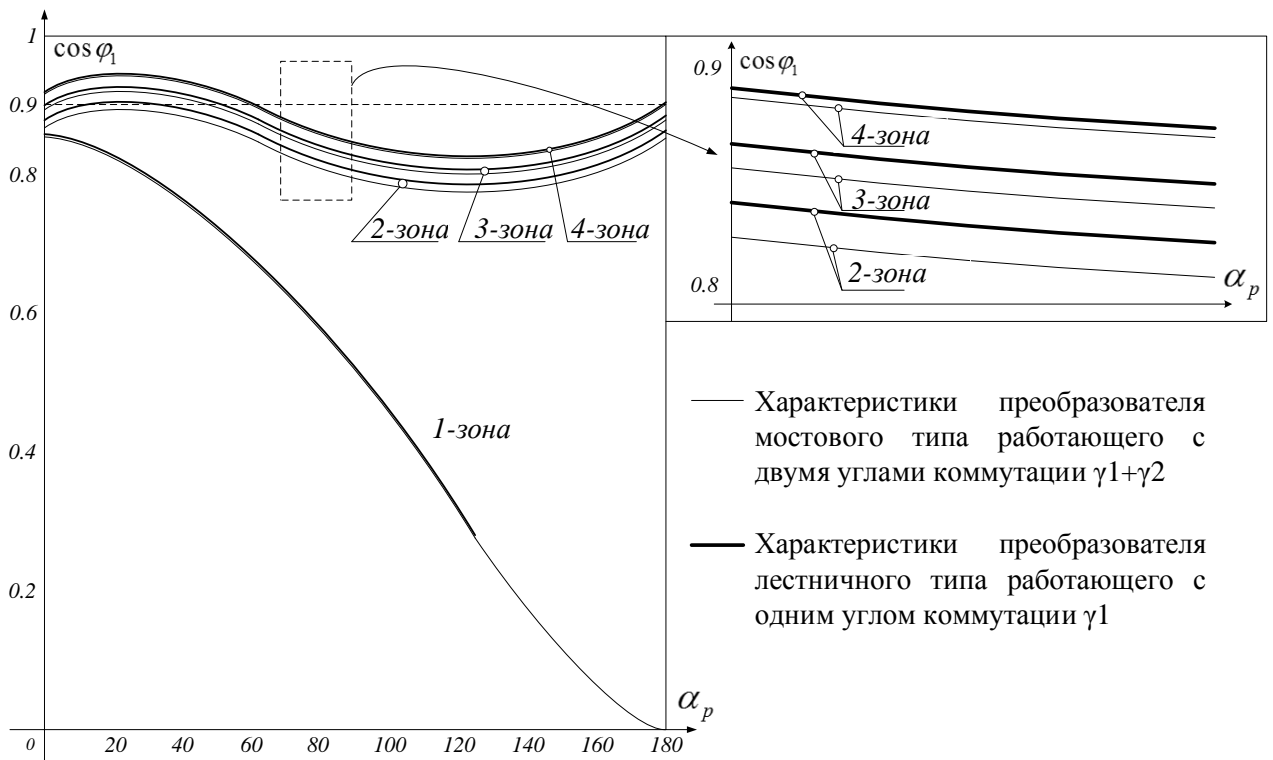


Рисунок 3.20 – Зависимости коэффициента сдвига от угла управления для разных зонно-фазовых преобразователей

Из приведенных зависимостей видно, что такой выпрямитель имеет более высокие энергетические показатели, поскольку на первых трех зонах работает только с одним углом коммутации  $\gamma_1$  по сравнению с мостовым выпрямителем, у которого уже на второй зоне образуются двойные углы коммутации  $\gamma_1+\gamma_2$ .

Коэффициент полезного действия (КПД) определяется отношением активной мощности на выходе преобразователя к активной мощности на его входе. Применительно к выпрямительному режиму работы зонно-фазового преобразователя это означает [7, 73, 75]:

$$\eta = \frac{Pd}{P_1} = \frac{Pd}{Pd + \Delta P_{\text{потерь}}}, \quad (3.84)$$

где  $\Delta P_{\text{потерь}}$  – потери активной мощности внутри зонно-фазового преобразователя.

Эти потери складываются из потерь в трансформаторе  $\Delta P_{\text{тр-ра}}$  и потерь в вентилях  $\Delta P_{\text{СПП}}$  – тиристорах и диодах

$$\Delta P_{\text{потерь}} = \Delta P_{\text{тр-ра}} + \Delta P_{\text{СПП}}. \quad (3.85)$$

Потери в трансформаторе состоят из потерь в стали трансформатора и потерь в меди обмоток. Первые можно приравнять потерям в опыте холостого хода  $\Delta P_{\text{ХХ}}$ , когда магнитный поток номинальный, а токов в обмотках нет (пренебрегая моментом током намагничивания). Вторые при номинальной нагрузке можно приравнять к потерям в опыте короткого замыкания  $\Delta P_{\text{КЗ}}$ , когда в обмотках трансформатора протекают номинальные токи, а магнитного потока практически нет при малых значениях напряжения короткого замыкания трансформатора, прикладываемого в этом опыте к первичным обмоткам трансформатора. Тогда

$$\Delta P_{\text{тр-ра}} = \Delta P_{\text{ХХ}} + \Delta P_{\text{КЗ}} (K_3)^2, \quad (3.86)$$

где  $K_3$  – коэффициент загрузки преобразователя.

Потери активной мощности, выделяемой в вентилях

$$\Delta P_{\text{СПП}} = I_a \cdot \Delta U_0 + I_{\text{ад}}^2 \cdot R_{\text{диф}} = I_{\text{а.ном}} \cdot \Delta U_0 \cdot K_3 + I_{\text{а.ном}}^2 \cdot R_{\text{диф}} (K_3 \cdot K_\phi)^2, \quad (3.87)$$

где  $K_\phi$  – коэффициент формы выпрямленного напряжения.

Потери активной мощности при переключении вентиля относительно невелики при частотах переключения (частоте питающего напряжения), не превышающих 400 Гц. При работе же вентиля на высоких частотах эти потери становятся заметными или даже определяющими в общих потерях. В этих случаях расчет потерь на переключение существенно определяется формами токов и напряжений вентиля. В данной работе рассматривается ОЗФР, работающий на напряжении промышленной частоты 50 Гц, поэтому потери вентиля при переключении не учитываются.

КПД преобразователя

$$\eta = \frac{U_d \cdot I_d}{U_d \cdot I_d + \sum \Delta P_{cm} + \Delta P_{mp-pa}} = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_{xx} + \Delta P_{кз} (K_3)^2 + \sum \Delta P_{cm}} \quad (3.88)$$

Знание величин  $P_d$  и  $\Delta P$  позволяет рассчитывать КПД преобразователя в зависимости от изменения нагрузки или при регулировании  $U_d$ .

В работе взяты данные, приведенные в таблице 3.2 для грузового электровоза серии ВЛ85 [26], работающего на переменном токе.

Электровоз ВЛ85 состоит из двух шестиосных секций. Кузов каждой секции электровоза опирается на три двухосные тележки. На каждой секции установлен тяговый трансформатор ОНДЦЭ-10000/25-82 номинальной мощностью 7040 кВА. Трансформатор имеет обмотку высокого напряжения, три тяговых обмотки, каждая с двумя отпайками, обмотку собственных нужд (также с двумя отпайками — для нормального, повышенного и пониженного напряжения в контактной сети), обмотку возбуждения тяговых двигателей в режиме рекуперации. На секции стоят три выпрямительно-инверторных преобразователя ВИП-4000. Каждый ВИП питается от собственной тяговой обмотки и предназначен для питания двух соединенных параллельно тяговых двигателей одной тележки.

С учетом значений выше приведенных параметров рассчитаем значения коэффициента полезного действия  $\eta$  для ОЗФР с мостовой и усовершенствованной схемой лестничного типа.

Потери активной мощности, выделяемой в каждом тиристоре преобразователя с мостовой схемой

$$\Delta P_{СПП} = I_a \cdot \Delta U_0 + I_a^2 \cdot R_{оиф} \cdot k_\phi = 800 \cdot 1,12 + 800^2 \cdot 0,477 \cdot 10^{-3} \cdot 0,75^2 = 1067,72 \text{ Вт} \quad (3.89)$$

На рисунке 3.21 показаны способы параллельно и последовательно соединения СПП для мостовой схеме.

КПД преобразователя составит:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_{Tp-pa} + \Delta P_{СПП}} = \frac{6426}{6510 + s \cdot 1,0677} \quad (3.90)$$

где,  $s$ - количество тиристор (диодов) в плече преобразователя.

Таблица 3.2 – Технические данные выпрямительно-инверторного преобразователя, трансформатора и тиристора грузового электровоза серии ВЛ85

Наименования	Величина	Измерение	
Тип ВИП-4000М-УХЛ2	-	-	
Номинальное выходное напряжение,	1400	В	
Номинальный длительный выходной ток,	1900	А	
Номинальная выходная мощность,	4000	кВт	
Число параллельно включенных тиристоров на плечах	4	Кол-во	
Число последовательно включенных тиристоров на плечах;			
1, 2, 3, 4, 7, 8, плечи	3	Кол-во	
5, 6 плечи	2	Кол-во	
Общее число тиристоров	88	Кол-во	
КПД	98,5	%	
Тип тиристора	Т353-800-28	-	
<i>Трансформатор</i>			
Тип ОНДЦЭ 10000/25-82	-	-	
Номинальная мощность обмоток;	-	-	
сетевой	7040	кВА	
тяговых	6426	кВА	
Номинальное напряжение	-	-	
сетевой	25000	В	
тяговых	$1230 \cdot 3 = (315 + 315 + 630) \cdot 3$	В	
Выпрямленное напряжение	980	В	
Номинальный ток обмоток	$3 \cdot 1750$	А	
Потери холостого хода	8,5	кВт	
Потери короткого замыкания	75,5	кВт	
Полные потери мощности	84	кВт	
КПД	98,2	%	
<i>Тиристор</i>			
Параметр тиристора	Обозначение параметра	Значение параметра	Измерение
Тип	Т353 800-28		
Предельный ток при заданной температуре корпуса,	$I_{ATV}$	800	А
Ударный неповторяющийся ток в открытом состоянии,	$I_{TSM}$	4,5	кА
Повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии $I_{DRM}$ и повторяющееся импульсное обратное напряжение $I_{RMM}$ ,	$U_{DRM}$ $U_{RMM}$	2800-3200	В
Импульсное напряжение в открытом состоянии,	$U_{TM}$	2,1	В
Пороговое напряжение,	$U_{TO}$	1,12	В
Дифференциальное сопротивление,	$r_T$	0,447	МОм

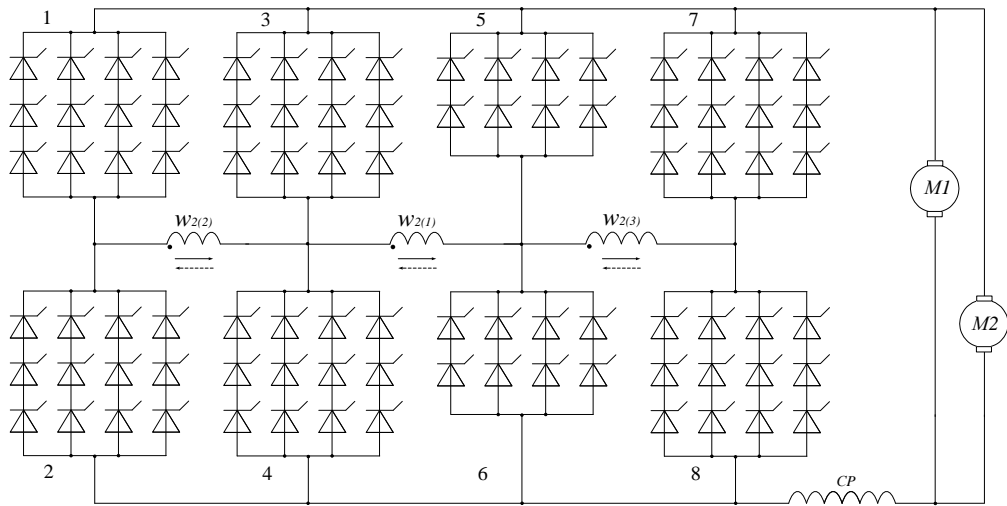


Рисунок 3.21 – Соединения СПП для мостового ОЗФР

Среднее значения КПД преобразователя мостового типа в номинальном режиме равняется  $\eta_{M.C} = 0,976$ .

Проведен расчет КПД на всех зонах регулирования при разных значениях коэффициента загрузки  $K_3$ . Расчетные значения для всех зон регулирования преобразователя приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Расчетные значения КПД мостового ОЗФР

Н	$K_3$	s	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4
I-зона	60	0,881	0,988	0,986	0,984	0,981	0,977	0,972	0,966	0,966
II-зона	60	0,881	0,988	0,987	0,984	0,981	0,977	0,972	0,966	0,966
III-зона	72	0,901	0,986	0,985	0,982	0,979	0,975	0,970	0,965	0,965
IV-зона	72	0,901	0,986	0,985	0,982	0,979	0,975	0,970	0,965	0,965

Выполним аналогичный расчет КПД преобразователя лестничного типа.

Кроме тиристоров в преобразователе лестничного типа используются диоды, в качестве которых можно использовать диод типа Д233-800 (таблица 3.4)[82, 83].

Таблица 3.4 – Параметры силового диода

Параметр диода	Обозначение параметра	Значение параметра	Измерение
Тип	Д233 800-28		
Предельный ток при заданной температуре корпуса,	$I_{ATV}$	800	А
Повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии $I_{DRM}$ и повторяющееся импульсное обратное напряжение $I_{RMM}$ ,	$U_{DRM}$ $U_{RMM}$	3400-4200	В
Пороговое напряжение,	$U_{TO}$	0,9	В
Дифференциальное сопротивление,	$r_T$	0,599	МОм



На рисунке 3.22 показаны способы параллельного и последовательного соединения СПП для лестничного ОЗФР. Из рисунка 3.21 следует, что в усовершенствованной схеме лестничного типа с учетом допустимых обратных напряжений СПП достаточно установить по два последовательно соединенных диода. В каждой группе будет установлено по два параллельно соединенных диода, учитывая допустимый прямой ток. Тиристоры можно оставить прежними, как для мостовой схемы ОЗФР.

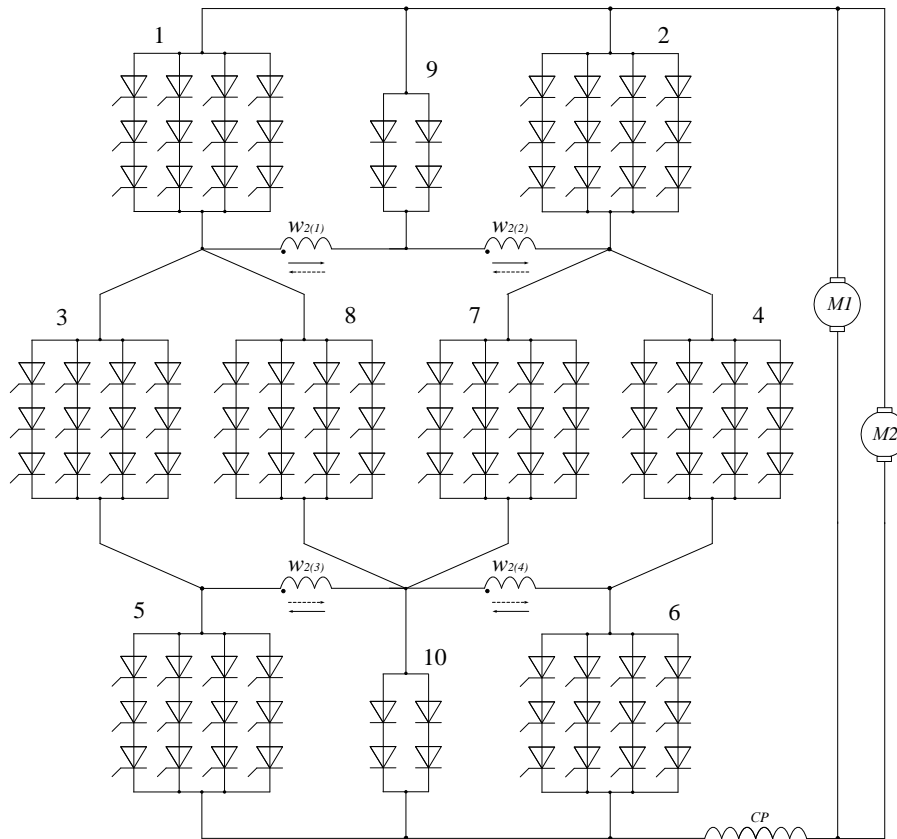


Рисунок 3.22 – Соединения СПП для лестничного ОЗФР

Расчет потерь мощности на каждом диоде.

$$\Delta P_{СПП} = I_a \cdot \Delta U_0 + I_a^2 \cdot R_{диф} \cdot k_{\phi} = 800 \cdot 0,9 + 800^2 \cdot 0,599 \cdot 10^{-3} \cdot 0,75^2 = 935,64 \text{ Вт} \quad (3.91)$$

КПД преобразователя определяется по выражению (3.90). Среднее значение КПД преобразователя лестничного типа в номинальном режиме  $\eta_{Л.С} = 0,975$ .

Проведен расчет КПД на других зонах регулирования при разных значениях коэффициента загрузки  $K_3$ . Расчетные значения для всех зон регулирования преобразователя приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Расчетные значения КПД для ОЗФР лестничного типа

Н	K <sub>3</sub>	s		0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4
		Диод	Тиристор								
I-зона	24	36		0,877	0,988	0,987	0,984	0,982	0,977	0,972	0,966
II-зона	12	72		0,876	0,984	0,983	0,981	0,981	0,979	0,969	0,963
III-зона	12	72		0,976	0,984	0,983	0,981	0,981	0,979	0,969	0,963
IV-зона	-	108		0,992	0,980	0,979	0,977	0,974	0,969	0,965	0,959

Используя расчетные значения из таблиц 3.3 и 3.5, построена зависимость КПД от коэффициента загрузки K<sub>3</sub> для ОЗФР с мостовой и лестничной структурой (рисунок 3.23). Из приведенных графиков видно, что КПД преобразователя лестничного типа практически не отличается от КПД преобразователя мостового типа во всех диапазонах регулирования.

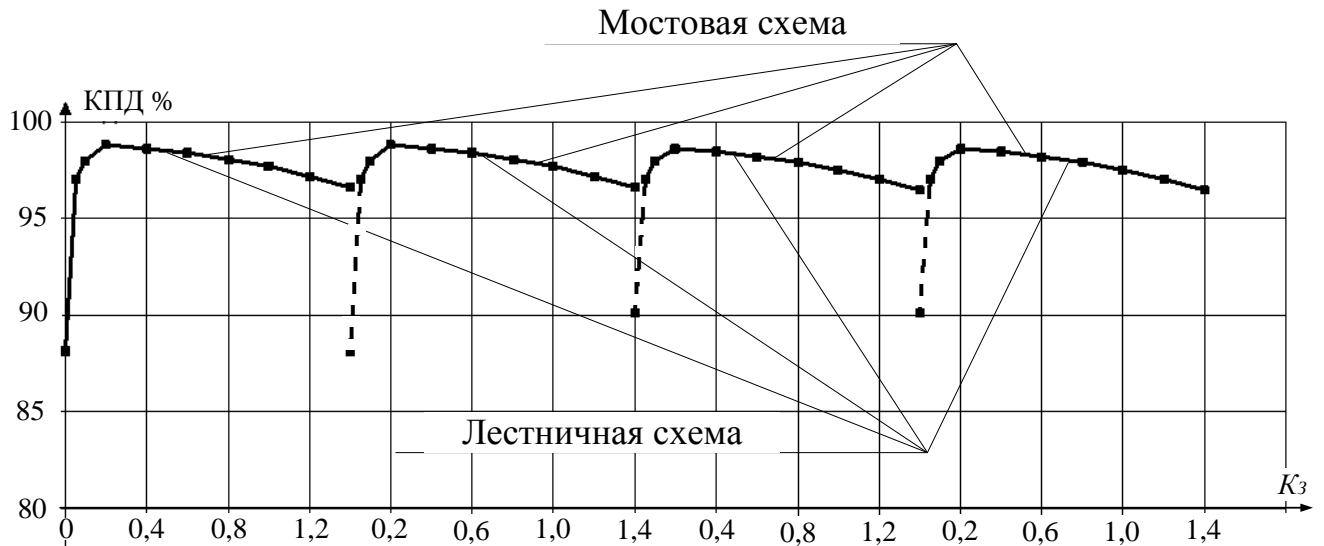


Рисунок 3.23 – Зависимость КПД от коэффициента загрузки K<sub>3</sub> для мостовых и лестничных ОЗФР

Эффективность предложенного схемного решения определяем отношением КПД лестничной схемы к КПД мостовой схемы

$$\frac{\eta_{Л.С}}{\eta_{М.С}} = \frac{0,975}{0,976} = 0,9989 \approx 1. \quad (3,92)$$

Таким образом, преобразователь с лестничной структурой работает практически с тем же КПД, что и преобразователь с мостовой структурой и обладает достаточным высоким значением КПД.

### **Выводы по третьей главе**

1. Исследован принцип работы четырехзонного преобразователя с лестничной структурой для всех зон регулирования. Установлено, что четырехзонный ОЗФР с лестничной структурой обладает более совершенной формой выходного напряжения по сравнению с ОЗФР с мостовой структурой, поскольку форма создается без дополнительно вложенных двойных контуров коммутации.
2. Проведен расчет коммутационных процессов для всех зон регулирования ОЗФР с лестничной структурой. Выведено уравнение токов коммутации и продолжительности угла коммутации для всех зон регулирования. Установлено, что контуры коммутации в ОЗФР с лестничной структурой рассовмещены, благодаря чему исключается вложение малых контуров в большие. Этим объясняется тот факт, что в ОЗФР с лестничной структурой для первых трех зон регулирования продолжительность угла коммутации уменьшена до 5 – 9 эл. град.
3. Составлена методика аналитического расчета режимов работы ОЗФР и их энергетических показателей на базе известного интегрального метода. Выведены уравнения для расчета токов и напряжений на всех зонах четырехзонного ОЗФР лестничного типа.
4. Получены и сопоставлены зависимости коэффициента мощности и коэффициента полезного действия для ОЗФР с мостовой и лестничной структурой. Установлено, что ОЗФР с лестничной структурой позволяет увеличить коэффициент мощности электровоза, работающего на переменном токе, на 3 – 5%, учитывая весь диапазон регулирования.
5. Доказана целесообразность замены существующего четырехзонного ОЗФР с мостовой структурой, установленного на электровозе ВЛ85 на усовершенствованный ОЗФР с лестничной структурой, который обладает лучшими энергетическими показателями, не требует дополнительной временной задержки на открытие тиристорov, не образует двойных контуров коммутации в режиме пуска.

## **ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ЧЕТЫРЕХЗОННОГО ПЕРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В ПРОГРАММЕ MATLAB/Simulink**

### **4.1 Пакет визуального программирования matlab/simulink**

В последние годы в научных и инженерно-технических кругах получила широкое распространение система MATLAB. Более того, в настоящее время она принята в качестве официального средства оформления документации и научных публикаций [73, 74].

Популярности системы MATLAB способствует ее мощное расширение – Simulink, представляющее пользователям средства визуального объектно-ориентированного программирования, блочного моделирования линейных и нелинейных динамических систем, а также множество пакетов расширения системы [74 – 77].

Моделирование электротехнических устройств выполняется с помощью одной из библиотек Simulink – SimPowerSystems. Программа SimPowerSystems содержит набор блоков для построения виртуальных моделей электрических цепей, источников вторичного электропитания и устройств силовой электроники. В результате возможно не только имитировать работу полупроводниковых преобразователей во временной области, но и изучать их частотные свойства, оценивать динамические параметры и осуществлять гармонический анализ токов и напряжений [77].

### **4.2. Имитационные модели выпрямителей с учетом реальных параметров электровоза**

Для проверки достоверности аналитических расчетов и более детального изучения особенностей работы четырехзонного преобразователя с усовершенствованной лестничной структурой в среде Simulink пакета MATLAB выполнено имитационное моделирование. Для этого за основу взяты параметры тягового трансформатора и выпрямительно-инверторных преобразователей грузового электровоза серии ВЛ85 на переменном токе. В работе средствами имитационного моделирования исследовались существующий четырехзонный преобразователь

с мостовой структурой вентильной части и четырехзонный преобразователь с лестничной структурой.

Для построения имитационных моделей ОЗФР учитывались параметры как тягового трансформатора ОНДЦЭ 10000/25, так и ВИП 4000М (таблица 3.2).

Данные из таблицы были использованы в моделировании ОЗФР с двумя вариантами схем с классической (мостовой) и лестничной структурами.

Имитационные модели четырехзонных преобразователей с учетом параметров тягового трансформатора и ВИП приведены на рисунках 4.1 и 4.2. Из приведенных рисунков видно, что основными блоками схемы являются: источник однофазного напряжения (AC), однофазный измеритель активной и реактивной мощности в цепи переменного тока (Active & Reactive Power), однофазный многообмоточный трансформатор (TR), коллекторный двигатель постоянного тока (DC) измерительные блоки в цепи постоянного тока, блоки, вырабатывающие импульсы управления (GP) для тиристоров и сами электронные тиристоры VS и диоды VD.

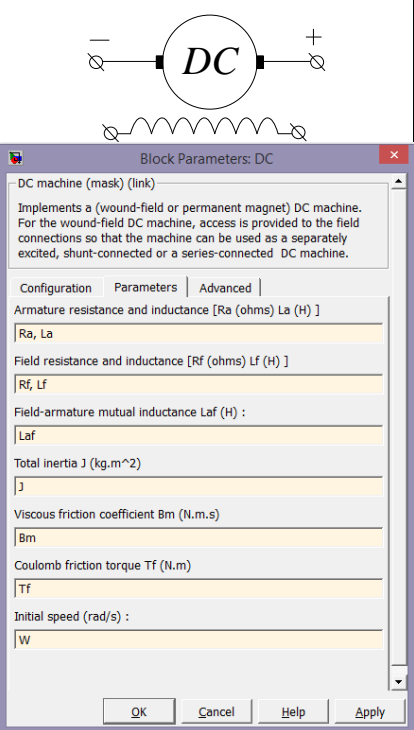
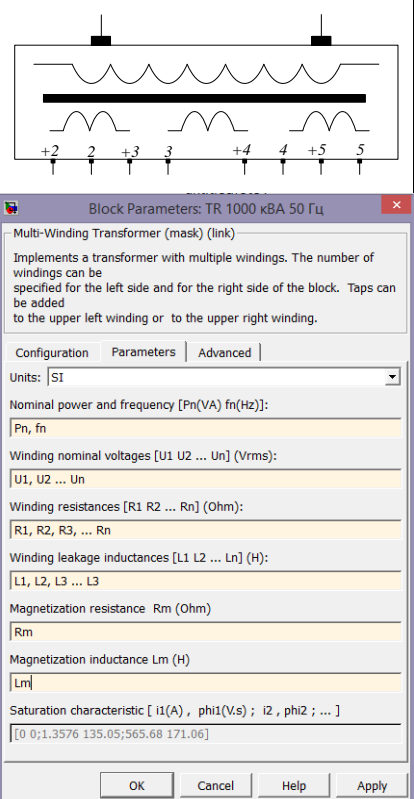
Дополнительные блоки: осциллографы (S Q P и Vd Id), цифровые дисплеи, измеряющие соответствующие параметры ( $I_d U_d S_1 P_1 Q_1 P_d K_m$ ).

В таблице 4.1 показано соответствие данных параметров и настроек блоков Toolbox Power System Block, необходимых для получения адекватных элементов модели.

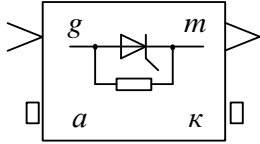
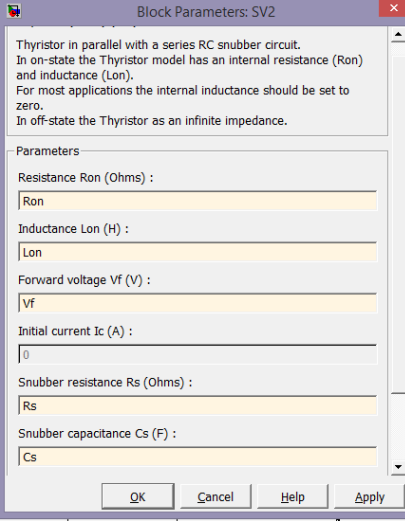
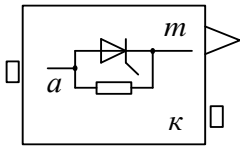
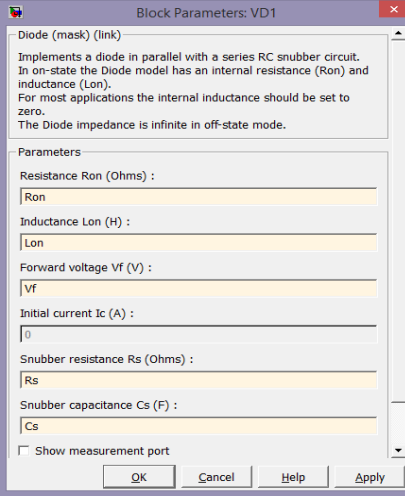
Таблица 4.1 – Технические параметры элементов и настроек блоков модели зонно-фазового преобразователя

№	Название элемента	Фактический параметр реального объекта	Эквивалент для модели	Настраиваемыми параметрами
1	Источник однофазного напряжения «AC Voltage Source»	$U_c=25 \text{ кВ}$		$V_{\max}$ , (В) –Максимальная амплитуда напряжения. $\phi$ – Фаза в электрических градусах (град). $f$ (Гц) – Частота источник питания. $t$ – Период выборки в секундах (с). Значение по умолчанию равно 0, что соответствует непрерывного источника питания.

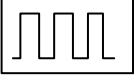
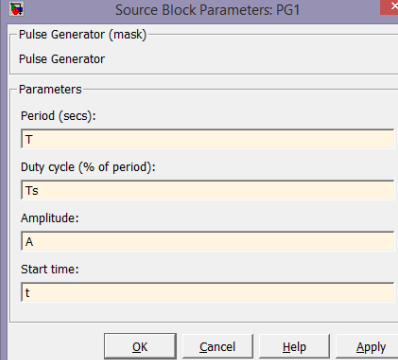
Продолжение таблицы 4.1

			<p>Источник однофазного напряжения «AC Voltage Source» имитирует работу однофазного источника синусоидального напряжения. Вырабатываемая напряжения на выходе элемента описывается следующим уравнения</p> $U = U_{\max} \sin(\omega t + \varphi), \quad \omega = 2\pi f, \quad \varphi - \text{начальная фаза}$
2	ТЭД	<p> <math>U_{\text{НОМ}}=980 \text{ В}</math>  <math>P_{\text{НОМ}}=835 \text{ кВт}</math>  <math>I_{\text{НОМ}}=905 \text{ А}</math>  <math>M=8815 \text{ Нм}</math>  <math>\eta=94,1 \%</math>  <math>\omega_{\text{МАХ}}=2040 \text{ об/м}</math>  <math>\omega_{\text{НОМ}}=905 \text{ об/м}</math>  <math>r_{\text{Я}}=0.0112 \text{ Ом}</math> </p>	 <p> <b>Ra, La</b> (Ом, Н) – Сопротивление и индуктивность якоря.  <b>Rf, Lf</b> (Ом, Н) – Сопротивление и индуктивность обмоток возбуждения.  <b>Laf</b> (Н) – Взаимной индуктивности цепи возбуждения и якоря.  <b>J</b> (<math>\text{кг} \cdot \text{м}^2</math>) – Общая инерция ТЭД.  <b>Tf</b> (<math>\text{Н} \cdot \text{м}</math>) – Общая вращающий момент трения машины.  <b>w</b> – Начальная скорость. Указывает начальную скорость для машины, в рад/с, с тем чтобы начать процесс моделирования с определенной начальной скорости. </p>
3	Тяговый трансформатор	<p> <math>U_1=25 \text{ кВ}</math>  <math>U_{2(1,2)}=315 \text{ В}</math>  <math>U_{2(3)}=630 \text{ В}</math>  <math>S_{\text{Н}}=10000 \text{ кВА}</math>  <math>r_{\phi}=0,3135 \text{ Ом}</math>  <math>r_{\text{T}}=0,003172 \text{ Ом}</math> </p>	 <p> <b>Pn, Fn</b> (ВА, Гц) – Номинальная мощность и частота трансформатора.  <b>U1, U2, U3 ... Un</b> (В) – номинальные линейные напряжения.  <b>R1 R2 R3... Rn</b> (Ом) – активное сопротивление обмоток.  <b>L1 L2 ... Ln</b> (Н) – индуктивность обмотки.  <b>Rm, Lm</b> (Ом, Н) – взаимные сопротивления и индуктивность обмотки. </p> <p>Однофазный трансформатор «Multi-Winding Transformer» имитирует работу однофазного многообмоточного трансформатора</p>

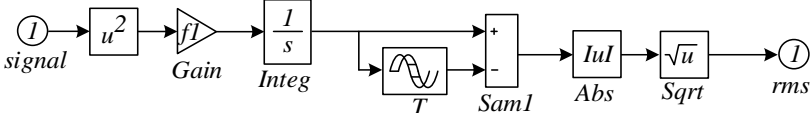
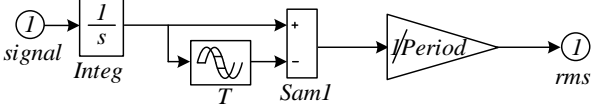
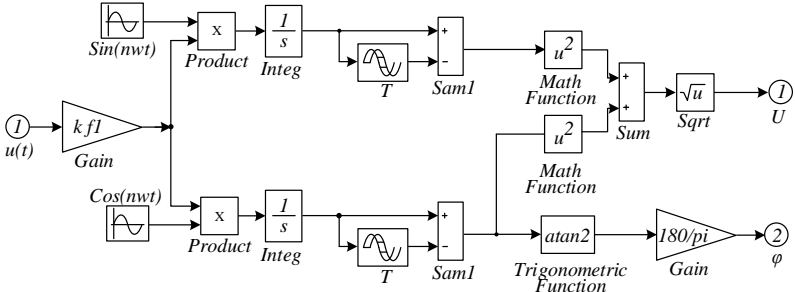
## Продолжение таблицы 4.1

4	Тиристор	$I_{ATV}=800 \text{ A}$ $I_{TSM}=4,5 \text{ кА}$ $U_{RMM} 3000 \text{ В}$ $U_{TM} = 2,1 \text{ В}$ $U_{TO} = 1,12 \text{ В}$ $r_T$ $= 0,447 \text{ мОм}$	 	<p><b>Ron</b> (Ом) – Внутренняя сопротивление тиристора. Параметр сопротивление Ron не может быть установлен в 0, когда параметр индуктивности Lon устанавливается в 0.</p> <p><b>Lon</b> (Н) – Внутренняя индуктивность тиристора. Параметр индуктивности Lon обычно устанавливается в 0, за исключением, когда параметр сопротивление Ron устанавливается в 0.</p> <p><b>Vf</b> (В) – Прямое падение напряжение на тиристор.</p> <p><b>Ic</b> – Начальный ток. Когда параметр индуктивности Lon больше 0, можно указать, проходящего по тиристора первоначальный ток. Это, как правило, устанавливается в 0, чтобы начать моделирование с заблокированным тиристорам.</p> <p><b>Rs, Cs</b> (Ом, Ф) – Демпфирующий сопротивления и емкости.</p>
5	Диод	$I_{ATV} = 800 \text{ A}$ $U_{RMM} = 3 \text{ кВ}$ $r_T=0,9 \text{ Ом}$ $U_{TO} = 0,599 \text{ В}$	 	<p><b>Ron</b> (Ом) – Внутренняя сопротивление диода. Параметр сопротивление Ron не может быть установлен в 0, когда параметр индуктивности Lon устанавливается в 0.</p> <p><b>Lon</b> (Н) – Внутренняя индуктивность диода. Параметр индуктивности Lon обычно устанавливается в 0, за исключением, когда параметр сопротивление Ron устанавливается в 0.</p> <p><b>Vf</b> (В) – Прямое падение напряжение на диод.</p> <p><b>Ic</b> – Начальный ток. Когда параметр индуктивности Lon больше 0, можно указать, проходящего по тиристора первоначальный ток..</p> <p><b>Rs, Cs</b> (Ом, Ф) – Демпфирующий сопротивления и емкости.</p>

Продолжение таблицы 4.1

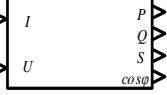
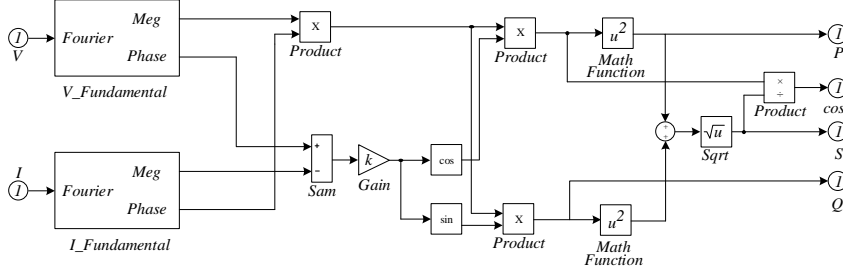
<p>Блок формирова-теля импульса</p>			<p>T (с) – Период импульса. Ts – Длительность импульса. Рабочий цикл определяется как процент от периода импульса. По умолчанию составляет 5 процентов. А – Амплитуда импульса. По умолчанию устанавливается 1. t (с) – Начальное время импульса.</p>
-------------------------------------	---	--	---

Параметры и структурные схемы измерительных блоков

№	Название	Уравнения	Структурная схема
1	<p>Измеритель действующий (RMS) значения сигнала.</p>	$X(f(t)) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(t) dt}$ <p><math>f(t)</math> - Входная функция</p>	
2	<p>Измеритель средний значения сигнала.</p>	$X(f(t)) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(t) dt$ <p><math>f(t)</math> - Входная функция</p>	
3	<p>Блок Фурье, выполняет анализ разложение Фурье входного сигнала в течение скользящего одного цикла основной частоты сигнала</p>	$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t))$ $ H_n  = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ $\angle H_n = a \tan 2(\frac{a_n}{b_n})$ $a_n = \frac{2}{T} + \int_{t-T}^t f(t) \cos(n\omega t) dt$ $b_n = \frac{2}{T} + \int_{t-T}^t f(t) \sin(n\omega t) dt$ $T = \frac{1}{f_1}$	



Продолжение таблицы 4.1

4	 <p>Блок измеряет активной P, реактивной Q и полную S мощность, а так же коэффициент гармонический сдвига между током I и напряжений U.</p>	$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi$ $Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi$ $S = U \cdot I$ $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$ $\cos \varphi = \frac{P}{S}$	
---	--	---	--

### 4.3. Модельное исследование коммутационных процессов и энергетических характеристик мостового и лестничного четырехзонного преобразователя в среде matlab/simulink

#### 4.3.1 Результаты имитационного моделирования четырехзонного преобразователя с мостовой структурой

*Режимы работы схемы на первой зоне регулирования.* На рисунке 4.1 показана рабочая схема преобразователя с мостовой структурой, собранная в среде MATLAB/Simulink. Для обеспечения работы преобразователя на первой зоне регулирования, блоки PG1, PG2, PG3 и PG4 вырабатывают импульсы управления для тиристоров SV1, SV2, SV3, и SV4, в соответствии с рисунком 2.1.

Результаты имитационного моделирования для первой зоны регулирования показаны на рисунке 4.3.

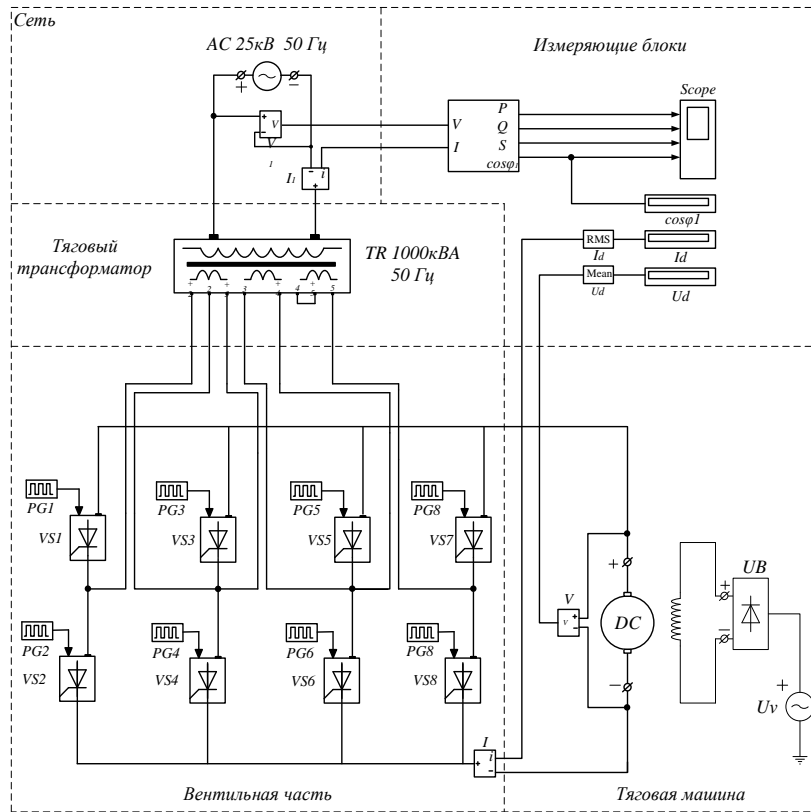


Рисунок 4.1 – Имитационная модель четырехзонного преобразователя с мостовой структурой

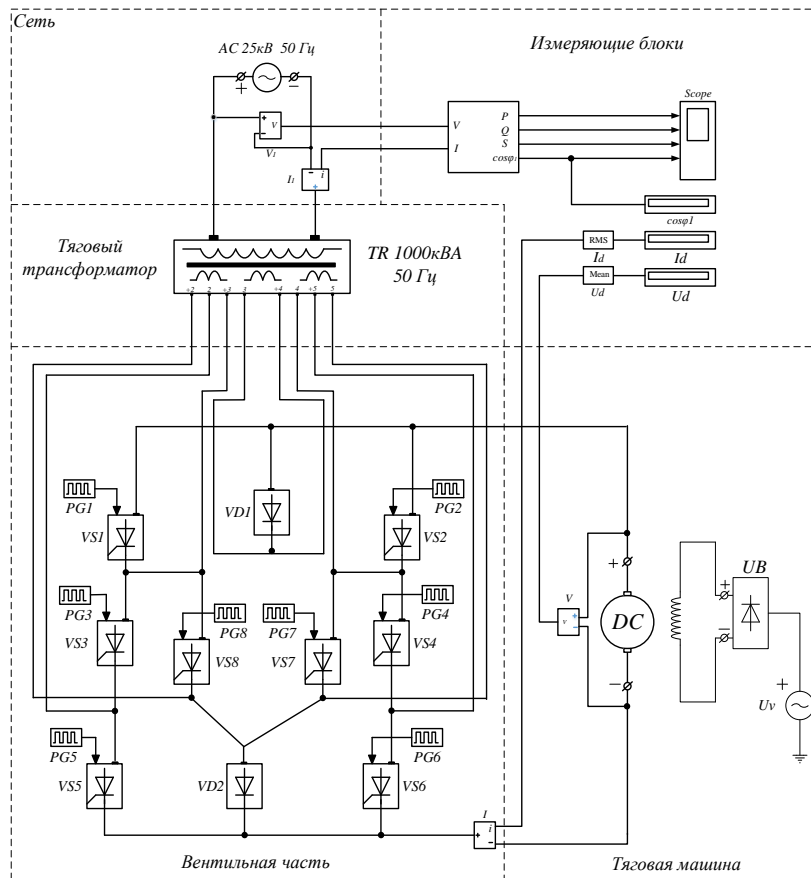


Рисунок 4.2 – Имитационная модель четырехзонного преобразователя с лестничной структурой

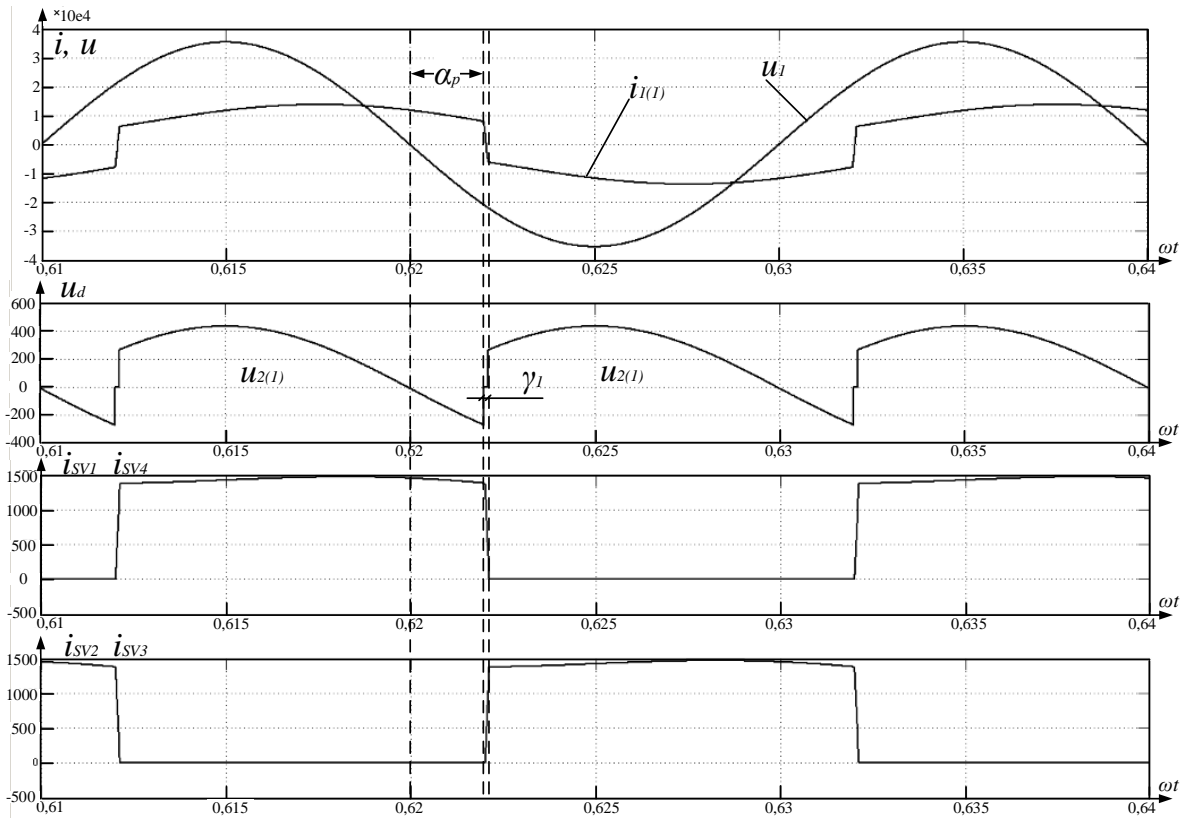


Рисунок 4.3 – Диаграммы выпрямленного напряжения и коммутационных токов тиристорного преобразователя на I зоне регулирования (мостовая схема)

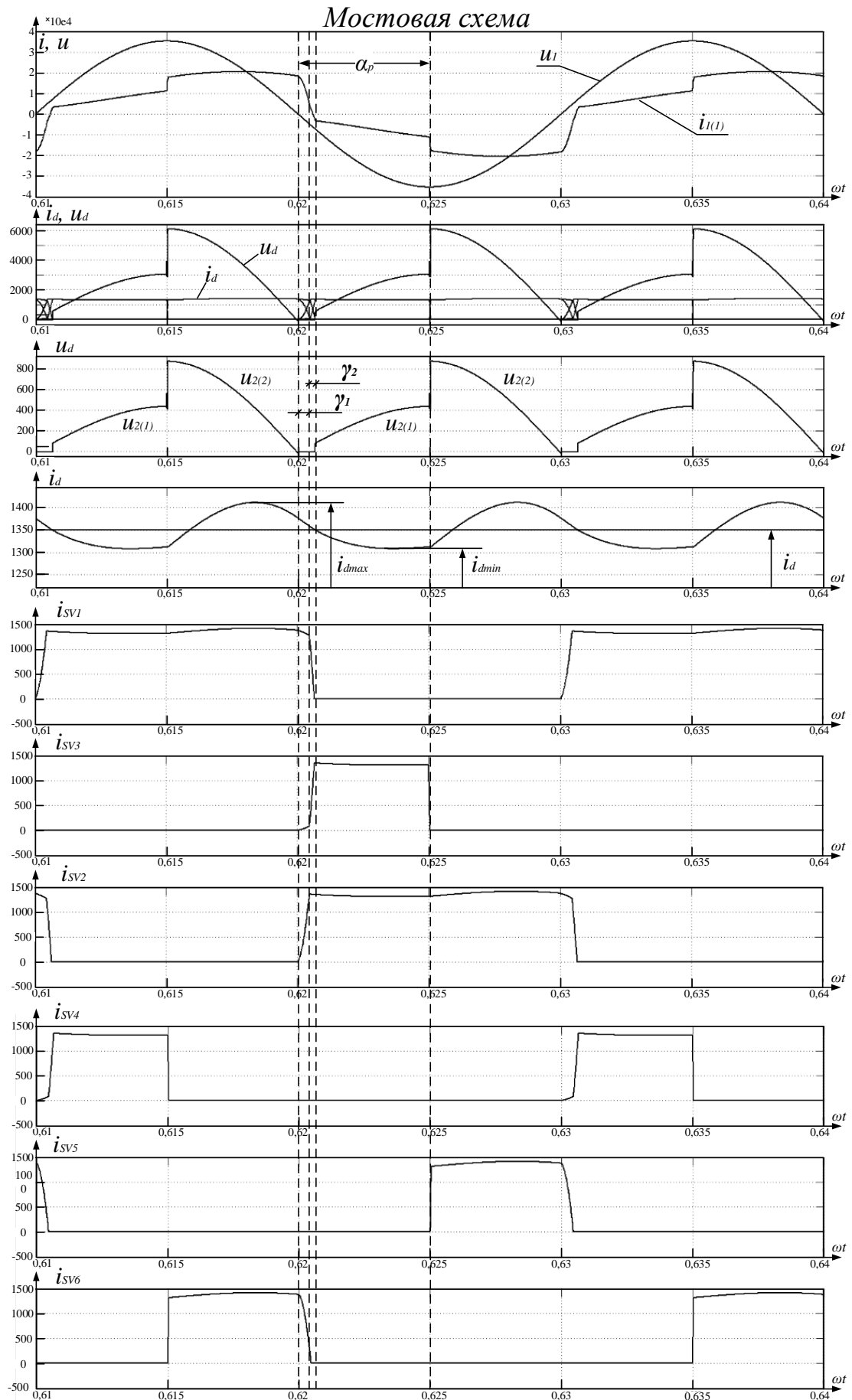


Рисунок 4.4 – Диаграммы выпрямленного напряжения и коммутационных токов тиристорного преобразователя на II зоне регулирования (мостовая схема)

*Режимы работы схемы на второй зоне регулирования.* Для обеспечения работы преобразователя на второй зоне регулирования, блоки PG1, PG2, PG3, PG4, PG5 и PG6 вырабатывают импульсы управления для тиристоров SV1, SV2, SV3, SV4, SV5 и SV6.

Результаты имитационного моделирования для второй зоны регулирования показаны на рисунке 4.4.

*Режимы работы схемы на третьей зоне регулирования.* Для обеспечения работы преобразователя на третьей зоне регулирования, блоки PG3, PG4, PG5, PG6, PG7 и PG8 вырабатывают импульсы управления для тиристоров SV3, SV4, SV5, SV6, SV7 и SV8.

Результаты имитационного моделирования для третьей зоны регулирования показаны на рисунке 4.5.

*Режимы работы схемы на четвертой зоне регулирования.* Для обеспечения работы преобразователя на четвертой зоне регулирования, блоки PG1, PG2, PG3, PG4, PG5, PG6, PG7 и PG8 вырабатывают импульсы управления для тиристоров SV1, SV2, SV3, SV4, SV5, SV6, SV7 и SV8.

Результаты имитационного моделирования для четвертой зоны регулирования показаны на рисунке 4.6.

## Мостовая схема

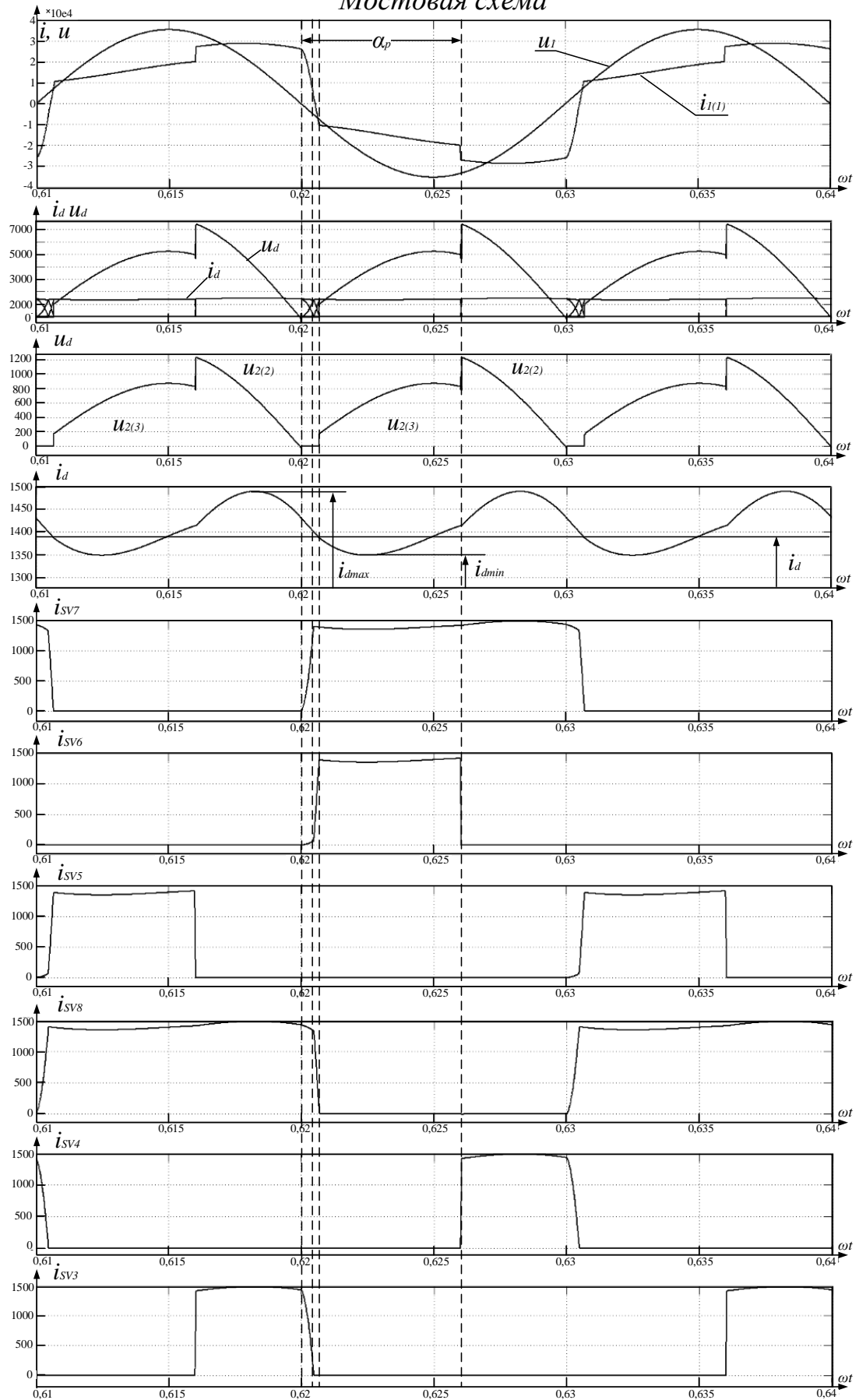


Рисунок 4.5 – Диаграммы выпрямленного напряжения и коммутационных токов тиристор преобразователя на III зоне регулирования (мостовая схема)

## Мостовая схема

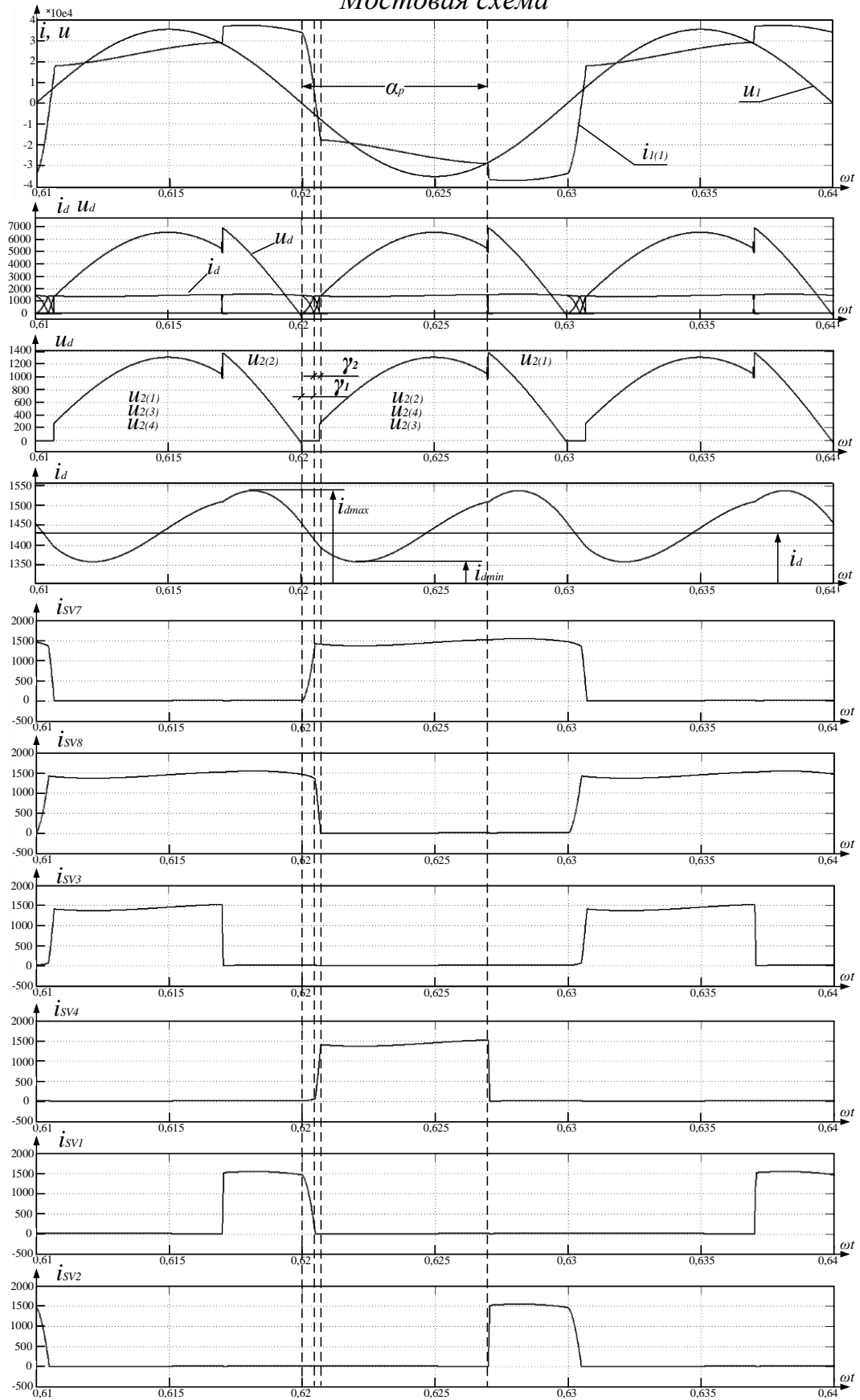


Рисунок 4.6 – Диаграммы выпрямленного напряжения и коммутационных токов тиристоров преобразователя на VI зоне регулирования (мостовая схема)

### 4.3.2 Результаты имитационного моделирования четырехзонного преобразователя с лестничной структурой

*Режимы работы схемы на первой зоне регулирования.* На рисунке 4.2 показана рабочая схема преобразователя с усовершенствованной лестничной структурой, собранная в среде MATLAB/Simulink. Для обеспечения работы преобразователя на первой зоне регулирования, блоки PG7 и PG8 вырабатывают импульсы управления (рисунок 4.7) для тиристоров SV7 и SV8, согласно таблице, приведенной на рисунке 3.1.

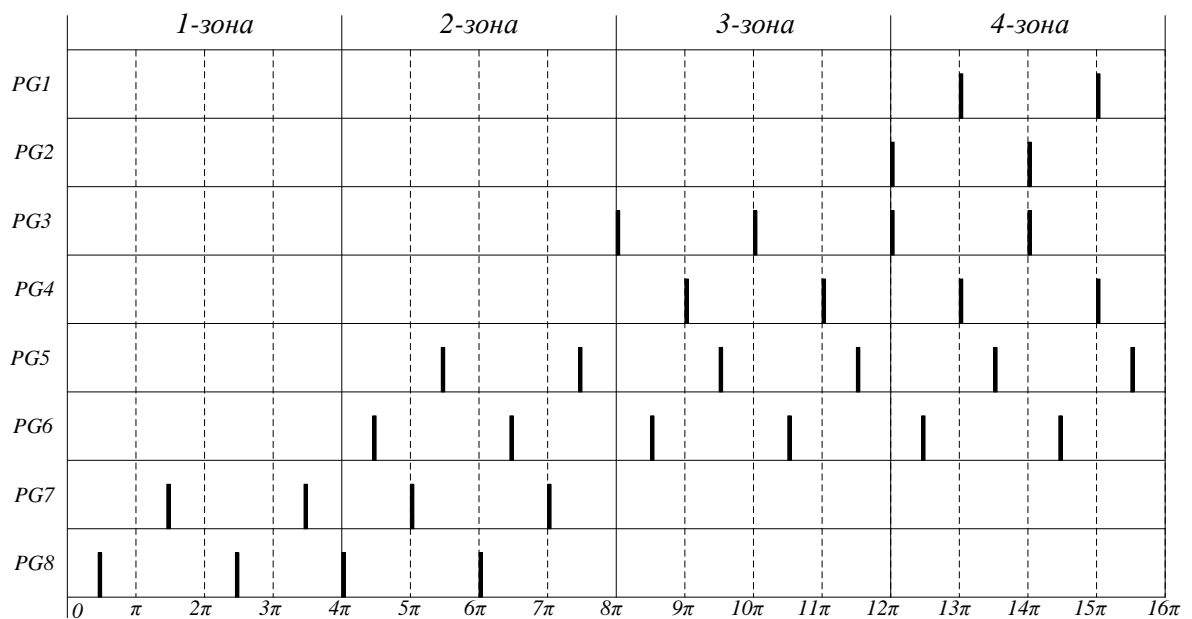


Рисунок 4.7 – Импульсы управления вырабатываемый блоков PG1 ... PG8

Результаты имитационного моделирования для первой зоны регулирования показаны на рисунке 4.8.

*Режимы работы схемы на втором зоне регулирования.* На рисунке 4.2 показана рабочая схема преобразователя лестничной структурой, собранная в среде MATLAB/Simulink.

Для обеспечения работы преобразователя на второй зоне регулирования, блоки PG5, PG6, PG7 и PG8 вырабатывают импульсы управления (рисунок 4.7) для тиристоров SV5, SV6, SV7 и SV8.

Результаты имитационного моделирования для второй зоны регулирования показаны на рисунке 4.9.



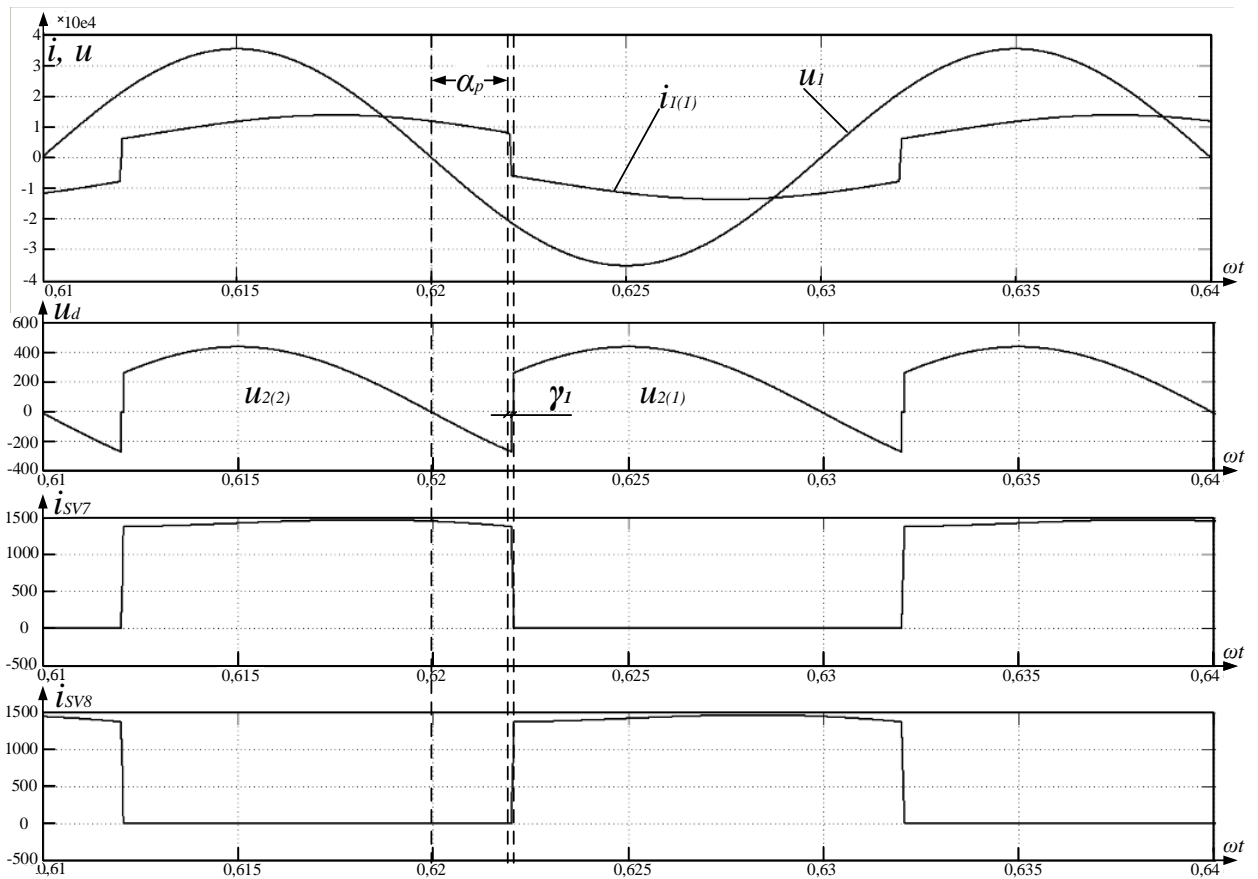


Рисунок 4.8 – Диаграммы выпрямленного напряжения и коммутационных токов тиристорov преобразователя на I зоне регулирования (лестничная схема)

*Режимы работы схемы на третьей зоне регулирования.* Для обеспечения работы преобразователя на третьей зоне регулирования, блоки PG3, PG4, PG75 и PG86 вырабатывают импульсы управления (рисунок 4.7) для тиристорov SV3, SV4, SV5 и SV6.

Результаты имитационного моделирования для третьей зоны регулирования показаны на рисунке 4.10.

*Режимы работы схемы на четвертой зоне регулирования.* Для обеспечения работы преобразователя на четвертой зоне регулирования, блоки PG1, PG2, PG3, PG4, PG75 и PG86 вырабатывают импульсы управления (рисунок 4.7) для тиристорov SV1, SV2, SV3, SV4, SV5 и SV6.

Результаты имитационного моделирования для четвертой зон регулирования показаны на рисунке 4.11.

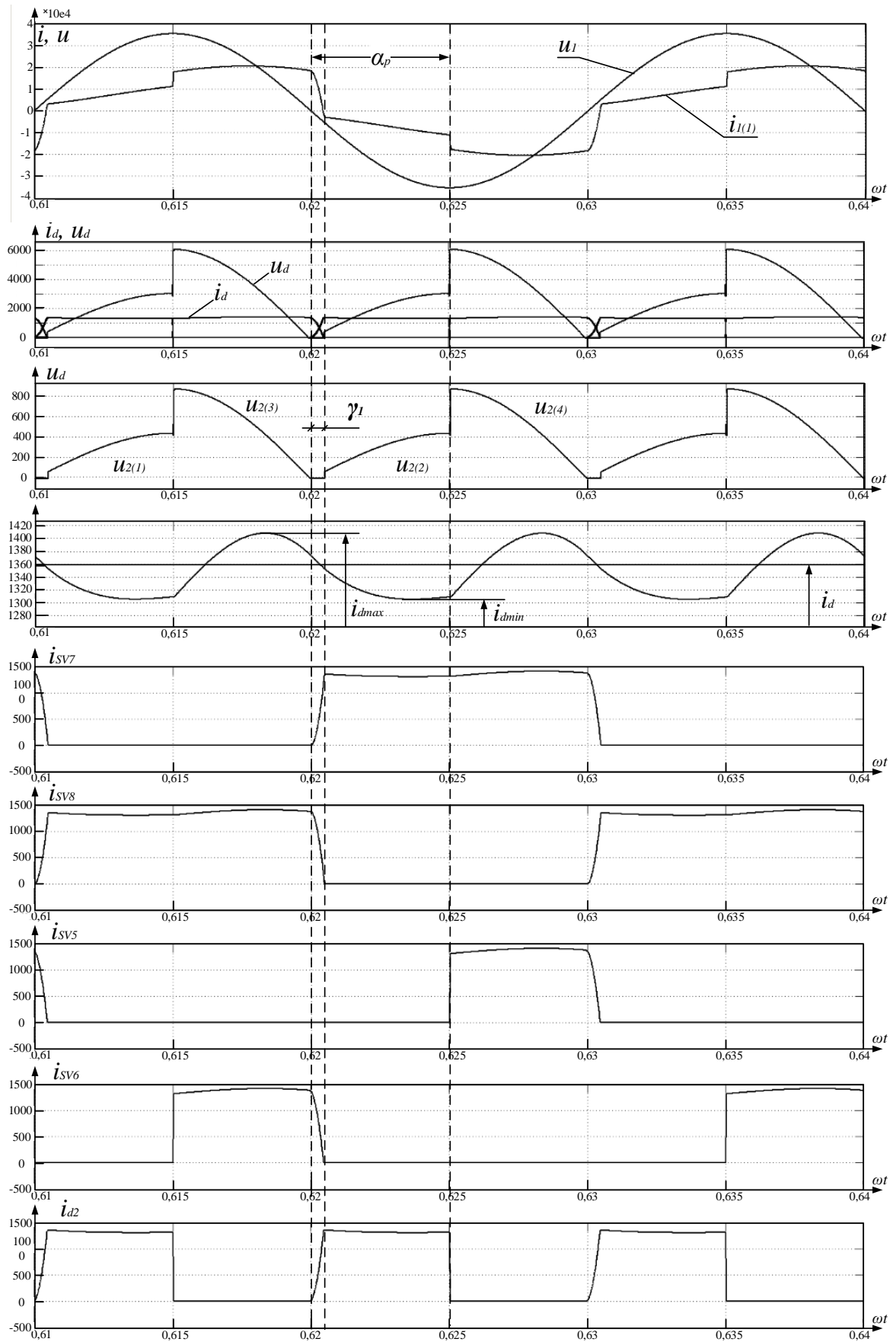


Рисунок 4.9 – Диаграммы выпрямленного напряжения и коммутационных токов тиристорov преобразователя на II зоне регулирования (лестничная схема)

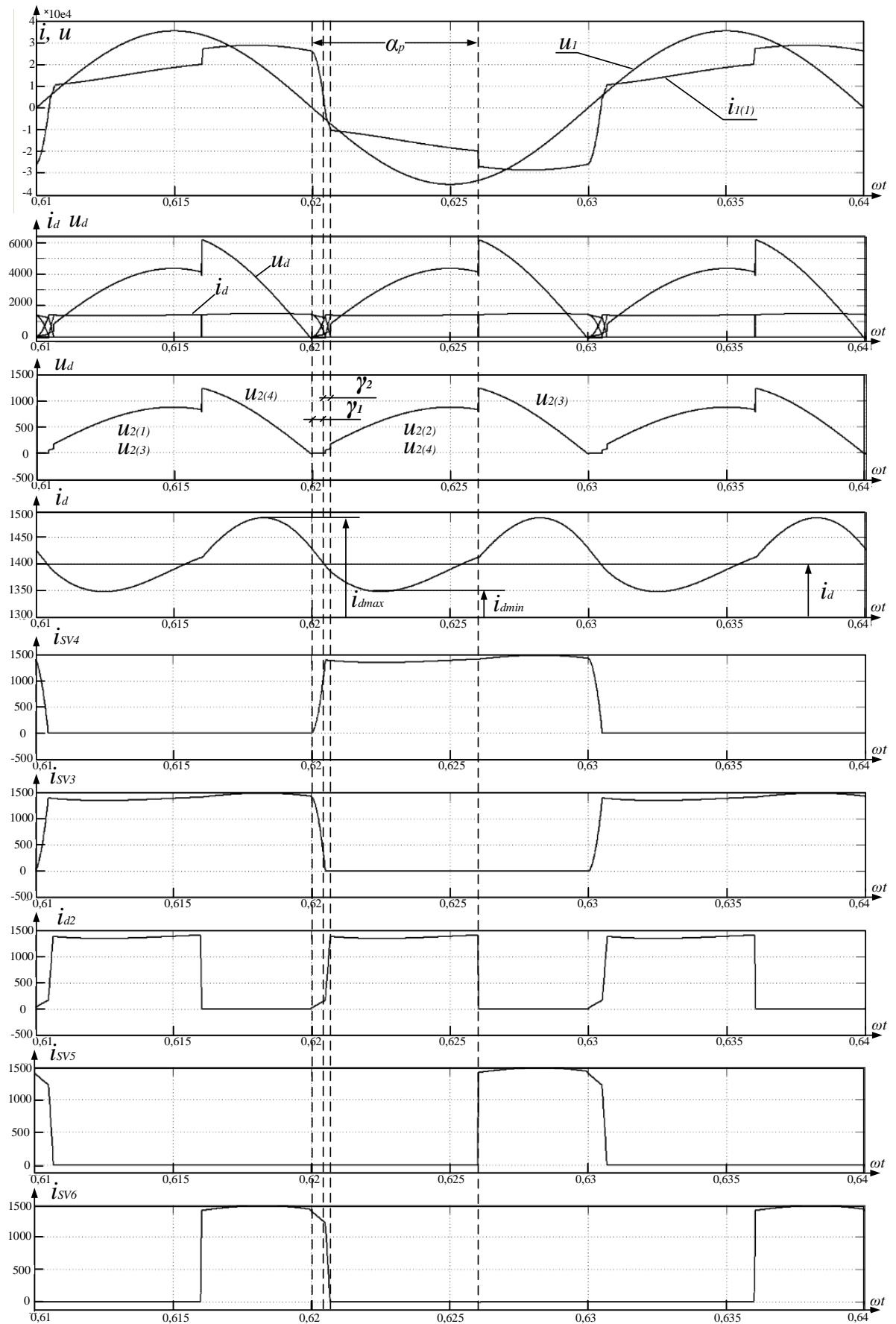


Рисунок 4.10 – Диаграммы выпрямленного напряжения и коммутационных токов тиристорного преобразователя на III зоне регулирования (лестничная схема)

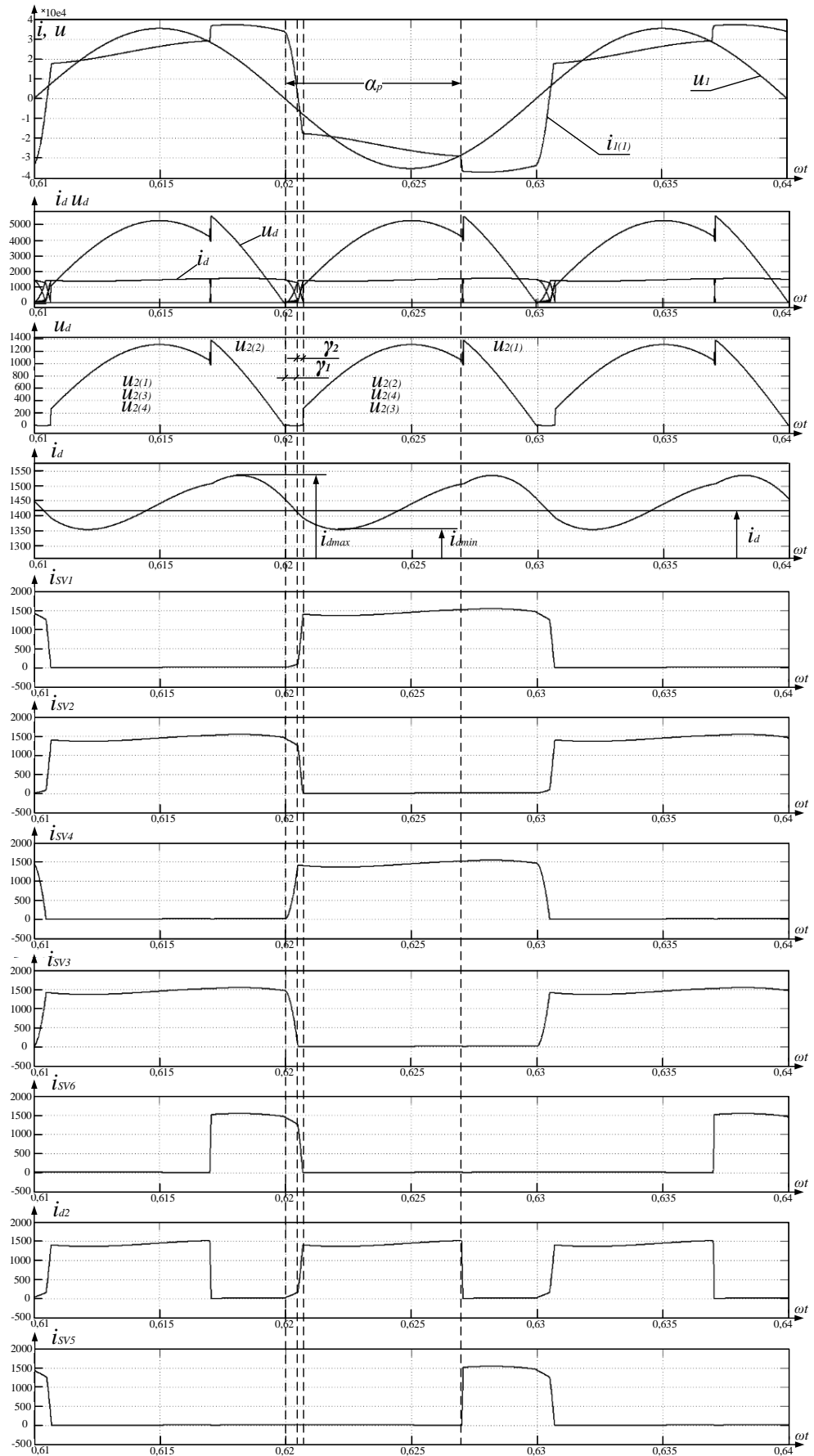


Рисунок 4.11 – Диаграммы выпрямленного напряжения и коммутационных токов тиристорного преобразователя на VI зоне регулирования (лестничная схема)

#### 4.4. Энергетические характеристики зонно-фазовых преобразователей

После того, как были получены диаграммы токов и напряжений, проведена серия экспериментов для снятия внешних и энергетических характеристик преобразователя. По результатам снятых значений токов и напряжений в преобразователях, построены внешние и регулировочные характеристики, которые показаны на рисунке 4.12.

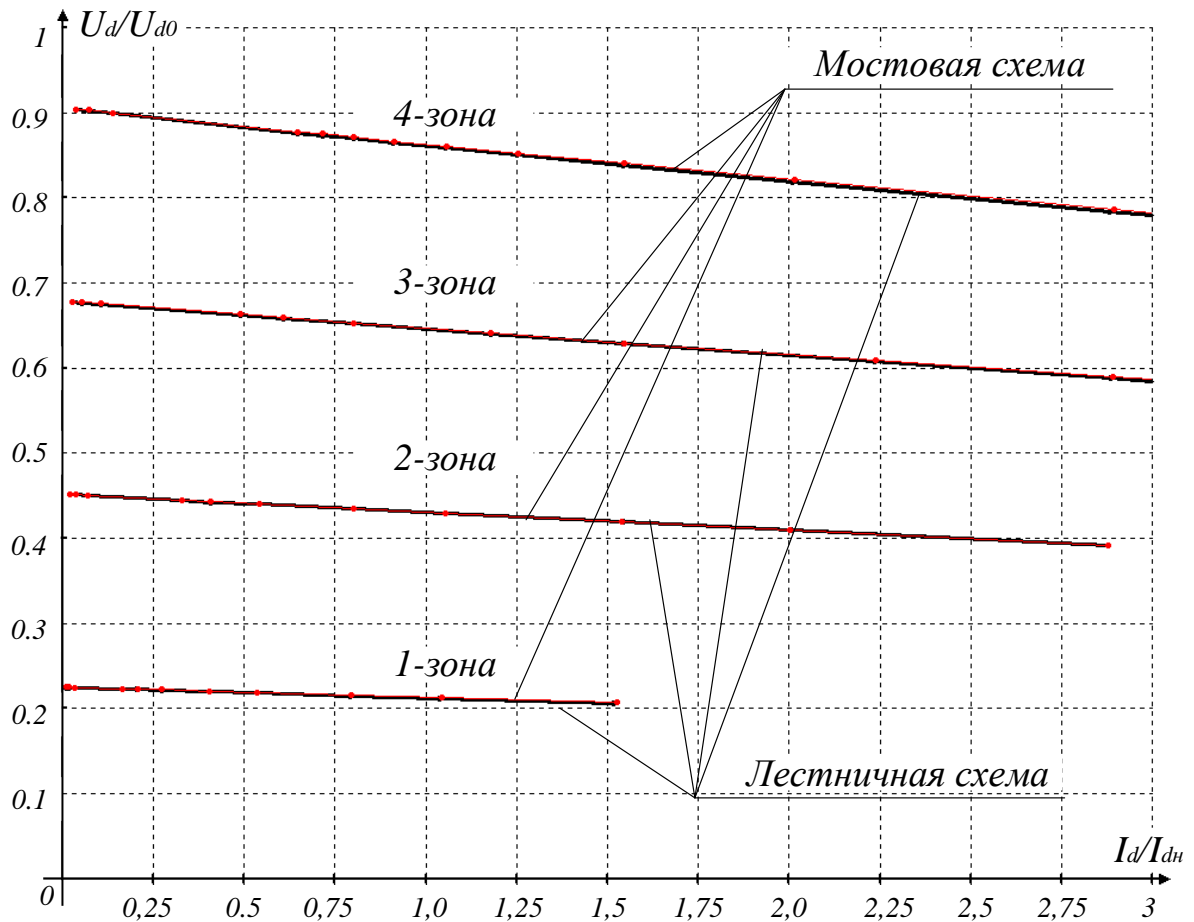


Рисунок 4.12 – Внешние характеристики преобразователя

Регулировочные характеристики получены как зависимости средне выпрямленного напряжения на выходе преобразователя от величины угла управления (рисунок 4.13).

Далее проведены серии экспериментов, в ходе которых получены средние значения выпрямленного напряжения на выходе преобразователя и значения коэффициента мощности, необходимые для построения энергетических характеристик, которые показаны на рисунке 4.14.

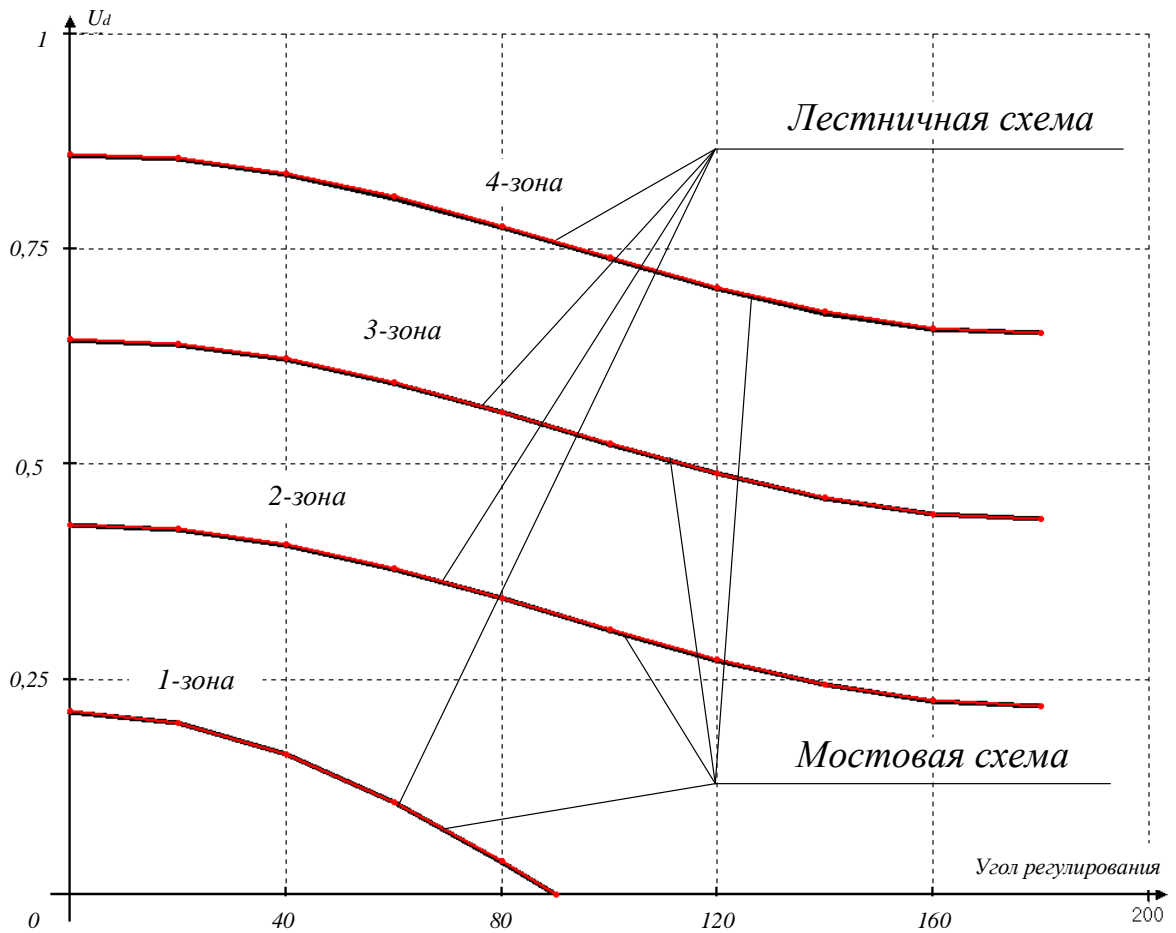


Рисунок 4.13 – Регулировочная характеристика

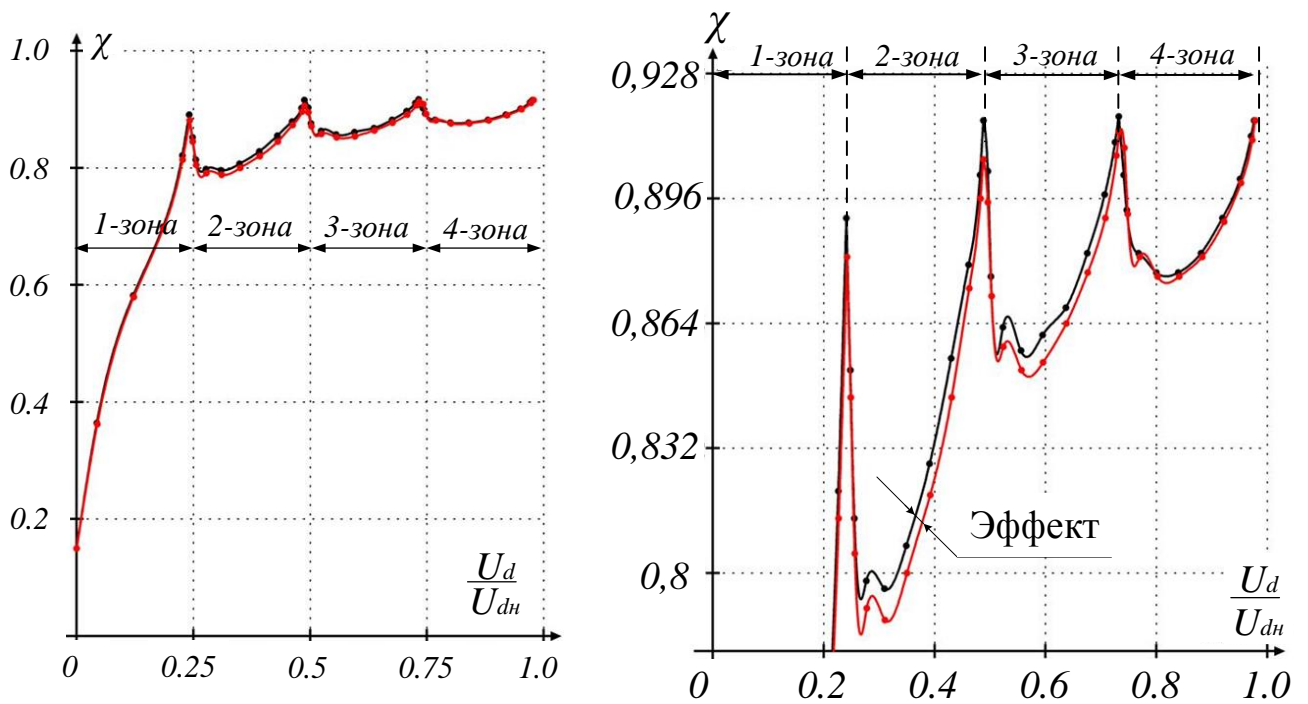


Рисунок 4.14 – Зависимости коэффициентов мощности для четырехзонных ОЗФР

Таким образом, экспериментальные данные подтверждают, что ОЗФР с лестничной структурой не создает дополнительной задержки во время коммутации токов тиристорov, при этом коэффициент мощности имитационной модели преобразователя с лестничной структурой для всех зонах регулирования оказывается не ниже, чем у преобразователя с мостовой структурой.

В целом во всем диапазоне регулирования напряжения коэффициент мощности предложенного ОЗФР оказывается выше в среднем на 2,2 %, что объясняется, в первую очередь, уменьшением длительности коммутационных процессов и, как следствие, меньшим сдвигом первой гармоники сетевого тока относительно сетевого напряжения.

### **Выводы по четвертой главе**

В данной главе рассмотрены вопросы разработки и создания имитационных моделей для изучения четырехзонного преобразователя с лестничной структурой и новым алгоритмом управления тиристорами. Проведены исследования переходных процессов для каждой зоны регулирования и построены энергетические характеристики преобразователя. Поставленная задача реализована в наглядном и эффективном средстве визуального программирования моделей – пакете Simulink программы MATLAB.

1. Подтверждено действие вынужденной задержки в ОЗФР мостового типа, обусловленной наличием двух контуров коммутации (малого и большого), приводящей к сдвигу энергетического центра напряжения относительно тока во входных цепях преобразователя, что на несколько процентов (порядка 2,2%) снижает коэффициент мощности.
2. Средствами имитационного моделирования получены осциллограммы коммутационных токов и напряжений в цепях ОЗФР. Доказана работоспособность усовершенствованного схемного решения ОЗФР лестничного типа с новым алгоритмом управления тиристорами.
3. Получены внешние, регулировочные и энергетические характеристики, свидетельствующие о практической взаимозаменяемости ОЗФР мостового и лест-

ничного типа и перспективности практического применения предложенного усовершенствованного ОЗФР на основании его энергетической эффективности для управления ТЭД электровозов на переменном токе.

Для подтверждения достоверности полученных теоретических положений и результатов имитационного моделирования целесообразно проведение серии дополнительных экспериментов на физической модели, имитирующей работу ТЭД электровозов со снятием опытных энергетических характеристик.



## 5. ПОСТРОЕНИЕ ФИЗИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТЯГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО АГРЕГАТА ЛЕСТНИЧНОГО ТИПА

### 5.1 Описание физической модели

Для проверки достоверности теоретических положений и работоспособности схемы четырехзонного преобразователя лестничного типа в учебно-исследовательской лаборатории факультета мехатроники и автоматизации НГТУ был создан физический макет рассматриваемого ОЗФР.



Рисунок 5.1 – Физическая модель четырехзонного ОЗФР лестничного типа

Физическая модель, внешний вид которой представлен на рисунке 5.1, состоит из силового однофазного трансформатора типа ТС180-2 (рисунок 5.2), предназначенного для согласования величин входного и выходного напряжения; вентильного комплекта, который непосредственно осуществляет регулирование средневыхпрямленного напряжения путем преобразования переменного тока в постоянный; блока управления, обеспечивающего подачу на вентили управляющих сигналов в соответствии с заданным алгоритмом зонно-фазового регулирования.

Компоновка блока позволяет не только исследовать особенности работы предложенного преобразователя, но и выполнять лабораторные работы студентам по ряду дисциплин соответствующих специальностей.

В качестве силового однофазного трансформатора выбран низковольтный промышленный трансформатор ТС180-2, сетевая обмотка которого оставлена без изменений, а вторичная обмотка предназначена для построения четырехзонного выпрямителя лестничного типа и выполнена в соответствии со схемой на рисунке 5.3. Действующее значение напряжения одной из 4-х одинаковых секций вторичной обмотки составляет 29В. Характеристики трансформатора приведены в таблице 5.1 [89].

Таблица 5.1 – Характеристики трансформатора ТС180-2

Типоразмер магнитопровода, мм		Мощность, В·А		Напряжение питающей сети, В	
ПЛ21×45		180		220	
Первичная обмотка					
Выводы	Напряжение, В	Ток, А	Активное сопротивление, Ом	Реактивное сопротивление, Ом	Число витков
1 – 2	110	0,87	3,4	6,448	393
1' – 2'	110		3,4		393
Вторичная обмотка					
Выводы	Напряжение, В	Ток, А	Активное сопротивление, Ом	Реактивное сопротивление, Ом	Число витков
5 – 6	14,5	1,55	0,95	6,448	48
7 – 8	14,5	1,55	0,95		48
9 - 10	14,5	1,55	0,95		48
11 - 12	14,5	1,55	0,95		48
5' – 6'	14,5	1,55	0,95		48
7' – 8'	14,5	1,55	0,95		48
9' - 10'	14,5	1,55	0,95		48
11' – 12'	14,5	1,55	0,95		48
13 - 14	7,5	-	0,49		-

Вентильный блок физической модели, представленный на рисунке 5.2,б, включает семь тиристоров типа КУ202Н и одного диода типа Д245, приведенные на рисунке 5.2, з и д, технические характеристики которых сведены в таблицу 5.2 [90].

С целью обеспечения электрической устойчивости схемы к различным внешним воздействиям было принято решение защиты управляемых СПП вентильного комплекта от перенапряжения путем параллельного к ним подключения супрессоров типа KE 1,5-100, представленных на рисунке 5.2, в.

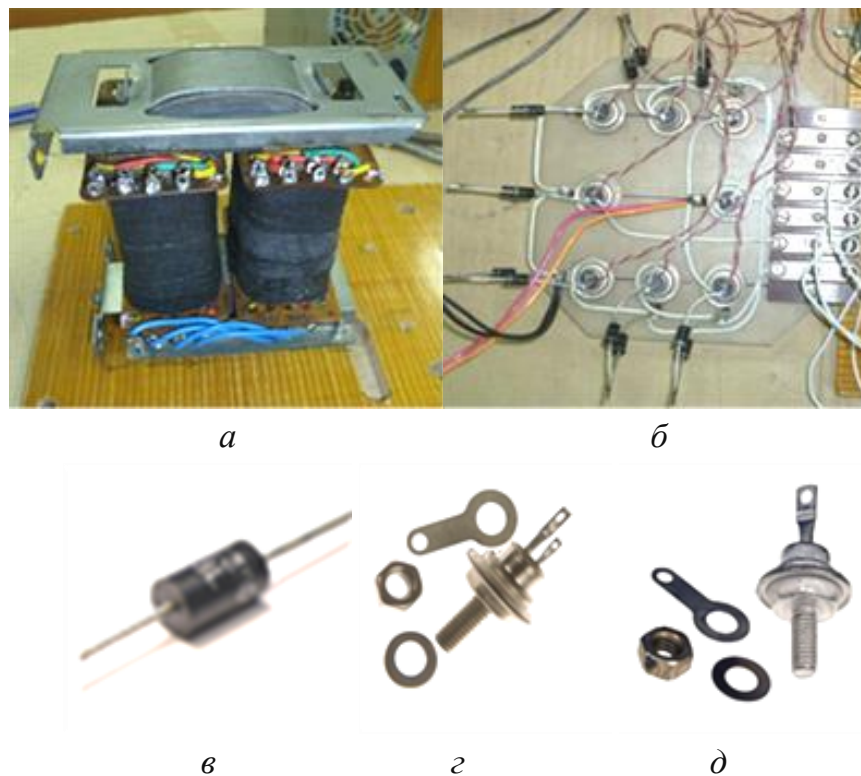


Рисунок 5.2 – Внешний вид трансформатора – а, вентильный блок – б, элемент защиты вентильного блока – в; тиристор КУ202Н – з, диод Д245 – д

На рисунке 5.3 приведена подробная схема соединений первичных и вторичных обмоток. Как следует из рисунка, обмотки 1 – 2; 3 – 4 являются сетевыми, размещаются на разных стержнях трансформатора и соединяются последовательно, а вторичные обмотки 5 – 6; 7 – 8; 9 – 10; 11 – 12; 5' – 6'; 7' – 8'; 9' – 10'; 11' – 12' являются вторичными и используются для построения предложенного схемного решения 4-х зонного выпрямителя лестничного типа. Обмотки 13–14

наматываются на одном стержне и служит для синхронизации микропроцессорного блока управления с промышленной сетью.

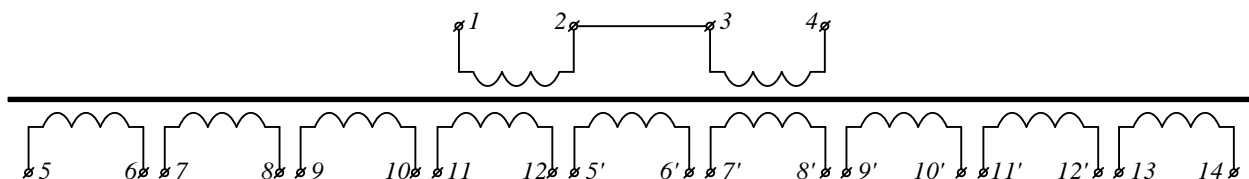


Рисунок 5.3 – Принципиальная электрическая схема трансформатора

Таблица 5.2 – Характеристики элементной базы вентильного блока

Тиристоры КУ202Н								
$U_{\text{махпрям}}$ , В	$I^1_{\text{сред.прям}}$ , А	$U_{\text{махобр}}$ , В	$I_{\text{упр.пост}}$ , А	$I_{\text{упр.имп}}$ , А	$U_{\text{отпирания}}$ , В	$t_{\text{вкл-ния}}$ , $\cdot 10^{-6}$ с	$t_{\text{выкл-ния}}$ , $\cdot 10^{-6}$ с	$T_{\text{раб}}$ , $^{\circ}\text{C}$
1,5	10	400	0,1	0,5	7	10	150	-60...+85
Диоды Д245								
$T$ , $^{\circ}\text{C}$	$U_{\text{ср.прям}}$ , В	$I^1_{\text{сред.прям}}$ , А	$U_{\text{махобр}}$ , В	$I_{\text{обр}}$ , $\cdot 10^{-3}$ А	$T_{\text{раб}}$ , $^{\circ}\text{C}$	$T_{\text{крит}}$ , $^{\circ}\text{C}$		
75	1,25	10	300	3	-60... $T_{\text{крит}}$	130		
$T_{\text{крит}}$	1	5						

<sup>1</sup> Допускается трехкратная перегрузка по среднему прямому току в течении 0,5с.

Для управления тиристорами в роли управляемых СПП, в соответствии с приведенным ранее алгоритмом управления, был собран микропроцессорный блок управления.

Микропроцессорный блок управления построен на контроллере типа ATmega 16 [91 – 93], который представляет собой 4-х портовый однокристалльный микроконтроллер общего назначения. Он управляет драйверами, выполненными на полевых транзисторах и импульсных трансформаторах, служащих для гальванической развязки силовой части. Внешний вид блока управления приведен на рисунке 5.4. Питание микропроцессорный блок получает от отдельного источника напряжением 12 В.



Рисунок 5.4 – Микропроцессорный блок управления тиристорами

При подключении питания устройство начинает работать сразу, как появляется сигнал синхронизации напряжением 7,5В сети переменного тока частотой 50 Гц.

## 5.2 Программа экспериментов

С помощью построенной физической модели, которая была описана выше, проведена серия экспериментов с активной и активно-индуктивной нагрузкой, и противо-ЭДС для проверки достоверности теоретических положений, путем измерения средних и действующих значений и снятие осциллограмм токов и напряжений на входе и выходе преобразователя, а также в режимах работы и сравнения экспериментальных значений с теоретическими данными и результатами имитационного моделирования.

В программу проведения экспериментов входило исследование работы всего устройства в режиме холостого хода и снятие осциллограмм токов и напряжений на входе и выходе преобразователя, а также в режимах работы с активной нагрузкой, с активно-индуктивной нагрузкой, и противо-ЭДС, на работу с которой и

рассчитан оригинал устройства, рассматриваемого в данной работе. Далее, по результатам эксперимента построена внешняя характеристика, и рассчитаны основные энергетические показатели выпрямителя для последующего сравнения полученных результатов с теоретическими данными.

Первая серия экспериментов в режиме холостого хода, предполагает исследование работы преобразователя, которое проводилось согласно схеме, приведенной на рисунке 5.5.

Эксперимент, проводимый в режиме холостого хода, выполнялся с целью проверки возможности получения теоретически обоснованных форм кривых выходного средневыпрямленного напряжения  $U_d$  на разных зонах в зависимости от угла регулирования, измерения питающих токов в режиме холостого хода, что должно подтвердить работоспособность предложенного алгоритма управления тиристорами вентильного блока.

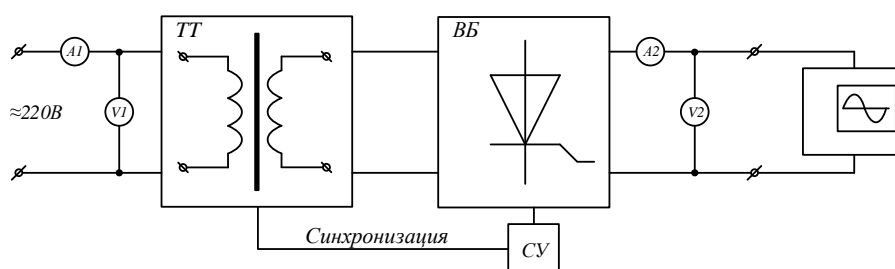


Рисунок 5.5 – Экспериментальная установка в режиме холостого хода

Экспериментальная установка содержит блок с исследуемым преобразователем (рисунок 5.5), состоящий из трансформатора, вентильного блока и микропроцессорного блока управления, электронные вольтметры и амперметры на базе мультиметров типа DT-838, MY-68 и M-266F, для измерения токов и напряжений на входе и выходе преобразователя, а также осциллограф типа С1-93, для снятия кривых выходного напряжения  $U_d(t)$ .

Как видно из рисунка 5.5, изменение напряжений на входе и выходе преобразователя фиксируют прибор V1 и V2 соответственно, входной и выходной токи – приборы A1 и A2 соответственно.

Основная задача первой серии экспериментов – практическая проверка работоспособности схемного решения четырехзонного выпрямительного агрегата

лестничного типа и предложенного алгоритма управления электронными ключами, получение кривых выпрямленного напряжения на выходе преобразователя согласно теоретическим представлениям на каждой зоне выпрямления; проверка на отсутствие аварийных режимов.

Эксперименты начинались с подачи питания  $\sim 220\text{В}$  на вход экспериментальной установки и включения микропроцессорного блока управления с заданием начального угла управления  $\alpha$ , близкого к  $180$  эл. градусам, что соответствует минимальному выходному напряжению  $U_d$ . Далее, с помощью рукоятки (рисунок 5.4) плавно уменьшался угол  $\alpha$  до минимального значения угла регулирования, необходимого для открытия тиристорov, при этом фиксировались осциллограммы и показания приборов.

В результате получены значения тока холостого хода, напряжения  $U_{d0}$  и другие параметры, которые показаны на рисунке 5.5 и представлены в пункте 5.3.

Результаты экспериментов доказали работоспособность разработанного схемного решения и справедливость предложенных алгоритмов управления.

Вторая серия экспериментов в режиме работы с активной нагрузкой, предполагает исследование работы преобразователя, которое проводилось согласно схеме, приведенной на рисунке 5.6.

Экспериментальная установка в режиме с активной нагрузкой, аналогично предыдущему опыту, содержит блок с исследуемым преобразователем, электронные вольтметры и амперметры на базе мультиметров, осциллограф. Как видно из рисунка 5.6, роль активной нагрузки выполняет лампа накаливания и реостат. Изменение напряжений на входе и выходе преобразователя фиксируют прибор  $V1$  и  $V2$  соответственно, входной и выходной токи – приборы  $A1$  и  $A2$  соответственно.

Основная задача второй серии экспериментов – получение кривых выпрямленного напряжения на выходе преобразователя согласно теоретическим представлениям на каждой зоне выпрямления, снятие внешних характеристик под нагрузкой на разных зонах регулирования. Как известно, внешняя характеристика – это количественная зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения выпрямленного тока, при постоянном угле регулирования.

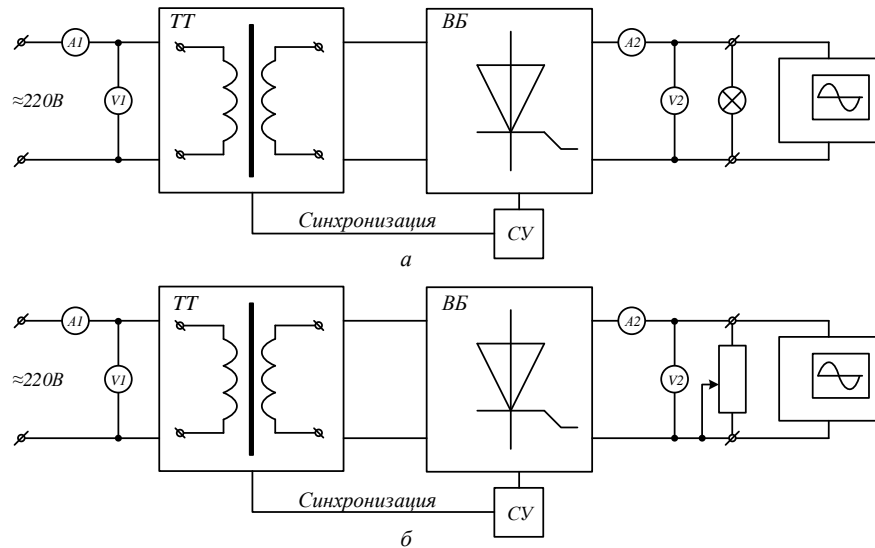


Рисунок 5.6 – Экспериментальная установка в режиме с активной нагрузкой: *а* – лампа накаливания; *б* – реостат

Эксперименты с активной нагрузкой в роли лампы накаливания начинались с подачи питания  $\sim 220\text{В}$  на вход экспериментальной установки и включения микропроцессорного блока управления с заданием начального угла управления  $\alpha$ , близкого к  $180$  эл.градусам, что соответствует минимальному выходному напряжению  $U_d$ . Далее, с помощью рукоятки (рисунок 5.4) плавно уменьшался угол  $\alpha$  до минимального значения угла регулирования, необходимого для открытия тиристорov, при этом фиксировались осциллограммы и показания приборов. В случае с лампой накаливания, при изменении величины выходного напряжения, наблюдались разные степени яркости горения лампы, производились по 3 измерения при различных по величине токах нагрузки для каждой зоны регулирования.

В результате получены значения необходимых параметров, которые сведены в таблицу 5.4. Эксперименты с активной нагрузкой в роли реостата начинались с подачи питания  $\sim 220\text{В}$  на вход экспериментальной установки и включения микропроцессорного блока управления с заданием начального угла управления  $\alpha$ , близкого к  $180$  эл.градусам, что соответствует минимальному выходному напряжению  $U_d$ . Далее, с помощью рукоятки (рисунок 5.4) плавно уменьшался угол  $\alpha$  до минимального значения угла регулирования, необходимого для открытия тиристорov, при этом фиксировались осциллограммы и показания приборов. В про-



цессе эксперимента с активной нагрузкой в роли реостата  $R_H$ , с помощью регулятора изменялась величина нагрузочного сопротивления в диапазоне от 168,5 до 20 Ом, производилось 5..6 измерений при различных по величине токах нагрузки для каждой зоны регулирования. В результате получены значения необходимых параметров, которые сведены в таблицу 5.5 и использованы для построения внешних характеристик. На рисунке 5.8, а представлена фотография эксперимента с активной нагрузкой.

Результаты экспериментов подтвердили ожидаемый характер работы исследуемого преобразователя. Он обеспечивает плавное регулирование средневыпрямленного напряжения в зависимости от угла регулирования  $\alpha$  и задаваемых алгоритмов управления вентилями и сохраняет устойчивую непрерывную работу при переходе с одной зоны на другую.

Для полного исследования устройства необходимо также провести эксперименты с активно-индуктивной нагрузкой, на работу с которой и рассчитан оригинал рассматриваемого в данной работе выпрямителя. С этой целью была проведена третья серия экспериментов, которая была выполнена согласно схеме, приведенной на рисунке 5.7, в режиме работы с активно-индуктивной нагрузкой и противо-ЭДС, в роли которой выступал коллекторный двигатель постоянного тока, имитирующий работу ТЭД электровоза.

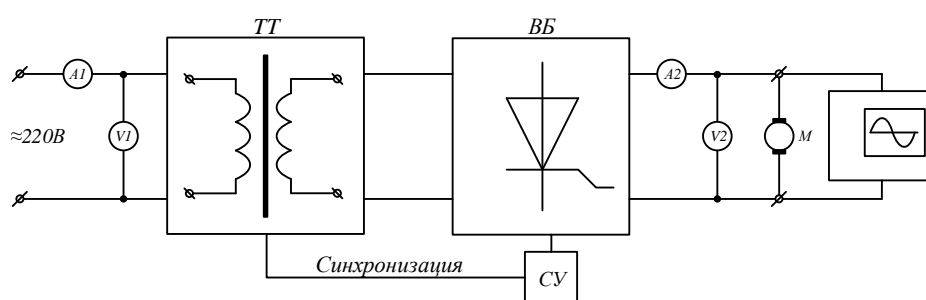


Рисунок 5.7 – Экспериментальная установка в режиме с активно-индуктивной нагрузкой (двигатель)

Экспериментальная установка, аналогично с предыдущими экспериментами, содержит блок с исследуемым преобразователем, электронные вольтметры и амперметры, осциллограф. Только в данном случае в роли нагрузки выступает коллекторный двигатель постоянного тока, обладающий кроме того, противо-ЭДС.

Основная задача третьей серии экспериментов – получение кривых выпрямленного напряжения и тока на выходе преобразователя согласно теоретическим представлениям на каждой зоне выпрямления, доказательство обеспечения путей протекания тока по цепям ОЗФР для всех зон, стабильной работы преобразователя в условиях действия противо-ЭДС, снятие внешних характеристик на разных зонах регулирования.

Эксперименты начинались с подачи питания  $\sim 220\text{В}$  на вход экспериментальной установки и включения микропроцессорного блока управления с заданием начального угла управления  $\alpha$ , близкого к  $180$  эл.градусам, что соответствует минимальному выходному напряжению  $U_d$ . Далее, с помощью рукоятки регулятора  $R$  (рисунок 5.4) плавно уменьшался угол  $\alpha$  до минимального значения равного углу естественного отпираания тиристора, при этом фиксировались осциллограммы и показания приборов. В случае с двигателем, при изменении величины выходного напряжения, наблюдались разгон двигателя под нагрузкой, производились по 3 измерения при различных по величине токах нагрузки для каждой зоны регулирования.

На рисунке 5.8,б представлена фотография эксперимента с активно-индуктивной нагрузкой. В результате проведенного эксперимента получены значения необходимых параметров, которые сведены в таблицу 4.6.

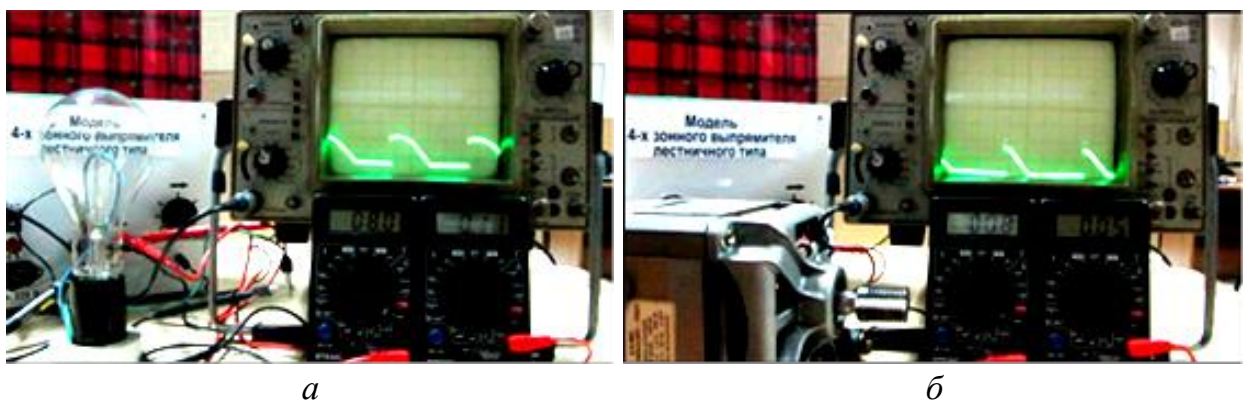


Рисунок 5.8 - Фотография эксперимента с активной – а  
и активно-индуктивной – б нагрузкой

Результаты экспериментов показали, что при включении в качестве нагрузки двигателя постоянного тока и уставке фиксированного угла регулирования на лю-

бой из зон, система «преобразователь-двигатель» работает в режиме авторегулирования. При увеличении скорости вращения двигателя (увеличении противо-ЭДС) выпрямитель автоматически отключается, что видно из осциллограммы (рисунок 5.12); при ее дальнейшем снижении выпрямитель вновь вступает в работу, тем самым осуществляется автоматическое поддержание стабильной скорости работы ТЭД.

### 5.3 Результаты экспериментов

По результатам экспериментов построены внешние характеристики, определены основные энергетические показатели ОЗФР для дальнейшего сравнения с теоретическими данными.

Результаты экспериментов в режиме холостого хода доказали работоспособность схемного решения усовершенствованного ОЗФР и справедливость предложенных алгоритмов управления.

Таблица 5.3 – Результаты экспериментов с активной нагрузкой (лампа накаливания)

№	Зоны				I <sub>d</sub> , А	U <sub>d</sub> , В	Форма U <sub>d</sub>
	1	2	3	4			
1	•				0,01	1,4	
2	•				0,11	1,4	
3	•				0,29	8,0	
4		•			0,34	18,8	
5		•			0,35	24,2	
6		•			0,37	36,1	
7			•		0,37	46,0	
8			•		0,38	48,2	
9			•		0,40	51,6	
11			•		0,41	56,2	
12			•		0,42	60,0	
13				•	0,44	67,2	
14				•	0,46	70,4	
15				•	0,47	74,1	
16				•	0,48	77,5	

Таблица 5.4 – Результаты экспериментов с активной нагрузкой (реостат)

№	Зоны				Активная нагрузка, Ом	$I_d$ , А	$U_d$ , В	Форма $U_d$	Форма $I_{вх}$
	1	2	3	4					
1	•				168,5	0,060	11,10		
2	•				137,6	0,075	11,00		
3	•				110,5	0,095	11,00		
4	•				77,0	0,135	10,80		
5	•				46,0	0,235	10,75		
6	•				20,0	0,500	10,10		
7		•			168,5	0,200	34,00		
8		•			137,6	0,240	34,00		
9		•			110,5	0,300	33,90		
10		•			77,0	0,430	33,50		
11		•			46,0	0,750	32,50		
12			•		168,5	0,340	57,25		
13			•		137,6	0,400	57,20		
14			•		110,5	0,510	56,85		
15			•		77,0	0,710	55,80		
16			•		46,0	1,250	52,85		
17				•	168,5	0,470	79,20		
18				•	137,6	0,550	78,20		
19				•	110,5	0,700	76,90		
20				•	77,0	1,000	74,60		
21				•	46,0	1,650	71,00		

На основании результатов эксперимента, приведенных в таблице 5.4, построены внешние характеристики, которые показаны на рисунке 5.9.

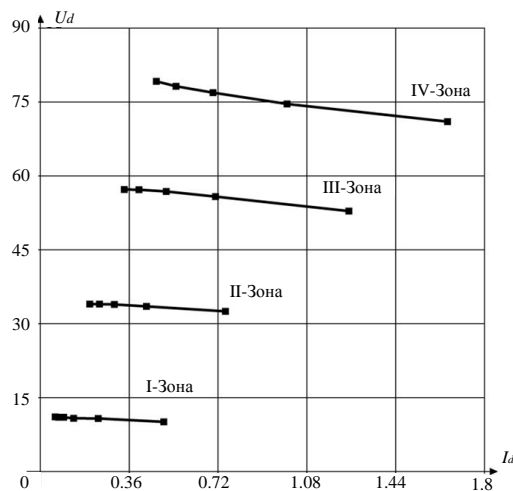


Рисунок 5.9 – Внешние характеристики в режиме работы с активной нагрузкой (реостат)

Результаты экспериментов подтвердили ожидаемый характер работы исследуемого преобразователя. Он обеспечивает плавное регулирование средневыпрямленного напряжения в зависимости от угла регулирования  $\alpha$  и задаваемых алгоритмов управления вентилями и сохраняет устойчивую непрерывную работу при переходе с одной зоны на другую.

Используя результаты математического и физического моделирования, данные их таблиц 5.1, 5.2, 5.4 и 5.5 и справочные данные [18, 45, 46], по методике, рассчитываем энергетические показатели преобразователя.

Ток холостого хода ОЗФР составил  $I_{XX} = 0,3$  А.

Приведем для примера расчет для первых двух зон регулирования при активной нагрузке  $R = 41$  Ом. На первой зоне работы преобразователя включена первая обмотка.

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^\alpha U_1(t) dt, \quad (5.1)$$

где  $\alpha$  – угол задержки регулирования, который изменяется от нуля до  $\pi$ , то есть  $0 < \alpha < \pi$ ,  $U_1$  – напряжение одной вторичной обмотки, для нашего преобразователя  $U_1 = 29$  В. Подставляем данные из таблицы 5.5

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^\alpha U_1(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{0,73\pi} \sqrt{2} \cdot 29 \sin t dt = 4,42 \text{ (В)}. \quad (5.2)$$

Далее, зная характер нагрузки и ее величину, вычисляем  $I_d$

$$I_d = \frac{U_d}{R_H} = \frac{4,42}{41} = 0,108 \text{ (А)}. \quad (5.3)$$

Для определения энергетических показателей также необходимо учесть потери в самом преобразователе, это потери в трансформаторе и потери в СПП.

Потери в трансформаторе определяются из известного выражения [36]:

$$\Delta P_{tr-ra} = P_{XX} + P_{обм}, \quad (5.4)$$

где  $P_{XX}$  и  $P_{обм}$  – справочные данные [45], в данном случае  $P_{XX} = 5$  Вт.  $P_{обм}$  может быть рассчитано из выражения

$$P_{обм} = (I^{(1)})^2 R^{(1)} + (I^{(2)})^2 R^{(2)} + R_1 \left( (I_{\delta}^{(1)})^2 + (I_{\delta}^{(2)})^2 \right) \rightarrow$$

$$\rightarrow P_{обм} = I^2 R + I_{\delta}^2 R_1, \quad (5.5)$$

где  $R^{(1)}$  – сопротивление вторичной обмотки для первого диапазона и  $R^{(2)}$  – сопротивление вторичной обмотки для второго диапазона, заменяются на  $R = 1,9$  Ом (таблица 5.1),  $R_1$  – активное сопротивление первичной обмотки,  $R_1 = 6,8$  Ом (таблица 5.1).

Ток первичной обмотки определяется из соотношения

$$I_{\delta} = \frac{I}{k_{TP}} = \frac{0,108}{7,5} = 0,014(A), \quad (5.6)$$

где  $k_{TP}$  – коэффициент трансформации [45]. Тогда

$$P_{обм} = I^2 R + I_{\delta}^2 R_1 = (0,108)^2 1,9 + (0,014)^2 6,8 = 0,23(Вт). \quad (5.7)$$

Потери СПП зонного регулятора для каждой зоны складываются из потерь на тиристорах, работающих на каждой зоне в отдельности, и потерь на диоде, определяются из выражений

$$\Delta P_{\text{диод}} = U_{0Д} \cdot I_{cp} + R_{\text{диф}} \cdot (I_{\delta})^2 =$$

$$= 0,47 \cdot \left( \frac{0,108}{1,11} \right)^2 + 0,1 \cdot (0,108)^2 = 0,01(Вт);$$

$$\Delta P_{\text{тиристор}} = m \cdot (U_{0Г} \cdot I_{cp} + R_{\text{диф}} \cdot (I_{\delta})^2) =$$

$$= 2 \cdot \left( 0,57 \cdot \left( \frac{0,108}{1,11} \right)^2 + 0,12 \cdot (0,108)^2 \right) = 0,014(Вт). \quad (5.8)$$

где  $I_{cp}^{(i)} = (I^{(i)}/1,11)^2$  – средний ток за период, протекающий через СПП,  $U_{0Д}$  и  $U_{0Г}$  – пороговое напряжение  $p$ - $n$ -перехода СПП, смещенного в прямом направлении, соответственно, для диода и тиристора [48],  $I_{\delta}$  – действующее значение тока, протекающего через СПП,  $R_{\text{диф}}$  – динамическое сопротивление, определяемое по вольт-амперной характеристике СПП (справочное данное) [48],  $m$  – число тиристор, работающих на данной зоне.

Для расчета КПД и коэффициента мощности воспользуемся выражениями

$$\eta = \frac{U_d \cdot I_d}{U_d \cdot I_d + \sum \Delta P_{\text{снн}} + \Delta P_{\text{тр-ра}}} = 0,087, \quad (5.9)$$

$$\chi = \frac{P_d}{S_B} = 0,17. \quad (5.10)$$

Особенностью второй зоны регулирования является то, что средневыпрямленное напряжение складывается из двух составляющих, как это видно из диаграммы напряжения на рисунке 3.4.

Разобьем фигуру на рисунке 3.4, соответствующую напряжения на второй зоне регулирования, на два диапазона (две площади), первый – от нуля до угла регулирования  $\alpha$ , и второй – от угла  $\alpha$  до  $\pi$ .

Тогда напряжение диапазона от нуля до угла регулирования  $\alpha$

$$U^{(1)} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha} U_1(t) dt = 25,797 \text{ (В)}. \quad (5.11)$$

Для диапазона от угла регулирования  $\alpha$  до  $\pi$

$$U^{(2)} = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\pi} U_2(t) dt = 0,625 \text{ (В)}. \quad (5.12)$$

Тогда выходное напряжение можно найти с помощью следующего выражения

$$U_d = U^{(1)} + U^{(2)} = 26,421 \text{ (В)}. \quad (5.13)$$

По аналогии с первой зоной рассчитывается составляющая тока, образованная напряжением при активной нагрузке первого диапазона

$$I^{(1)} = \frac{U^{(1)}}{R_H} = 1,29 \text{ (А)}, \quad (5.14)$$

и второго диапазона

$$I^{(2)} = \frac{U^{(2)}}{R_H} = 0,031 \text{ (А)}. \quad (5.15)$$

Таким образом, суммарное значение тока, протекающего через нагрузку на второй зоне, определяется

$$I_d = I^{(1)} + I^{(2)} = \frac{U^{(1)}}{R_H} + \frac{U^{(2)}}{R_H} = 1,321 \text{ (А)}. \quad (5.16)$$

Для определения энергетических показателей также необходимо учесть потери в самом преобразователе, это потери в трансформаторе и потери в СПП.

$$P_{обм} = (I^{(1)})^2 R^{(1)} + (I^{(2)})^2 R^{(2)} + R_1 \left( (I_\delta^{(1)})^2 + (I_\delta^{(2)})^2 \right) = 13,365 \text{ (Вт)}. \quad (5.17)$$

Потери СПП зонного регулятора для каждой зоны складываются из потерь на тиристорах, работающих на каждой зоне в отдельности, и потерь на диоде, определяются из выражений (2.34) и (2.35)

$$\Delta P_{\text{диод}} = U_{0Д} \cdot I_{cp} + R_{\text{диф}} \cdot (I_\delta)^2 = 0,81 \text{ (Вт)},$$

$$\Delta P_{\text{тиристор}} = m \cdot (U_{0Т} \cdot I_{cp} + R_{\text{диф}} \cdot (I_\delta)^2) = 2,91 \text{ (Вт)}. \quad (5.18)$$

По аналогии с первой зоной, КПД и коэффициент мощности рассчитываются из выражений.

$$\eta = \frac{U_d \cdot I_d}{U_d \cdot I_d + \sum \Delta P_{\text{сст}} + \Delta P_{\text{тр-ра}}} = 0,66, \quad (5.19)$$

$$\chi = \frac{P_d}{S_B} = 0,51. \quad (5.20)$$

Таким образом, энергетические показатели предложенного схемного решения для второй зоны регулирования

Аналогично производятся расчёты для следующих зон, при различных значениях нагрузки и угла регулирования  $\alpha$ . Результаты измерений и расчётов по второй серии экспериментов с активной нагрузкой в роли реостата приведены в таблице 5.5. Так на примере этого эксперимента можно видеть процесс плавного регулирования выходного напряжения по каждой из зон, включая изменение величины активной нагрузки.



Таблица 5.5 – Результаты второй серии экспериментов с активной нагрузкой (реостат)

№	зона	R, Ом	$\alpha_{\text{рег}}$	$I_{\text{BX}}, \text{A}$	$P_{\text{BX}}, \text{Вт}$	$I_{\text{d}}, \text{A}$	$U_{\text{d}}, \text{В}$	$\cos\varphi$	$\eta$	
1	1	133	130,4	0,198	7,5	0,07	10	0,17	0,015	
2			84,9	0,204	10	0,13	17,5	0,22	0,13	
3			39,6	0,204	10,5	0,16	22	0,23	0,30	
4	2		165,9	0,211	11,5	0,19	26	0,25	0,31	
5			110,4	0,224	14,5	0,22	30	0,3	0,33	
6			57,1	0,251	25,5	0,92	42,6	0,46	0,54	
7	3		156,5	0,271	30,5	0,37	49,7	0,51	0,6	
8			97,8	0,310	41	0,43	58	0,6	0,64	
9			60	0,346	55,5	0,5	67,5	0,73	0,71	
10	4		180	0,362	62,5	0,54	71,7	0,78	0,74	
11			120	0,399	66	0,56	77	0,75	0,78	
12			73,5	0,498	95	0,66	90	0,87	0,8	
13	1	84	130,9	0,204	10	0,13	10,6	0,22	0,024	
14			81,5	0,210	12,5	0,21	18,3	0,27	0,21	
15			40	0,210	15	0,26	22,3	0,32	0,38	
16			2	131,4	0,236	18	0,32	27	0,35	0,40
17				83,5	0,275	30,5	0,43	36	0,51	0,44
18				45	0,298	40	0,52	44	0,61	0,64
19			3	177	0,318	45	0,57	48,3	0,64	0,67
20				111,5	0,376	56	0,64	54,5	0,68	0,74
21				56,3	0,435	80	0,74	63,2	0,84	0,76
22			4	180	0,479	90	0,82	69	0,85	0,81
23				129,5	0,563	102	0,88	75	0,82	0,81
24				82,6	0,680	134,5	0,98	83	0,899	0,84
25	1	41	131,4	0,210	12,5	0,24	9,9	0,27	0,05	
26			83,5	0,223	20	0,41	16,2	0,41	0,33	
27			45	0,229	25	0,54	21,8	0,5	0,52	
28			2	163	0,277	31	0,65	26,3	0,51	0,6
29				111	0,332	45	0,8	32	0,62	0,6
30				67,4	0,397	77,5	1,03	41,3	0,89	0,71
31			3	180	0,456	85	1,14	45,4	0,85	0,8
32				159,3	0,564	102,5	1,26	50	0,83	0,85
33				90,9	0,674	135	1,39	55	0,91	0,85
34				45	0,788	172,5	1,58	62,5	0,95	0,85
35			4	179	0,819	180	1,64	64,5	0,96	0,85
36				160	1,013	205	1,76	70	0,92	0,87
37	142,9	1,107		225	1,86	70	0,92	0,9		
38	45	1,332		295	2	79	0,98	0,9		

На основании полученных расчетным путем значений коэффициента мощности и КПД, построены их зависимости. На рисунках 5.10 и 5.11 приведены зависимости  $\chi$  и  $\eta$  от средневыпрямленного напряжения для разных значений активной нагрузки.

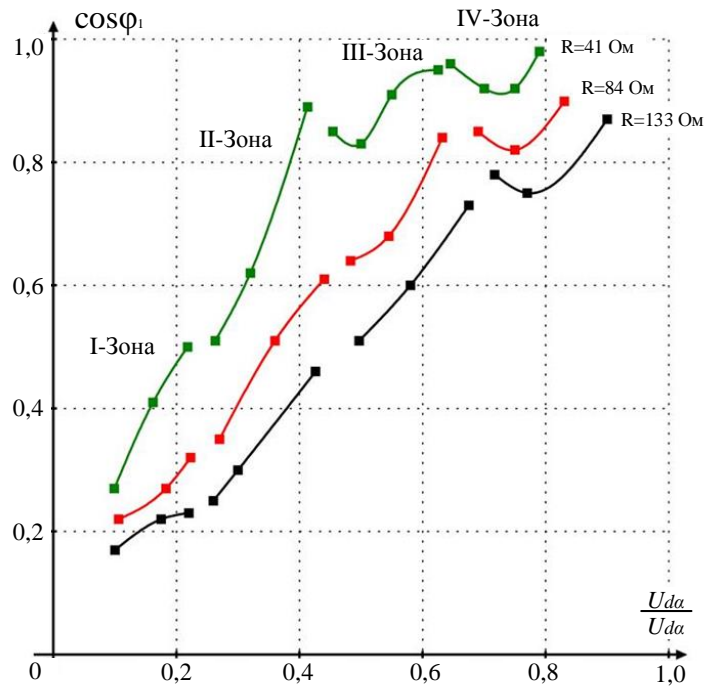


Рисунок 5.10 – Коэффициент мощности, полученный опытным путем

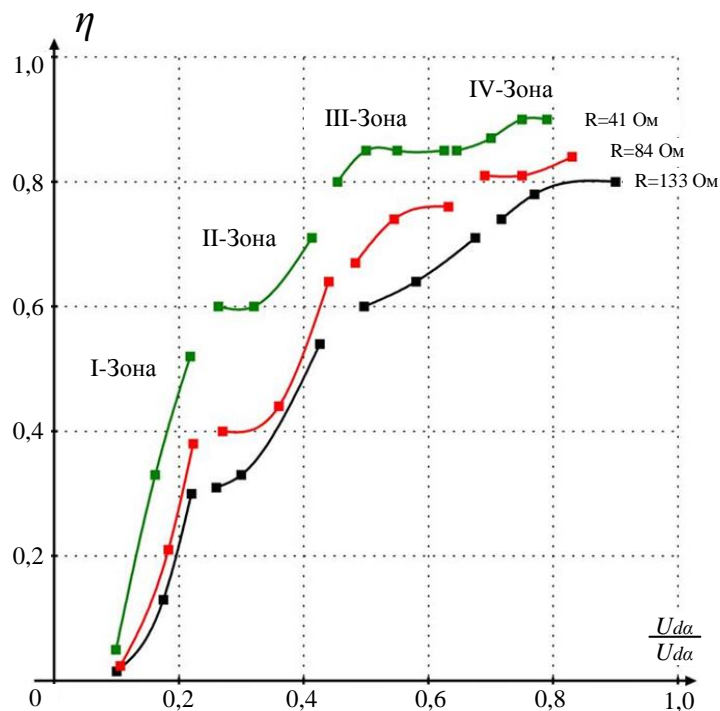


Рисунок 5.11 – КПД, полученный опытным путем

Для всестороннего исследования проведены эксперименты с активно-индуктивной нагрузкой и противо-ЭДС, на работу с которой и рассчитан оригинал рассматриваемого в данной работе выпрямителя.

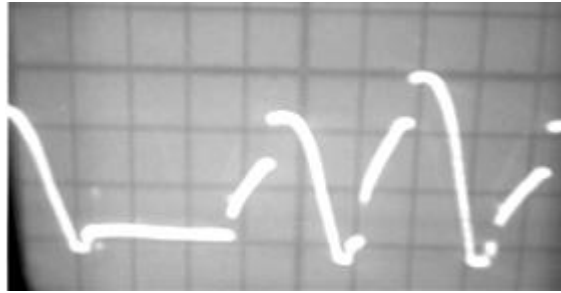


Рисунок 5.12 – Осциллограмма выпрямленного напряжения с противо-ЭДС ТЭД

В таблице 5.6 приведены значения выпрямленного тока и напряжения, а также их осциллограммы, согласующиеся с теоретическими представлениями на каждой зоне выпрямления.

Таблица 5.6 - Результаты экспериментов с активно-индуктивной нагрузкой (двигатель)

№	Зоны				$I_d$ , А	$U_d$ , В	Форма $U_d$	Форма $I_d$
	1	2	3	4				
1	•				0,05	7,3		
2	•				1,29	7,7		
3	•				1,32	8,9		
4		•			1,37	11,6		
5		•			1,18	24,2		
6		•			1,33	37,0		
7			•		1,15	41,8		
8			•		1,08	45,5		
9			•		1,00	47,0		
11			•		0,99	51,3		
12			•		1,02	61,2		
13				•	0,99	67,0		
14				•	0,97	69,5		
15				•	0,97	73,2		
16				•	0,98	77,2		

## Выводы по четвертой главе

В работе построена и исследована физическая модель 4-х зонного преобразователя лестничного типа.

1. Экспериментально доказана работоспособность предложенного схемного решения зонного выпрямителя с улучшенными энергетическими характеристиками. Устройство обеспечивает плавное регулирование среднего значения выпрямленного напряжения от 0 до 110В на всех четырех зонах.
2. Подтверждена возможность упрощения алгоритмов управления тиристорами для четырех зонных преобразователей. Таким образом, при симметричной схеме построения, лестничный преобразователь имеет меньшее количество (7 шт) управляемых вентилях по сравнению с известной схемой (8 шт), что приводит к упрощению схемы управления, удешевлению и повышению надежности преобразователя.
3. Получены экспериментальным путем осциллограммы токов и напряжений, внешняя характеристика и энергетические показатели зонного преобразователя. Установлено, что коэффициент полезного действия физической модели составляет порядка 95%, а коэффициент мощности 0,93, что свидетельствует об эффективности исключения двойного контура коммутации и указывает на целесообразность практического применения.

Таким образом, ожидаемый характер работы предложенного преобразователя подтвержден как компьютерным, так и физическим моделированием, само схемное решение ОЗФР лестничного типа имеет преимущества над классической мостовой схемой преобразования.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Проведена систематизация известных способов построения ОЗФР и установлено, что в их основе лежат тиристорные мостовые схемы управляемых однофазных выпрямителей последовательного и параллельного типа.

2. Установлено, что в системах управления ТЭД электровозов на переменном токе наилучшими технико-экономическими показателями обладает 4-х зонный мостовой преобразователь параллельного типа, КПД которого достигает 0,98. Однако  $\chi$  такого преобразователя не превышает 0,8, что не удовлетворяет современным требованиям достижения энергетической эффективности.

3. Показано, что 4-х зонные преобразователи с мостовой структурой образуют двойной контур коммутации, приводящий к общей задержке времени отпирания тиристоров, что не только уменьшает рабочую часть периода преобразователя на  $9-12^\circ$ , но и ограничивает коэффициент мощности, который теоретически мог бы достигать значения 0,92.

4. Определен рациональный способ повышения коэффициента мощности  $\chi$  в ОЗФР, который не требует дополнительной установленной мощности, поскольку он не связан с использованием компенсирующих устройств, а основан на сокращении продолжительности  $\gamma$  в перспективных преобразователях путем исключения вложенных двойных контуров коммутации.

5. Предложено схемное решение усовершенствованного ОЗФР лестничного типа и новый алгоритм управления тиристорами, который не образует двойных контуров коммутации и рекомендован взамен существующему мостовому ОЗФР на электровозах типа ВЛ85.

6. Проведен анализ коммутационных процессов и получены основные расчетные соотношения, показывающие, что переход к усовершенствованному варианту преобразователя с лестничной структурой позволяет увеличить  $\chi$  электровозов на 3 – 5 %, и пропорционально этому снизить потребление реактивной энергии.

7. Разработаны и созданы математические и физические модели, на основании которых подтверждена достоверность результатов теоретических исследований и энергетическая эффективность предложенного однофазного 4-х зонного преобразователя лестничного типа.

**БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. Грищенко, А. В. Электрические машины и преобразователи подвижного состава: Учебник для студ. учреждений сред. проф. образования / А. В. Грищенко, В. В. Стрекопытов. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 320 с.
2. Абрамович, М. И., Бабайлов, В. М., Либер, В. Е. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках / Абрамович М. И., Бабайлов В. М., Либер В. Е. и др. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 432 с.: ил.
3. Юдин, А. IGBT силовые модули большой мощности для тяговых преобразователей производства компании Infineon // Силовая электроника // №2, 2008, 32 – 36 ([www.power-e.ru](http://www.power-e.ru)).
4. Воронин, П. А. Силовые полупроводниковые ключ: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додэка-XXI, 2001. – 2001 384 с.
5. Жуковский, Ю. С. Системы управления электроподвижным составом: Методическое пособие для курсового и дипломного проектирования. В 2-х частях. Часть 2. Электроподвижной состав постоянного тока. – Хабаровск: Изд-во ДВГУПС, 2001. – 64.: ил.
6. Калинин, В. К. Электровозы и электропоезда. – М: Транспорт, 1991, 480 с.
7. Балон, Л. В. Электроподвижной состав промышленного транспорта: Справочник/Балон Л. В., Браташ В. А., Бичун М. Л.; Под ред. Балона Л. В.. – М.: Транспорт, 1987. – 296 с.
8. Дубровский, З. М., Лорман, Л. М. Электровозы ВЛ60к и ВЛ60п/к. Руководство по эксплуатации – М.: Транспорт, 1993. – 400 с.
9. Бондаренко, Б. Р. Электровоз ВЛ80<sup>Т</sup>. Руководство по эксплуатации. Под. ред. Б. Р. Бондаренко. – М.: «Транспорт». 1977. 368 с.
10. Электровоз ВЛ80<sup>К</sup>. Руководство по эксплуатации. – М.: «Транспорт». 1973. 432 с. Всесоюзный научно исследовательский проектно-конструкторский и технологический институт электровозостроения и Новочеркасский электровозостроительный завод Министерства электротехнической промышленности СССР, 1978.

11. Николаев, А. Ю., Сесявин, Н. В. Устройства и работа электровоза ВЛ80<sup>С</sup>: Учебное пособие для учащихся образовательных учреждений железнодорожного транспорта, осуществляющих профессиональную подготовку / Под ред. Николаева А. Ю.. – М.: Маршрут, 2006. – 512 с.
12. Тихменев, Б. Н. «Электровозы переменного тока со статическими преобразователями». Государственное транспортное железнодорожное издательство. Москва. 1958. – 267 с.
13. Плакс, А.В. Системы управления электрических подвижным составом: учеб. для вузов ж-д транспорта. М.: Маршрут, 2005. 360 с.
14. Авдеев, В. А., Гут, В. А., Томчук, В. И., Хряев, В. А.. Электропоезда переменного тока: Учебное пособие для ПТУ/ Авдеев, В. А., Гут, В. А., Томчук, В. И., Хряев, В. А.. Изд. 2-у, перераб. и доп. – М.: Транспорт, 1985. – 368 с.
15. Розанов, Ю. К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с. ил.
16. Иванов, А. Г. Системы управления полупроводниковыми преобразователями / А. Г. Иванов, Г. А. Белов, А. Г. Сергеев. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. Ун-та, 2010. – 448 с.
17. Тихменев, Б. Н., Кучумов, В. А. «Электровозы переменного тока со статическими преобразователями». – М.: Транспорт, 1988. – 311 с.
18. Засорин, С. Н. и др. «Электронная и ионная техника» Изд. 2-е. Изд-во «Транспорт», 1973 г., 1 – 440 с.
19. Зимин, Е. Н. Электроприводы постоянного тока с вентильными преобразователями / Е. Н. Зиман, В. Л. Кацевич, С. К. Козыров. – М.: Энергоздат, 1981. – 192 с. ил.
20. Бабат, Г. И.. Каскадные схемы управляемых выпрямителей. – «Изв. Электропромышленности слабого тока», 1934, №9.
21. Бабот, Г. И., Румянцев, Н. П. Инверторы с нулевым вентилем. «Электричество», 1936, № 12.



22. Лабунцова, В. А. Справочное пособие: Пер. с нем./ Под ред. В. А. Лабунцова. – М.: Энерготомиздат, 1987 – 464с.: ил.
23. Исаева, И. П.. Теория электрической тяги. / В. Е. Розеньфельд, И. П. Исаев, Н. Н. Сидоров, М. И. Озеров; Под. Ред. И. П. Исаева. – М.: Транспорт, 1995. – 294с.
24. Щуров, Н.И. Теория электрической тяги: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 100 с.
25. Слепцов, М. А., Длаберидзе, Г. П., Прокопович, А. В. и др. Основы электрического транспорта; учебник для студентов О-75 высш. учеб. заведений /; под общ. ред. М. А. Слепцова. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 464 с.
26. Дубровский, З. М. и др.. Грузовые электровозы переменного тока: Справочник / Дубровский, З. М., Попов, В. И., Тушканов, Б. А.. – М.: Транспорт, 1991. – 471 с.: ил., табл. – Библиогр.: с. 464.
27. Южаков, Б. Г. Электрический привод и преобразователи подвижного состава: Учебник для техникумов и колледжей ж-д транспорта. – М.: ГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2007. – 389 с.
28. Кулинич, Ю.М.. Электронная и преобразовательная техника : учеб. пособие / Ю.М. Кулинич. – Хабаровск : Изд-во ДВГУПС, 2008. – 175 с. : ил.
29. Лакутин, Б. В., Обухов, С. Г.. Силовые преобразователи в электроснабжении: Учебное пособие. – Томск: Изд-во ТПУ, 2007. – 144 с.
30. Воропай, Н.И.. Системные исследования в энергетике: Ретроспектива научных направлений СЭИ–ИСЭМ / отв. ред. Н.И. Воропай. – Новосибирск: Наука, 2010. – 686 с.
31. Кулинич, Ю.М.. Адаптивная система автоматического управления гибридного компенсатора реактивной мощности электровоза с плавным регулированием напряжения. Монография. Хабаровск 2001.
32. Евдокимов, С. А.. Структурный синтез многофазных вентильных преобразователей / С.А. Евдокимов С.А., Н.И. Щуров. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. – 423 с. (Серия «Монографии НГТУ»).

33. Чаплыгин, Е. Е.. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией. Учебное пособие по курсу «Моделирование электронных устройств и систем».. Москва. – 2009.
34. Брылина, О.Г.. Многозонные развертывающие преобразователи для систем управления электроприводами: учебное пособие к лабораторным работам / О.Г. Брылина, Л.И. Цытович. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – 120с.
35. Петрович, В. П.. Силовые преобразователи электрической энергии: учебное пособие / В. П. Петрович, Н. А. Воронина, А. В. Глазачев. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2009. – 240 с.
36. Зиновьев, Г. С.. Основы силовой электроники: Учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. Ч.1. – 199 с.
37. Зиновьев, Г. С.. Основы силовой электроники: Учеб. Пособие. – Изд. 2-е испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с. – (Серия «Учебники НГТУ»)
38. Полуянович, Н. К. Силовая электроника: Учебное пособие. Таганрог.: Изд-во ТРТУ, 2005. 204 с.
39. Гейтенко, Е. Н.. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет. Учебное пособие. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 448 с. (Серия – «Библиотека инженера»)
40. Mohan, Ned. Power electronics : a first course / Ned Mohan. p. cm. Includes bibliographical references and index. ISBN 978-1-118-07480-0 (hardback : acid free paper)  
1. Power electronics—Textbooks. 2. Electric current converters—Textbooks. I. Title. TK7881.15.M638 2012. 621.3107—dc23
41. Зиновьев, Г. С. Силовая электроника : учеб. пособие для бакалавров / Г. С. Зиновьев. — 5-е изд., испр. и доп. — М.: Издательство Юрайт, 2012. — 667 с. — Серия : Бакалавр. Углубленный курс. ISBN 978-5-9916-1972-1
42. Timothy, L. Skvarenina. The power electronics handbook. p. cm. — (Industrial electronics series) Includes bibliographical references and index. ISBN 0-8493-7336-0 (alk. paper) 1. Power electronics. I. Skvarenina, Timothy L. II. Series. TK7881.15 .P673 2001 621.31¢ 7—dc21 2001043047.

43. Либерман, Ф. Я. Электроника на железнодорожном транспорте: Учебное пособие для вузов ж-д. трансп. – М.: Транспорт. 1987. – 288 с.
44. Соколов, С. Д. Полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций. Соколов С. Д., Фирсова, Л. Д., Руднев, В. Н., Кишиневский, Р. Н.. Изд-во «Транспорт», 1986 г. – 111 с.
45. Ковалева, Ф. И., Мостковой, Г. П.. Полупроводниковые выпрямители / Беркович, Е. И., Ковалев, В. Н., Ковлев, Ф. И., и др.; Под ред. Ковалева Ф. И., Мостковой, Г. П. – 2-е изд., переработ. М.: Энергия, 1978 – 448 с., ил.
46. Пробреженский, В. И.. Полупроводниковые выпрямители. М., «Энергия», 1976. 120 с. ил.
47. Тушканов, Б. А.. Электровоз ВЛ80р. Руководство по эксплуатации./Под ред. Б. А. Тушканова. – М.: Транспорт, 1985. – 541 с.
48. Тушканов, Б. А., Пушкарев, Н. Г., Позднякова, Л. Д.. Электровоз ВЛ85: Руководство по эксплуатации / Тушканов, Б. А., Пушкарев, Н. Г., Позднякова, Л. Д. и др. – М: Транспорт, 1992. – 480 с.: ил., табл. ISBN 5-277-01313-X.
49. Электрические железные дороги [Текст] : учебник / под ред. проф. В.П. Феоктистова, проф. Ю.Е. Просвинова; Моск. ун-т путей сообщения; Самарская гос. акад. путей сообщения. – Самара : СамГАПС, 2006. – 312 с. – 500 экз. – ISBN 5-98941-032-8; ISBN 5-7876-0020-7.
50. Кулинич, Ю.М. Электронная и преобразовательная техника: учеб. пособие / Ю.М. Кулинич. – Хабаровск: Изд-во ДВГУПС, 2008. – 175 с.: ил.
51. Тихменев, Б. Н., Кучумов, В. А. «Электровозы переменного тока с тиристорными преобразователями». – М.: Транспорт, 1988. – 311 с
52. Пат. 2398344 Российская Федерация, Н02М 7/155. Однофазный преобразователь переменного тока в постоянный [Текст] / С. А. Евдокимов, Л.Г. Евдокимова; НГТУ – 2009125279; Заяв. 01.07.09; Оpub. 27.08.10, Бюл. № 24; Приоритет 01.07.09. – 1 с.
53. Зотова, Е.В. 4-зонный преобразователь напряжения лестничного типа [Текст] / Е.В. Зотова, О.Л. Волкова, В.Ю. Крышков // Современные техника и технологии. Сборник трудов XVII международной научно-практической конференции

- студентов, аспирантов и молодых ученых (8 – 22 апреля 2011 г.). – Том 1. – Томск, 2011. – С. 55 – 56.
54. Евдокимов, С.А. Зонное регулирование выходных напряжений в кольцевых и лестничных выпрямителях однофазного тока. Часть 2 [Текст] / С.А. Евдокимов, Н.И. Щуров, О.Л. Волкова // Научный вестник НГТУ. – 2010. – №1 (38). – С. 119 – 127.
55. Евдокимов, С.А. Зонное регулирование выходных напряжений в кольцевых и лестничных выпрямителях однофазного тока. Часть 1 [Текст] / С.А. Евдокимов, Н.И. Щуров, О.Л. Волкова // Научный вестник НГТУ. – 2009. – №4 (37). – С. 145 – 154.
56. Евдокимов, С. А., Мятаж, С. В., Зотова, Е. В., Волкова, О. Л., Степанов, А. А. Крышков, В. Ю. Исследование зонного выпрямителя // Сбор. науч. труд. НГТУ. – 2011. - № 1 (63). – С. 105 – 112.
57. Пляскин, А.К. Силовые схемы отечественных электровозов переменного тока : учеб. пособие / А.К. Пляскин, О.В. Мельниченко. – Хабаровск : Изд-во ДВГУПС, 2012. – 83 с. : ил.
58. Волкова, О.Л. Методы синтеза структур выпрямителя [Текст] / О.Л. Волкова // Сборник научных трудов НГТУ. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – №2 (64). – С. 117 – 122.
59. Ланнэ, А.А. Оптимальный синтез линейных электронных схем [Текст] / А.А. Ланнэ. – М.: Связь, 1978. – 336 с.
60. Патент РФ № 2398344. Однофазный преобразователь переменного тока в постоянный // С.А. Евдокимов, Л.Г. Евдокимова. Бюл. № 24, 2010.
61. Засорин, С.Н. и др. Электронная и ионная техника. Изд. 2-е Изд-во «Транспорт», 1973, 440 с.
62. Засорин, С. Н., Мицкевич, В. А., Кучма, К. Г.. Электронная и преобразовательная техника: Учебник для вузов ж-д. трансп. Под ред. С. Н. Засорин. – М.: Транспорт, 1981, 391 с.

63. Нейман, Л. Р., Демирчян, К. М. Теоритические основы электротехники. Часть третья. Теория нелинейных электрических и магнитных цепей. «Энергия». Ленинградское отделение. 1967.
64. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники. Москва «Высшая школа», 1996. – 623 с.
65. Сигорский, В.П. Основы теории электронных схем [Текст] / В.П. Сигорский, А.И. Петренко. – К.: Техніка, 1967. – 699 с.
66. Power systems / editor, Leonard Lee Grigsby. p. cm. Includes bibliographical references and index. ISBN-13: 978-0-8493-9288-7 (alk. paper) ISBN-10: 0-8493-9288-8 (alk. paper) 1. Electric power systems. I. Grigsby, Leonard L.
67. V. Jayant Baliga. Power Semiconductor Research Center. North Carolina State University. Raleigh, NC 27695-7924, USA. ISBN: 978-0-387-75588-5 e-IS BN: 978-0-387-755 89-2.
68. Попков, О. З. Основы преобразовательной техники: учеб. пособие для вузов / О. З. Попов. 2-е изд., стереот. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 200 с.: ил.
69. Power electronics handbook : devices, circuits, and applications handbook / edited by Muhammad, H. Rashid. – 3rd ed. p. cm. ISBN 978-0-12-382036-5 1. Power electronics – Encyclopedias. I. Rashid, M. H. TK7881.15.P6733 2010 621.31'7–dc22
70. Поздев, А. Д.. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления/ Н. В. Донской, А. Г. Иванов, В. М. Никитин, А. Д. Поздеев; Под ред. А. Д. Поздеев. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 352 с., ил.
71. Keith Billings Taylor Morey.. SWITCHMODE POWER SUPPLY HANDBOOK. Third Edition. NewYork Chicago San Francisco Lisbon London Madrid Mexico City Milan New Delhi San Juan Seoul Singapore Sydney Toronto. ISBN: 978-0-07-163972-9.
72. Кулик, В. Д.. Силовая электроника. Автономные инверторы. Активные преобразователи: учебное пособие / ГОУВПО СПбГТУРП. – СПб., 2010. – 90 С. – ил.
73. Бурков, А. Т. Электронная техника и преобразователи: Учеб. Для вузов ж-д. трансп. – М.: 1999. – 464 с.

- 74.Петрович, В. П.. Силовые преобразователи электрической энергии: учебное пособие / Петрович В. П., Воронина Н. А., Глазачев А. В.. – Томск; Из-во Томского политехнического университета, 2009. – 240 с.
- 75.Лукутин, Б. В., Обухов, С. Г. «Силовые преобразователи в электроснабжении». Издательство ТПУ. Томск – 2007
- 76.Руденко, В. С.. Преобразовательная техника. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М.. – 2-е изд., перераб. и доп. – Киев: Вища-школа. Главное изд-во, 1983. – 431 с.
- 77.Ионкин, П.А. Синтез линейных электрических и электронных цепей [Текст] / П.А. Ионкин, Н.Г. Максимович, В.Г. Миронов и др. – Львов: Вища шк., 1982. – 312 с.
- 78.Максимович, Н.Г. Методы топологического анализа электрических цепей [Текст] / Н.Г. Максимович. – Львов: Вища шк., 1970. – 256 с.
- 79.Толстов, Г.П. Ряды Фурье. Государственное издательство физико-математической литературы. – М.: - 1960.
- 80.Зевеке, Г. В., Ионкин, П. А.. Основы теории цепей. Издательство: Энергия. – 1975., - 752 с.
- 81.Демирчян, К. С.,Нейман, Л. Р.. Теоретические основы электротехники. Справочное пособие. Издательство: Питер. (3 тома). – 2003.
- 82.Чебовский, О. Г., Моисеев, Л. Г., Недошивин, Р. П.Силовые полупроводниковые приборы. Справочник. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1985.
- 83.Протон-Электротекс. Силовые полупроводниковые приборы. Каталог продукции 2013.
- 84.Лазарев, Ю. «Моделирование процессов и систем в MATLAB». Учебный курс. – СПб.: Питер; Киев: Издательская группа DNV, 2005. – 512 с.:
- 85.Дьяконов, В. П. «MATLAB 6.5 SP1/7 +Simulink 5/6 в математике и моделировании». Серия «Библиотека профессионала». – М.: САЛОН – Пресс, 2005. – 576 с.
- 86.Герман-Галкин, С. Г. «Силовая электроника». Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Учитель и ученик, КАРОНА принт, Санкт-Петербург, 2002. – 304 с.

87. Волощенко, Ю. П. «Моделирование электротехнических устройств, цепей и элементов в Simulink MATLAB». Таганрог – 2008.
88. Борисов, П. А., Томасов, В. С. «Расчет и моделирование выпрямителей». Учебное пособие по курсу «Элементы систем автоматики» (Часть 1) – СПб: СПб ГУ ИТМО, 2009 – 169 с.
89. Сидоров, И.Н., Скорняков СВ. Трансформаторы бытовой радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. - 2-е изд., доп. - М: "Радио и связь", "Горячая линия - Телеком", 1999. - 336 с: ил.
90. Гитцевич, А. Б., Зайцев, А. А., Моряков, В. В.. Полупроводниковые приборы: Диоды выпрямительные, стабилитроны, тиристоры: Справочник:.. – М.: Радио и связь, 1988. – 528 с.; ил.
91. Лебедев, М. Б.. CodeVisionAVR: пособие для начинающих. – М: Додэка – XXI, 2008. – 529 с.: ил.
92. Шпак, Ю. А.. Программирование на языке С для AVR и PIC микроконтроллеров. – К.: «Пресс», 2006. – 400 с., ил.
93. Баранов, В. Н.. Применение микроконтроллеров AVR схемы, алгоритмы, программы. 2-е изд. Испр. – М.: Издательский дом «Додэка - XXI», 2006. – 288 с.
94. Евдокимов, С.А. Анализ и синтез схемных решений трёхфазных многопульсных выпрямителей с естественной коммутацией: Дисс. ... канд. техн. наук. / С.А. Евдокимов. – Новосибирск, 2006. – 237 с.
95. Голембиовский, Ю.М. Методы синтеза преобразовательных систем: учеб. пособие. [Текст] / Ю.М. Голембиовский, Н.П. Митяшин, А.Ф. Резчиков. – Саратов: Сарат. гос. техн. ун-т, 2001. – 136 с.
96. Волкова, О. Л.. Выпрямители с кольцевыми и лестничными вентильными схемами для систем электроснабжения электрического транспорта: Дисс. ... канд. техн. наук. / В.О. Леонидовна. – Новосибирск, 2011. – 207 с.
97. Джаборов, М. М.. Мятаж, С. В. Щуров, Н. И. «Совершенствование четырехзонного выпрямителя с лестничной структурой для электровозов переменного тока». «ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА». 2013. №6. С 73 – 77.

98. Джаборов, М. М., Мятеж, С. В., Волкова, О. Л.. «Исследование коммутационных процессов и определение коэффициента мощности четырехзонных преобразователей в среде matlab/simulink». Сборник научных трудов НГТУ. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. №2 (72). С. 121 – 129.
99. Мятеж, С. В., Щуров, Н. И., Джаборов, М. М.. «Совершенствование зонных выпрямителей». «ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА». 2012. №6. С 40 – 45.
100. Шляпошников, Б.М. Игнитронные выпрямители [Текст] / Б.М. Шляпошников. – М.: Трансжелдориздат. 1947. – 735 с.



## ПРИЛОЖЕНИЕ А

УТВЕРЖДАЮ:

Проректор по учебной работе  
профессор, д.т.н. А.А. Батаев«14» *апреля* 2014 г.

## АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы  
Джаборова М.М. в учебный процесс

Настоящий акт подтверждает, что результаты диссертационной работы аспиранта Джаборова Мехрубона Махмадкуловича используются в учебном процессе кафедры «Электротехнические комплексы» НГТУ:

1. При чтении курсов лекций по дисциплинам «Преобразовательная техника на электрическом транспорте», «Теория электрической тяги», «Электроснабжение электрического транспорта» студентам 3-5 курсов и магистрантам 1-2 года обучения факультета мехатроники и автоматизации по направлению 140400 - «Электроэнергетика и электротехника», а так же в курсовом и дипломном проектировании.
2. В студенческих научно-исследовательских работах.

Зав. кафедрой «Электротехнические комплексы»  
НГТУ, д.т.н, профессор

Щуров Н.И.