

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение  
высшего образования «Южно-Уральский государственный университет  
(национальный исследовательский университет)»



На правах рукописи

Лонзингер Петр Владимирович

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В КОМПЕНСИРОВАННЫХ  
ВЫПРЯМИТЕЛЯХ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

Специальность 05.09.12 - Силовая электроника

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель  
доктор технических наук, профессор  
Хохлов Юрий Иванович

Челябинск - 2018

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ОГЛАВЛЕНИЕ.....	2
ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. СТРУКТУРА, КЛАССИФИКАЦИЯ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ. СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ.....	12
1.1 Анализ структуры силовых полупроводниковых выпрямителей, классификация и области применения.....	12
1.2 Классификация способов регулирования выпрямленных напряжения и тока выпрямительных агрегатов, их достоинства и недостатки.....	21
1.3 Выводы и постановка задач исследования.....	28
2. ИССЛЕДОВАНИЕ КВАЗИУСТАНОВИВШИХСЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ, ВНЕШНИХ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОМПЕНСИРОВАННЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ .....	31
2.1 Способы векторного управления выпрямительными агрегатами.....	31
2.2 Исходные положения для исследования квазиустановившихся электромагнитных процессов компенсированных выпрямительных агрегатов с векторным управлением.....	33
2.3 Электромагнитные процессы в двухфазных нулевых компенсированных выпрямителях с векторным управлением в основном режиме работы.....	39
2.4 Внешние и энергетические характеристики двухфазных компенсированных выпрямителей с векторным управлением в основном режиме работы.....	71
2.5 Электромагнитные процессы в двенадцатифазных мостовых компенсированных выпрямителях с векторным управлением в основном режиме работы.....	84
2.6 Внешние и энергетические характеристики двенадцатифазных	

мостовых компенсированных выпрямителях с векторным управлением в основном режиме работы.....	106
2.7 Выводы по главе.....	116
3. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ УСТРОЙСТВА ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ. ИССЛЕДОВАНИЕ КВАЗИУСТАНОВИВШИХСЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В УСТРОЙСТВЕ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ КОМПЕНСИРОВАННЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ.....	120
3.1 Выбор параметров Г-образных фильтров.....	122
3.2 Электромагнитные процессы в УВУ.....	126
3.3 Выводы по главе.....	138
4. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ДВЕНАДЦАТИФАЗОМ КОМПЕНСИРОВАННОМ ВЫПРЯМИТЕЛЕ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ.....	140
4.1 Выводы по главе.....	157
5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ВЫПРЯМИТЕЛЯХ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ.....	159
5.1 Экспериментальное исследование двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением, осуществляемым индукционным регулятором.....	161
5.2 Экспериментальное исследование однофазного мостового некомпенсированного выпрямителя с векторным управлением, осуществляемым устройством на основе двух активных преобразователей с широтно-импульсной модуляцией.....	167
5.3 Выводы по главе.....	175
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	177
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	179
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	193
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	197
ПРИЛОЖЕНИЕ В.....	198

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность работы.** Потребление электроэнергии на постоянном токе, полученном за счет применения мощных полупроводниковых выпрямительных агрегатов, находит свое применение в широком спектре отраслей промышленности и транспорта. В качестве примера можно указать алюминиевую промышленность, в которой при производстве алюминия тратится до 15000-17000 кВт·ч на тонну алюминия [1, 2]. Электроснабжение на постоянном токе находит применение также и в других отраслях цветной металлургии [3, 4], электрохимии [5, 6], электрифицированного транспорта [7, 8] и т.д. Подключение таких выпрямительных агрегатов к сетям переменного тока поднимает вопрос об обеспечении нахождения показателей качества электроэнергии в пределах, регламентируемых ГОСТ, в точке передачи электроэнергии [9, 10]. Помимо этого, актуальными становятся вопросы о потреблении выпрямительным агрегатом реактивной мощности, а также о компенсации указанной реактивной мощности [11].

Актуальность вопросов потребления и компенсации реактивной мощности выпрямительного агрегата обусловлена тем фактом, что при управлении режимом работы мощных выпрямительных агрегатов в настоящее время во многих случаях применяется фазовый способ управления (тиристорное управление либо управление дросселями насыщения). При увеличении глубины регулирования фазовым способом наблюдается значительное возрастание потребляемой выпрямительным агрегатом реактивной мощности.

Развитие компонентной базы устройств силовой электроники позволило создавать преобразователи напряжения большой мощности (до десятков МВА) на полностью управляемых полупроводниковых приборах (GTO тиристоры, IGBT транзисторы и т.д.), позволяющих получить на их зажимах переменного тока напряжения произвольной формы посредством применения широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [12, 13]. Указанные преобразователи применяются для управления гибкими линиями электропередач переменного тока [14–17], в составе гибридных фильтров, улучшающих показатели качества электроэнергии [18–20],

а также в качестве преобразователей частоты при осуществлении частотного асинхронного электропривода [21–24]. Применения преобразователей напряжения с ШИМ во всех перечисленных случаях объясняется возможностью гибкого управления потоками мощности. При управлении потоками мощности посредством активных преобразователей напряжения с ШИМ не наблюдается резкое возрастание реактивной мощности, потребляемой из питающей сети. Поэтому управление режимом работы мощных выпрямительных агрегатов при помощи активных преобразователей с ШИМ является альтернативой фазовому способу управления, позволяющей повысить энергоэффективность процесса выпрямления.

Все вышеизложенное позволяет говорить об актуальности диссертационного исследования, в процессе которого проводится изучение влияния преобразователей напряжения с ШИМ на электромагнитные процессы в мощных выпрямительных агрегатах и связанной с ними питающей электрической сети.

**Степень научной разработанности проблемы.** К настоящему времени имеется множество различных научных трудов, в которых рассматриваются способы управления, электромагнитные процессы и режимы работы полупроводниковых выпрямительных агрегатов, а также применение преобразователей напряжения с ШИМ для управления потоками мощности и режимами работы различных электроэнергетических установок, систем электроснабжения и электроэнергетических комплексов. Значительный вклад при проведении исследований в указанных выше областях внесли известные российские и зарубежные ученые: С.Р. Глинтерник, И.М. Чиженко, Ю.И. Хохлов, М.В. Гельман, Г.С. Зиновьев, Ю.К. Розанов, Р.Т. Шрейнер, А.Д. Поздеев, Е.Е. Чаплыгин, А.И. Чивенков, Н. Akagi, Narain G. Hingorani, L.A.C. Lopes, T. Selim, N. Goel, W.G. Dunford, E. Acha, S. Bhim, H. Patangia и многие другие.

Однако степень теоретических и экспериментальных исследований электромагнитных процессов, способов управления и режимов работы компенсированных выпрямительных агрегатов, управление режимом работы

которых осуществляется посредством применения преобразователей напряжения с ШИМ (компенсированных выпрямителей с векторным управлением- КВсВУ), не соответствует полному рассмотрению в отечественной и зарубежной литературе.

**Объект исследования** – компенсированные выпрямительные агрегаты, управление режимом работы которых осуществляется при помощи устройств, построенных на основе преобразователей напряжения с ШИМ.

**Предмет исследования** – электромагнитные процессы, способы управления, внешние и энергетические характеристики, режимы работы компенсированных выпрямительных агрегатов, управление которыми осуществляется при помощи устройств, построенных на основе преобразователей напряжения с ШИМ.

**Целью диссертационной работы** повышение энергетической эффективности процесса выпрямления переменного тока компенсированными выпрямительными агрегатами с векторным управлением.

**Идея работы** заключается в применении устройств векторного управления, построенных на основе преобразователей напряжения с ШИМ, в целях создания управляемого по амплитуде и фазе синусоидального напряжения, в последствие вносимого в контур коммутации компенсированных выпрямительных агрегатов. Такое решение позволяет отказаться от фазового способа управления выпрямленным напряжением выпрямительного агрегата, применение которого вызывает потребление реактивной мощности выпрямительным агрегатом при увеличении угла управления.

Для достижения поставленной цели были решены следующие основные **задачи**:

1. Проведен патентно-литературный обзор в областях управления мощными полупроводниковыми выпрямительными агрегатами и применения преобразователей напряжения с ШИМ в электроэнергетических комплексах для выявления существующих технических решений, их достоинств и недостатков.

2. Разработан способ управления многофазным выпрямительным

агрегатом, при котором устройство векторного управления получает электрическую энергию через дополнительную обмотку преобразовательного трансформатора.

3. Получены теоретические положения для описания квазиустановившихся электромагнитных процессов в КВсВУ, построены внешние и энергетические характеристики данных выпрямителей при различных параметрах вносимого в контур коммутации синусоидального напряжения, созданного устройствами векторного управления.

4. Рассмотрены особенности расчета Г-образных ШИМ-фильтров и электромагнитные процессы в фильтрах и преобразователях напряжения, возникающие в случае векторного управления компенсированными выпрямительными агрегатами.

5. Проведено компьютерное моделирование электромагнитных процессов в двенадцатифазном компенсированном выпрямителе с векторным управлением, система управления которого построена на основе ПИ-регулятора. Получены временные зависимости переходных процессов в указанном выпрямителе при различных параметрах ПИ-регулятора

6. Проведены экспериментальные исследования квазиустановившихся электромагнитных процессов и характеристик выпрямительных агрегатов с векторным управлением с помощью лабораторного оборудования лабораторий кафедры «Электрические станции, сети и системы электроснабжения» ФГАОУ ВО «ЮУрГУ (НИУ)». Результаты экспериментального исследования качественно соотнесены с результатами компьютерного моделирования и аналитических расчетов.

**Методы исследования.** Теоретические исследования проводились с применением аппарата линейной алгебры, математического анализа, теории линейных и нелинейных электрических цепей, теории обыкновенных дифференциальных уравнений, рядов Фурье. Аналитические расчеты автоматизированы с помощью программы Mathcad. Компьютерное моделирование и исследование переходных процессов управления произведено с

помощью программного пакета MATLAB/Simulink. Экспериментальное исследование произведено на лабораторном оборудовании.

**Достоверность** полученных положений, выводов и рекомендаций обусловлена корректным применением математического аппарата, подтверждается сравнением результатов теоретического исследования с результатами компьютерного моделирования, качественным соответствием результатов экспериментального исследования вышеназванным результатам.

**Положения, выносимые на защиту:**

1. Математическая модель компенсированного выпрямителя с векторным управлением в квазиустановившемся режиме, отличающаяся учетом влияния потока мощности в устройстве векторного управления на статические характеристики исследуемого преобразователя.

2. Модель, имитирующая компенсированный выпрямитель с векторным управлением как замкнутую систему управления на основе ПИ-регулятора, отличающаяся наличием обратной связи по току питающей сети, предназначенной для компенсации падений напряжения в низкочастотном фильтре устройства векторного управления.

**Научная новизна** диссертационной работы заключается в следующем:

1. Разработан способ управления многофазным выпрямительным агрегатом, при котором устройство векторного управления, состоящее из двух преобразователей напряжения с ШИМ, соединенных звеном постоянного тока, получает электрическую энергию от дополнительной обмотки преобразовательного трансформатора.

2. Исследованы квазиустановившиеся электромагнитные процессы, протекающие в компенсированных преобразователях с векторным управлением. Получены внешние и энергетические характеристики указанных преобразователей.

3. Исследованы квазиустановившиеся электромагнитные процессы, протекающие в устройстве векторного управления, состоящем из преобразователя напряжения с ШИМ, соединенного с компенсированным выпрямителем Г-



образными фильтрами.

4. Проведено компьютерное моделирование переходных процессов в двенадцатифазном компенсированном выпрямителе, система управления которого выполнена на основе ПИ-регулятора.

5. Проведено экспериментальное исследование выпрямителей с векторным управлением. Результаты экспериментальных исследований качественно сопоставлены с результатами теоретических исследований и компьютерного моделирования.

#### **Практическая значимость, реализация и внедрение результатов.**

Практическая значимость работы состоит в том, что разработаны теоретические основы для практической реализации компенсированных выпрямителей с векторным управлением. Применение описанных в работе компенсированных преобразователей с векторным управлением позволит производить регулирование режима работы электроприемников постоянного тока без увеличения потребляемой выпрямительным агрегатом реактивной мощности. Результаты исследования внедрены в учебный процесс при подготовке магистров по направлению 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника» в Южно-Уральском государственном университете (НИУ). На основе результатов исследования разрабатываются варианты реконструкции преобразовательной подстанции Электролизного цеха ПАО «Челябинский цинковый завод» (см. Приложение Б).

**Апробация работы.** Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на: 53-й международной научной студенческой конференции МНСК–2015; 68-й научной конференции. Министерство образования и науки Российской Федерации, Южно-Уральский государственный университет, 2016; Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов, ученых «Энерго- и ресурсосбережение в теплоэнергетике и социальной сфере 2016»; 35-й Международной научной конференции Евразийского Научного Объединения (январь 2018); 36-й Международной научной конференции Евразийского Научного Объединения (февраль 2018).

**Публикации.** Основное содержание работы опубликовано в 10 печатных трудах, в том числе 3 статьи в ведущих рецензируемых журналах, рекомендованных Высшей аттестационной комиссией Министерства образования и науки РФ, 1 патент на изобретение.

**Личный вклад автора.** В научных трудах, в том числе написанных в соавторстве, автору принадлежит математическая модель выпрямителя с векторным управлением в квазиустановившемся режиме с учетом влияния потока мощности в устройстве векторного управления, принадлежат результаты по определению протекающих в компенсированных выпрямителях с векторным управлением квазиустановившихся электромагнитных процессов, внешних и энергетических характеристик. Автору принадлежат результаты усовершенствования модели компенсированного выпрямителя с векторным управлением с замкнутой системой управления на основе ПИ-регулятора, результаты компьютерного моделирования переходных процессов в двенадцатифазном компенсированном выпрямителе с векторным управлением, результаты экспериментального исследования компенсированных выпрямителей с векторным управлением.

**Структура и объем работы.** Диссертационная работа состоит из введения, 5 глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка терминов, списка литературы из 118 наименований. Работа изложена на 200 страницах машинописного текста, в том числе 104 рисунка и 11 таблиц.

**Соответствие научной специальности:** исследование, проводимое в рамках диссертационной работы, соответствует формуле и области исследования, приведенным в паспорте специальности 05.09.12, в частности: первое и четвертое научные положения соответствует п. 4 (математическое и схемотехническое моделирование преобразовательных устройств), второе, третье и четвертое положения соответствуют п. 5 (разработка научных подходов, методов, алгоритмов и программ, обеспечивающих адекватное отражение в моделях физической сущности электромагнитных процессов и законов функционирования устройств силовой электроники), четвертое и пятое положение соответствует п. 2

(теоретический анализ и экспериментальные исследования процессов преобразования (выпрямления, инвертирования, импульсного, частотного и фазочастотного регулирования и т.п.) в устройствах силовой электроники с целью улучшения их технико-экономических и эксплуатационных характеристик).

# 1. СТРУКТУРА, КЛАССИФИКАЦИЯ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ. СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ

## 1.1 Анализ структуры силовых полупроводниковых выпрямителей, классификация и области применения

Рассматривая устройства, изучение которых относится к области силовой электроники, принято выделять пять основных частей, взаимосвязанных друг с другом: питающая сеть, нагрузка, сглаживающие фильтры, система управления, вентильный (ключевой) блок [25 – 27]. В случае силовых полупроводниковых выпрямительных агрегатов к перечисленным выше частям можно добавить, при их наличии, преобразовательные трансформаторы, компенсирующее устройство и уравнивательные реакторы (рисунок 1.1) [28 – 30].

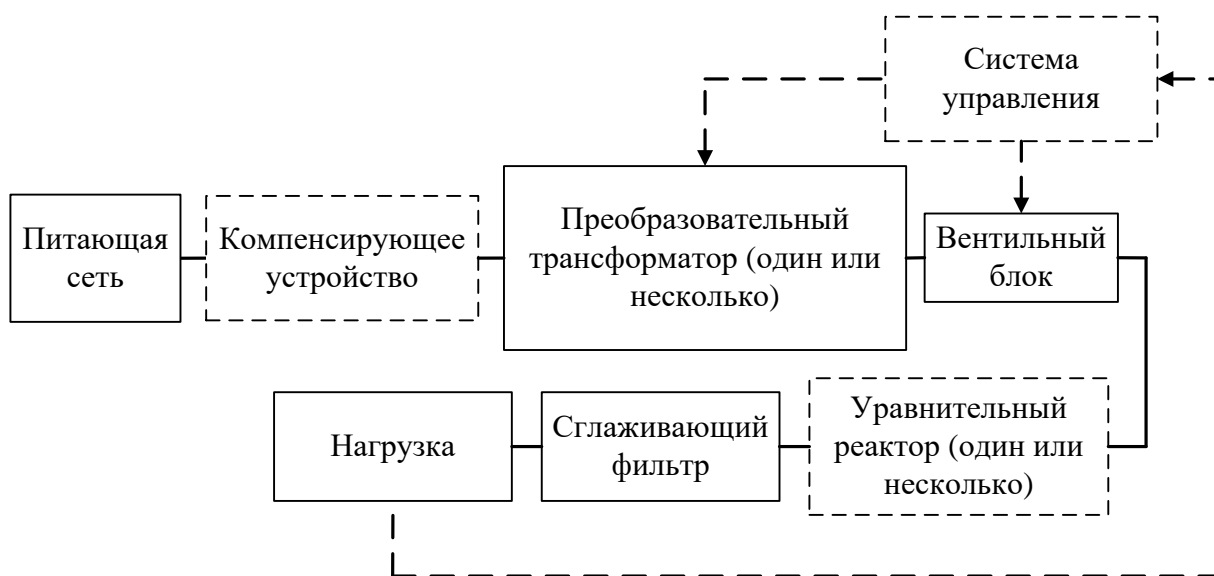


Рисунок 1.1 – Структура силовых выпрямительных агрегатов

Структурные элементы силовых выпрямительных агрегатов:

1) *Питающая сеть*, как следует из ее названия, обеспечивает снабжение выпрямительного агрегата электрической энергией. В зависимости от места подключения выпрямительного агрегата питающая сеть может иметь в точке передачи электроэнергии различное значение мощности короткого замыкания, что соответствующим образом отражается на показателях качества

электроэнергии в указанной точке [9, 10, 31 – 33];

2) *Компенсирующее устройство* обеспечивает внесение в контур коммутации напряжения коммутирующих конденсаторов, что влечет за собой опережение по отношению к напряжению питающей сети протекающих в выпрямительном агрегате электромагнитных процессов (за счет искусственной коммутации вентилей). Описанное опережение вызывает компенсацию реактивной мощности, потребляемой выпрямительным агрегатом [28 – 30]. Компенсирующее устройство может как вовсе отсутствовать (в случае некомпенсированного выпрямителя), так и иметь отличное от показанного на рисунке 1.1 место подключения [34 – 36].

3) *Преобразовательный трансформатор*. В составе одного выпрямительного агрегата может применяться как один преобразовательный трансформатор, выполненный на одном магнитопроводе, так может быть установлено несколько отдельных преобразовательных трансформаторов [37, 38]. Преобразовательный трансформатор (преобразовательные трансформаторы) обеспечивает согласование величины напряжения питающей сети с напряжением вентильного блока и нагрузки постоянного тока. Одновременно с этим одним или несколькими преобразовательными трансформаторами создается многофазная система напряжений, подаваемая на аноды силовых ключей вентильного блока [39]. В своем составе преобразовательный трансформатор содержит устройства ПБВ либо РПН, с помощью которых обеспечивается регулирование вторичного напряжения и, как следствие, выпрямленного напряжения на нагрузке [40, 41].

4) *Вентильный блок* обеспечивает выпрямление системы переменных многофазных напряжений, создаваемой преобразовательным трансформатором. В зависимости от применяемых в выпрямительном агрегате силовых ключей (диодное либо тиристорное исполнение) вентильный блок может участвовать в процессе управления выпрямленным напряжением преобразовательного агрегата [34, 35, 42 – 45]. В зависимости от схемы силового выпрямительного агрегата могут быть установлены один или несколько вентильных блоков.

5) *Уравнительный реактор*, в зависимости от места установки,

обеспечивает выравнивание потенциалов анодов вентилях коммутирующих групп, либо уменьшение величины уравнивающего тока, возникающего вследствие параллельного соединения коммутирующих групп. В ряде случаев роль уравнивающего реактора играет дополнительный участок ошиновки [35, 39, 46–48].

б) *Сглаживающий фильтр* обеспечивает уменьшение переменной составляющей выпрямленного напряжения либо тока нагрузки постоянного тока. Среди прочих, наиболее распространенными видами сглаживающих фильтров являются емкостной, индуктивный, и Г-образный фильтры [39, 43, 49 – 51]. С целью обеспечения трапецеидальной формы вентильного тока, и, как следствие, уменьшение величин его высших гармоник, предпочтительно применение индуктивных либо Г-образных фильтров. В качестве индуктивного фильтра может применяться дополнительный участок ошиновки.

7) *Нагрузка* постоянного тока представляет собой либо отдельный мощный электроприемник, либо шины постоянного тока, с которых получает питание множество электроприемников. Для управляемых преобразовательных агрегатов напряжение либо ток нагрузки является управляемой величиной, для регулирования которыми применяется *система управления*.

8) *Система управления* формирует величины управляющих воздействий, поступающих, в зависимости от конкретного исполнения выпрямительного агрегата, на управляющие электроды тиристоров (в виде управляющих импульсов) или обмотки управления дросселей насыщения [39, 43, 52 – 55]. Кроме того, система управления обеспечивает переключение ступеней устройства РПН, в случае его наличия. [37, 38]

Показанная на рисунке 1.1 структура выпрямительного агрегата не описывает в полной мере устройство выпрямительных агрегатов, построенных на основе активных выпрямителей, не нуждающихся, в силу специфики протекающих в них электромагнитных процессов, в компенсирующем устройстве. Помимо этого, в случае активного выпрямителя нагрузка отделяется от выводов постоянного тока активного выпрямителя емкостным фильтром. В

случае, когда вентильный блок представляет собой параллельное соединение отдельных групп вентиляей, применяются уравнильные реакторы с целью снижения величины уравнильного тока, возникающего вследствие временного сдвига друг относительно друга высших гармоник модулированного с помощью ШИМ напряжения (рисунок 1.2) [56, 57].

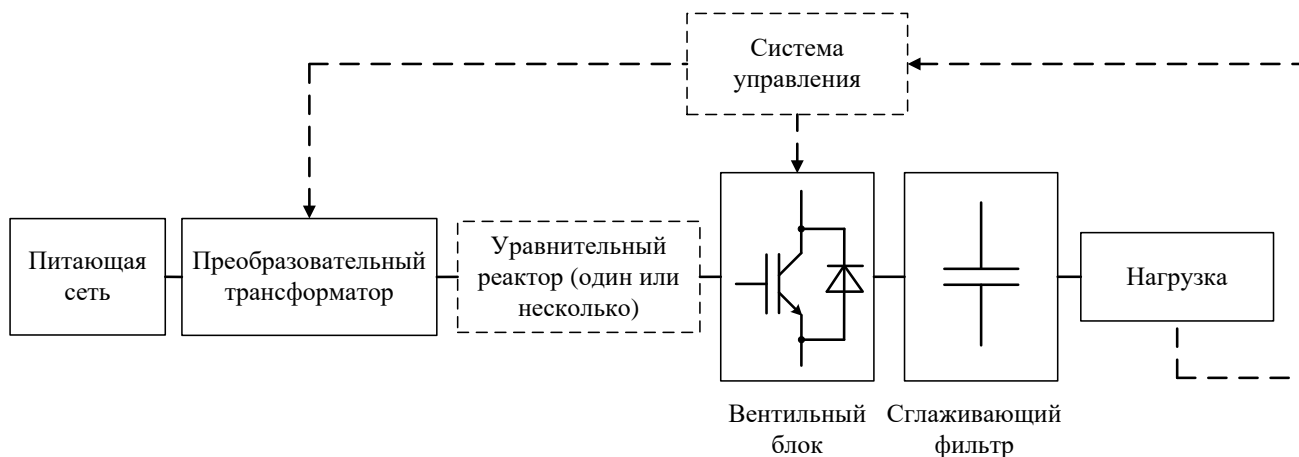


Рисунок 1.2 – Структура силовых выпрямительных агрегатов, построенных на основе активных выпрямителей

Авторы различных научных трудов приводят различные классификации силовых полупроводниковых выпрямителей [27 – 30, 34, 39]. Выделяя различные признаки, силовые выпрямительные агрегаты можно классифицировать следующим образом (рисунок 1.3):

1) По критерию симметрии протекающих в вентильных блоках электромагнитных процессов [34]

- *Симметричные*, в которых электромагнитные процессы различных вентильных блоков протекают единообразно с разным сдвигом по времени относительно друг друга.

- *Несимметричные*, электромагнитные процессы вентильных блоков которых могут различаться и иметь неодинаковый сдвиг по времени друг относительно друга.

2) По числу фаз напряжения, подаваемого на аноды силовых ключей вентильных блоков (рисунок 1.4) [30, 39]:

- *Трехфазные*, у которых трехфазное напряжение питающей сети

посредством применения преобразовательного трансформатора подается на аноды трех соединенных в коммутирующую группу силовых вентилялей;

-*Шестифазные*, вентильные обмотки преобразовательного трансформатора которых подают шестифазную систему напряжений на аноды силовых вентилялей.

-*Двенадцатифазные*, фазность которых достигается применением одного либо двух преобразовательных трансформаторов с соответствующими группами соединения обмоток;

-И т.д.

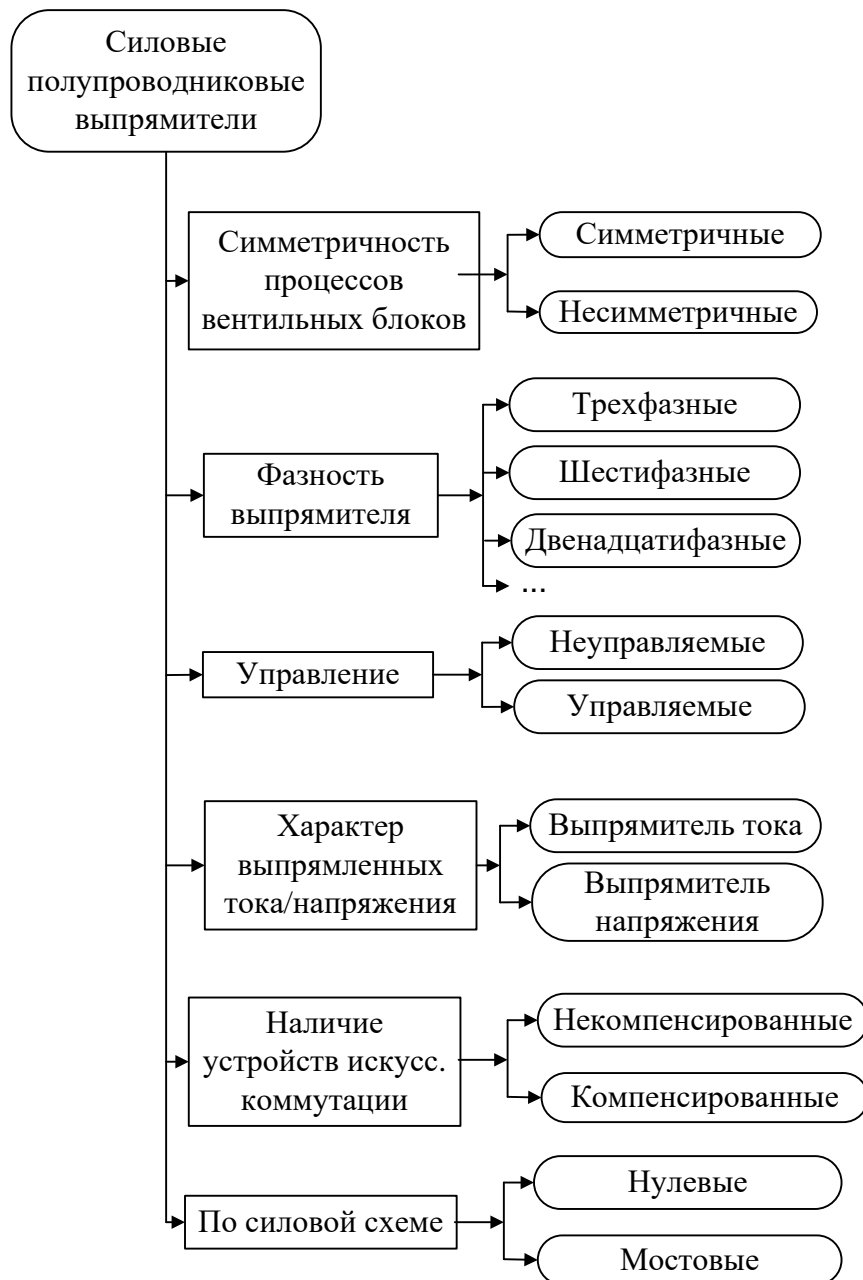


Рисунок 1.3 – Классификация силовых полупроводниковых выпрямителей



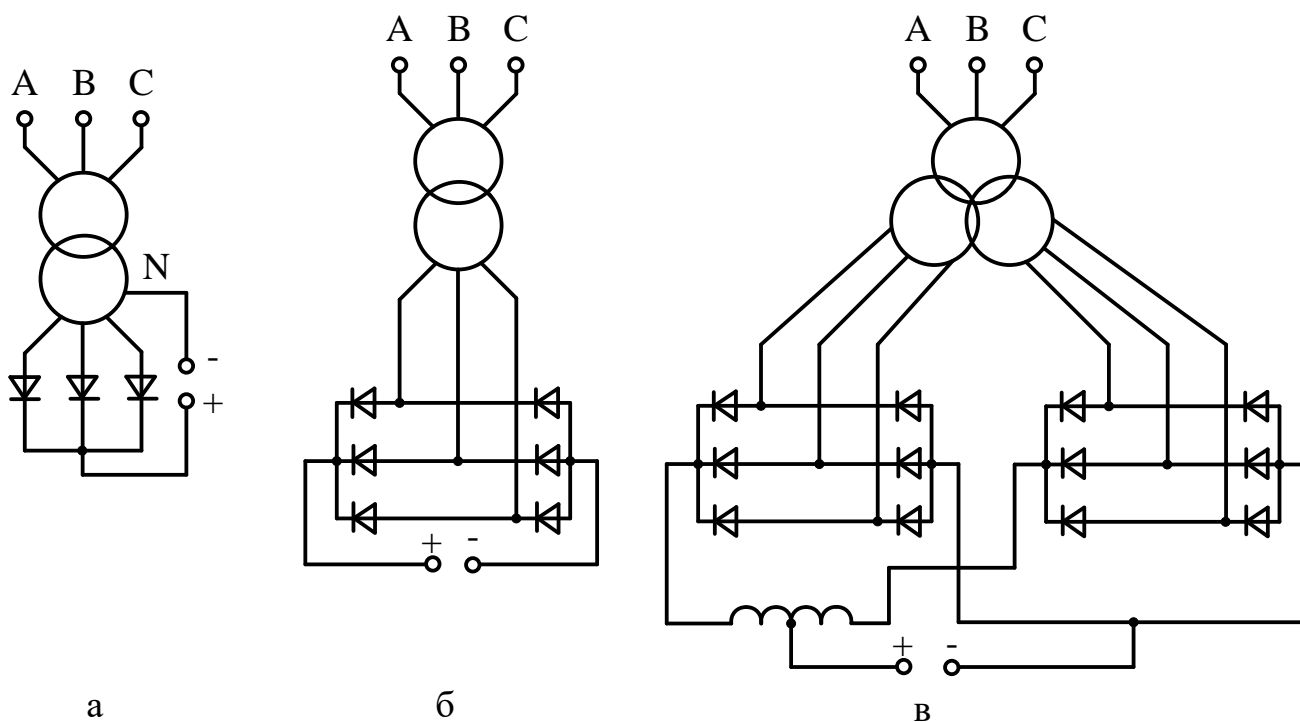


Рисунок 1.4 – Силовые полупроводниковые выпрямители различной фазности: а)- симметричный трехфазный нулевой некомпенсированный выпрямитель; б) симметричный шестифазный мостовой некомпенсированный выпрямитель; в) симметричный двенадцатифазный мостовой некомпенсированный выпрямитель с параллельным соединением вентильных блоков посредством уравнительного реактора

3) По характеру управления режимом цепи нагрузки:

- *Неуправляемые выпрямители*, у которых не предусмотрено плавное регулирование режимом работы нагрузки постоянного тока. Управление происходит за счет переключения отпаяк обмотки преобразовательного трансформатора (ПБВ либо РПН) [38, 39].

- *Управляемые выпрямители*, режим работы нагрузки которых регулируется, в дополнение к переключения отпаяк обмотки преобразовательного трансформатора, устройствами плавного регулирования. В качестве устройств плавного регулирования могут применяться тиристорные вентильные блоки, дроссели насыщения (в виде отдельных агрегатов, либо встроенных в преобразовательный трансформатор), преобразовательные трансформаторы с подмагничиванием и т.д. [37 – 39, 45, 58 – 60].

4) По характеру протекающих в нагрузке процессов [43]:

- *Выпрямители тока*, у которых направление протекания выпрямленного тока остается неизменной, в то время как полярность выпрямленное напряжение может изменяться при регулировании режима работы нагрузки. К выпрямителям тока относятся неуправляемые диодные выпрямители, диодные выпрямители с дросселями насыщения, тиристорные выпрямители и т.д..

- *Выпрямители напряжения*, у которых полярность выпрямленного напряжения остается неизменной, в то время как имеется возможность изменять направление протекания выпрямленного тока. К выпрямителям напряжения относятся активные выпрямители, построенные на основе вентильных блоков, выполненных на полностью управляемых силовых ключах (IGBT- транзисторах, GTO- тиристорах и т.д.).

5) По критерию наличия в силовой схеме выпрямительного агрегата коммутирующих конденсаторов [28, 29, 34, 39]:

- *Некомпенсированные выпрямители*, коммутация силовых вентилей которых осуществляется под воздействием коммутирующего напряжения, создаваемого питающей сетью. Неуправляемые выпрямительные агрегаты потребляют из питающей сети реактивную мощность при малой мощности короткого замыкания в точке подключения выпрямителя к питающей сети. Потребление реактивной мощности значительно увеличивается в случае применения фазового способа управления режимом нагрузки постоянного тока;

- *Компенсированные выпрямители*, в которых осуществляется искусственная коммутация силовых ключей посредством применения коммутирующих конденсаторов. Применение компенсированных выпрямителей позволяет компенсировать реактивную мощность, потребляемую выпрямительным агрегатом. При применении фазового способа управления компенсации реактивной мощности, создаваемой компенсирующим устройством, оказывается недостаточно [34].

б) По характеру построения силовой схемы [35, 39]:

- *Нулевые выпрямители*, у которых в качестве отрицательного полюса

используется нулевая точка обмотки преобразовательного трансформатора либо уравнивающего реактора;

- *Мостовые преобразователи*, у которых положительный и отрицательные полюсы нагрузки подключаются к узлам, к которым присоединены выводы силовых вентилялей.

---

Силовые выпрямительные агрегаты применяются для ведения технологических процессов в различных областях промышленного производства, а также используются для электроснабжения электрического транспорта. В зависимости от мощности и режима работы электроприемников применяются выпрямительные агрегаты различного рода (выпрямители тока, напряжения), фазности, способов управления и т.д.

Электролизное производство характеризуется низкими значениями выпрямленного напряжения агрегата (300-600 В) и сравнительно высокими значениями выпрямленного тока, потребляемого электролизерами [1, 2, 61]. Это накладывает определенные технические требования к выпрямительным агрегатам, вследствие чего они выполняются, как правило, многофазными (12, 24, 48- фазными) с параллельным соединением вентиляльных блоков [30, 34]. Для управления режимом работы электролизеров применяются тиристорные вентиляльные блоки, а, при невозможности их применения в виду значительных вентиляльных токов, диодные вентиляльные блоки, управляемые дросселями насыщения [62]. Указанное обстоятельство влечет за собой значительное потребление реактивной мощности даже при малой глубине регулирования выпрямленного напряжения. Аналогичные утверждения справедливы и к электролизерам химической промышленности [34, 39].

Электроснабжения прокатных станов осуществляется, как правило, от тиристорных многофазных некомпенсированных выпрямительных агрегатов. [64, 65] В последнее время для электропривода прокатных станов стали применяться двухзвенные преобразователи частоты, постоянное напряжение звена постоянного тока которых создается при помощи активным выпрямителей,

успешно решающих вопросы снижения колебаний напряжения в точке передачи электроэнергии [66 – 69].

Таблица 1.1 – Области применения силовых полупроводниковых выпрямительных агрегатов

<b>Отрасль</b>	<b>Виды применяемый выпрямительных агрегатов</b>	<b>Виды электроприемников</b>
Электролизное производство	Многофазные симметричные выпрямители тока	Электролизеры алюминия, меди, цинка и т.д.
Электрохимия	-	Производство водорода, кислорода, хлора и т.д.
Прокатное производство	Многофазные симметричные выпрямители тока, активные выпрямители	Прокатные станы горячего и холодного проката
Нефтегазовая отрасль	-	Электропривод технологических механизмов, передача электроэнергии по линиям постоянного тока на шельфовые буровые установки
Электрический транспорт	Многофазные симметричные выпрямители тока, активные выпрямители	Электрифицированная ж/д, электрифицированный транспорт, электропривод электромобилей

В нефтегазовой отрасли, в виду широкого внедрения в последнее время, частотного асинхронного электропривода технологических механизмов, актуальным стал вопрос создания общих шин постоянного тока, к котором присоединены автономные инверторы электроприводов механизмов буровой установки [70 – 72]. В силу того, что силовые полупроводниковые выпрямители, создающие напряжение на общих шинах постоянного тока, подключаются к точке питающей сети с относительно низкой мощностью короткого замыкания, выпрямительных агрегат работает с большими углами коммутации, что соответствующим образом отражает на потреблении выпрямительным агрегатом

реактивной мощности. [70] Помимо этого, в виду широкого освоения запасов нефти и газа на морских шельфах, большую значимость приобретает вопрос снабжения бурой установки электроэнергией по линиям постоянного тока [73].

При электроснабжении железных дорог, работающих на постоянном токе напряжением 3000 В, важным является поддержание уровня напряжения на контактном рельсе в условиях меняющейся нагрузки участков железной дороги [74 – 76]. Это поднимает вопрос регулирования выпрямленного напряжения выпрямительного агрегата.

## **1.2 Классификация способов регулирования выпрямленного напряжения и тока выпрямительных агрегатов, их достоинства и недостатки**

Наилучшие результаты в плане обеспечения соответствия показателей качества нормативным значениям [9], снижения потребления выпрямителем реактивной мощности, а также уменьшения коэффициента пульсации выпрямленного напряжения, можно получить, применив для выпрямления напряжения сети *активный выпрямитель*, выполненный на основе преобразователей напряжения с ШИМ (рисунок 1.2) [43, 77 – 79]. Активные выпрямители позволяют потреблять из питающей сети токи заданной формы, регулировать фазу первой гармоники сетевых токов, что и обуславливает перечисленные выше преимущества.

Существенными недостатками активных выпрямителей являются низкие, по сравнению с выпрямительными диодами и однооперационными тиристорами, величины допустимых токов и напряжений современных силовых полностью управляемых ключей вентильных блоков активных выпрямителей. Данное обстоятельство, в сочетании с относительно высокой стоимостью компонентов активных выпрямителей, делает нецелесообразным, на текущих момент, использование активных выпрямителей для обеспечения электроэнергией электроприемников электролизного производства, железнодорожного транспорта, шин постоянного тока буровых установок нефтегазодобывающего комплекса и т.д.

В настоящее время для регулирования выпрямленного напряжения преобразовательных агрегатов применяется переключение отпаяк первичной обмотки трансформатора (ПБВ и РПН) механическими либо тиристорными переключателями (рисунок 1.5), применение трансформаторов и автотрансформаторов с подмагниченными магнитопроводами (рисунок 1.6), комбинированное РПН, сочетающее в себе два перечисленными выше способа, пофазное РПН и т.д. [37, 38, 80 – 88]

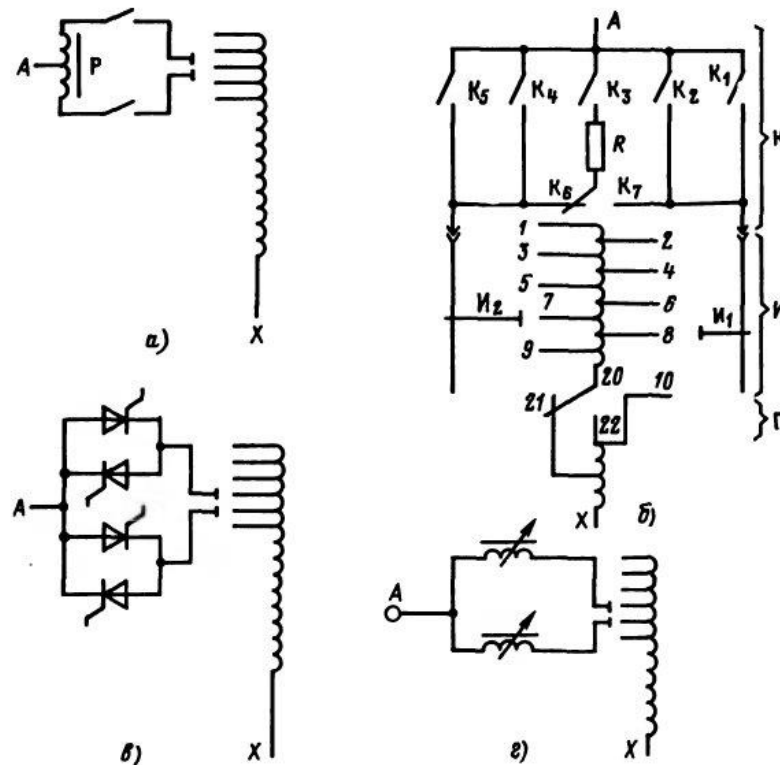


Рисунок 1.5 - Схемы устройств ступенчатого регулирования напряжения трансформатора: а) с переключателем реакторного типа; б) с быстродействующим переключателем с токоограничивающим резистором; в) с тиристорным переключателем; г) с управляемыми реакторами

Основными недостатками перечисленных выше способов регулирования напряжения являются:

- 1) Дискретность регулирования (для РПН и ПБВ);
- 2) Невозможность переключения под нагрузкой (для ПБВ);
- 3) Увеличение массы, габаритных размеров и стоимость преобразователей (трансформаторы с подмагничиванием и комбинированное РПН).

Широкое распространение в управляемых силовых выпрямителях получил способ *фазового управления*, осуществляемого либо тиристорными вентильными блоками, либо дросселями насыщения [1,2, 11, 34, 39, 42, 45, 52 – 55, 58 – 60]. Применение фазового регулирования обеспечивает плавность управления режимом работы нагрузки. В то же время, фазовый способ регулирования влечет за собой значительное потребление реактивной мощности преобразовательным агрегатом вследствие создания временного запаздывания вентильного тока относительно напряжения питающей сети (рисунок 1.7).

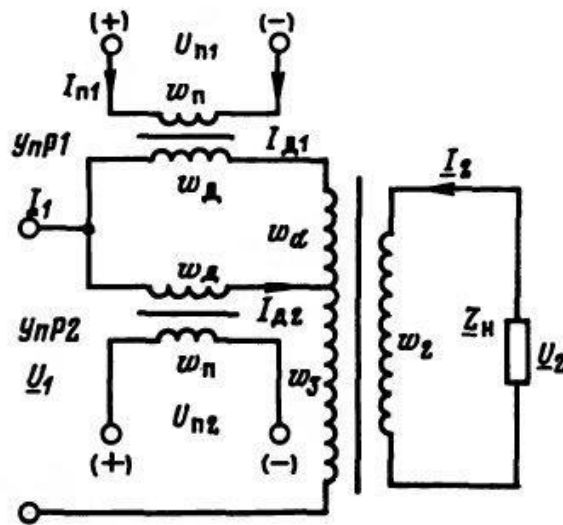


Рисунок 1.6 – Принципиальная схема бесконтактного РПН с управляемым подмагничиванием реактором

В ряде отраслей промышленности требуется стабилизация выпрямленного тока преобразовательного агрегата (к примеру, электролизное производства цветных металлов, электрохимия и т.д.) [1 – 7, 61]. Применение *параметрических источников тока* (рисунок 1.8), к которым в качестве нагрузки подключается трехфазные первичные обмотки преобразовательного трансформатора, позволяет стабилизировать ток нагрузки постоянного тока при колебаниях параметров нагрузки [34, 37, 89, 90]. Однако применение параметрических источников тока не позволяет компенсировать влияние изменений напряжения питающей сети на режим работы нагрузки.

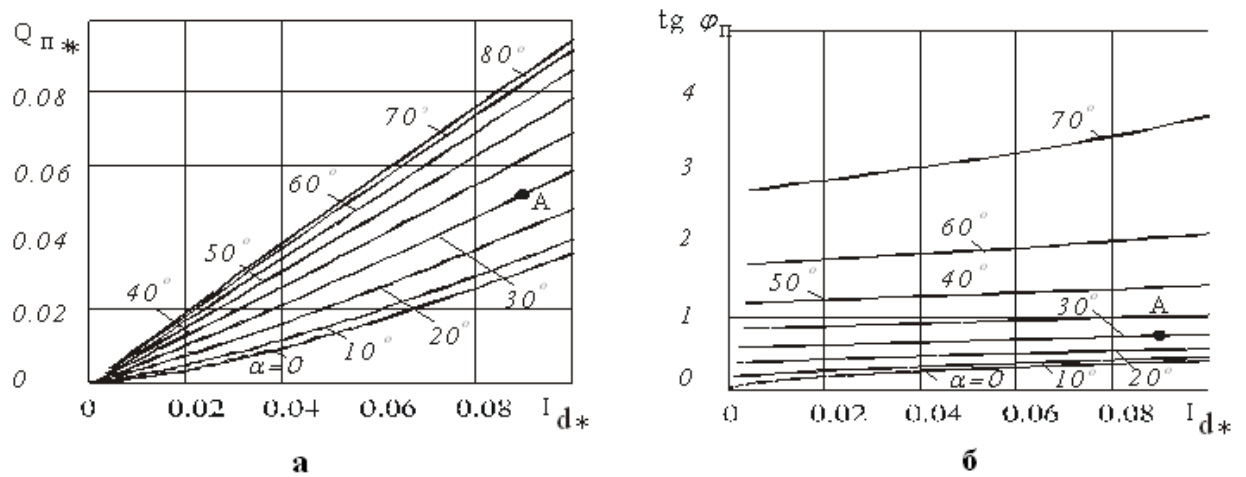


Рисунок 1.7 – Зависимость реактивной мощности (а) и коэффициента реактивной мощности (б) некомпенсированного симметричного управляемого выпрямителя в точке подключения к питающей сети от выпрямленного тока преобразовательного агрегата  $I_{d*}$  при различных значениях угла управления  $\alpha$

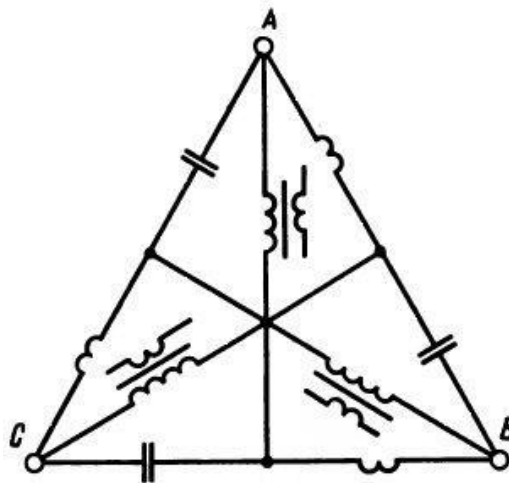


Рисунок 1.8 – Трехфазный параметрический источник тока

Многофазный симметричные компенсированные выпрямительные агрегаты, компенсирующее устройство которых осуществляет фильтрацию в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратных гармоник входных токов вентильных блоков, можно рассматривать как *параметрические источники напряжения* при соответствующем выборе собственной частоты контура коммутации (рисунки 1.9 и 1.10) [34, 71 – 73]. Это обусловлено жесткостью внешней характеристики таких выпрямительных агрегатов. Однако также, как и



параметрические источники тока, параметрические источники напряжения не способны скомпенсировать влияние изменения напряжения питающей сети на режим работы нагрузки (также см. Приложение В).

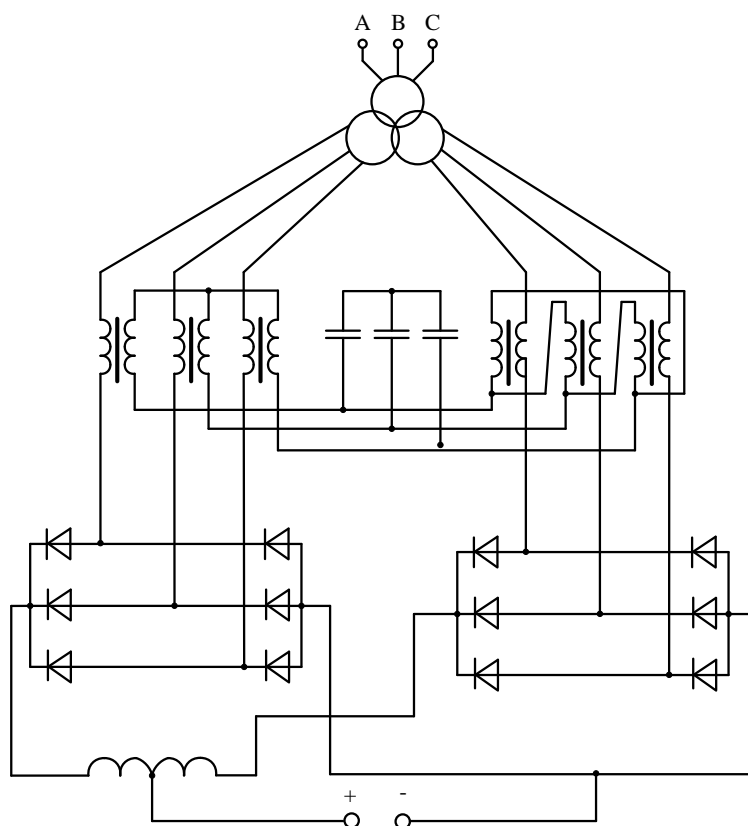


Рисунок 1.9 – Двенадцатифазный симметричный компенсированный выпрямительный агрегат с фильтрацией в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратных гармоник токов вентильных блоков

В качестве одного из перспективных средств создания гибких линий электропередач переменного тока (FACTS) можно отметить *объединенные регуляторы потоков мощности* (ОРПМ - UPFC), представляющий собой два преобразователя напряжения, соединенных последовательно посредством звена постоянного тока (рисунок 1.11) [17, 91, 92]. Возможность создания вносимого вольтодобавочным трансформатором напряжения практически произвольной формы, в сочетании с возможностью потребления подключенным параллельно к питающей сети преобразователем напряжения тока, компенсирующего пассивные составляющие потребляемой из питающей системы полной мощности, позволяет говорить о перспективности применения ОРПМ для решение различных задач в

системах электроснабжения. Так в [82] рассматривается создание на основе UPFC комплексной системы сопряжения, применяемой в распределительных сетях низкого напряжения с автономными источниками электроэнергии. В работах [93, 94] рассматривается применение UPFC для создания силового трансформатора с векторным управлением.

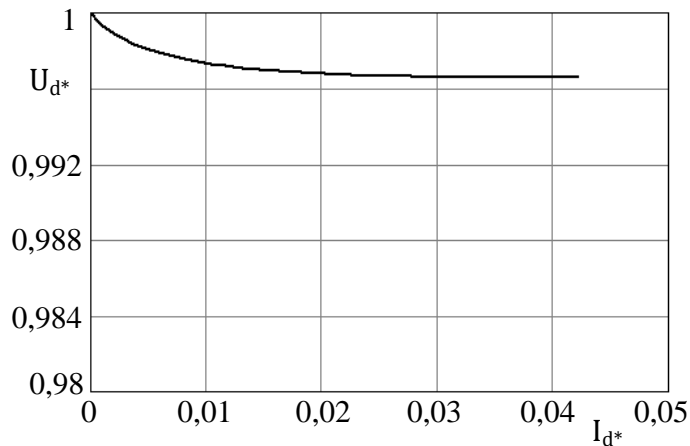


Рисунок 1.10 – Внешняя характеристика двенадцатифазного неуправляемого симметричного компенсированного выпрямительного агрегата с фильтрацией коммутирующие конденсаторы нечетно-кратных гармоник токов вентильных блоков в основном режиме работы

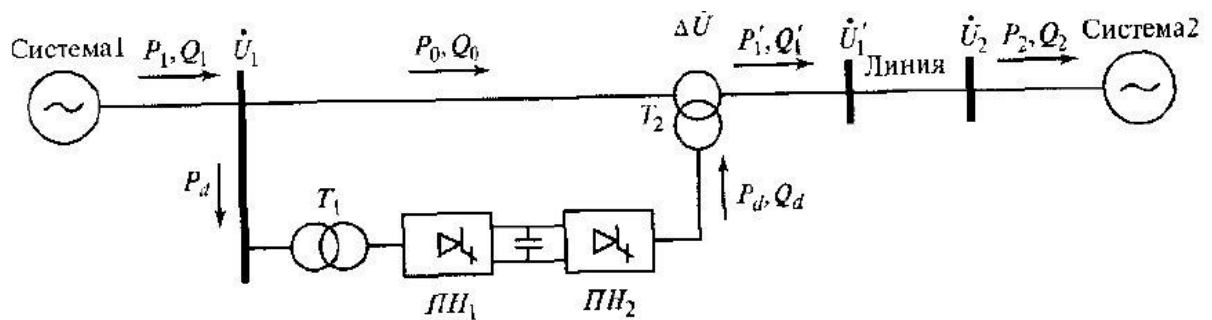


Рисунок 1.11 – Применение объединенного регулятора потоков мощности для управления режимом высоковольтной гибкой линии электропередач переменного тока

На основе UPFC были разработаны способы управления многофазными симметричными выпрямительными агрегатами (*векторное управление выпрямительным агрегатом*) (рисунок 1.12) [95 – 97]. Достоинством применения указанных способов управления выпрямительными агрегатами является

плавность управления выпрямленным напряжением, возможность дополнительного компенсации реактивной мощности, потребляемой выпрямительным агрегатом, за счет внесения преобразователя напряжения в силовую часть схемы соответствующих составляющих напряжения и тока. Помимо сказанного, следует отметить, что установленная мощность устройств управления, представляющих собой преобразователи напряжения с ШИМ и сглаживающие фильтры, определяется необходимым диапазоном регулирования, что отличает данные способы управления от применения активных выпрямителей, силовое оборудование которых выбирается исходя из мощности, потребляемой нагрузкой постоянного тока.

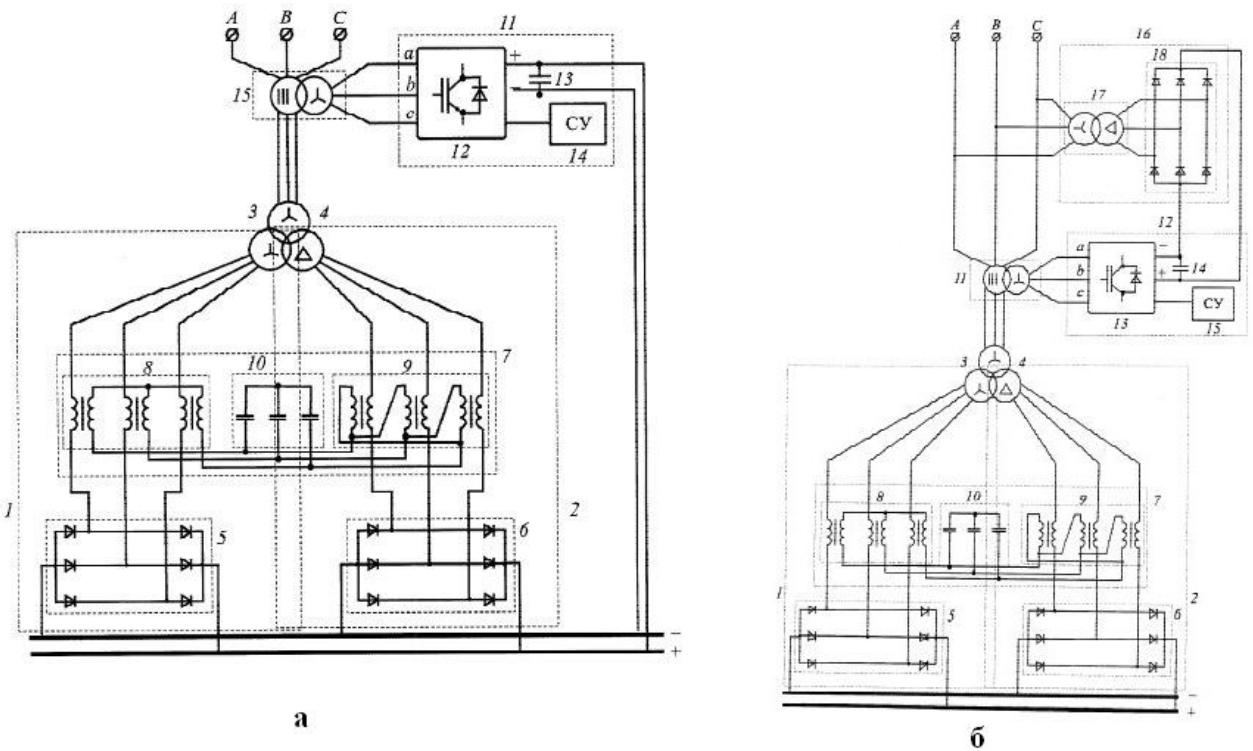


Рисунок 1.12 – Способы управления многофазными симметричными выпрямительными агрегатами

Однако недостатком перечисленных способов векторного управления выпрямительными агрегатами является протекание по обмоткам вольтодобавочного трансформатора высших гармоник тока, потребляемого выпрямительным агрегатом от питающей сети. Вследствие этого, в целях обеспечения синусоидальности вносимого в контур коммутации напряжения, необходимо принимать меры по компенсации падений напряжения на Г-образных

низкочастотных фильтрах устройства векторного управления от высших гармоник протекающего по ним тока.

### **1.3 Выводы и постановка задач исследования**

Проведенный анализ показал, что применение выпрямительных агрегатов, построенных на основе активных выпрямителей, эффективно решающих вопросы качества электроэнергии и компенсации реактивной мощности, является нерациональным при электроснабжении потребителей постоянного тока электролизного производства, электрифицированного транспорта и т.д. Это обусловлено как высокой стоимостью силовых полупроводниковых блоков активных выпрямителей, так и относительно низкими допустимыми токами и напряжениями полностью управляемых полупроводниковых силовых ключей по сравнению с мощными выпрямительными диодами и тиристорами. В связи с этим, при рассмотрении вопросов электроснабжения названных потребителей, следует рассматривать традиционные выпрямители тока, выполненные на неуправляемых, либо не полностью управляемых силовых ключах.

Отказ от применения активных выпрямителей в составе выпрямительных агрегатов влечет за собой актуализацию вопросов по компенсации реактивной мощности, потребляемой выпрямительным агрегатом. Сопряженное с применением фазового способа управления режимом работы нагрузки увеличение потребления выпрямительным агрегатом реактивной мощности мотивирует к выбору альтернативных способов управления режимом нагрузки постоянного тока.

С учетом всех достоинств и недостатков перечисленных выше способов управления выпрямительными агрегатами при электроснабжении электроприемников постоянного тока, требующих плавного регулирования режима их работы, и невозможности их электроснабжения применением активных выпрямителей, рациональным является применение компенсированных выпрямительных агрегатов с фильтрацией в коммутирующие конденсаторы

нечетно-кратных гармоник входных токов преобразовательных блоков. Это обусловлено жесткостью внешней характеристики выпрямительного агрегата, получаемой в этой случае. Одновременно с этим решается вопрос компенсации реактивной мощности, потребляемой выпрямительным агрегатом.

Для компенсации влияния изменений напряжения питающей сети на выпрямленное напряжение указанного компенсированного выпрямительного агрегата следует применять сочетание дискретного и плавного способов регулирования, при котором дискретное регулирование осуществляется устройством РПН, а плавное управление в пределах ступени дискретного регулирования осуществляется устройствами векторного управления выпрямительным агрегатом. В целях снижения требований к низкочастотным фильтрам устройства векторного управления целесообразна разработка такой силовой схемы, при которой обмотки вольтодобавочного трансформатора УВУ будут обтекаться током, не содержащим высших гармоник.

На основании всего вышесказанного формулируются **задачи диссертационного исследования:**

1. Разработка в дополнение к существующим способам управления выпрямительным агрегатом нового способа векторного управления
2. Проведение исследования квазиустановившихся электромагнитных процессов в КВсВУ, построение внешних и энергетических характеристик данных выпрямителей при различных параметрах вносимого в контур коммутации синусоидального напряжения, созданного устройствами векторного управления.
3. Рассмотрение особенностей расчета Г-образных ШИМ-фильтров и электромагнитных процессов в фильтрах и преобразователях напряжения, возникающие в случае векторного управления компенсированными выпрямительными агрегатами.
4. Исследование переходных процессов в компенсированных выпрямительных агрегатах с векторным управлением.
5. Проведение экспериментальных исследований квазиустановившихся

электромагнитных процессов и характеристик выпрямительных агрегатов с векторным управлением с помощью лабораторного оборудования лабораторий кафедры «Электрические станции, сети и системы электроснабжения» ФГАОУ ВО «ЮУрГУ (НИУ)». Качественное соотнесение результатов экспериментального исследования с результатами компьютерного моделирования и аналитических расчетов.

## **2. СПОСОБЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ КОМПЕНСИРОВАННЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫМ АГРЕГАТОМ. ИССЛЕДОВАНИЕ КВАЗИУСТАНОВИВШИХСЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ, ВНЕШНИХ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОМПЕНСИРОВАННЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

Во второй главе диссертационной работы описываются способы векторного управления силовым выпрямительным агрегатом [95–97], предложен новый способ векторного управления, разработанный на основе уже существующих [98]. Также проводится исследование электромагнитных процессов и характеристик компенсированных выпрямителей с векторным управлением. Под компенсированным выпрямителем с векторным управлением понимается выпрямитель тока, оборудованный устройством векторного управления (УВУ), а также компенсирующим устройством, осуществляющим одноступенчатую искусственную коммутацию силовых вентилях (КУ).

### **2.1 Способы векторного управления выпрямительными агрегатами**

В главе 1 представлены два существующих способа векторного управления выпрямительными агрегатами. Силовые схемы выпрямителей, в которых осуществляется векторное управление согласно описанным способам, приведены на рисунках 2.1 а и б. Вентильные блоки (ВБ), преобразовательный трансформатор (Т) и компенсирующее устройство (КУ) вместе с шинами постоянного тока представляют собой основной выпрямитель. Остальная часть схемы, за исключением питающей сети, является устройством векторного управления (УВУ). Задачей устройства векторного управления является внесение в контур коммутации дополнительного напряжения управления, при помощи которого осуществляется регулирование выпрямленного напряжения на шинах постоянного тока основного выпрямителя. Регулируемое по амплитуде и по фазе

напряжение управления формируется посредством применения преобразователя напряжения (активного преобразователя) с ШИМ (АП на рисунке 2.1а, АП2 на рисунке 2.1б). Далее сформированное таким образом напряжение подается на вход Г-образного ШИМ фильтра (Ф2) с целью подавления высших гармонических составляющих и выделения первой гармоники. После этого напряжение управления вносится в контур коммутации с помощью вольтодобавочного трансформатора (ВДТ).

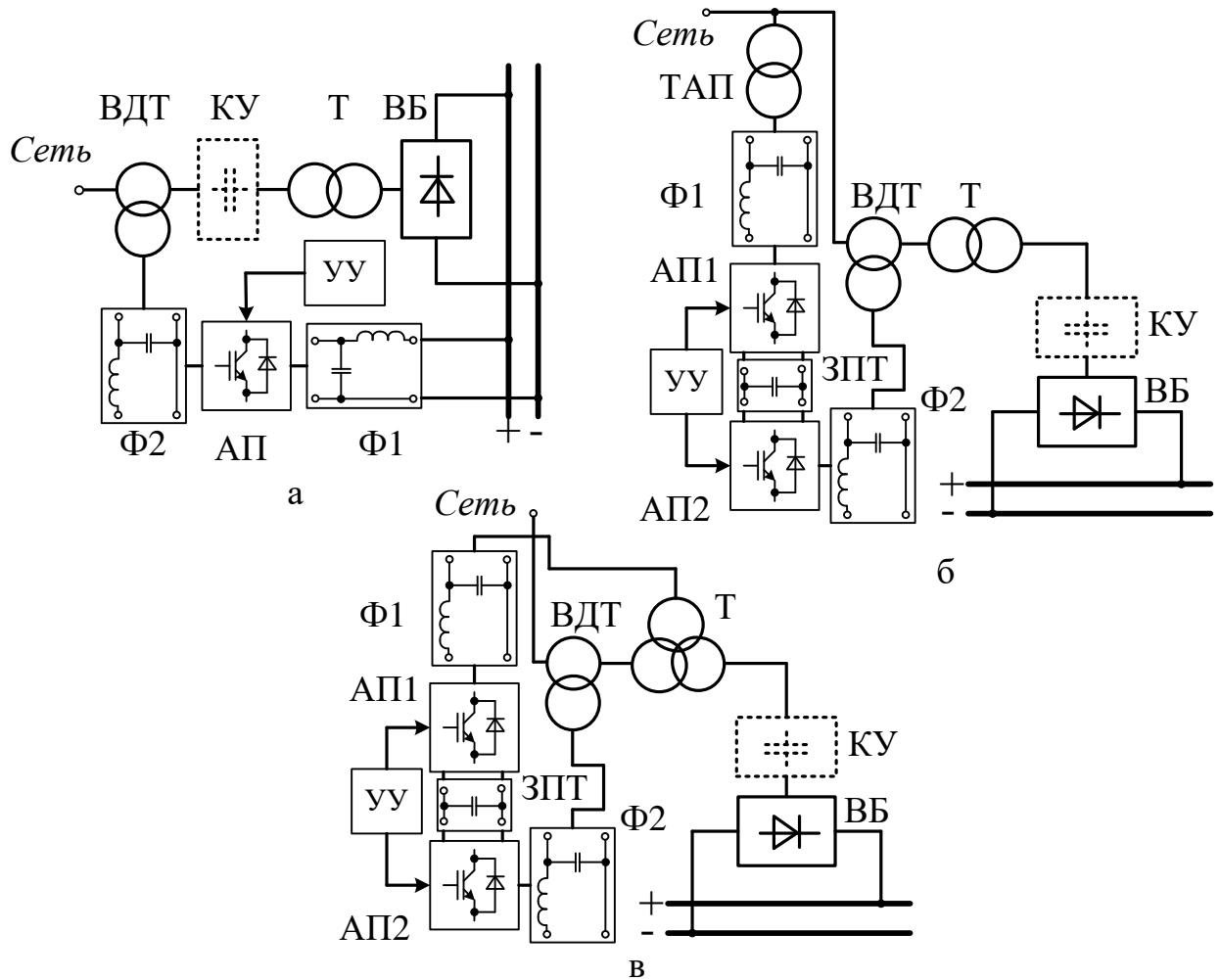


Рисунок 2.1 – Силовые схемы выпрямительных агрегатов с векторным управлением

Очевидно, что протекание тока, потребляемого основным преобразователем из питающей сети, по вторичной обмотке ВДТ обуславливает обмен активной и пассивной мощностью (по терминологии С. Фризе [99]) между активным преобразователем, питающей сетью и основным выпрямителем. Пассивная составляющая мощности преобразуется, в свою очередь, в пассивную



составляющие мощности звена постоянного тока (ЗПТ) и замыкается через его фильтровый конденсатор. Активная же составляющая вместе с потерями в активном преобразователе и ШИМ- фильтре преобразуется в активную составляющую мощности звена постоянного тока. Для обеспечения ее протекания необходимо подключить к ЗПТ источник постоянного напряжения. Таким источником могут быть шины постоянного тока основного выпрямителя, подключенные к звену постоянного тока посредством Г- образного фильтра Ф1 (рисунок 2.1а). Альтернативным решением является применение в качестве такого источника второго активного преобразователя с широтно-импульсной модуляцией (АП1 на рисунке 2.1 б ). На рисунке 2.1б активный преобразователь АП1 подключается через фильтр Ф1 к питающей сети посредством дополнительного трансформатора активного преобразователя (ТАП).

Как было сказано в главе 1, недостатком описанных схем исполнения выпрямительных агрегатов с векторным управлением является протекание по обмоткам ВДТ высших гармоник токов, потребляемых из питающей сети, которые, в свою очередь, вызывают после трансформации падения напряжения на соответствующем Г-образном фильтре. Выпрямительный агрегат с векторным управлением, выполненный по схеме, представленной на рисунке 2.1 в, лишен описанного недостатка. АП1, в отличие от схемы, изображенной на рисунке 2.1 б, получает питание через низкочастотный фильтр Ф1 от дополнительной обмотки преобразовательного трансформатора Т. Остальные обозначения на схеме совпадают с таковыми, показанными на схеме, представленной на рис. 2.1 б

## **2.2 Исходные положения для исследования квазиустановившихся электромагнитных процессов компенсированных выпрямительных агрегатов с векторным управлением**

В общем случае получение аналитических зависимостей, описывающих квазиустановившиеся электромагнитные процессы, протекающие в компенсированном выпрямителе, является трудоемкой задачей [30, 34]. Решение

такой задачи даже в случае простейшего двухфазного компенсированного выпрямителя требует значительных усилий. Эти утверждения тем более справедливы и в случае векторного управления компенсированным выпрямителем, когда добавляется устройство векторного управления, гальванически и индуктивно связанное с основным выпрямителем. С целью упрощения решения указанной задачи вводятся допущения (соответствующие второму уровню абстракций [34]), справедливые в случае мощных вентильных преобразователей:

- 1) Потери электроэнергии в питающей сети и в основном выпрямителе равны нулю;
- 2) Токи намагничивания трансформаторов и реакторов отсутствуют;
- 3) Все элементы основного выпрямителя, помимо силовых ключей вентильных блоков, линейны;
- 4) Сглаживающий реактор в цепи нагрузки имеет бесконечную индуктивность (ток нагрузки не имеет пульсаций);
- 5) Выпрямительные диоды идеальны.

Для устройства векторного управления вводятся следующие допущения:

- 1) Силовые ключи активных преобразователей идеальны. Времена их коммутации равны нулю, потери электроэнергии в них отсутствуют.
- 2) Содержание высших гармоник на выходах ШИМ-фильтров пренебрежительно мало.
- 3) Пульсации постоянного напряжения ЗПТ УВУ пренебрежительно малы.
- 4) Пульсациями постоянного тока, потребляемого УВУ от шин постоянного тока основного выпрямителя, можно пренебречь (для выпрямителей, выполненных по схеме, показанной на рисунке 2.1 а).

Применение указанных допущений позволяет упростить расчетные выражения. Компенсированный выпрямитель с векторным управлением разделяются на две отдельные расчетные схемы: схема основного выпрямители и УВУ. Влияние отброшенной части в обеих схемах замещения учитывается, согласно известной из ТОЭ теореме о компенсации [100], введением в них

идеальных источников ЭДС и тока. Расчет квазиустановившихся процессов в УВУ представлен в главе 3.

Компенсированный выпрямитель с векторным управлением по своей структуре и протекающим в нем электромагнитным процессам отличается от классических компенсированных выпрямителей, исследованных многочисленными авторами в течение двадцатого столетия [28–30, 34, 35, 39]. С целью обобщения полученных ими теоретических положений на случай векторного управления желательно сохранить, насколько это возможно, традиционный подход при исследовании нового устройства. Кроме того, желательно получить теоретические зависимости, справедливые для широкого класса компенсированных выпрямителей с различной фазностью, схемами преобразовательного трансформатора, способами подключения компенсирующего устройства, а также схемами и способами соединения вентильных блоков.

Первым шагом к получению названных выше теоретических зависимостей было применение перечисленных выше допущений к обоим частям исследуемого устройства и разделение общей схемы на две схемы замещения. Тогда для основного выпрямителя можно получить схему замещения, содержащую дополнительные идеальные источники ЭДС  $e_y$ , учитывающие внесение напряжения управления в контур коммутации, а также один из источников тока  $I_{dy}$ ,  $i_{y1}$  или  $i_{y2}$  (для схем, показанных на рисунках 2.1 а, б и в соответственно), учитывающие потребление мощности устройством векторного управления (на рисунке 2.2 это показано на примере двухфазной нулевой схемы, где  $i_s$  – ток, потребляемый компенсированным выпрямителем с векторным управлением из питающей сети).

Параметры источников ЭДС  $e_y$  можно считать независимыми переменными, в зависимости от которых будут строиться статические характеристики. Параметры же источников тока будут определяться интегральным выражением вида:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sum e_y i_{\pi} d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sum u_i i_y d\theta, \quad (2.1)$$

учитывающим баланс активной мощности по входу и выходу устройства векторного управления. Здесь  $i_{\pi}$  – токи вторичной обмотки ВДТ;  $u_i$  – напряжения на зажимах идеальных источников тока;  $i_y$  – токи идеальных источников тока;  $\theta = \omega t$  – произведение круговой частоты питающей сети на время (в электрических градусах). Суммирование производится для всех ветвей с соответствующими источниками тока и напряжения.

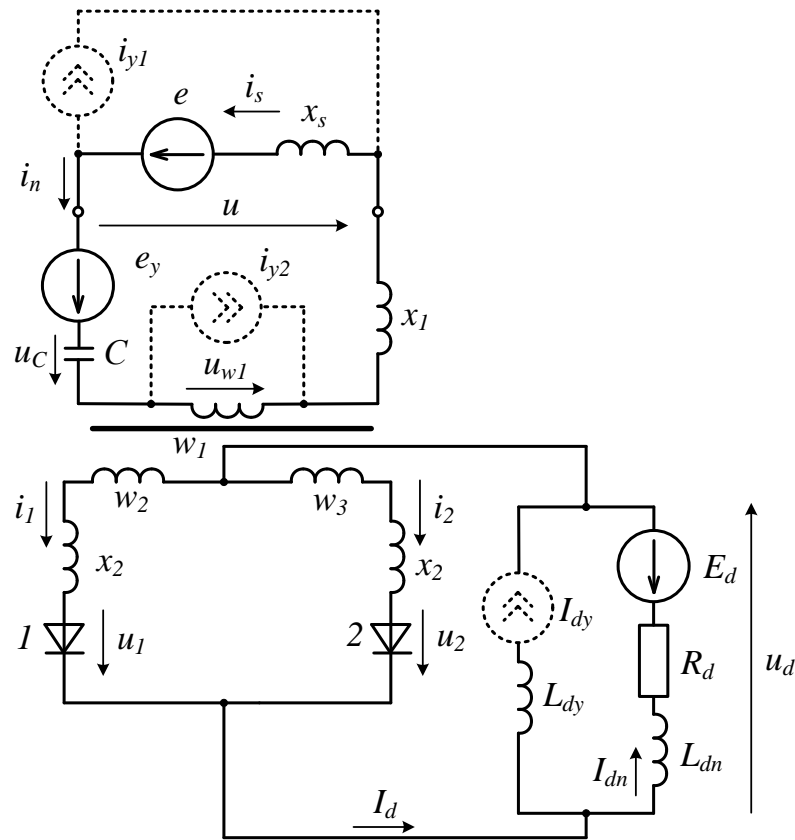


Рисунок 2.2 – Схема для расчета электромагнитных процессов и характеристик основного выпрямителя

Для случая, показанного на рисунке 2.1 а, выражение (2.1) принимает следующий вид:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sum e_y i_{\pi} d\theta = P_{dy} = U_d I_{dy}, \quad (2.2)$$

из которого можно легко найти значение  $I_{dy}$ , поскольку среднее значение выпрямленного напряжения на шинах постоянного тока основного преобразователя  $U_d$ , а также остальные входящие в выражение переменные,

находятся в результате расчета электромагнитных процессов, при котором выпрямительный агрегат нагружен на общий ток  $I_d = I_{dy} + I_{dn}$ . Здесь  $P_{dy}$  – мощность, потребляемая устройством векторного управления;  $I_{dn}$  – постоянный ток, потребляемый нагрузкой.

Для схем, представленных на рисунках 2.1 б и в, в силу их топологии, не удастся провести расчет, при котором выпрямительный агрегат нагружен на общий ток  $I_d$  нагрузки и УВУ, как это можно сделать для предыдущей схемы. Вследствие этого не удастся определить закон изменения токов  $i_y$  во времени способом, подобным применяемому при расчете преобразователя, показанного рисунке 2.1 а. Поэтому в целях построения единообразной теории квазиустановившихся электромагнитных процессов компенсированного выпрямителя с векторным управлением на первом этапе расчета электромагнитных процессов в выпрямительных агрегатов, выполненных по схемам, указанным на рисунках 2.1 б и в, необходимо схему, подобную показанной на рисунке 2.2, преобразовать таким образом, чтобы дополнительные источники тока  $i_{y1}$  (или  $i_{y2}$ ) отсутствовали, а их влияние учитывалось соответствующим изменением ЭДС питающей сети.

Учесть влияние дополнительных источников токов соответствующими составляющими ЭДС питающей сети можно, приняв во внимание, что, в конечном итоге, параметры протекающих в основном выпрямителе электромагнитных процессов в квазиустановившемся режиме определяются:

- 1) выпрямленным током вентильной части преобразователя  $I_d$ , независимо от конфигурации нагрузки постоянного тока основного выпрямителя;
- 2) магнитными потоками в стержнях магнитопровода преобразовательного трансформатора (точнее – их производными).

При указанных выше допущениях и принятом выше учете напряжений управления всю часть цепи, электрически связанную с первичной обмоткой преобразовательного трансформатора (в том числе, вместе с самой обмоткой) можно считать состоящей из линейных элементов, что, в свою очередь, предполагает возможность применения к ней принципа наложения. В схемах,

показанных на рисунках 2.1 б и в, токи, потребляемые устройством векторного управления, суммируются соответственно (с дополнительными коэффициентами) с токами, потребляемыми основным выпрямителем из питающей сети (ток  $i_n$  для выпрямителя, показанного на рисунке 2.2б), либо с токами, потребляемыми вентиляльной частью (ток  $i_1 - i_2$  для выпрямителя на рисунке 2.2в). Суммарные токи создают падения напряжения в первичной цепи преобразовательного трансформатора. Следовательно, данные падения напряжения можно рассматривать как сумму таковых от токов, потребляемых устройством векторного управления, и одних из перечисленных токов.

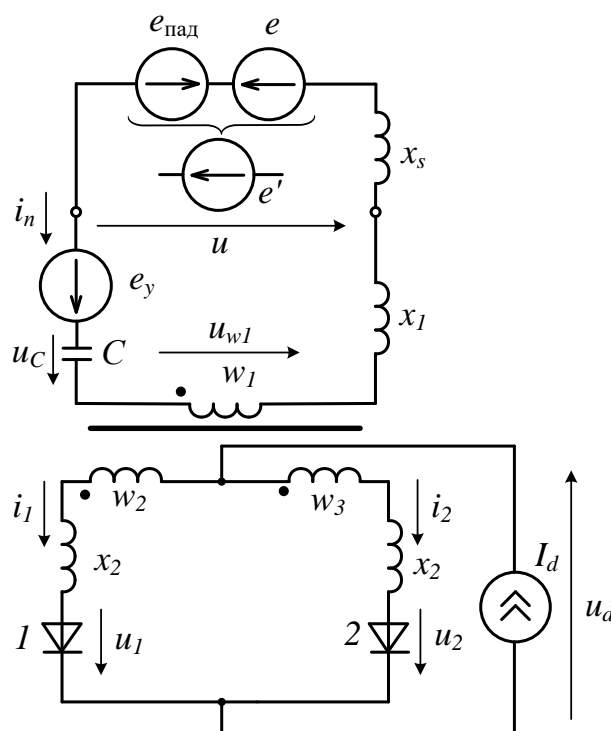


Рисунок 2.3 – Эквивалентная схема для расчета квазиустановившихся электромагнитных процессов и характеристик компенсированного выпрямителя с векторным управлением

В данной диссертационной работе рассматривается потребление устройством векторного управления только синусоидальных токов, поэтому составляющую указанных падений напряжений от них можно учесть дополнительными идеальными синусоидальными источниками ЭДС  $e_{пад}$ , направленными встречно исходным ЭДС сети  $e$  (что показано на рисунке 2.3 для случая двухфазного выпрямителя). Результирующие ЭДС  $e'$  могут

рассматриваться как ЭДС некой питающей сети, создающей, при допущении об отсутствии потребления устройством векторного управления токов и созданных ими падений напряжения, те же магнитные потоки в стержнях магнитопровода преобразовательного трансформатора, что и в исходной схеме.

Таким образом, мы приходим к схеме замещения, подобной представленным в [34] и отличающейся от них наличием ЭДС  $e_y$ , учитывающих напряжения управления, вносимые в контур коммутации (что показано на рисунке 2.3 для двухфазной нулевой схемы), а также заменой нагрузки выпрямителя источником тока  $I_d$  (подобно показанному на рисунке 2.3).

### **2.3 Электромагнитные процессы в двухфазных нулевых компенсированных выпрямителях с векторным управлением в основном режиме работы**

Все сказанное выше относилось к широкому классу компенсированных выпрямителей с векторным управлением, отличающихся фазностью основного выпрямителя, схемой и местом подключения компенсирующего устройства и т.д. Рисунки 2.2. и 2.3 иллюстрировали сказанное на примере двухфазной нулевой схемы. В [30] были получены аналитические зависимости, описывающие в относительных единицах электромагнитные процессы и характеристики выпрямителей и справедливые для широкого класса выпрямителей в основном режиме их работы. Имеет смысл получить подобные характеристики для случая компенсированного выпрямителя с векторным управлением. Следуя описанному в [30] подходу, найдем сначала электромагнитные процессы, протекающие в двухфазным компенсированных выпрямителях. Расчет проведем для случая нулевой схемы. Для мостовой схемы будут некоторые отличия, не влияющие на общность сделанных выводов. Примем на данном этапе расчета дополнительное допущение об отсутствии потерь мощности в УВУ.

На рис. 2.3 показана полученная с помощью преобразования схемы, описанного в параграфе 2.2, схема замещения основного выпрямителя двухфазного нулевого компенсированного выпрямителя с векторным управлением. На схеме обозначены:  $x_s$  – индуктивное сопротивление питающей

сети;  $x_1$  и  $x_2$  – индуктивные сопротивления сетевой и вентильных обмоток соответственно (все индуктивные сопротивления взяты при круговой частоте  $\omega$ );  $w_1$ ,  $w_2$  и  $w_3$  – числа витков сетевой и вентильных обмоток соответственно;  $C$  – емкость компенсирующего устройства, приведенная к первичной обмотке преобразовательного трансформатора (индуктивности рассеяния реактора компенсирующего устройства, в случае необходимости, можно отнести к  $x_1$ ); 1 и 2 – выпрямительные диоды;  $i_n$  – ток, потребляемый основным выпрямителем из питающей сети;  $i_1$  и  $i_2$  – токи диодов;  $u$  – напряжение в точке подключения преобразователя к питающей сети;  $u_{w1}$  – напряжение на показанной на схеме замещения идеальной обмотке  $w_1$ , равное производной магнитного потока стержня преобразовательного трансформатора по времени;  $u_C$  – напряжение, вносимое компенсирующим устройством;  $u_1$  и  $u_2$  – напряжения на диодах;  $u_d$  – выпрямленное напряжение.

Применим для расчета квазиустановившихся электромагнитных процессов метод кусочно-линейной аппроксимации вольт-амперных характеристик диодов и согласования решений на различных участках периода питающей сети [34]. Составим систему уравнений по законам Кирхгофа для электрической и магнитной цепей. В формулах (2.3):  $n = \frac{w_1}{w_2} = \frac{w_1}{w_3}$  – коэффициенты трансформации между соответствующими обмотками преобразовательного трансформатора;  $x_C$  – сопротивление, соответствующее емкости  $C$  на круговой частоте питающей сети  $\omega$ .

$$\begin{aligned}
 i_n &= \frac{i_1 - i_2}{n}; \quad i_1 + i_2 = I_d; \quad i_n = \frac{1}{x_C} \frac{du_C}{d\theta}; \quad u = e' - x_s \frac{di_n}{d\theta}; \\
 u_{w1} &= e' + e_y - u_C - (x_s + x_1) \frac{di_n}{d\theta} \\
 x_2 \frac{di_1}{d\theta} + u_1 + u_d &= \frac{1}{n} \left[ e' + e_y - (x_1 + x_s) \frac{di_n}{d\theta} - u_C \right]; \\
 x_2 \frac{di_2}{d\theta} + u_2 + u_d &= -\frac{1}{n} \left[ e' + e_y - (x_1 + x_s) \frac{di_n}{d\theta} - u_C \right].
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Путем качественного анализа электромагнитных процессов на периоде питающей сети установим четыре интервала, на которые делится период питающей сети:



1) Внекоммутационный интервал  $\alpha + \gamma - \pi \leq \theta \leq \alpha$ , в течение которого напряжение на диоде 1 отрицательно; диод 2 открыт и проводит выпрямленный ток;

2) Коммутационный интервал  $\alpha \leq \theta \leq \alpha + \gamma$ , в течение которого выпрямленный ток переключается с диода 2 на диод 1;

3) Внекоммутационный интервал  $\alpha + \gamma \leq \theta \leq \alpha + \pi$ , в течение которого напряжение на диоде 2 отрицательно; диод 1 открыт и проводит выпрямленный ток;

4) Коммутационный интервал  $\alpha + \pi \leq \theta \leq \alpha + \gamma + \pi$ , в течение которого выпрямленный ток переключается с диода 1 на диод 2.

Здесь  $\alpha$  – угол включения вентиля, отсчитываемый, как и в [34] от момента перехода коммутирующей ЭДС питающей сети (см. далее по тексту) через нулевое значение;  $\gamma$  – угол коммутации, определяющий длительность процесса коммутации.

В силу симметричности компенсированного выпрямителя электромагнитные процессы на интервалах 3 и 4 полностью повторяют соответствующие процессы на интервалах 1 и 2 с точностью до знаков. Поэтому имеет смысл рассмотреть только интервалы 1 и 2. Для интервала 1 имеем в дополнение к (2.3) следующую систему уравнений:

$$i_1 = 0; i_2 = I_d; u_2 = 0. \quad (2.4)$$

Решая совместно (2.3) и (2.4), получим:

$$\begin{aligned} i_{\Pi} &= -\frac{I_d}{n}; u_C = \frac{n}{2}u_k = -\frac{x_C}{n}I_d(\theta - \alpha) + u_C(\alpha); u = e'; u_{w1} = e' \\ u_1 &= e_k' + e_{ky} - \frac{2u_C}{n} = e_k' + e_{ky} - u_k; \\ u_d &= -\frac{e'}{n} - \frac{e_y}{n} + \frac{u_C}{n} = -\frac{e'}{n} - \frac{e_y}{n} + \frac{u_k}{2}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Здесь  $u_k = \frac{2}{n}u_C$  – напряжение коммутации (напряжение, вносимое компенсирующим устройством, приведенное к стороне вентиляльных обмоток);  $u_C(\alpha)$  – напряжение, вносимое компенсирующим устройством при  $\theta = \alpha$ ;  $e_k' =$

$\frac{e'}{n} - (-\frac{e'}{n}) = \frac{2}{n} \delta_E E_m \sin(\theta + \delta_\alpha) = \delta_E E_{km} \sin(\theta + \delta_\alpha)$  – эквивалентная коммутирующая ЭДС (отличается от упомянутой выше коммутирующей ЭДС питающей сети, равной  $e_k = \frac{e}{n} - (-\frac{e}{n}) = \frac{2}{n} E_m \sin(\theta) = E_{km} \sin(\theta)$ );  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$  – коэффициенты, определяющие соответственно отличие по амплитуде и разность фаз между эквивалентной ЭДС  $e'$  и реальной ЭДС питающей сети  $e$ ;  $e_{ky} = \frac{e_y}{n} - (-\frac{e_y}{n}) = \frac{2}{n} \sigma E_m \sin(\theta + \rho) = \sigma E_{km} \sin(\theta + \rho)$  – коммутирующая ЭДС управления.

Для интервала 2 имеем в дополнение к (2.3) следующую систему уравнений:

$$u_1 = 0; u_2 = 0. \quad (2.6)$$

С учетом (2.6) приведем последние два уравнения системы (2.3) к виду:

$$\begin{aligned} x_2 \frac{di_1}{d\theta} + u_d &= \frac{1}{n} \left[ e' + e_y - (x_1 + x_s) \frac{di_\Pi}{d\theta} - u_c \right]; \\ x_2 \frac{di_2}{d\theta} + u_d &= -\frac{1}{n} \left[ e' + e_y - (x_1 + x_s) \frac{di_\Pi}{d\theta} - u_c \right]. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Вычитая второе уравнение (2.7) из первого с учетом (2.3) получим выражение:

$$x_k \frac{di_k}{d\theta} + u_k = \Delta_E E_{km} \sin(\theta + \Delta_\alpha), \quad (2.8)$$

где  $x_k = x_2 + \frac{2}{n^2} (x_1 + x_s)$  – приведенное к стороне вентильных обмоток сопротивление контура коммутации;  $i_k = i_1 - i_2$  – ток контура коммутации;  $\Delta_E = \sqrt{[\delta_E \cos(\delta_\alpha) + \sigma \cos(\rho)]^2 + [\delta_E \sin(\delta_\alpha) + \sigma \sin(\rho)]^2}$  и  $\Delta_\alpha = \arctg \frac{\delta_E \sin(\delta_\alpha) + \sigma \sin(\rho)}{\delta_E \cos(\delta_\alpha) + \sigma \cos(\rho)}$  – коэффициенты, учитывающие изменения амплитуды результирующей коммутирующей ЭДС и ее фазы соответственно за счет внесения напряжения управления и наличия потерь напряжения в первичной цепи от тока, потребляемого устройством векторного управления. Принимая во внимание выражение для  $u_k$  и третье уравнение системы (2.3), преобразуем выражение (2.8) к виду:

$$\frac{d^2 u_k}{d\theta^2} + \nu^2 u_k = \Delta_E \nu^2 E_{km} \sin(\theta + \Delta_\alpha), \quad (2.9)$$

где  $\nu = \sqrt{\frac{2 x_c}{n^2 x_k}}$  – относительная собственная частота контура коммутации.

Выражение (2.9) является линейным дифференциальным уравнением второго порядка с постоянными коэффициентами [101]. Общее решение уравнения (2.9) имеет вид:

$$u_k = \Delta_E E_{km} \frac{\nu^2}{\nu^2 - 1} \sin(\theta + \Delta_\alpha) + \nu x_k A_1 \sin \nu(\theta - \alpha) + \nu x_k A_2 \cos \nu(\theta - \alpha). \quad (2.10)$$

Здесь произвольные постоянные для удобства расчета обозначены как  $\nu x_k A_1$  и  $\nu x_k A_2$ ; переходный процесс коммутации начинается в момент  $\theta = \alpha$ , чем и объясняется присутствие аргумента тригонометрических функций  $\nu(\theta - \alpha)$ .

Принимая во внимание определение тока контура коммутации  $i_k$ , а также первое и третье уравнение системы (2.3), получим из (2.10) выражение вида:

$$i_k = \frac{\Delta_E}{\nu^2 - 1} \frac{E_{km}}{x_k} \cos(\theta + \Delta_\alpha) + A_1 \cos \nu(\theta - \alpha) - A_2 \sin \nu(\theta - \alpha). \quad (2.11)$$

Для нахождения произвольных постоянных  $A_1$  и  $A_2$  в выражениях (2.10) и (2.11) примем во внимание, прежде всего, то, что напряжение, вносимое компенсирующим устройством КУ (или напряжение коммутации  $u_k$ ), в квазиустановившемся режиме является периодической функцией. Это означает, что величины напряжения коммутации, относящиеся к углам  $\theta$ , отстоящим на полпериода  $\Delta\theta = \pi$  равны по абсолютному значению и противоположны по знаку. Во-вторых, контур коммутации содержит в себе индуктивные элементы, что означает справедливость первого закона коммутации для данного контура, а именно, условие непрерывности тока коммутации как функции времени (и, соответственно, угла  $\theta$ ) [102]. Однако значение тока коммутации в момент начала интервала  $2 i_k(\alpha) = -I_d$  до сих пор не определено в виду отсутствия выражения для  $I_d$ . Учитывая сказанное выше, напомним три независимых условия для нахождения  $A_1$ ,  $A_2$  и  $I_d$ :

$$i_k(\alpha) = -I_d; i_k(\alpha + \gamma) = I_d; u_k(\alpha + \gamma) = -u_k(\alpha + \gamma - \pi). \quad (2.12)$$

Прежде чем приступить к нахождению трех перечисленных констант, остановимся подробнее на правой части третьего выражения (2.12). Поскольку

момент времени  $\theta = \alpha + \gamma - \pi$  относится к интервалу 1, мы, принимая во внимание второе уравнение системы (2.5), можем написать:

$$-u_k(\alpha + \gamma - \pi) = -2v^2 x_k I_d \left( \psi - \frac{\gamma}{2} \right) - u_k(\alpha). \quad (2.13)$$

Здесь  $\psi$  – схемный параметр, равный  $\frac{\pi}{2}$  для двухфазного нулевого выпрямителя [34].

Решая совместно уравнения (2.10) – (2.13), находим:

$$\begin{aligned} I_d &= \Delta_E \frac{E_{km}}{x_k} k_I \sin \left( \alpha + \Delta_\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \sin \left( \frac{\gamma}{2} \right) = \frac{E_{km}}{x_k} I_{d*}; \\ A_1 &= -\frac{E_{km}}{x_k} \left[ I_{d*} + \frac{\Delta_E}{v^2 - 1} \cos(\alpha + \Delta_\alpha) \right] = \frac{E_{km}}{x_k} A_{1*}; \\ A_2 &= -\frac{E_{km}}{x_k} \left\{ \frac{\Delta_E}{v^2 - 1} \left[ \cos(\alpha + \Delta_\alpha) \operatorname{ctg}(v\gamma) - \frac{\cos(\alpha + \gamma + \Delta_\alpha)}{\sin(v\gamma)} \right] \right. \\ &\quad \left. + I_{d*} \operatorname{ctg} \left( \frac{v\gamma}{2} \right) \right\}; \\ A_2 &= \frac{E_{km}}{x_k} A_{2*}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Здесь  $k_I = \frac{1}{v^2 - 1} \frac{\operatorname{ctg}(\frac{\gamma}{2}) - \frac{1}{v} \operatorname{ctg}(\frac{v\gamma}{2})}{\frac{\gamma}{2} - \psi + \frac{1}{v} \operatorname{ctg}(\frac{v\gamma}{2})}$ ;  $I_{d*}$ ,  $A_{1*}$  и  $A_{2*}$  – значения выпрямленного тока и произвольных постоянных, нормированные по базисному току  $I_6 = h_2 \frac{E_{km}}{x_k}$ .  $h_2$  – число параллельно подключенных коммутирующих групп [30, 34]. В случае двухфазного нулевого выпрямителя имеется одна двухфазная коммутирующая группа  $h_2 = 1$ ;  $I_6 = \frac{E_{km}}{x_k}$ ;  $\psi$  – угол, в течение которого напряжение коммутации возрастает от нулевого значения до максимума в случае угла коммутации  $\gamma = 0$  (упомянутый выше схемный параметр). Для рассматриваемой схемы  $\psi = \frac{\pi}{2}$ .

Обычно в теории мощных выпрямителей [30] под базисным током понимается амплитудное значение установившегося тока короткого замыкания шин постоянного тока. Однако в компенсированном выпрямителе с векторным управлением на ток короткого замыкания шин постоянного тока могут влиять как внесение напряжения управления, так и падения напряжения в первичной цепи от

потребления устройством векторного управления тока. Отсюда возникает необходимость уточнения понятия базисного тока: Под базисным током  $I_0$  понимается ток короткого замыкания шин постоянного тока при отсутствии векторного управления.

Решая совместно уравнение  $i_k = i_1 - i_2$  и второе уравнение системы (2.3), получим выражения для токов вентиляей:

$$i_1 = \frac{1}{2}(I_d + i_k); i_2 = \frac{1}{2}(I_d - i_k). \quad (2.15)$$

Складывая уравнения системы (2.7) с учетом второго уравнения системы (2.3), получим равенство для мгновенного значения выпрямленного напряжения:

$$u_d = 0. \quad (2.16)$$

Из первого, четвертого и пятого уравнений системы (2.3), а также уравнения (2.11), получим выражения для напряжения в точке подключения к питающей сети  $u$  и напряжения  $u_{w1}$  на идеальной обмотке  $w_1$ :

$$u = nE_{km} \left\{ \frac{\delta_E}{2} \sin(\theta + \delta_\alpha) + q \left[ \frac{\Delta_E}{v^2 - 1} \sin(\theta + \Delta_\alpha) + vA_{1*} \sin v(\theta - \alpha) + vA_{2*} \cos v(\theta - \alpha) \right] \right\};$$

$$u_{w1} = nE_{km} \left\{ \frac{\Delta_E}{2} \sin(\theta + \Delta_\alpha) + \right. \quad (2.17)$$

$$\left. + (q_1 - \frac{v^2}{2}) \frac{\Delta_E}{v^2 - 1} \sin(\theta + \Delta_\alpha) + (q_1 - \frac{1}{2}) [vA_{1*} \sin v(\theta - \alpha) + vA_{2*} \cos v(\theta - \alpha)] \right\}.$$

Здесь  $q = \frac{x_s}{n^2 x_k}$  – доля приведенного в контур коммутации сопротивления питающей сети в общем сопротивлении контура коммутации;  $q_1 = \frac{x_s + x_1}{n^2 x_k}$  – доля приведенного в контур коммутации суммарного индуктивного сопротивления цепи первичной обмотки преобразовательного трансформатора в сопротивлении контура коммутации.

Вернем к интервалу 1. При расчете квазиустановившихся электромагнитных процессов в интервале 1 осталось неопределенным значение напряжения, вносимого компенсирующим устройством в момент начала коммутации  $u_c(\alpha)$ . Определим его, подставив значение угла  $\theta = \alpha$  в (2.10) (напряжение коммутации, как и напряжение  $u_c$ , пропорционально напряжению на коммутирующем конденсаторе компенсирующего устройства, а значит, подчиняется второму закону коммутации, т.е. является непрерывной функцией

угла  $\theta$ ) и учитывая определение напряжения коммутации:

$$u_c(\alpha) = \frac{n}{2} u_k(\alpha) = \frac{n}{2} \Delta_E E_{km} \frac{v^2}{v^2 - 1} \sin(\alpha + \Delta_\alpha) + \frac{n}{2} v x_k A_2. \quad (2.18)$$

Используя (2.18), можем определить выражения для  $u_c$ ,  $u_1$  и  $u_d$  в интервале 1:

$$\begin{aligned} u_c &= \frac{n}{2} E_{km} [-v^2 I_{d*}(\theta - \alpha) + \Delta_E \frac{v^2}{v^2 - 1} \sin(\alpha + \Delta_\alpha) + v A_{2*}]; \\ u_d &= \frac{E_{km}}{2} [-\Delta_E \sin(\theta + \Delta_\alpha) - v^2 I_{d*}(\theta - \alpha) + \Delta_E \frac{v^2}{v^2 - 1} \sin(\alpha + \Delta_\alpha) \\ &\quad + v A_{2*}]; \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$u_1 = E_{km} [\Delta_E \sin(\theta + \Delta_\alpha) + v^2 I_{d*}(\theta - \alpha) - \Delta_E \frac{v^2}{v^2 - 1} \sin(\alpha + \Delta_\alpha) - v A_{2*}].$$

Все найденные выше переменные величины в интервалах 1 и 2 являются функциями одного аргумента  $\theta$ , если заданы параметры элементов схемы замещения, параметры векторного управления  $\sigma$ , и  $\rho$ , а также известны значения угла включения вентиля  $\alpha$  и угла коммутации  $\gamma$  (при тех же условиях определены равенства (2.14)). Параметры векторного управления, как и сказано выше, считаются независимыми переменными и заданы заранее, определение параметров эквивалентного источника ЭДС  $e'$  описано далее, угол коммутации также считается заданным. Необходимо получить выражение для нахождения угла включения вентиля  $\alpha$  при всех известных значениях описанных выше параметров. Приравнивая к нулю третье из равенств (2.19) при подстановке в него угла  $\theta = \alpha$ , найдем:

$$\operatorname{tg}\left(\alpha + \Delta_\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) = \frac{1 + k_x \operatorname{ctg}\left(\frac{\gamma}{2}\right)}{\operatorname{ctg}\left(\frac{\gamma}{2}\right) + v^2 k_I \left(\psi - \frac{\gamma}{2}\right)}, \quad (2.20)$$

из которого легко определить  $\alpha$ . Здесь  $k_x = \frac{v^2}{v^2 - 1} \left[ \frac{1}{v} \operatorname{tg}\left(v \frac{\gamma}{2}\right) - \operatorname{tg}\left(\frac{\gamma}{2}\right) \right]$ .

Заканчивая общую часть расчета квазиустановившихся электромагнитных в основном выпрямителе, справедливую для двухфазных нулевых компенсированных выпрямителей, выполненных по схемам, показанным на рисунке 2.1, найдем среднее значение выпрямленного напряжения по выражению:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_d d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\gamma-\pi}^{\alpha} u_d d\theta.$$

Произведя интегрирование, получим:

$$U_d = \Delta_E \frac{E_{km}}{\pi} k_U \cos\left(\alpha + \Delta_\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \cos\left(\frac{\gamma}{2}\right) = \frac{E_{km}}{\pi} U_{d*}, \quad (2.21)$$

где  $U_{d*}$  – среднее значение выпрямленного напряжения, нормированное по базисному напряжению  $U_\phi = h_1 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi E_{km}}{m K_{лф}}$ ;  $k_U = 1 + (\psi - \frac{\gamma}{2})k_x$ . Здесь  $h_1$  – число последовательно соединенных коммутирующих групп (поскольку имеется одна двухфазная группа, то  $h_1 = 1$ );  $m$  – фазность коммутирующих групп (в нашем случае  $m = 2$ );  $K_{лф}$  – коэффициент пропорциональности между амплитудами коммутирующей ЭДС питающей сети и ее фазной ЭДС (для рассматриваемого выпрямителя  $K_{лф} = 2$ ). В нашем случае  $U_\phi = \frac{E_{km}}{\pi}$ . Понятие базисного напряжения, аналогично понятию базисного тока, следует уточнить: под базисным напряжением  $U_\phi$  понимается среднее значение выпрямленного напряжения при работе шин постоянного тока на холостом ходу и отсутствии векторного управления.

Найденные выше выражения описывают в именованных единицах электромагнитные процессы, протекающие в основном выпрямителе двухфазного компенсированного выпрямителя. Однако даже для двухфазного выпрямителя можно рассматривать широкий диапазон изменения параметров его схемы. Чтобы выражения для электромагнитных процессов были справедливы при различных параметрах элементов схемы замещения, необходимо найденные выражения нормировать по базисным величинам.

После определения выражений, описывающих токи и напряжения в общей схеме замещения, показанной на рисунке 2.3, перейдем к определению параметров эквивалентной ЭДС  $e'$  и одного из токов  $I_{dy}$ ,  $i_{y1}$  или  $i_{y2}$  для частных случаев исполнения двухфазного нулевого компенсированного выпрямителя по схемам, представленным на рисунке 2.1.

Сначала рассмотрим схему замещения основного выпрямителя, составленную для двухфазного нулевого компенсированного выпрямителя, выполненного по схеме, показанной на рисунке 2.1а [103]. Схема замещения такого преобразователя представлена на рисунке 2.4.

Анализируя рисунки 2.3 и 2.4 можно прийти к выводу, что в случае выпрямителя, показанного на рисунке 2.1а, схемы, представленные на рисунках 2.3 и 2.4, отличаются характером нагрузки постоянного тока основного выпрямителя: вместо источника тока  $I_d$  на рисунке 2.4 выпрямленный ток создается источником тока  $I_{dy}$ , а также полезной нагрузкой  $R_d - E_d - L_{dn}$  (величину выпрямленного тока вентильной части  $I_d$ , определенную выше, можно рассматривать как сумму выпрямленных токов, потребляемых описанными ветвями). Кроме того, в первичной цепи преобразовательного трансформатора отсутствуют дополнительные источники тока отсутствуют, а следовательно, эквивалентная ЭДС  $e'$  тождественно равна ЭДС питающей сети  $e$  и ток, потребляемый компенсированным выпрямителем с векторным управлением из питающей сети  $i_s$  равен току  $i_{п}$ , потребляемому основным выпрямителем. Исходя из этого, можно утверждать, что все выражения, формулы (2.3) – (2.21), описывающие токи и напряжения в схеме, показанной на рисунке 2.3, применимы для нахождения электромагнитных процессов в схеме, приведенной на рисунке 2.4, если предварительно принять значения коэффициентов  $\delta_E = 1$ ,  $\delta_\alpha = 0$ .

Для завершения расчета электромагнитных процессов в схеме, представленной на рисунке 2.4, необходимо выделить из выпрямленного тока вентильной части преобразователя  $I_d$  две составляющие:  $I_{dy}$  – выпрямленный ток, потребляемый устройством векторного управления;  $I_{dn}$  – выпрямленный ток, потребляемый нагрузкой основного выпрямителя. Для нахождения первой составляющей необходимо воспользоваться уравнением (2.2). Тогда мощность  $P_{dy}$  будет определяться выражением:



$$P_{dy} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e_y i_{\Pi} d\theta = \frac{-I_d}{n\pi} \int_{\alpha+\gamma-\pi}^{\alpha} e_y d\theta + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} e_y i_{\Pi} d\theta.$$

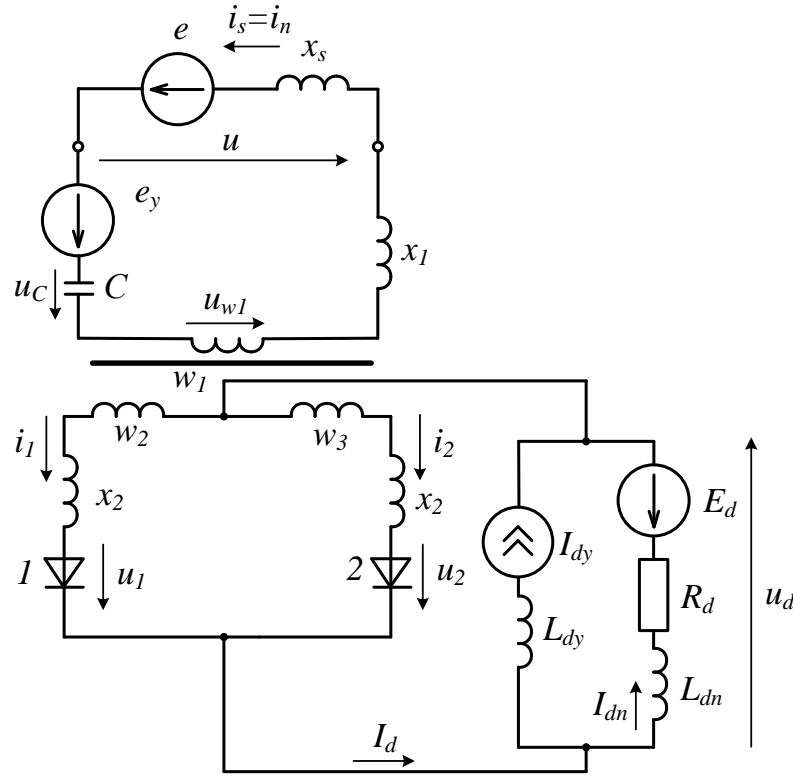


Рисунок 2.4

Интегрируя, получим:

$$P_{dy} = \frac{E_{km} E_{km}}{\pi x_k} P_{dy*};$$

$$P_{dy*} = \sigma \Delta_E \frac{v}{(v^2 - 1)^2} \left\{ \frac{1}{4} \frac{v^2 - 1}{v} [\gamma \sin(\rho - \Delta_\alpha) + \sin(2\alpha + \rho + \Delta_\alpha + \gamma) \sin\gamma] + \right.$$

$$+ \frac{(U_{d*})^2}{(\Delta_E k_U)^2} \sin(\rho - \Delta_\alpha) \left( \frac{1}{v} \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} - \operatorname{tg} v \frac{\gamma}{2} \right) -$$

$$- \frac{(I_{d*})^2}{(\Delta_E k_I)^2} \sin(\rho - \Delta_\alpha) [(1 + [v^2 - 1]k_I) \times$$

$$\times \left( \frac{1}{v} \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} - \operatorname{ctg} v \frac{\gamma}{2} \right) + \frac{k_I}{v} (v^2 - 1)^2 \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2}] +$$

$$+ \frac{U_{d*} I_{d*}}{(\Delta_E)^2 k_U k_I} \cos(\rho - \Delta_\alpha) [\operatorname{tg} v \frac{\gamma}{2} \cdot \left( \frac{1}{v} \operatorname{ctg} v \frac{\gamma}{2} - \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} \right) +$$

$$\left. + (1 + [v^2 - 1]k_I) \cdot \operatorname{ctg} v \frac{\gamma}{2} \left( \frac{1}{v} \operatorname{tg} v \frac{\gamma}{2} - \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} \right) + \frac{k_I}{v} (v^2 - 1)^2 \right\}. \quad (2.22)$$

Здесь  $P_{dy*}$  – активная мощность, потребляемая устройством векторного управления, нормированная по базисным величинам. Используя выражения (2.2)

и (2.22), найдем токи  $I_{dy}$  и  $I_{dn}$ :

$$I_{dy} = \frac{P_{dy}}{U_d}; I_{dn} = I_d - I_{dy}. \quad (2.23)$$

Временные диаграммы токов и напряжений в выпрямителе, показанном на рисунке 2.4, приведены на рисунке 2.5. Временные диаграммы построены в относительных единицах (соответствующие величины нормированы по базисным току  $I_6$  и напряжению  $U_6$ ) при следующих значениях параметров:  $n = 0,5$ ;  $q = 0,4$ ;  $\gamma = 30$  град;  $\sigma = 0,2$ ;  $\rho = 18$  град;  $\nu = 2$ . Интервал изменения  $\theta$  на рисунке 2.5 лежит в пределах от  $\alpha + \gamma - \pi$  до  $\alpha + \gamma + \pi$  включительно.

Мощности, потребляемые звеном постоянного тока основного преобразователя и его полезной нагрузкой, определяется соответственно по формулам:

$$\begin{aligned} P_d &= U_d I_d; \\ P_{dn} &= U_d I_{dn}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

При вышеназванных значениях параметров значения выпрямленного напряжения и тока преобразователя равны  $U_{d*} = 1,18$ ;  $I_{d*} = 0,096$ ;  $P_{dy*} = 0,019$ ;  $I_{dn*} = 0,08$ . Тогда получим  $P_{d*} = 0,113$ ;  $P_{dn*} = 0,095$ .

Относительное значение активной мощности, затрачиваемой на управление, находится по формуле:

$$\delta_{py} = \frac{P_{dy}}{P_{dn}}. \quad (2.25)$$

Для рассматриваемого случая  $\delta_{py} = 19,73$  %.

Нормированная по базисным величинам реактивная мощность, потребляемая преобразователем в точке его подключения к питающей сети, находится по формуле [30]:

$$Q_{п*} = Q_{e*} - 8 \frac{q}{\pi} [(P_{e*} + Q_{e*})]. \quad (2.26)$$

Здесь  $Q_{e*}$  и  $P_{e*}$  – нормированные реактивная и активная мощности, потребляемые двухфазным преобразователем от идеальной ЭДС питающей сети (источник ЭДС  $e$  на рисунке 2.4).

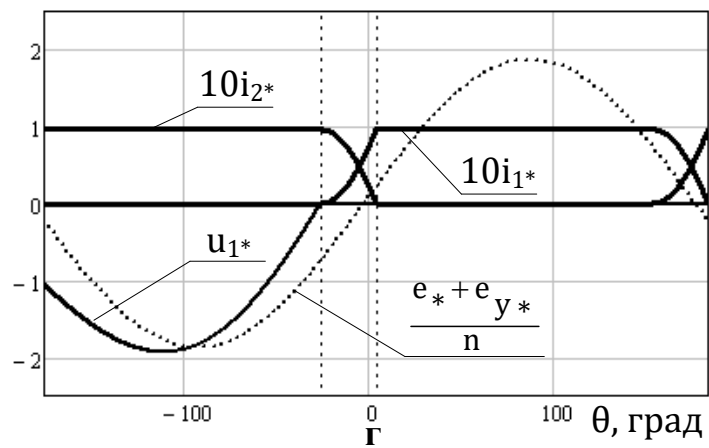
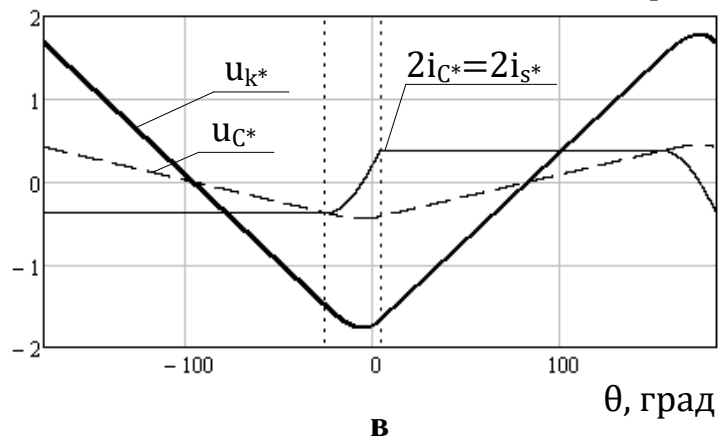
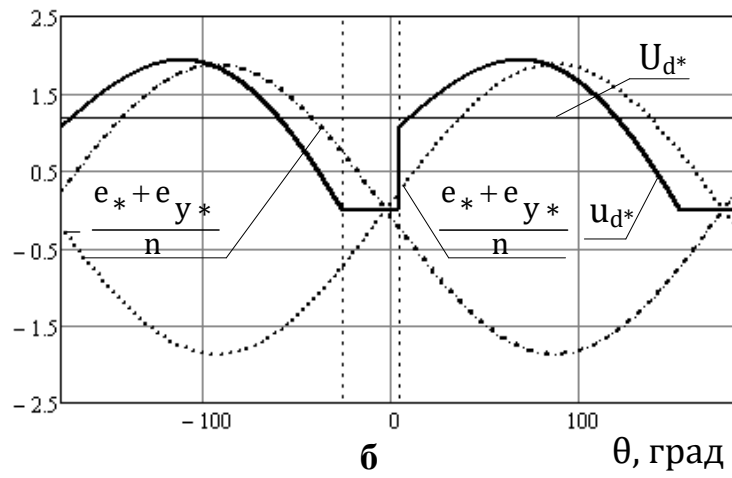
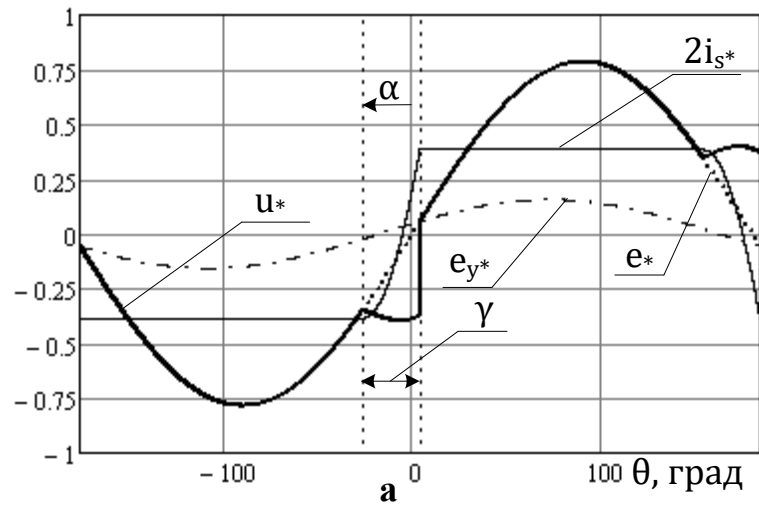


Рисунок 2.5

В отличие от приведенных в [30] формул, в случае векторного управление формула для определения реактивной мощности идеальной ЭДС приобретает вид:

$$\begin{aligned}
 Q_{e*} = \Delta_E \left( \frac{v}{v^2 - 1} \right)^2 & \left\{ -\frac{1}{4} \frac{v^2 - 1}{v^2} [\gamma \cos(\Delta_\alpha) - \cos(2\alpha + \Delta_\alpha + \gamma) \sin\gamma] + \right. \\
 & + \frac{(U_{d*})^2}{(\Delta_E k_U)^2} \cos(\Delta_\alpha) \left( \frac{1}{v} \operatorname{tg} v \frac{\gamma}{2} - \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} \right) - \\
 & - \frac{(I_{d*})^2}{(\Delta_E k_I)^2} \cos(\Delta_\alpha) (1 + [v^2 - 1]k_I) \left( \frac{1}{v} \operatorname{ctg} v \frac{\gamma}{2} - \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} \right) + \\
 & + \frac{U_{d*} I_{d*}}{(\Delta_E)^2 k_U k_I} \sin(\Delta_\alpha) \left[ \operatorname{tg} v \frac{\gamma}{2} \cdot \left( \frac{1}{v} \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} - \operatorname{ctg} v \frac{\gamma}{2} \right) + \right. \\
 & \left. + (1 + [v^2 - 1]k_I) \cdot \operatorname{ctg} v \frac{\gamma}{2} \left( \frac{1}{v} \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} - \operatorname{tg} v \frac{\gamma}{2} \right) \right] \}. \quad (2.27)
 \end{aligned}$$

Что касается мощности  $P_{e*}$ , то для данной схемы преобразователя при допущении об отсутствии потерь в основном выпрямителе и УВУ (рисунок 2.4)  $P_{e*} = P_{dn*}$ . Для рассматриваемого случая  $Q_{e*} = -0,011$ ;  $Q_{\pi*} = -0,02$ . Коэффициенты реактивной мощности соответственно идеальной ЭДС сети и в точке подключения преобразователя к питающей сети равны:  $\operatorname{tg} \varphi_e = -0,096$ ;  $\operatorname{tg} \varphi_\pi = -0,178$ .

По имеющимся выражением для токов и напряжений в рассматриваемом преобразователе (рисунок 2.4) при перечисленных выше значениях параметров можно определить спектральные характеристики напряжения в точке подключения преобразователя к питающей сети. Для этого, в первую очередь, определяются выражения для коэффициентов разложения тока вентиля  $i_1$  в ряд Фурье.

В силу симметричности преобразователя ток  $i_1$  на всем периоде напряжения питающей сети определяется выражением [30]:

$$i_1(\theta) = \begin{cases} 0, & \alpha + \gamma - \lambda \leq \theta \leq \alpha; \\ \frac{1}{2} \left[ \frac{I_d}{h_2} + i_k(\theta) \right], & \alpha \leq \theta \leq \alpha + \gamma; \\ I_d, & \alpha + \gamma \leq \theta \leq \alpha + \lambda; \\ \frac{1}{2} \left[ \frac{I_d}{h_2} - i_k(\theta - \lambda) \right], & \alpha + \lambda \leq \theta \leq \alpha + \gamma + \lambda. \end{cases} \quad (2.28)$$

Здесь  $\lambda$  – длительность тока вентиля, для двухфазного преобразователя  $\lambda = \pi$ ; ток  $i_k(\theta)$  определяется выражением (2.11).

Коэффициенты ряда  $i_1(\theta) = A_B + \sum_{k=1}^{\infty} (B_{Bm(k)} \sin k\theta + C_{Bm(k)} \cos k\theta)$ , определяются следующими выражениями, в которых  $\lambda = \pi$  :

$$A_B = A_{B*} I_6 = \frac{\lambda}{2\pi} I_d; \quad (2.29)$$

$$B_{Bm(k)} = B_{Bm(k)*} I_6;$$

$$B_{Bm(k)*} = \frac{2I_{d*}}{\pi k} \sin k \frac{\lambda}{2} \left\{ \frac{1}{h_2} \sin k \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} \right) \cos \left( k \frac{\gamma}{2} \right) - \right.$$

$$- \frac{\Delta_E}{2h_2 I_{d*} (\nu^2 - 1)} \left[ \begin{array}{ll} \left( \frac{k}{k-1} \cos \left[ (k-1) \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right) - \Delta_\alpha + k \frac{\lambda}{2} \right] \sin(k-1) \frac{\gamma}{2}, & k \neq 1 \\ \frac{\gamma}{2} \cos \left( \frac{\lambda}{2} - \Delta_\alpha \right), & k = 1 \end{array} \right.$$

$$+ \frac{k}{k+1} \cos \left[ (k+1) \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right) + \Delta_\alpha + k \frac{\lambda}{2} \right] \sin(k+1) \frac{\gamma}{2} -$$

$$- \frac{A_{1*}}{2I_{d*}} \left\{ \begin{array}{ll} \left( \frac{k}{k-\nu} \cos \left[ k \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} \right) - \frac{\nu\gamma}{2} \right] \sin(k-\nu) \frac{\gamma}{2}, & k \neq \nu \\ \frac{\nu\gamma}{2} \cos \nu \left( \alpha + \frac{\lambda}{2} \right), & k = \nu \end{array} \right. + \quad (2.30)$$

$$+ \frac{k}{k+\nu} \cos \left[ k \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} \right) + \frac{\nu\gamma}{2} \right] \sin(k+\nu) \frac{\gamma}{2} -$$

$$- \frac{A_{2*}}{2I_{d*}} \left\{ \begin{array}{ll} \left( \frac{k}{k-\nu} \sin \left[ k \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} \right) - \frac{\nu\gamma}{2} \right] \sin(k-\nu) \frac{\gamma}{2}, & k \neq \nu \\ \frac{\nu\gamma}{2} \sin \nu \left( \alpha + \frac{\lambda}{2} \right), & k = \nu \end{array} \right. -$$

$$- \frac{k}{k+\nu} \sin \left[ k \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} \right) + \frac{\nu\gamma}{2} \right] \sin(k+\nu) \frac{\gamma}{2} \};$$

$$C_{Bm(k)} = C_{Bm(k)*} I_6;$$

$$C_{Bm(k)*} = \frac{2I_{d*}}{\pi k} \sin k \frac{\lambda}{2} \left\{ \frac{1}{h_2} \cos k \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} \right) \cos \left( k \frac{\gamma}{2} \right) + \right.$$

$$+ \frac{\Delta_E}{2h_2 I_{d*} (\nu^2 - 1)} \left[ \begin{array}{ll} \left( \frac{k}{k-1} \sin \left[ (k-1) \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right) - \Delta_\alpha + k \frac{\lambda}{2} \right] \sin(k-1) \frac{\gamma}{2}, & k \neq 1 \\ \frac{\gamma}{2} \sin \left( \frac{\lambda}{2} - \Delta_\alpha \right), & k = 1 \end{array} \right. \quad (2.31)$$

$$+ \frac{k}{k+1} \sin \left[ (k+1) \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right) + \Delta_\alpha + k \frac{\lambda}{2} \right] \sin(k+1) \frac{\gamma}{2} +$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{A_{1*}}{2I_{d*}} \left\{ \begin{array}{ll} \frac{k}{k-\nu} \sin \left[ k \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} \right) - \frac{\nu\gamma}{2} \right] \sin(k-\nu) \frac{\gamma}{2}, & k \neq \nu \\ \frac{\nu\gamma}{2} \sin \nu \left( \alpha + \frac{\lambda}{2} \right), & k = \nu \end{array} \right. + \\
& \quad + \frac{k}{k+\nu} \sin \left[ k \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} \right) + \frac{\nu\gamma}{2} \right] \sin(k+\nu) \frac{\gamma}{2} - \\
& - \frac{A_{2*}}{2I_{d*}} \left\{ \begin{array}{ll} \frac{k}{k-\nu} \cos \left[ k \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} \right) - \frac{\nu\gamma}{2} \right] \sin(k-\nu) \frac{\gamma}{2}, & k \neq \nu \\ \frac{\nu\gamma}{2} \cos \nu \left( \alpha + \frac{\lambda}{2} \right), & k = \nu \end{array} \right. - \\
& \quad - \frac{k}{k+\nu} \cos \left[ k \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} \right) + \frac{\nu\gamma}{2} \right] \sin(k+\nu) \frac{\gamma}{2} \}.
\end{aligned}$$

Амплитуды и начальные фазы нечетных гармоник тока сети определяется по выражению, аналогичному приведенному в [30] (постоянная составляющая и амплитуды четных гармоник сетевого тока равны нулю):

$$\begin{aligned}
I_{sm(k)*} &= \frac{2}{n} \sqrt{(B_{Bm(k)*})^2 + (C_{Bm(k)*})^2}; \\
\varphi_{Ism(k)} &= \begin{cases} \operatorname{arctg} \frac{C_{Bm(k)*}}{B_{Bm(k)*}}, & B_{Bm(k)*} \geq 0 \\ \pi + \operatorname{arctg} \frac{C_{Bm(k)*}}{B_{Bm(k)*}}, & B_{Bm(k)*} < 0 \end{cases}. \quad (2.32)
\end{aligned}$$

Тогда амплитуды высших гармоник напряжения в точке подключения преобразователя к питающей сети находятся по аналогичным приведенным в [30] выражениям:

$$U_{m(k)*} = \begin{cases} \pi n \sqrt{\left( \frac{1}{2} + qn I_{sm(1)*} \sin \varphi_{Ism(1)} \right)^2 + (qn I_{sm(1)*} \cos \varphi_{Ism(1)})^2}, & k = 1; \\ k \pi n^2 q I_{sm(k)*}, & k > 1 \end{cases} \quad (2.33)$$

Аналогично определяется и коэффициент гармоник напряжения  $U_{m(k)*}$ :

$$K_{U\Gamma} = \frac{\sum_{k=2}^{+\infty} U_{m(k)*}}{U_{m(1)*}}. \quad (2.34)$$

В рассматриваемом численном примере при учете первых 100 гармоник  $U_{m(1)*} = 1,595$ ;  $K_{U\Gamma} = 67,5\%$ . Спектральный состав напряжения  $U_{m(k)*}$  до 25 гармоники включительно показан на рисунке 2.6.

Как и следовало ожидать, в рассмотренном числовом примере найденные

коэффициент гармоник и спектр напряжения в точке подключения к питающей сети остаются характерными для двухфазного преобразователя [30] безотносительно к наличию либо отсутствию векторного управления. Используя перечисленные выше формулы, можно построить внешние и энергетические характеристики преобразователя, выполненного по схеме, показанной на рисунке 2.4.

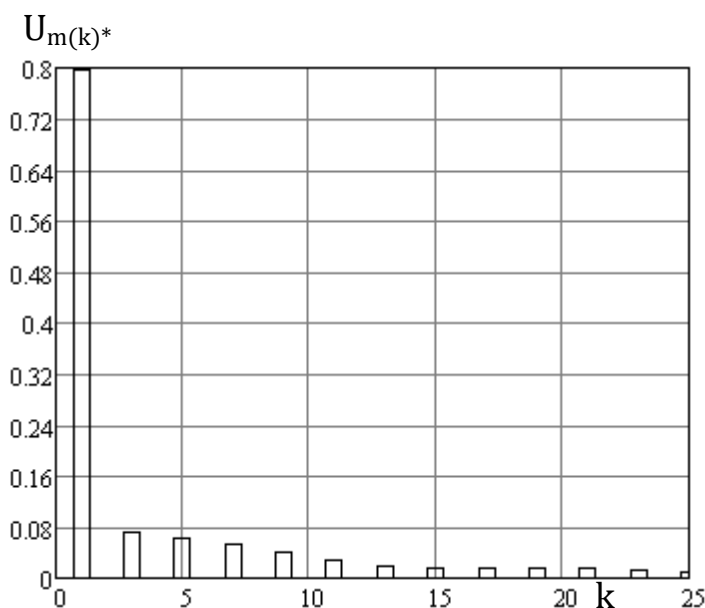


Рисунок 2.6

Далее исследуем двухфазный нулевой компенсированный выпрямитель с векторным управлением, выполненный по схеме, показанной на рисунке 2.1б [103]. Схема замещения такого выпрямителя представлена на рисунке 2.7.

В отличие от схемы, показанной на рисунке 2.3, в схеме, представленной на рисунке 2.7, нагрузка представляет собой  $R_d - E_d - L_{dn}$  цепочку, имитирующую реального потребителя постоянного тока. Выпрямленный ток преобразователя  $I_d$ , соответствовавший в схеме, приведенной на рисунке 2.3, величине источника тока, в данном случае полностью потребляется полезной нагрузкой. Потребление активным преобразователем АП1 (рисунок 2.1б) активной мощности учитывается в данном случае дополнительным источником тока  $i_{y1} = I_{y1m} \sin(\theta + \varphi_{y1})$ . Для расчета электромагнитных процессов в данной схеме воспользуемся описанным в параграфе 2.1 методом эквивалентной ЭДС сети  $e' = \delta_E E_m \sin(\theta + \delta_\alpha)$  (рисунок

2.3). Условием эквивалентности будет тождественное равенство напряжений в точке подключения преобразователя к питающей сети для схем, приведенных на рисунках 2.3 и 2.7 (см. рисунок 2.8):

$$u = e' - x_s \frac{di_{\Pi}}{d\theta} = e - x_s \frac{di_s}{d\theta}. \quad (2.35)$$

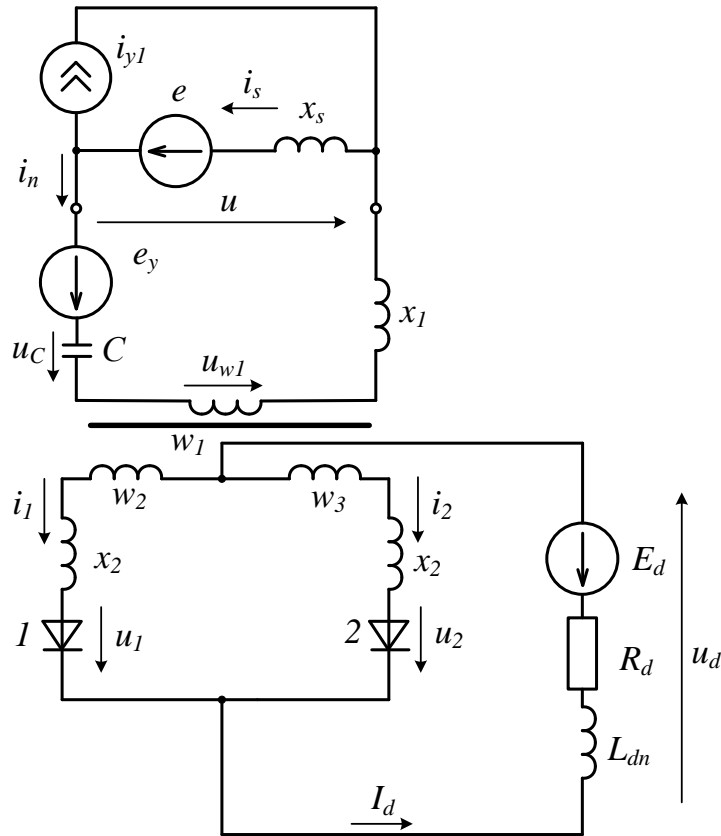


Рисунок 2.7

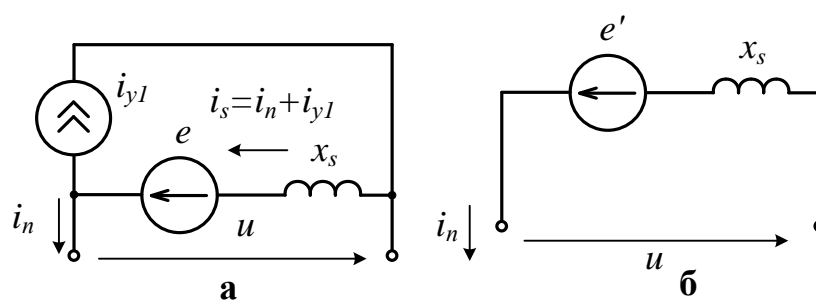


Рисунок 2.8

Из сравнения рисунков 2.8 а и б с учетом формулы (2.35) становится ясно, что для схемы, показанной на рисунке 2.7, ток, потребляемый основным преобразователем из питающей сети  $i_{\Pi}$  равен соответствующему току для схемы, указанной на рисунке 2.3. Ток питающей сети при этом равен  $i_s = i_{\Pi} + i_{y1}$ . Все остальные электромагнитные процессы находятся по соответствующим



формулам, справедливым для схемы, представленной на рисунке 2.3. Однако для расчета электромагнитных процессов в выпрямителе, приведенном на рисунке 2.7, необходимо определить величину амплитуды тока  $I_{y1m}$  (фазу  $\varphi_{y1}$  принимаем в качестве параметра), а также значения коэффициентов  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$ , определяющих характер протекания электромагнитных процессов во всей схеме основного выпрямителя. Для этого произведем преобразование выражения (2.35), в результате чего получим два выражения для определения  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$ :

$$\delta_E = 2 \sqrt{\left[\frac{1}{2} + nq I_{y1m} \sin(\varphi_{y1})\right]^2 + [nq I_{y1m} \cos(\varphi_{y1})]^2};$$

$$\delta_\alpha = \operatorname{arctg} \frac{-nq I_{y1m} \cos(\varphi_{y1})}{\frac{1}{2} + nq I_{y1m} \sin(\varphi_{y1})};$$
(2.36)

Третье независимое выражение, связывающее три перечисленные величины, найдем из условия баланса мощностей (2.1). Произведя необходимые преобразования с учетом первого уравнения системы (2.3), получим:

$$I_{y1m*} = \frac{\sigma \sqrt{(B_{Bm(1)*})^2 + (C_{Bm(1)*})^2 \cos(\rho - \varphi_{B(1)})}}{\frac{n}{2} \cos(\varphi_{y1}) + 2nq \sqrt{(B_{Bm(1)*})^2 + (C_{Bm(1)*})^2 \sin(\varphi_{B(1)} - \varphi_{y1})}}.$$
(2.37)

Здесь  $I_{y1m*}$ , – нормированная амплитуда тока управления  $i_{y1}$ ;  $B_{Bm(1)*}$  и  $C_{Bm(1)*}$  – синусная и косинусная составляющие амплитуды первой гармоники тока вентиля  $i_1$ , приведенные к базисному току  $I_6$ , которые находятся по формулам (2.29) – (2.31);  $\varphi_{B(1)} = \operatorname{arctg} \frac{C_{Bm(1)*}}{B_{Bm(1)*}}$  – фаза первой гармоники вентиляющего тока  $i_1$ .

Решив совместно уравнения (2.36), (2.37), (2.29) и (2.30), получим значения искомых величин  $\delta_E$ ,  $\delta_\alpha$  и  $I_{y1m}$ , после чего при известной фазе  $\varphi_{y1}$  определяем ток  $i_{y1}$ . Далее, пользуясь формулами параграфа 2.2, находим все остальные токи и напряжения в основном преобразователе, выполненном по схеме, показанной на рисунке 2.7. В виду того, что, согласно выражению (2.37), ток  $I_{y1m}$  зависит от  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$  через посредство  $B_{Bm(1)*}$ ,  $C_{Bm(1)*}$  и  $\varphi_{B(1)}$ , которые зависят, в свою очередь, от  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$  сложным нелинейным образом, совместное решение указанных уравнений следует произвести численными методами. В приложении А приведена

часть программы для программного пакета Mathcad, позволяющая определить искомые величины методом простых итераций при максимальной ошибке  $\varepsilon = 10^{-15}$  [101].

С применением указанного метода численного расчета, а также полученных выше формул, были построены временные диаграммы токов и напряжений в схеме, представленной на рисунке 2.7, которые показаны на рисунке 2.9. Временные диаграммы построены при тех же значениях параметров и пределах изменения угла  $\theta$ , которые использовались при расчете электромагнитных процессов в предыдущей схеме. К перечисленным значениям параметров добавляется  $\varphi_{y1} = 0$ .

На рисунке 2.10 изображены временные диаграммы для токов сети  $i_s$ , управления  $i_{y1}$  и тока, потребляемого преобразователем из питающей сети  $i_{п}$ . Как и раньше, все представленные токи и напряжения нормированы по базисным величинам.

Мощность, проходящая через активную часть  $P_{dy*}$  определяется прежней формулой (2.22) и в рассматриваемом случае  $P_{dy*} = 0,019$ . Мощность, потребляемая полезной нагрузкой  $P_{d*}$  определяется первой формулой (2.24). При вышеназванных значениях параметров значения выпрямленного напряжения и тока преобразователя равны  $U_{d*} = 1,18$ ;  $I_{d*} = 0,096$  и, в свою очередь,  $P_{d*} = 0,113$ .

Относительное значение активной мощности, затрачиваемой на управление, находится для выпрямителя, представленного на рисунке 2.7, по формуле:

$$\delta_{py} = \frac{P_{dy}}{P_d}. \quad (2.38)$$

Для рассматриваемого случая  $\delta_{py} = 16,44$  %.

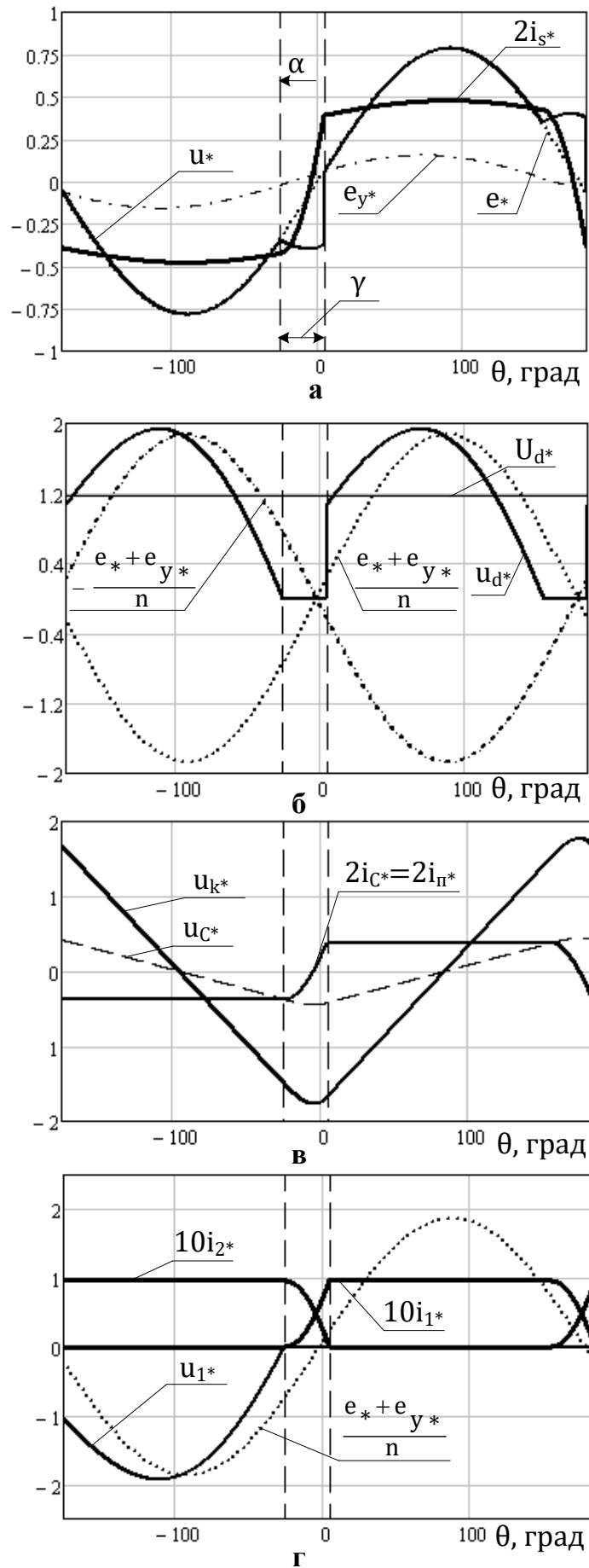


Рисунок 2.9

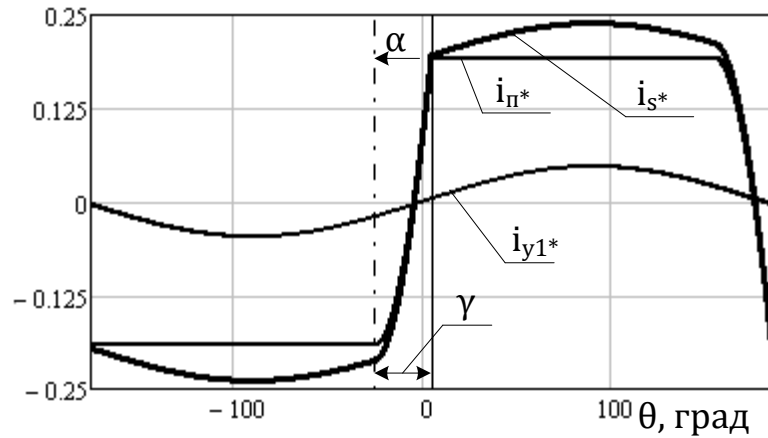


Рисунок 2.10

Нормированная по базисным величинам реактивная мощность, потребляемая преобразователем в точке его подключения к питающей сети, для схемы, приведенной на рисунке 2.7, находится аналогично предыдущему по формуле (2.26), в которой  $Q_{e*}$  и  $P_{e*}$  имеют тот же смысл, что и для схемы, представленной на рисунке 2.4. Однако для рассматриваемой схемы  $P_{e*} = P_{d*}$ , а реактивная мощность  $Q_{e*}$  определяется по формуле:

$$Q_{e*} = Q'_{e*} - 0,5 \left( \frac{n\pi}{2} I_{y1m} \sin \varphi_{y1} \right), \quad (2.39)$$

где  $Q'_{e*}$  – реактивная мощность, определяемая по формуле (2.27).

При заданных выше значениях параметров  $Q_{e*} = -0,0095$ ;  $Q_{\pi*} = -0,023$ . Коэффициенты реактивной мощности соответственно идеальной ЭДС сети и в точке подключения преобразователя к питающей сети равны:  $\text{tg } \varphi_e = -0,083$ ;  $\text{tg } \varphi_{\pi} = -0,199$ .

Аналогично предыдущей схеме для выпрямителя, показанного на рисунке 2.7, при перечисленных выше значениях параметров можно определить спектральные характеристики напряжения в точке подключения преобразователя к питающей сети. При этом коэффициенты разложения тока вентиля  $i_1$  в ряд Фурье определяются по формулам (2.29) – (2.31). С учетом особенностей рассматриваемой схемы амплитуды и начальные фазы нечетных гармоник тока сети определяется по выражениям (2.40) и (2.41). Как и раньше постоянная составляющая тока сети и амплитуды его четных гармоник равны нулю.

Тогда амплитуды высших гармоник напряжения в точке подключения преобразователя к питающей сети находятся по формуле (2.33), а коэффициент гармоник данного напряжения – по формуле (2.34). В рассматриваемом численном примере при учете первых 100 гармоник  $U_{m(1)*} = 0,798$ ;  $K_{UG} = 67,461\%$ . Спектральный состав напряжения  $U_{m(k)*}$  до 25 гармоники включительно показан на рисунке 2.11.

$$I_{sm(k)*} = \begin{cases} \sqrt{\left[\frac{2}{n}B_{vm(1)*} + I_{y1m} \cos(\varphi_{y1})\right]^2 + \left[\frac{2}{n}C_{vm(1)*} + I_{y1m} \sin(\varphi_{y1})\right]^2}, & k = 1 \\ \frac{2}{n} \sqrt{(B_{vm(k)*})^2 + (C_{vm(k)*})^2}, & k > 1 \end{cases}; \quad (2.40)$$

$$\varphi_{ism(k)} = \begin{cases} \arctg \frac{\frac{2}{n}C_{vm(1)*} + I_{y1m} \sin(\varphi_{y1})}{\frac{2}{n}B_{vm(1)*} + I_{y1m} \cos(\varphi_{y1})}, & \frac{2}{n}B_{vm(1)*} + I_{y1m} \cos(\varphi_{y1}) \geq 0 \text{ и } k = 1 \\ \pi + \arctg \frac{\frac{2}{n}C_{vm(1)*} + I_{y1m} \sin(\varphi_{y1})}{\frac{2}{n}B_{vm(1)*} + I_{y1m} \cos(\varphi_{y1})}, & \frac{2}{n}B_{vm(1)*} + I_{y1m} \cos(\varphi_{y1}) < 0 \text{ и } k = 1 \\ \arctg \frac{C_{vm(k)*}}{B_{vm(k)*}}, & B_{vm(k)*} \geq 0 \text{ и } k > 1 \\ \pi + \arctg \frac{C_{vm(k)*}}{B_{vm(k)*}}, & B_{vm(k)*} < 0 \text{ и } k > 1 \end{cases}. \quad (2.41)$$

Как и в предыдущей схеме, в рассмотренном числовом примере найденные коэффициент гармоник и спектр напряжения в точке подключения к питающей сети остается характерным для двухфазного преобразователя [30].

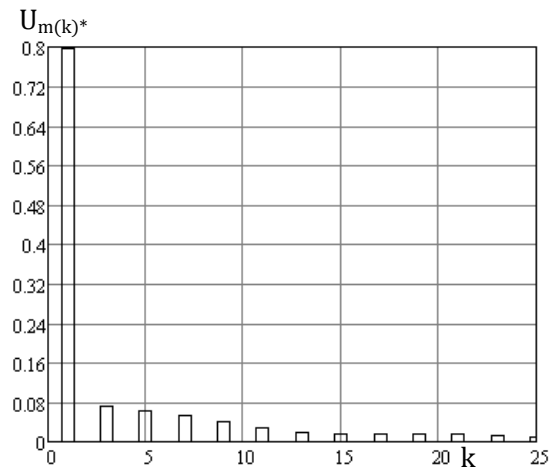


Рисунок 2.11

Исследуется двухфазный нулевой компенсированный выпрямитель с векторным управлением, выполненный по схеме, показанной на рисунке 2.1в [103]. В данном случае, как будет ясно из изложенного далее, имеет смысл рассмотреть протекание электромагнитных процессов для двух вариантов схемы выпрямителя, представленных на рисунке 2.12. Для схемы, показанной на рисунке 2.12 б, можно, аналогично изложенному выше, вывести выражения для электромагнитных процессов с применением замены реальной ЭДС сети эквивалентной. Анализ полученной таким образом схемы, аналогичной схеме, приведенной на рисунке 2.3, показывает, что напряжение, вносимое компенсирующим устройством  $u_C$ , и приведенный ток компенсирующего устройства  $i_C$  будут определяться, в отличие от вышеизложенного, следующими выражениями:  $u_C = u_k$ ,  $i_C = i_1 - i_2$ , в которых  $u_k$ ,  $i_1$  и  $i_2$  имеют смысл, аналогичный изложенному выше. Все остальные токи и напряжения схемы, аналогичной показанной на рисунке 2.3, будут определяться выражениями, выведенными для схемы, представленной на рисунке 2.3.

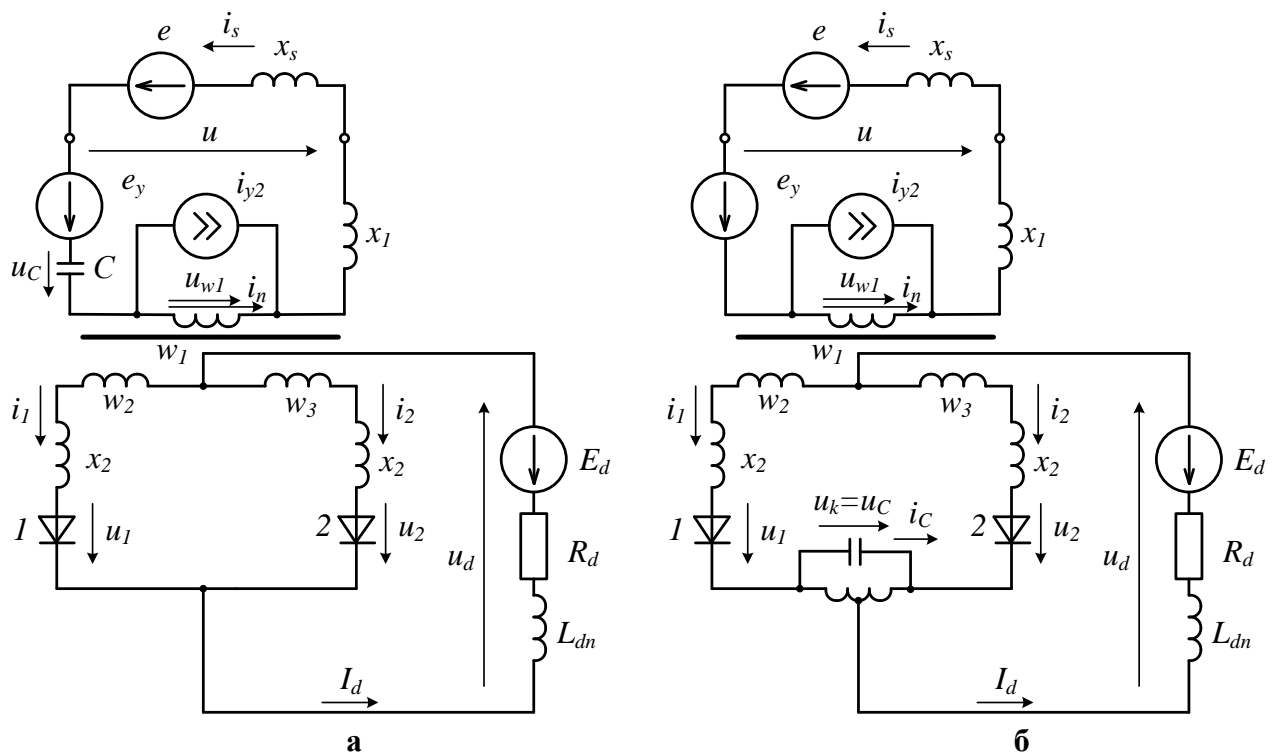


Рисунок 2.12

Нагрузка представляет собой  $R_d - E_d - L_{dn}$  цепочку, имитирующую потребитель постоянного тока. Выпрямленный ток преобразователя  $I_d$ , полностью потребляется полезной нагрузкой. Потребление активным преобразователем АП1 (рисунок 2.1 в) активной мощности учитывается дополнительным источником тока  $i_{y2} = I_{y2m} \sin(\theta + \varphi_{y2})$ . Условием эквивалентности для применения метода эквивалентной ЭДС сети будет тождественное равенство напряжений на входе первичной обмотки преобразовательного трансформатора (за вычетом падений напряжения на ее индуктивностях рассеяния)  $u_{w1}$  для схем, приведенных на рисунках 2.3 и 2.12 (см. рисунок 2.13). Для схемы, представленной на рисунке 2.12 а, это условие примет вид (рисунок 2.13 а и б):

$$u_{w1} = e' - (x_s + x_1) \frac{di_{\pi}'}{d\theta} - u'_c = e - (x_s + x_1) \frac{di_s}{d\theta} - u_c, \quad (2.42)$$

где  $u'_c$  – напряжение, вносимое компенсирующим устройством в схеме, показанной на рисунке 2.13 б (определяемое для данной схемы приведенными выше формулами);  $u_c$  – аналогичное напряжение для схемы, представленной на рисунке 2.12 а. Для схемы, приведенной на рисунке 2.12 б, аналогичное выражение примет вид (рисунок 2.13 в и г):

$$u_{w1} = e' - (x_s + x_1) \frac{di_{\pi}'}{d\theta} = e - (x_s + x_1) \frac{di_s}{d\theta}. \quad (2.43)$$

Из сравнения рис. 2.13 а, б и в, г соответственно с учетом формул (2.42) и (2.43) становится ясно, что для схемы, представленной на рисунке 2.12, ток, потребляемый основным выпрямителем из питающей сети равен  $i_s = i_{\pi}' + i_{y2}$  ( $i_{\pi}'$  – ток, протекающий по первичной обмотке преобразовательного трансформатора на рисунке 2.13). Напряжение в точке подключения преобразователя к питающей сети  $u$ , в отличие от схемы, показанной на рисунке 2.3, определяется по формулам для внекоммутационного  $\alpha + \gamma - \pi \leq \theta \leq \alpha$  и коммутационного  $\alpha \leq \theta \leq \alpha + \gamma$  интервалов соответственно:

$$u = nE_{km} \left\{ \frac{1}{2} \sin(\theta) - q n I_{y2m*} \cos(\theta + \varphi_{y2}) \right\}; \quad (2.44)$$

$$u = nE_{km}\left\{\frac{1}{2}\sin(\theta) + \right. \\ \left. + q\left[\frac{\Delta E}{v^2-1}\sin(\theta + \Delta\alpha) - nI_{y2m*}\cos(\theta + \varphi_{y2}) + vA_{1*}\sin v(\theta - \alpha) + vA_{2*}\cos v(\theta - \alpha)\right]\right\}.$$

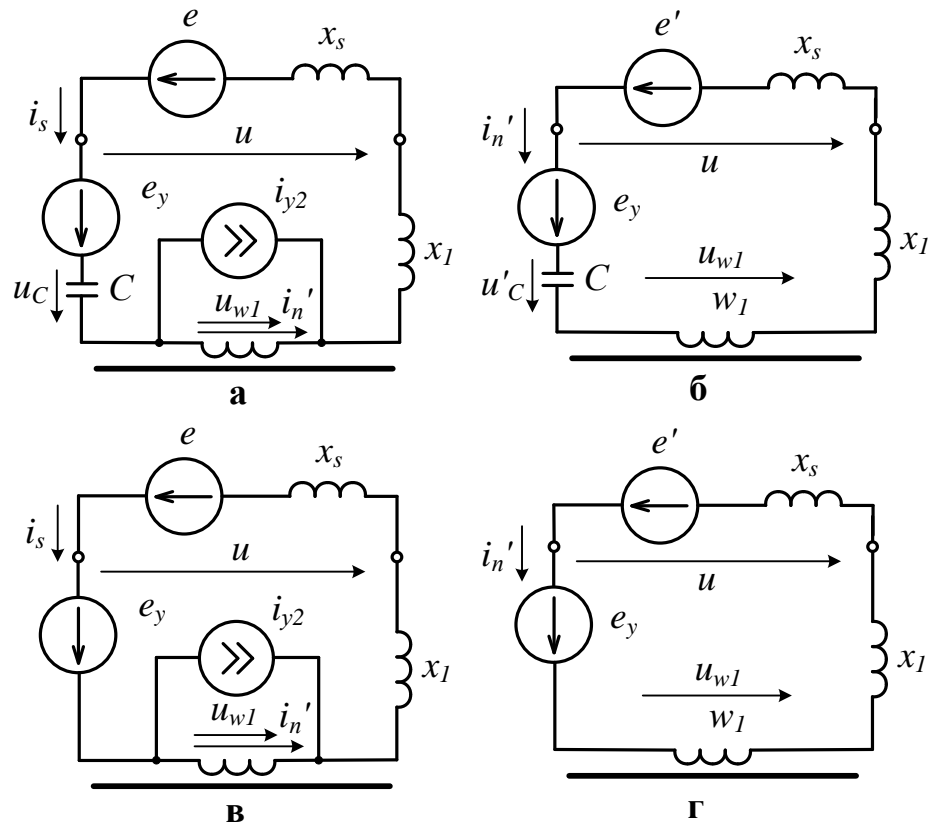


Рисунок 2.13

Здесь  $I_{y2m*}$  – амплитуда тока, потребляемого УВУ, нормированная по базисной величине.

Для схемы, показанной на рисунке 2.12 а, напряжение, вносимое компенсирующим устройством, находится по формуле:

$$u_c = \frac{n}{2}\left[u_k - nv^2E_{km}I_{y2m*}\cos(\theta + \varphi_{y2})\right], \quad (2.45)$$

а напряжение на идеальной обмотке  $w_1$  определяется второй формулой (2.17). Для схемы рис. 2.12 б напряжение на идеальной обмотке  $w_1$  находятся в виде:

$$u_{w1} = nE_{km}\left\{\frac{\Delta E}{2}\sin(\theta + \Delta\alpha) + q_1\left[\frac{\Delta E}{v^2-1}\sin(\theta + \Delta\alpha) + vA_{1*}\sin v(\theta - \alpha) + vA_{2*}\cos v(\theta - \alpha)\right]\right\}. \quad (2.46)$$

Все остальные электромагнитные процессы находятся по соответствующим формулам, справедливым для схемы, показанной на рисунке 2.3, либо по аналогичной ей, составленной для схемы, приведенной на рисунке



2.12 б, методом эквивалентной ЭДС сети. Для расчета электромагнитных процессов в схемах, показанных на рисунках 2.12, необходимо определить величину амплитуды тока  $I_{y2m}$  (фазу  $\varphi_{y2}$ , как и раньше, принимаем в качестве параметра), а также значения коэффициентов  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$ . Для этого проведем преобразование выражений (2.42) и (2.43). В результате для схемы рис. 2.12 а получим:

$$\delta_E = 2 \sqrt{\left[\frac{1}{2} + n\left(q_1 - \frac{v^2}{2}\right)I_{y2m} \sin(\varphi_{y2})\right]^2 + \left[n\left(q_1 - \frac{v^2}{2}\right)I_{y2m} \cos(\varphi_{y2})\right]^2};$$

$$\delta_\alpha = \operatorname{arctg} \frac{-n\left(q_1 - \frac{v^2}{2}\right)I_{y2m} \cos(\varphi_{y2})}{\frac{1}{2} + n\left(q_1 - \frac{v^2}{2}\right)I_{y2m} \sin(\varphi_{y2})};$$
(2.47)

Из условия баланса мощностей (2.1), произведя необходимые преобразования, получим для схемы, показанной на рисунке 2.12 а:

$$I_{y2m*} = \frac{\sigma \sqrt{(B_{Bm(1)*})^2 + (C_{Bm(1)*})^2} \cos(\rho - \varphi_{B(1)})}{\frac{n}{2} \cos(\varphi_{y2}) + 2n\left(q_1 - \frac{v^2}{2}\right) \sqrt{(B_{Bm(1)*})^2 + (C_{Bm(1)*})^2} \sin(\varphi_{B(1)} - \varphi_{y2})}.$$
(2.48)

Здесь  $I_{y2m*}$ , – нормированная амплитуда тока управления  $i_{y2}$ . Остальные обозначения имеют прежние значения.

Для схемы, приведенной на рисунке 2.12 б, соответствующие формулы имеют следующий вид:

$$\delta_E = 2 \sqrt{\left[\frac{1}{2} + nq_1 I_{y2m} \sin(\varphi_{y2})\right]^2 + [nq_1 I_{y2m} \cos(\varphi_{y2})]^2};$$
(2.49)

$$\delta_\alpha = \operatorname{arctg} \frac{-nq_1 I_{y2m} \cos(\varphi_{y2})}{\frac{1}{2} + nq_1 I_{y2m} \sin(\varphi_{y2})};$$

$$I_{y2m*} = \frac{\sigma \sqrt{(B_{Bm(1)*})^2 + (C_{Bm(1)*})^2} \cos(\rho - \varphi_{B(1)})}{\frac{n}{2} \cos(\varphi_{y2}) + 2nq_1 \sqrt{(B_{Bm(1)*})^2 + (C_{Bm(1)*})^2} \sin(\varphi_{B(1)} - \varphi_{y2})}.$$
(2.50)

Совместное решение уравнений (2.47), (2.48), (2.29) и (2.30) для схемы, приведенной на рисунке 2.12 а и уравнений (2.49), (2.50), (2.29), (2.30) для схемы, представленной на рисунке 2.12 б, позволяет получить значения искомых величин  $\delta_E$ ,  $\delta_\alpha$  и  $I_{y2m}$ , после чего при известной фазе  $\varphi_{y2}$  определяются по выведенным ранее формулам все токи и напряжения соответствующих схем. Как и раньше, решение указанных систем уравнений целесообразно проводить численными методами.

С использованием приведенных выражений были построены временные диаграммы токов и напряжений для схем, показанных на рисунках 2.12 а и б. Временные диаграммы приведены на рисунках 2.14 и рис. 2.15 для выпрямителей, представленных на рисунках 2.12 а и 2.12б соответственно.

На рисунке 2.16 изображены временные диаграммы для токов сети  $i_s$ , управления  $i_{y2}$  и тока, потребляемого первичной обмоткой выпрямителя  $i_{п}'$ . Все приведенные токи и напряжения нормированы по базисным величинам.

С использованием формул, аналогичных тем, которые применялись для схемы, показанной на рисунке 2.7, получен ряд величин, характеризующих работу преобразователей, выполненных по схемам, представленным рисунках 2.12 а и б при заданных выше значениях параметров. При использовании формул (2.39) – (2.41) необходимо заменить переменные  $I_{y1m}$  и  $\varphi_{y1}$  на  $I_{y2m}$  и  $\varphi_{y2}$  соответственно. Результаты вычислений, вместе с аналогичными результатами расчетов для двух предыдущих схем, приведены в таблице 2.1. Спектр напряжения в точке подключения преобразователя к питающей сети  $u$  представлен на рисунках 2.17 а и б для выпрямителей, показанных на рисунках 2.12 а и б соответственно.

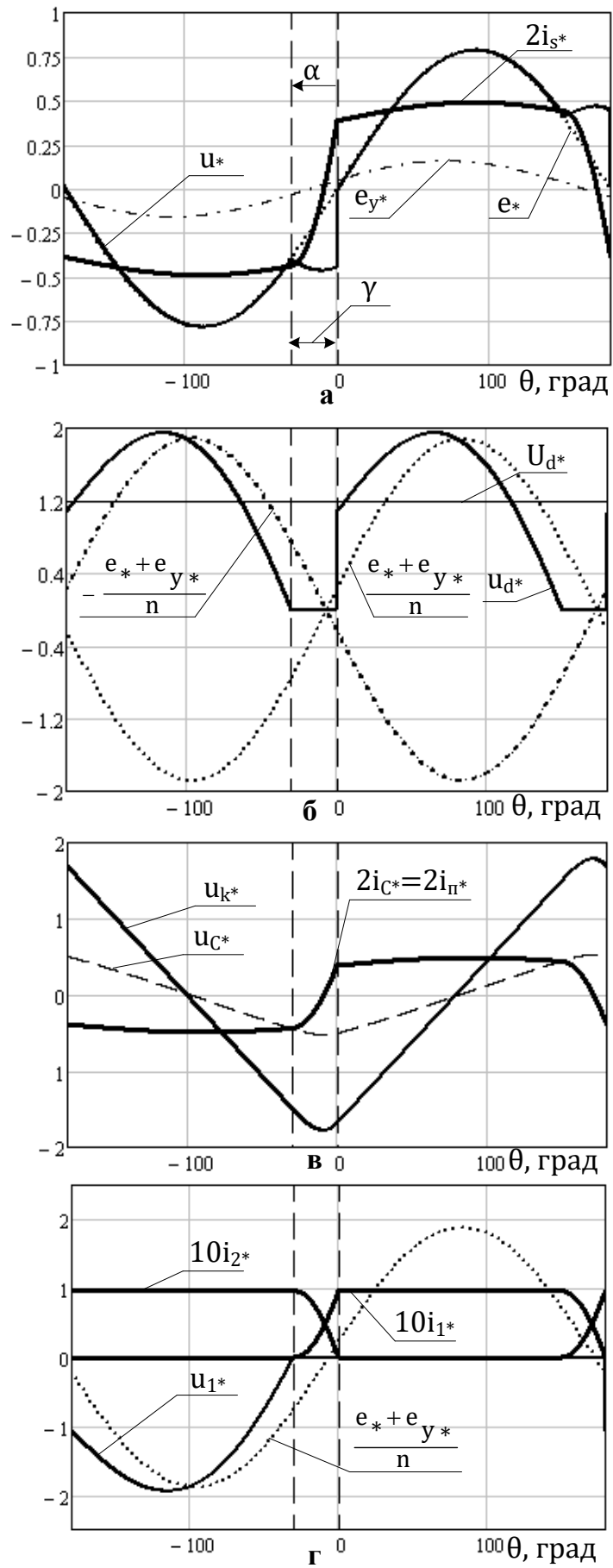


Рисунок 2.14

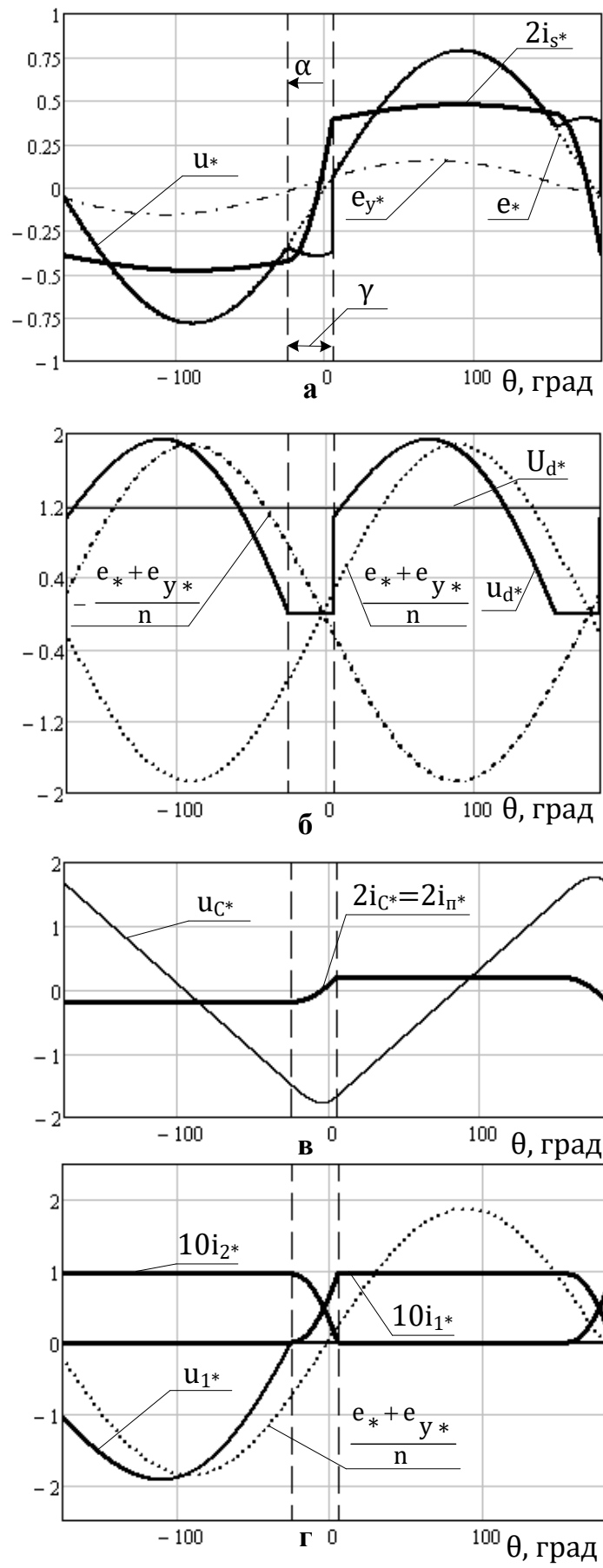


Рисунок 2.15

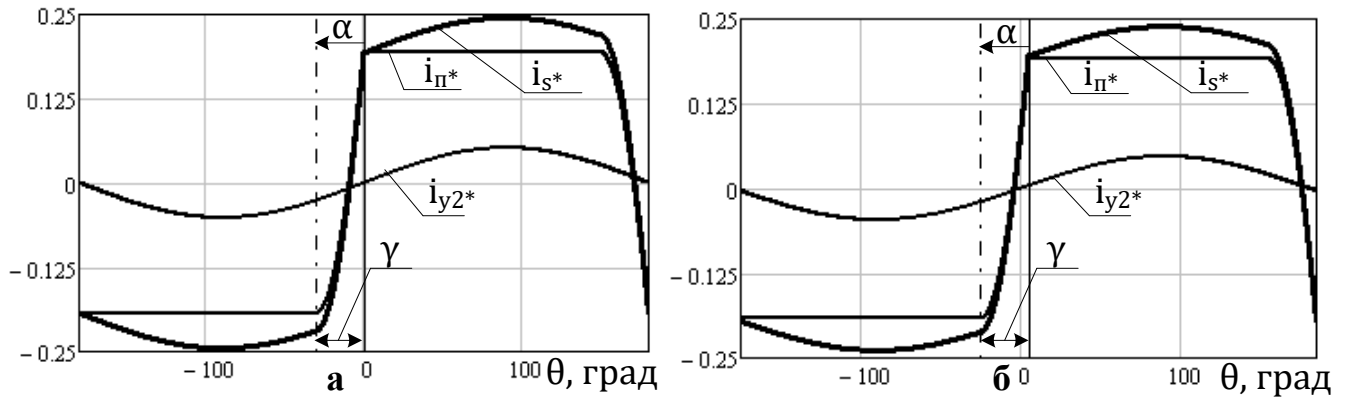


Рисунок 2.16

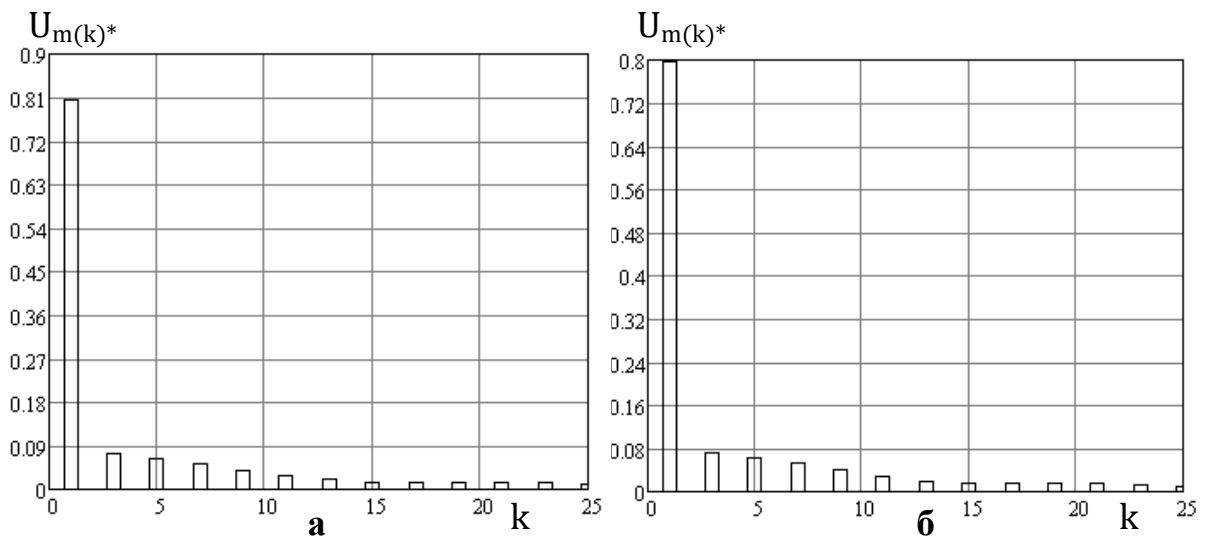


Рисунок 2.17

Из сравнения электромагнитных процессов и величин, характеризующих работу преобразователей, выполненных по всем четырем схемам при одних и тех же значениях параметров (прежде всего, угла коммутации  $\gamma = 30$  град), становится ясно, что наиболее экономичным (в смысле величины доли затрат активной мощности, затрачиваемой на управления от активной мощности, потребляемой полезной нагрузкой) является преобразователь, выполненный по схеме, показанной на рисунке 2.7, а наименее экономичным – преобразователь, выполненный по схеме, представленной на рисунке 2.12 а. Однако наибольшая мощность, передаваемая к нагрузке при данном угле коммутации, наблюдается

именно в преобразователе, выполненном по схеме, приведенной на рисунке 2.12 а, в то время как наименьшая полезная мощность передается в преобразователе, показанном на рисунке 2.4.

Таблица 2.1

	Схема на рисунке 2.4	Схема на рисунке 2.7	Схема на рисунке 2.12 а	Схема на рисунке 2.12 б
$U_{d*}$	1,18	1,18	1,187	1,179
$I_{d*}$	0,096	0,096	0,097	0,096
$P_{dy*}$	0,019	0,019	0,023	0,022
$I_{dn*}$	0,08	-	-	-
$P_{dn*}$	0,095	-	-	-
$P_{d*}$	0,113	0,113	0,115	0,113
$\delta_{py}, \%$	19,733	16,438	19,951	19,521
$Q_{e*}$	-0,011	-0,0094	-0,017	-0,0091
$Q_{п*}$	-0,02	-0,023	-0,031	-0,022
$\text{tg } \varphi_e$	-0,096	-0,083	-0,15	-0,081
$\text{tg } \varphi_{п}$	-0,178	-0,199	-0,27	-0,197
$U_{m(1)*}$	1,595	0,798	0,804	0,798
$K_{UГ}, \%$	67,547	67,461	67,353	67,471

То же замечание относится и к сравнению двух перечисленных схем с точки зрения компенсации реактивной мощности. Что касается коэффициента гармоник напряжения в точке подключения преобразователя к питающей сети  $K_{UГ}$ , то во всех четырех схемах он имеет значения одного порядка.

Для окончательного вывода о целесообразности применения тех или иных схем в различных возможных случаях необходимо построить для них внешние и энергетические характеристики.

## 2.4 Внешние и энергетические характеристики двухфазных компенсированных выпрямителей с векторным управлением в основном режиме работы

Ограничимся построением внешних характеристик и зависимостей коэффициента реактивной мощности в точке подключения преобразователя к питающей сети. Внешние и энергетические характеристик построены при следующих значениях параметров  $n = 0,5$ ;  $q = 0,4$ ;  $\sigma = 0,2$ . Угол коммутации изменяется в пределах  $\gamma = 0 \dots 30$  град; фаза напряжения управления изменяется в промежутке  $\rho = 0 \dots 180$  град. Внешние и энергетические характеристики для преобразователя, схема замещения которого представлена на рисунке 2.4, показаны на рисунке 2.18 [104].

Характеристики имеют ожидаемый вид [30, 34], а именно, с увеличением фазы напряжения управления  $\rho$  при его фиксированной относительной амплитуде  $\sigma$  происходит переход рабочей точки режима нагрузки на характеристику, расположенной ниже предыдущей, что соответствует работе с более низким выпрямленным напряжением. При работе с относительной частотой контура коммутации  $\nu = 2$ , наблюдается увеличение жесткости внешних характеристик по сравнению со случаем  $\nu = 0$ . Кроме того, при  $\nu = 2$  определенные значения углов коммутации  $\gamma$  достигаются при больших значениях выпрямленного тока  $I_{dn*}$  по сравнению со случаем  $\nu = 0$ . При этом для схемы с  $\nu = 0$  с увеличением фазы напряжения управления сначала наблюдается снижение потребляемой из сети реактивной мощности, однако при достижении углом  $\rho$  значений, превышающих 90 град, наблюдается увеличение значений указанной реактивной мощности. Для случая  $\nu = 2$  также свойственен подобный характер изменения энергетических характеристик, однако с тем отличием, что при увеличении фазы напряжения управления достигается повышение генерации в сеть реактивной мощности и дальнейшее ее снижение с последующим увеличением  $\rho$ .

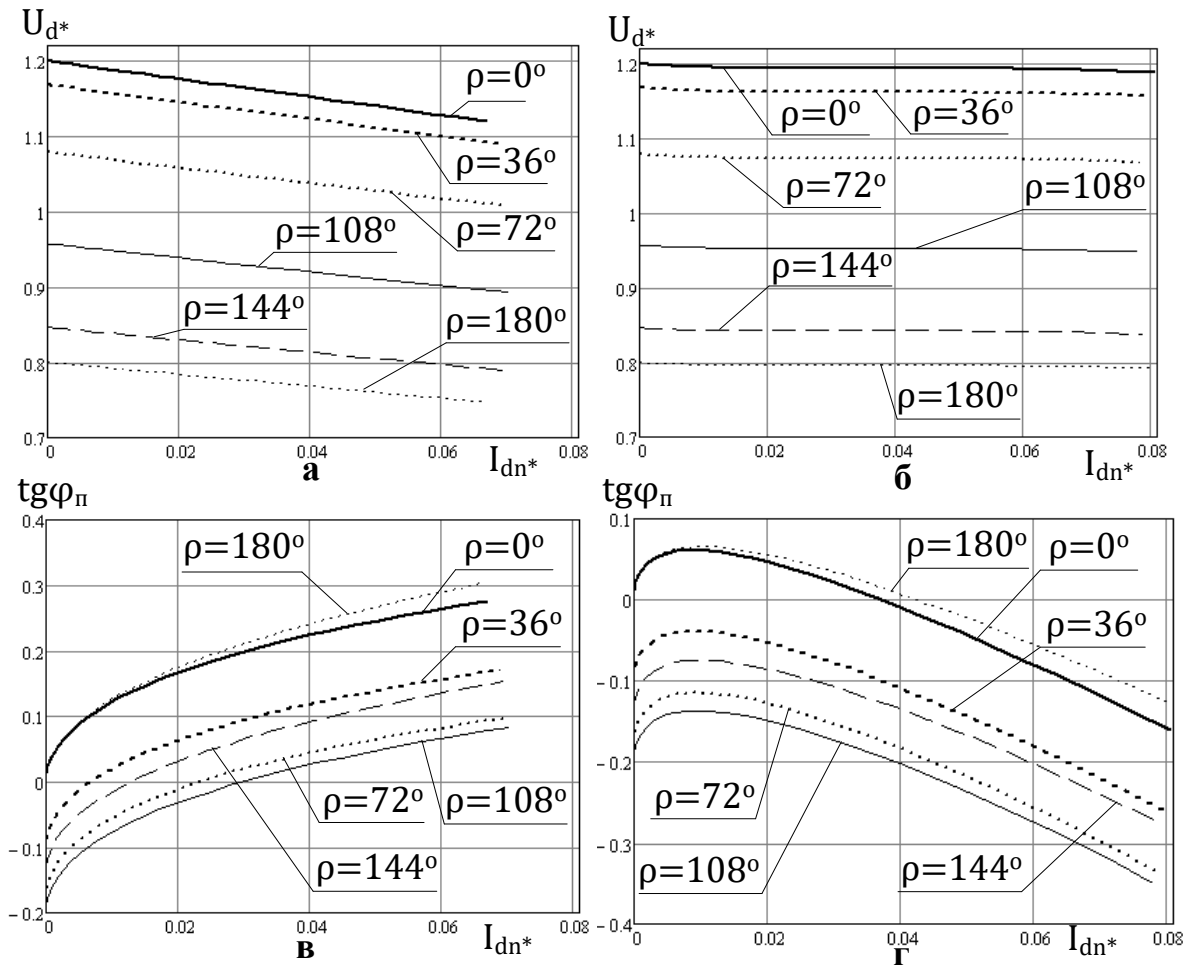


Рисунок 2.18. а,в –  $\nu = 0$ ; б,г –  $\nu = 2$

Используя полученные выше соотношения для электромагнитных процессов в преобразователе, схема замещения которого показана на рисунке 2.7, аналогично предыдущему построим внешние и энергетические характеристики при различных значениях относительной собственной частоты контура коммутации ( $\nu = 0$  и  $\nu = 2$ ). В качестве значений параметров примем  $n = 0,5$ ;  $q = 0,4$ ;  $\sigma = 0,2$ ;  $\varphi_{y1} = 0$ , угол коммутации и фаза напряжения управления изменяются в тех же пределах.

Прежде чем строить названные характеристики, исследуем характер зависимостей коэффициентов  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$ , а также амплитуды тока  $I_{y1m^*}$  от изменяемых в процессе построения характеристик параметров ( $\gamma$  и  $\rho$ ). Указанные зависимости показаны на рисунке 2.19. При этом необходимо отметить следующее. На рисунках 2.19 д и е амплитуда тока  $I_{y1m^*}$  принимает как



положительные, так и отрицательные значения. Это надо понимать следующим образом. Если какая-либо точка характеристики  $I_{y1m*}$  находится в области отрицательных значений (что невозможно из физических соображений), то истинное значение амплитуды в данной точке будет равняться модулю от указанной отрицательной величины, а истинная фаза тока управления отличается от принятого ранее параметра ровно на  $\pi$  радиан (в нашем случае  $\varphi_{y1} = 180$  град).

Внешние и энергетические характеристики, полученные при изменении коэффициентов  $\delta_E$ ,  $\delta_\alpha$  и амплитуды  $I_{y1m*}$  в соответствие с показанными на рисунках 2.19 зависимостями, представлены на рисунке 2.20. По сравнению со схемой, показанной на рисунке 2.4 в рассматриваемом выпрямителе (рисунок 2.7) при  $\nu = 0$  определенные значения углов коммутации наблюдаются при больших токах полезной нагрузки при малых значениях  $\rho$ . При больших  $\rho$ , наоборот, наблюдается противоположная зависимость. Также при  $\nu = 0$  в рассматриваемой схеме при малых  $\rho$  наблюдается большее потребление реактивной мощности из питающей сети (при больших  $\rho$  – обратная картина). Что касается внешних и энергетических характеристик при  $\nu = 2$ , то существенное различие во внешних характеристиках рассматриваемых схем наблюдается только при больших  $\rho$ . При  $\nu = 2$  в схеме, изображенной на рисунке 2.4, наблюдается большая генерация реактивной мощности по сравнению с выпрямителем, представленным на рисунке 2.7 при малых  $\rho$ . Как и в предыдущих случаях, при больших  $\rho$  имеет место быть обратная картина.

Из представленных на рисунке 2.19 характеристик ясно, что при принятых ранее значениях параметров и изменении углов  $\gamma$  и  $\rho$  в указанных диапазонах изменения коэффициентов  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$  не превышают 0,006 и 2 град соответственно. Поэтому, с учетом того, что аналитическое нахождение данных коэффициентов весьма сложно, а нахождение их численными методами требует значительных затрат машинного времени, является целесообразным оценить погрешность при построении внешних и энергетических характеристик с принятием дополнительных допущений.

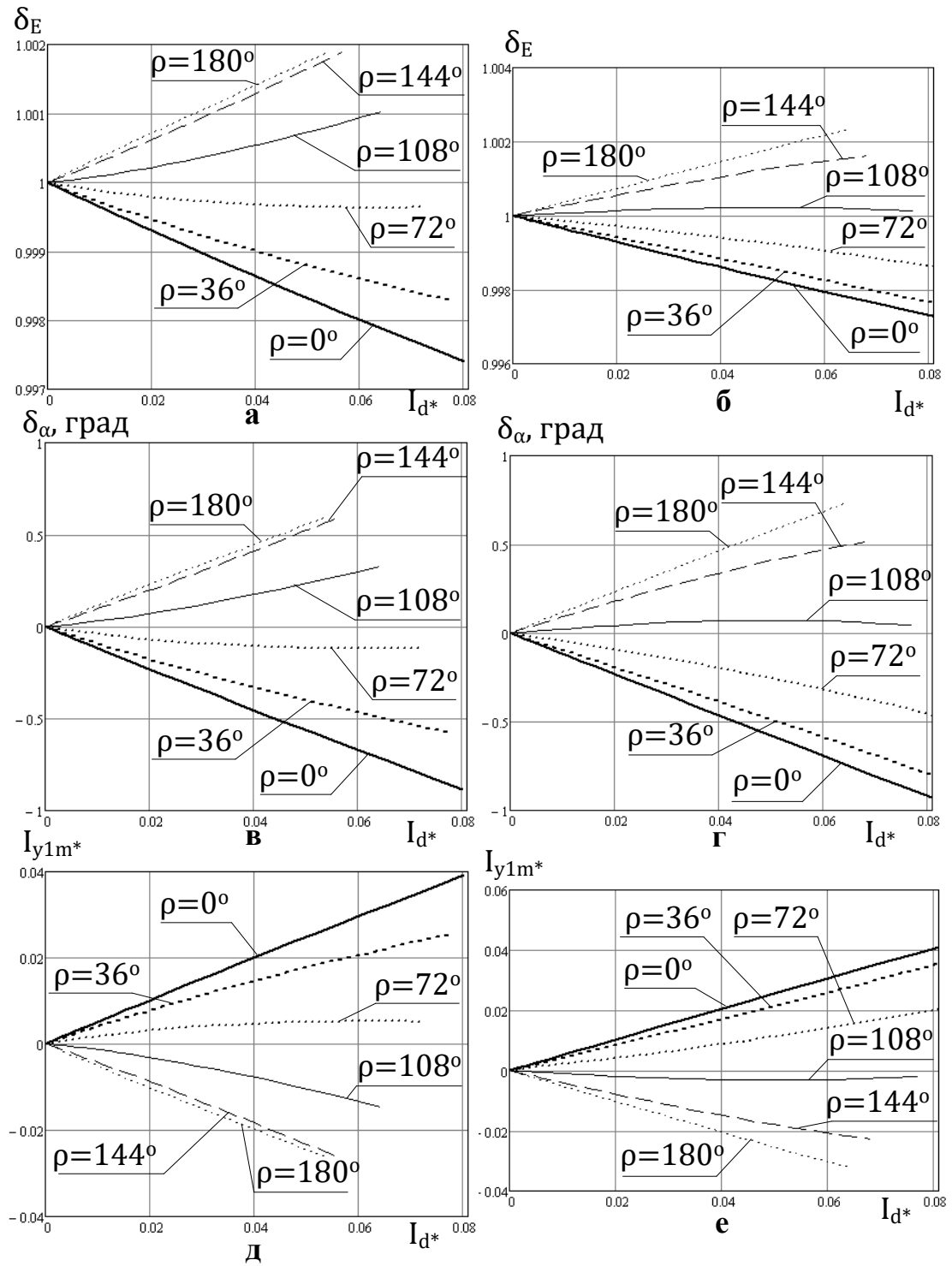


Рисунок 2.19. а,в и д –  $\nu = 0$ ; б,г и е –  $\nu = 2$

В качестве очевидного допущения можно принять пренебрежение влиянием тока  $i_{y1}$  на остальные токи и напряжения в схеме замещения, показанной на рисунке 2.7. При этом, как и в схеме, изображенной на рисунке 2.4,  $\delta_E = 1$  и  $\delta_\alpha = 0$ . Тогда внешние и энергетические характеристики будут строиться по тем же выражениям, что применялись для схемы, представленной на рисунке 2.4, однако

с некоторыми исключениями. Первым из исключений следует отметить то, что нагрузка в схеме, представленной на рисунке 2.7, полностью потребляет выпрямленный ток преобразователя  $I_{d^*}$ , изменение которого и следует отразить по оси абсцисс при построении характеристик. Во-вторых, принимая во внимание первое допущение, примем при расчете по формуле (2.26)  $P_{e^*} = P_{d^*}$ , что соответствующим образом отразится при вычислениях  $\text{tg } \varphi_e$  и  $\text{tg } \varphi_{\Pi}$ . Упрощенным образом характеристики приведены на рисунке 2.21.

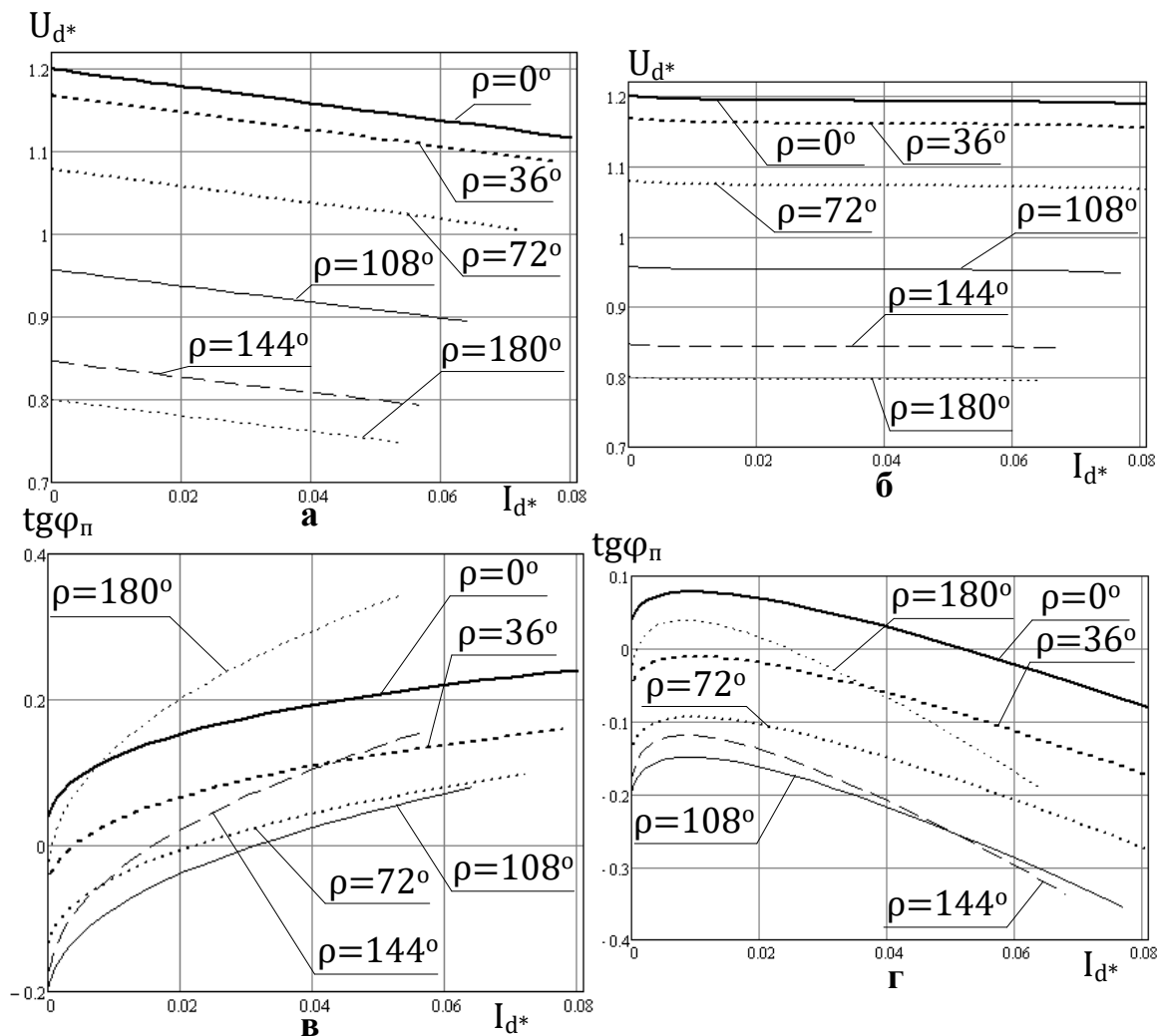


Рис. 2.20. а,в –  $\nu = 0$ ; б,г –  $\nu = 2$

Для определения погрешности характеристик, показанных на рисунке 2.21, по сравнению с характеристиками, представленными на рисунке 2.20, найденными применением численных методов, введем в рассмотрение относительную погрешность  $\delta$  по параметру  $\zeta$  (в качестве параметра  $\zeta$  выступает либо напряжение  $U_{d^*}$ , либо коэффициент  $\text{tg } \varphi_{\Pi}$ ):

$$\delta_{\zeta} = \left| \frac{\zeta_{\text{ид}} - \zeta_{\text{точ}}}{\zeta_{\text{точ}}} \right| * 100\%. \quad (2.51)$$

Здесь  $\zeta_{\text{ид}}$  – параметр  $\zeta$ , найденный вышеописанным упрощенным способом при заданных значениях параметров схемы и угла коммутации  $\gamma$ ;  $\zeta_{\text{точ}}$  – тот же параметр, найденный при помощи численного расчета, при тех же значениях параметров и угла коммутации.

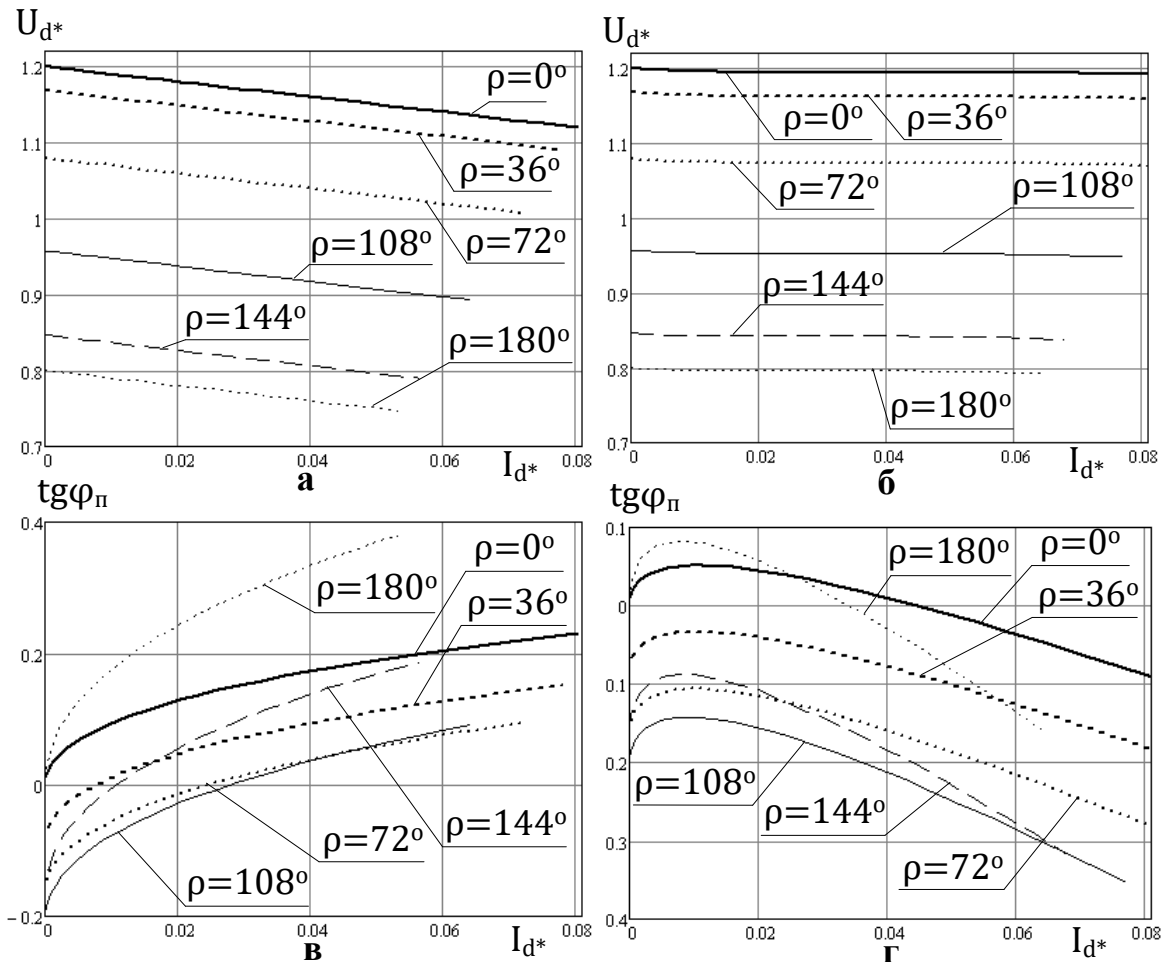


Рисунок 2.21. а,в –  $\nu = 0$ ; б,г –  $\nu = 2$

Результаты вычисления по формуле (2.51) при  $n = 0,5$ ;  $q = 0,4$ ;  $\sigma = 0,2$ ;  $\varphi_{y1} = 0$ ; сведем в таблицу 2.2. Из данных таблицы 2.2 ясно, что приближенные характеристики с приемлемой точностью можно использовать только при нахождении внешних характеристик. Погрешность при нахождении энергетических характеристик по приближенным характеристикам достигает недопустимых значений.

Таблица 2.2

	$U_{d*}$ ид.	$U_{d*}$ точ	$\text{tg } \varphi_{\Pi}$ ид.	$\text{tg } \varphi_{\Pi}$ точ.	$\delta_{U_{d*}}$ , %	$\delta_{\text{tg } \varphi_{\Pi}}$ , %
$\nu = 0 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 30$ град	1,12	1,117	0,23	0,241	0,219	4,625
$\nu = 0 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 15$ град	1,18	1,179	0,129	0,154	0,06	15,987
$\nu = 0 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 30$ град	0,746	0,748	0,381	0,344	0,236	10,742
$\nu = 0 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 15$ град	0,786	0,787	0,203	0,16	0,061	26,266
$\nu = 2 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 30$ град	1,188	1,185	0,134	0,127	0,268	5,579
$\nu = 2 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 15$ град	1,194	1,194	0,043	0,067	0,063	36,074
$\nu = 2 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 30$ град	0,792	0,795	0,16	0,195	0,294	17,768
$\nu = 2 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 15$ град	0,796	0,797	0,074	0,032	0,065	132,25

Аналогично предыдущему с помощью полученных выше соотношений для электромагнитных процессов в двухфазных преобразователях, схемы замещения которых показаны на рисунке 2.12, построим внешние и энергетические характеристики при различных значениях относительной собственной частоты контура коммутации ( $\nu = 0$  и  $\nu = 2$ ). Значения параметров примем равными  $n = 0,5$ ;  $q = 0,4$ ;  $\sigma = 0,2$ ;  $\varphi_{y2} = 0$ , угол коммутации и фаза напряжения управления изменяются в тех же пределах, что и раньше.

Построим зависимости коэффициентов  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$ , а также амплитуды тока  $I_{y2m*}$  для схем, изображенных на рисунках 2.12 а и б, от изменяемых в процессе построения характеристик параметров ( $\gamma$  и  $\rho$ ). Полученные зависимости для схем, представленных на рисунке 2.12 а и б показаны соответственно на рисунках 2.22

и 2.23. Условно отрицательное значение амплитуд тока  $I_{y2m*}$  следует понимать в том же смысле, что и для схемы, показанной на рисунке 2.7. Из сравнения данных зависимостей с аналогичными для выпрямителя, изображенного на рисунке 2.7, можно заключить следующее. При  $\nu = 0$  зависимости  $\delta_E$  для схем, представленных на рисунках 2.7 и 2.12 а и б имеют схожие очертания. Зависимости угла  $\delta_\alpha$  для трех рассматриваемых схем имеют подобные очертания и незначительно различаются количественно. Зависимости амплитуд тока  $I_{y1m*}$  для схемы, изображенной на рисунке 2.7, и  $I_{y2m*}$  для схем, представленных на рисунке 2.12, при сравнении их для трех схем как при  $\nu = 0$ , так и при  $\nu = 2$ , имеют похожий вид и несколько отличаются количественно. Также при  $\nu = 2$  схожими являются зависимости  $\delta_E$  для схем, изображенных на рисунках 2.7 и 2.12 б, в то время как аналогичная зависимость для схемы, представленной на рисунке 2.12 а, значительно изменяет свой характер при изменении  $\rho$ . Аналогичная картина наблюдается и для зависимостей угла  $\delta_\alpha$ .

Внешние и энергетические характеристики, полученные при изменении коэффициентов  $\delta_E$ ,  $\delta_\alpha$  и амплитуды  $I_{y2m*}$  в соответствие с показанными на рисунках 2.22 и 2.23 зависимостями, представлены для схем на рисунках 2.12 а и б соответственно на рисунках 2.24 и 2.25. Внешние характеристики для преобразователей, выполненных по схемам, изображенным на рисунках 2.7 и 2.12 а и б имеют схожий вид. При  $\nu = 2$  в схеме, представленной на рисунке 2.12 а наблюдаются немного более жесткие внешние характеристики, чем в остальных схемах. Также схожими являются и энергетические характеристики. При  $\nu = 2$  в схеме, представленной на рисунке 2.12 а наблюдается немного большая генерация реактивной мощности, чем в двух остальных.

В виду подобности характеристик  $\delta_E$ ,  $\delta_\alpha$  и  $I_{y2m*}$  для схем, изображенных на рисунках 2.12 а и б, аналогичным характеристикам, полученным для схемы, представленной на рисунке 2.7, а также аналогичной проблеме численного их определения, анализ возможности применения упрощенных описанным для схемы, показанной на рисунке 2.7, образом внешних и энергетических

характеристик также является целесообразным.

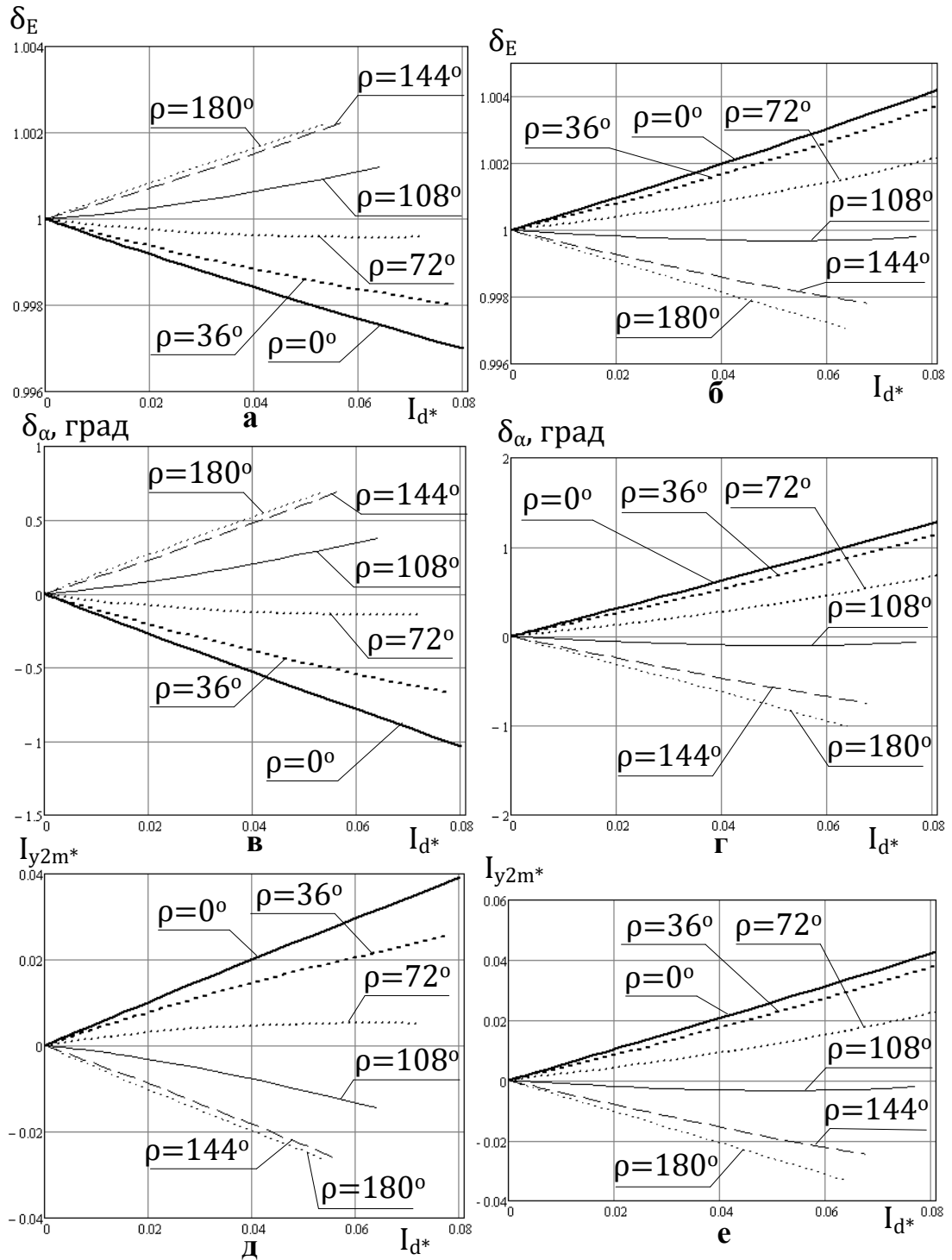


Рис. 2.22. а,в и д –  $\nu = 0$ ; б,г и е –  $\nu = 2$

Для схем, показанных на рисунке 2.12, данные характеристики получаются полностью аналогичными приведенным на рисунке 2.21. С использованием формулы (2.51) проведена оценка погрешности данных характеристик по отношению к представленным на рисунках 2.24 и 2.25. Результаты вычисления при  $n = 0,5$ ;  $q = 0,4$ ;  $\sigma = 0,2$ ;  $\varphi_{y2} = 0$  приведены в таблицах 2.3 и 2.4 для схем,

изображенных на рисунках 2.12 а и б соответственно. Как и для схемы, показанной на рисунке 2.7, погрешность при использовании приближенных характеристики для схем, представленных на рисунках 2.12 а и б, имеет допустимые значения (доли процента) только при оценке поведения внешних характеристик. Для энергетических характеристик указанные погрешности достигают неприемлемых величин.

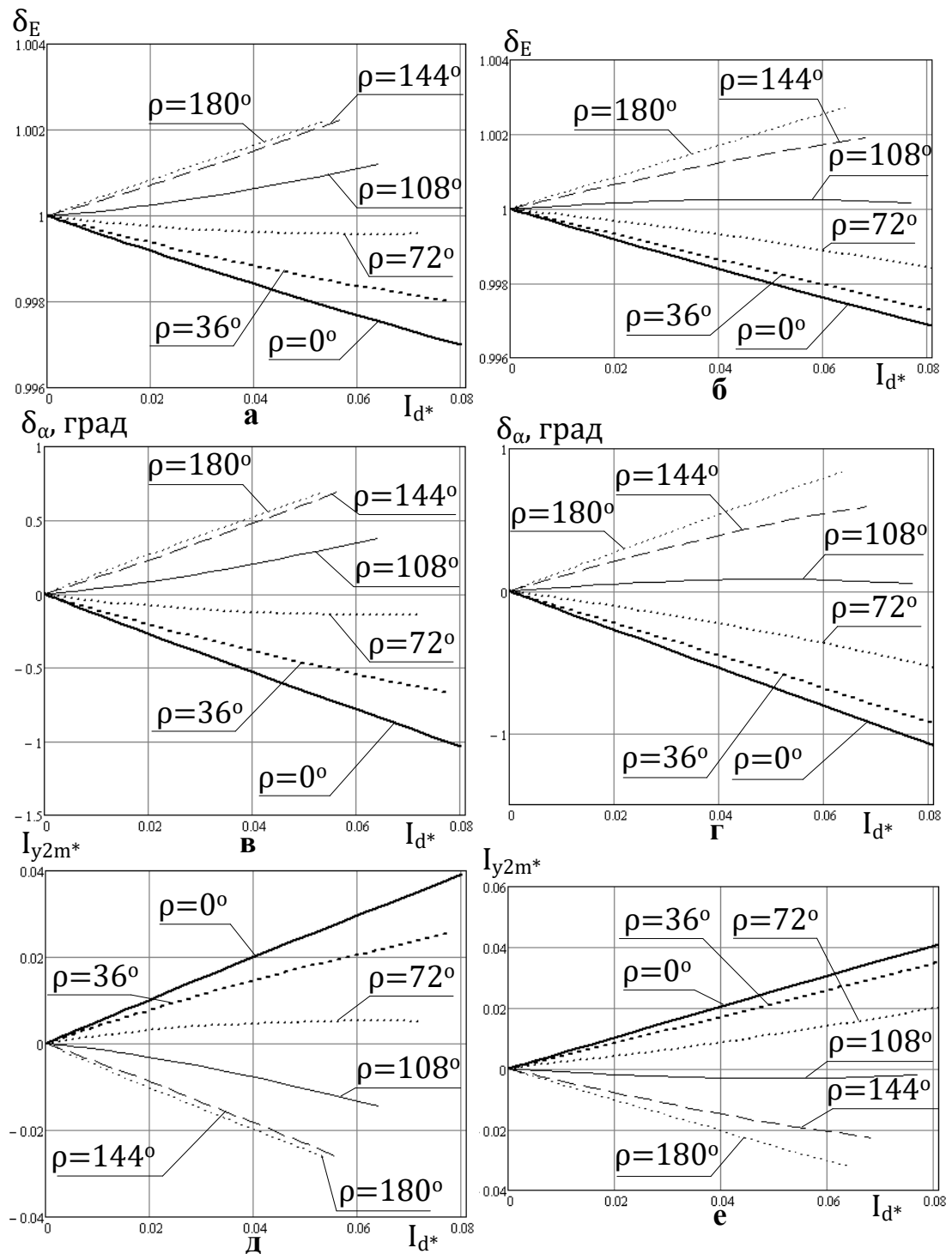
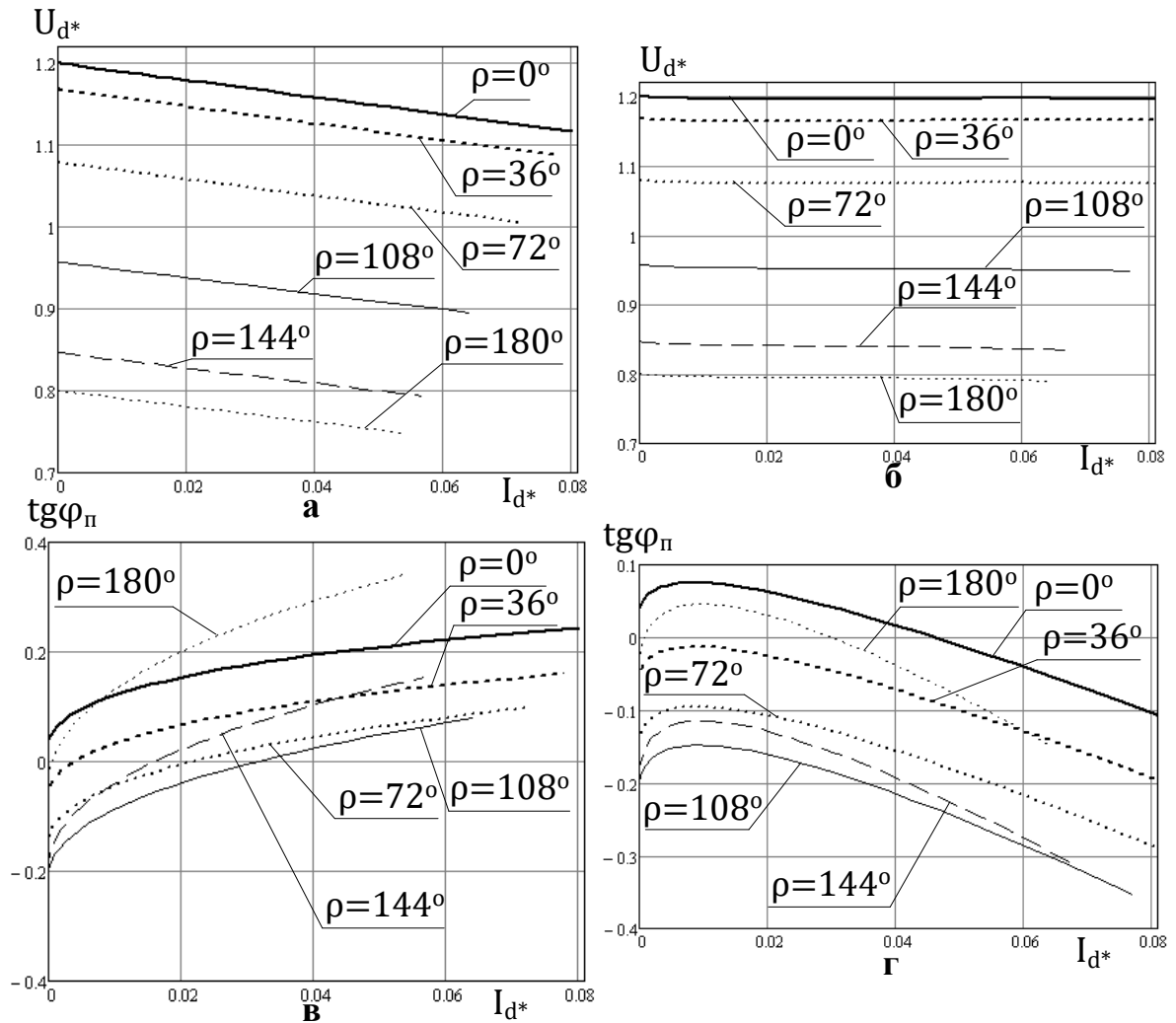


Рис. 2.23. а,в и д –  $\nu = 0$ ; б,г и е –  $\nu = 2$



Рис. 2.24. а,в –  $\nu = 0$ ; б,г –  $\nu = 2$ 

Описанные в параграфах 2.2 и 2.3 выражения, временные диаграммы и характеристики относятся к электромагнитным процессам, протекающим в основном выпрямителе. Расчет электромагнитных процессов для УВУ будет показан на примере двенадцатифазной схемы.

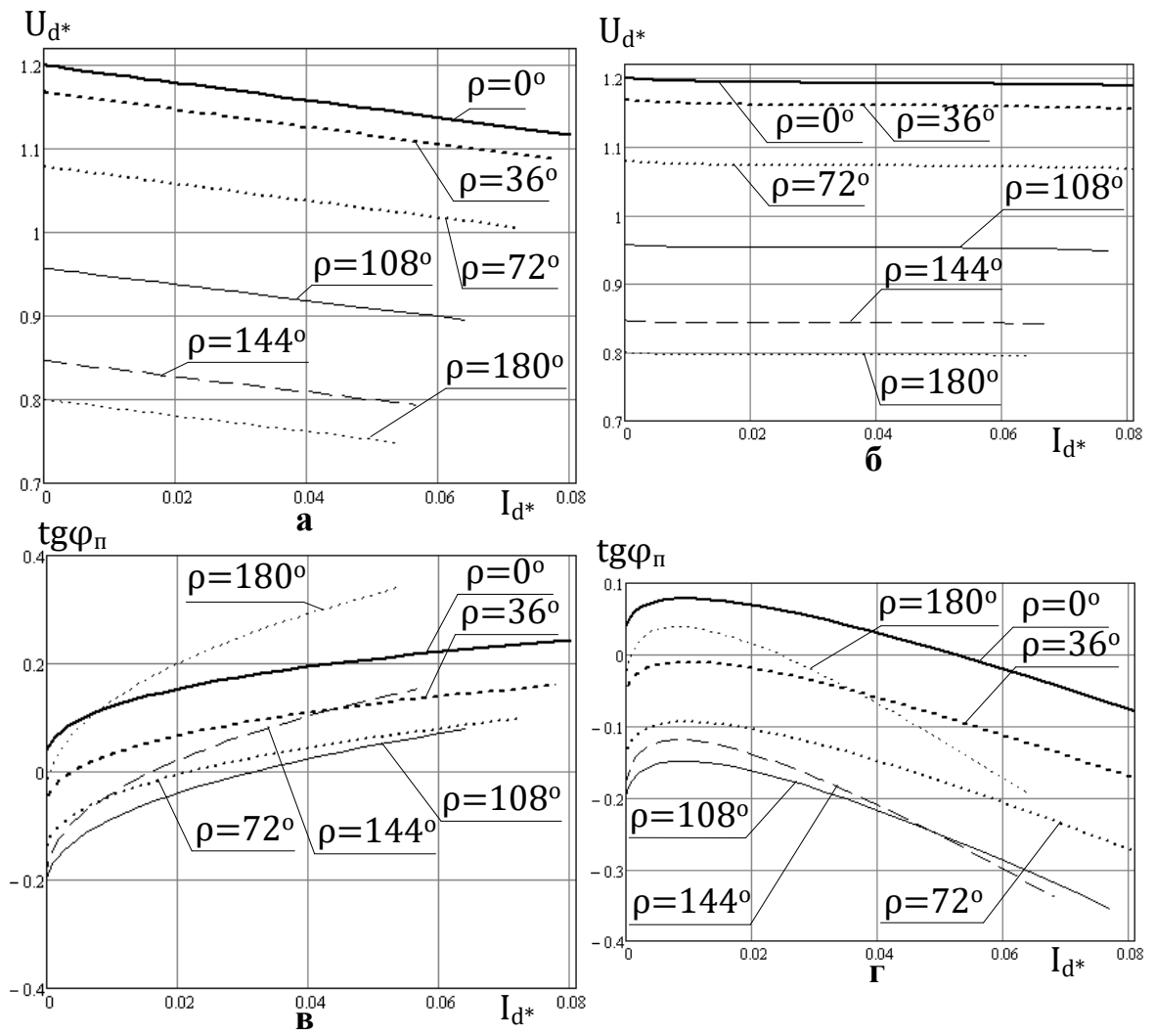


Рис. 2.25. а,в –  $\nu = 0$ ; б,г –  $\nu = 2$

Таблица 2.3

	$U_{d*}$ ид.	$U_{d*}$ точ.	$\text{tg } \varphi_{\text{п}}$ ид.	$\text{tg } \varphi_{\text{п}}$ точ.	$\delta_{U_{d*}}$ , %	$\delta_{\text{tg } \varphi_{\text{п}}}$ , %
$\nu = 0$ ; $\rho = 0$ град; $\gamma = 30$ град	1,12	1,117	0,23	0,243	0,254	5,383
$\nu = 0$ ; $\rho = 0$ град; $\gamma = 15$ град	1,18	1,179	0,129	0,154	0,069	16,253
$\nu = 0$ ; $\rho = 180$ град; $\gamma = 30$ град	0,746	0,748	0,381	0,341	0,277	11,695
$\nu = 0$ ; $\rho = 180$ град; $\gamma = 15$ град	0,786	0,787	0,203	0,16	0,071	26,845
$\nu = 2$ ; $\rho = 0$ град; $\gamma = 30$ град	1,188	1,193	0,134	0,159	0,42	15,589
$\nu = 2$ ; $\rho = 0$ град; $\gamma = 15$ град	1,194	1,196	0,043	0,06	0,087	28,571
$\nu = 2$ ; $\rho = 180$ град; $\gamma = 30$ град	0,792	0,789	0,16	0,148	0,366	7,974
$\nu = 2$ ; $\rho = 180$ град; $\gamma = 15$ град	0,796	0,796	0,074	0,042	0,084	74,242

Таблица 2.4

	$U_{d*}$ ид.	$U_{d*}$ точ.	$\text{tg } \varphi_{\text{п}}$ ид.	$\text{tg } \varphi_{\text{п}}$ точ.	$\delta_{U_{d*}}$ , %	$\delta_{\text{tg } \varphi_{\text{п}}}$ , %
$\nu = 0$ ; $\rho = 0$ град; $\gamma = 30$ град	1,12	1,117	0,23	0,243	0,254	5,383
$\nu = 0$ ; $\rho = 0$ град; $\gamma = 15$ град	1,18	1,179	0,129	0,154	0,069	16,253
$\nu = 0$ ; $\rho = 180$ град; $\gamma = 30$ град	0,746	0,748	0,381	0,341	0,277	11,695
$\nu = 0$ ; $\rho = 180$ град; $\gamma = 15$ град	0,786	0,787	0,203	0,16	0,071	26,845
$\nu = 2$ ; $\rho = 0$ град; $\gamma = 30$ град	1,188	1,185	0,134	0,159	0,309	15,589
$\nu = 2$ ; $\rho = 0$ град; $\gamma = 15$ град	1,194	1,194	0,043	0,06	0,074	28,571
$\nu = 2$ ; $\rho = 180$ град; $\gamma = 30$ град	0,792	0,795	0,16	0,148	0,345	7,974
$\nu = 2$ ; $\rho = 180$ град; $\gamma = 15$ град	0,796	0,797	0,074	0,042	0,076	74,242

## **2.5 Электромагнитные процессы в двенадцатифазных мостовых компенсированных выпрямителях с векторным управлением в основном режиме работы**

Рассмотренные выше двухфазные нулевые выпрямители не находят применения при электроснабжении мощных потребителей электрической энергии на постоянном токе (электролиз, электрифицированная железная дорога и т.д.). В первую очередь, это связано с ограничениями номинальных параметров силовых проводниковых ключей, а также создаваемым такими преобразователями гармоническим составом напряжения в точке подключения выпрямителя к питающей сети (см. рисунки 2.6, 2.11 и 2.17), который для сетей классов 10 кВ и выше приобретает недопустимый характер [9]. В связи с этим при электроснабжении мощных потребителей постоянного тока прибегают к повышению фазности преобразования [30].

Как следует из сказанного в предыдущем параграфе и в главе 1, в диссертационной работе рассмотрены электромагнитные процессы, протекающие в двенадцатифазном компенсированном выпрямительном агрегате с векторным управлением, компенсирующее устройство которого осуществляет фильтрацию в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратных гармоник входных токов преобразовательных блоков [34].

Представленные в параграфе 2.1 исходные положения для расчета квазиустановившихся электромагнитных процессов остаются справедливыми и в случае рассматриваемого двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением.

---

На рисунке 2.26 показан двенадцатифазный мостовой компенсированный выпрямитель с векторным управлением, компенсирующее устройство которого осуществляет фильтрацию в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратных гармоник входных токов преобразовательных блоков [105]. Силовая схема преобразователя, представленного на рисунке 2.26, соответствует преобразователю, изображенному на рисунке 2.1 а. Обозначения на рисунке 2.26

совпадает с таковыми на рисунках 2.1 а и 2.4 (за исключением добавления буквенных индексов, указывающих, к какой фазе принадлежит ток или напряжение). Обозначения элементов схемы, не показанных на рисунке 2.1 а, расшифровываются следующим образом: ВБ1 и ВБ2 – соответственно, первый и второй вентиляльные блоки; УР – уравнивательный реактор. Порядковый номер вентиляльного блока, а также пронумерованных на рисунке 2.26 силовых вентилялей, определяется порядком включения в работу вентилялей и их блоков в квазиустановившемся основном режиме работы.

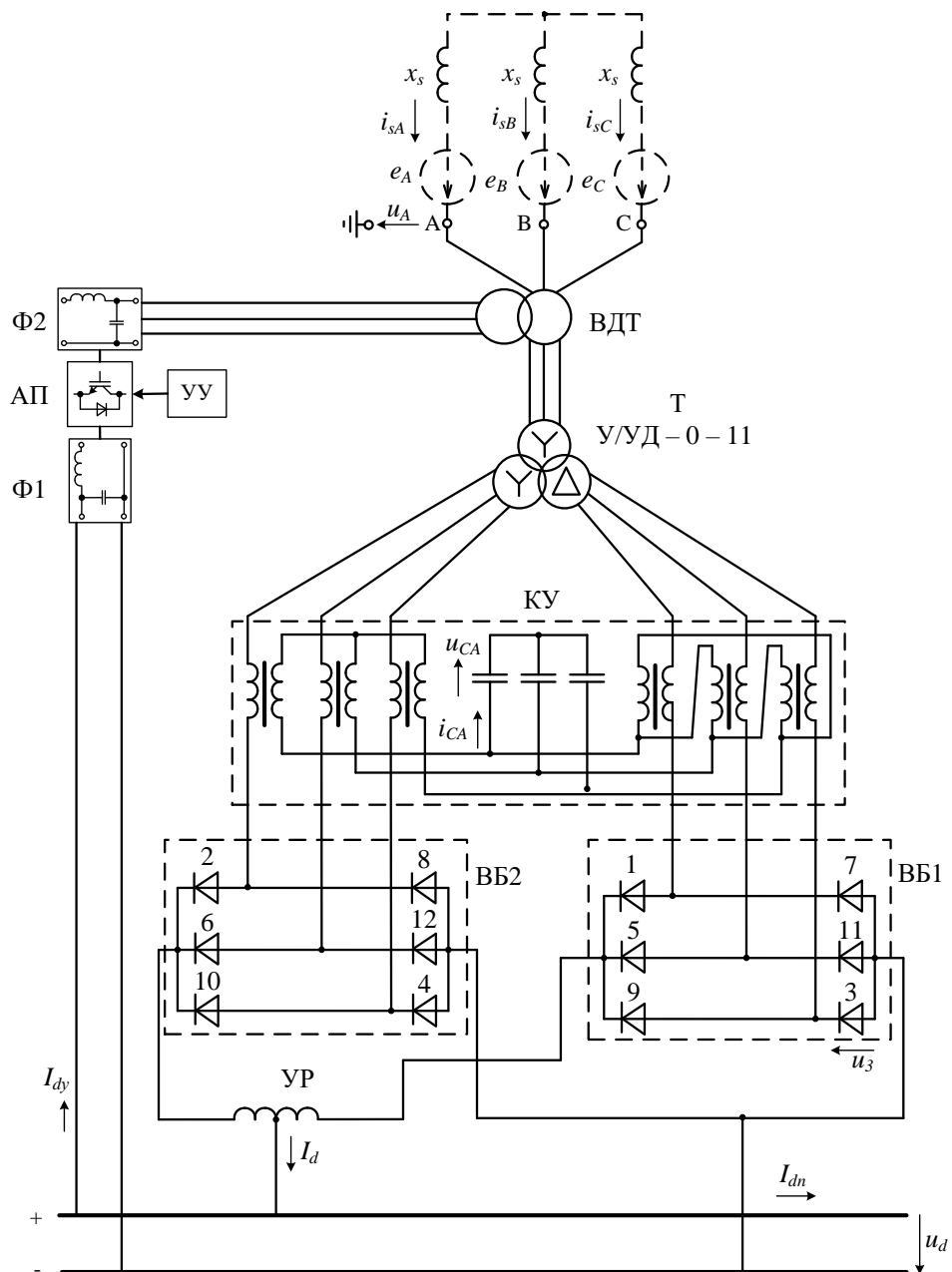


Рисунок 2.26

Для анализа квазиустановившихся электромагнитных процессов в преобразователе, приведенном на рисунке 2.26, применим те же соображения, которые были использованы при получении выражений для двухфазного нулевого преобразователя, показанного на рисунке 2.4. В результате получены выражения, подобные приведенным в параграфе 2.2 для выпрямителя на рисунке 2.4 для токов и напряжения во внекоммутационном и коммутационном интервалах. Основные отличия в результатах анализа электромагнитных процессов в указанных двух преобразователях:

- 1) Схемный параметр  $\psi = \frac{\pi(2-\sqrt{3})}{3}$  [34];
- 2) Сопротивления контура коммутации равно  $x_k = x_2 + \frac{x_1+x_s}{n^2}$
- 3) Число последовательно и параллельно включенных трехфазных коммутирующих групп соответственно  $h_1 = 2$ ;  $h_2 = 2$ . Базисные ток и напряжения соответственно равны  $I_6 = 2 \frac{E_{km}}{x_k}$ ;  $U_6 = \frac{3}{\pi} E_{km}$ .

4) Напряжения в точке подключения преобразователя к питающей сети и на идеальной первичной обмотке преобразовательного трансформатора для коммутационного интервала  $\alpha - \frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \alpha + \gamma - \frac{5\pi}{6}$  соответственно определяются выражениями:

$$\begin{aligned}
 u_A &= nE_{km} \left\{ \frac{\delta_E}{\sqrt{3}} \sin(\theta + \delta_\alpha) - \frac{q}{2} \left[ \frac{\Delta_E}{v^2 - 1} \sin\left(\theta + \frac{5\pi}{6} + \Delta_\alpha\right) + \right. \right. \\
 &+ \left. \left. v h_2 A_{1*} \sin v\left(\theta + \frac{5\pi}{6} - \alpha\right) + v h_2 A_{2*} \cos v\left(\theta + \frac{5\pi}{6} - \alpha\right) \right] \right\}; \\
 u_B &= \delta_E \frac{nE_{km}}{\sqrt{3}} \sin\left(\theta + \delta_\alpha - \frac{2\pi}{3}\right); \\
 u_C &= nE_{km} \left\{ \frac{\delta_E}{\sqrt{3}} \sin\left(\theta + \delta_\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{q}{2} \left[ \frac{\Delta_E}{v^2 - 1} \sin\left(\theta + \frac{5\pi}{6} + \Delta_\alpha\right) + \right. \right. \\
 &+ \left. \left. v h_2 A_{1*} \sin v\left(\theta + \frac{5\pi}{6} - \alpha\right) + v h_2 A_{2*} \cos v\left(\theta + \frac{5\pi}{6} - \alpha\right) \right] \right\}; \\
 u_{w1A} &= nE_{km} \left\{ \frac{\Delta_E}{\sqrt{3}} \sin(\theta + \Delta_\alpha) - \frac{q_1}{2} \left[ \frac{\Delta_E}{v^2 - 1} \sin\left(\theta + \frac{5\pi}{6} + \Delta_\alpha\right) + \right. \right. \\
 &+ \left. \left. v h_2 A_{1*} \sin v\left(\theta + \frac{5\pi}{6} - \alpha\right) + v h_2 A_{2*} \cos v\left(\theta + \frac{5\pi}{6} - \alpha\right) \right] \right\};
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

$$u_{Bw1} = \Delta_E \frac{nE_{km}}{\sqrt{3}} \sin\left(\theta + \Delta_\alpha - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$u_{Cw1} = nE_{km} \left\{ \frac{\Delta_E}{\sqrt{3}} \sin\left(\theta + \Delta_\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{q_1}{2} \left[ \frac{\Delta_E}{v^2 - 1} \sin\left(\theta + \frac{5\pi}{6} + \Delta_\alpha\right) + \right. \right.$$

$$\left. \left. + v h_2 A_{1*} \sin v\left(\theta + \frac{5\pi}{6} - \alpha\right) + v h_2 A_{2*} \cos v\left(\theta + \frac{5\pi}{6} - \alpha\right) \right] \right\};$$

Здесь для преобразователя, показанного на рисунке 2.26,  $\delta_E = 1$ ;  $\delta_\alpha = 0$

Для выпрямительного агрегата, представленного на рисунке 2.26 остаются справедливыми выражения, полученные в случае преобразователя, показанного на рисунке 2.4, для нормированного выпрямленного напряжения  $U_{d*}$ , нормированного выпрямленного тока  $I_{d*}$ , нормированных активных мощностей  $P_{d*}, P_{dn*}, P_{dy*}$ , выпрямленных токов, потребляемых УВУ и нагрузкой ( $I_{dy*}$  и  $I_{dn*}$ ), а также реактивной мощности, потребляемой выпрямителей от идеальных ЭДС сети  $Q_{e*}$ . Справедливой остается формула (2.25) для относительного значения активной мощности, затрачиваемой на управление  $\delta_{py}$ .

Нормированная по базисным величинам реактивная мощность, потребляемая преобразователем в точке его подключения к питающей сети, как и для двенадцатифазных выпрямителей с параллельным соединением выпрямительных мостов, описанных в [30], находится по формуле:

$$Q_{п*} = Q_{e*} - 6h_2 \frac{q}{\pi} [(P_{e*} + Q_{e*})]. \quad (2.53)$$

Здесь  $P_{e*}$  – также, как и раньше, нормированная активная мощность, потребляемые выпрямителем от идеальной ЭДС питающей сети.

Построенные с учетом всего вышесказанного временные диаграммы токов и напряжений в преобразователе, показанном на рисунке 2.26, приведены на рисунке 2.27. Временные диаграммы построены в относительных единицах при следующих значениях параметров:  $n = 26$ ;  $n_1 = 1$ ;  $q = 0,4$ ;  $q_1 = 0,7$ ;  $\gamma = 13$  град;  $\sigma = 0,2$ ;  $\rho = 0$  град;  $v = 6$ , где  $n_1$  – коэффициент трансформации реакторов компенсирующего устройства КУ. Интервал изменения  $\theta$  на рисунке 2.27, за исключением рисунка 2.27 г, лежит в пределах от  $\alpha + \gamma - \pi$  до  $\alpha + \gamma + \pi$  включительно.

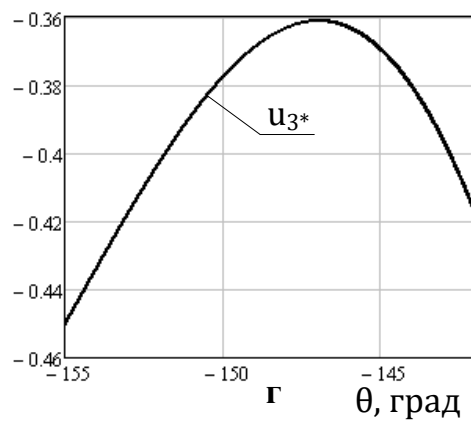
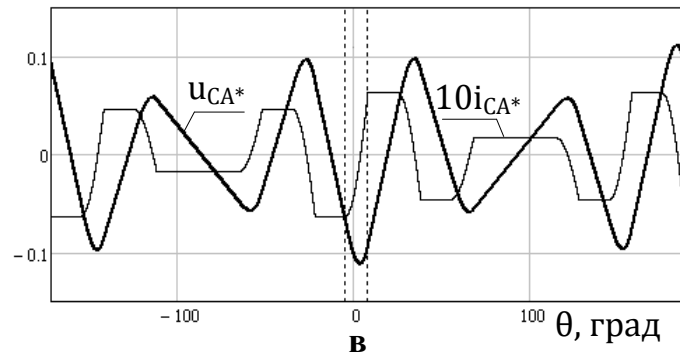
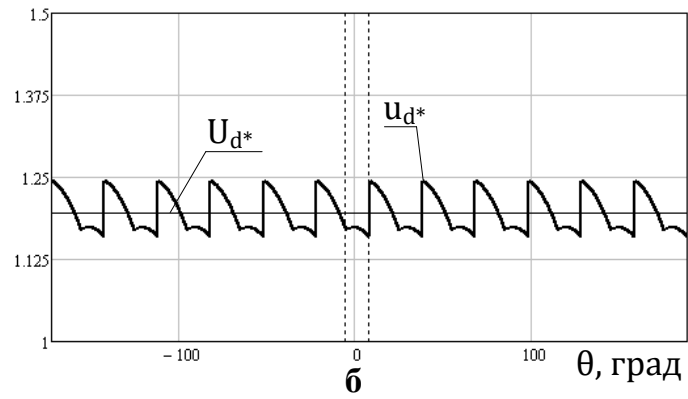
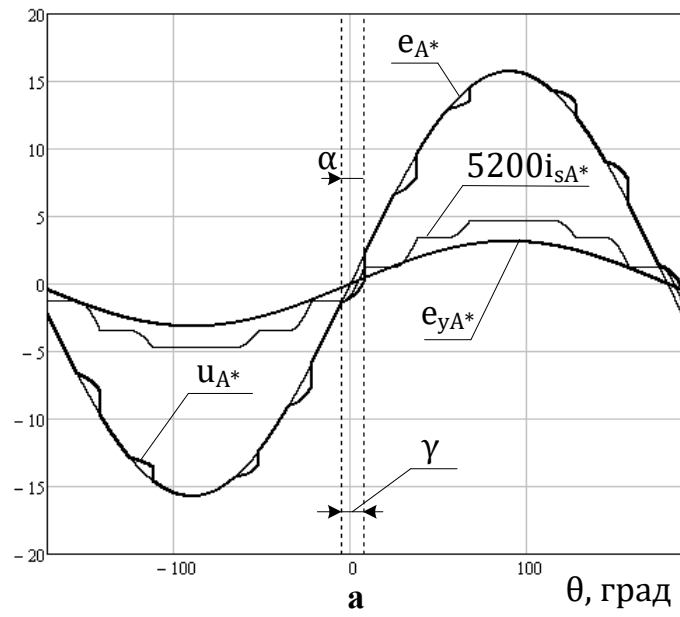


Рисунок 2.27



На рисунке 2.27 г изображено изменение напряжения  $u_{3*}$  на вентиле во время коммутационного интервала  $\alpha - \frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \alpha + \gamma - \frac{5\pi}{6}$ . Отсутствие равных нулю значений напряжения  $u_{3*}$  подтверждает работу выпрямителя в основном режиме [34].

При вышеназванных значениях параметров выпрямленные напряжение и ток преобразователя равны  $U_{d*} = 1,196$ ;  $I_{d*} = 0,022$ ;  $P_{dy*} = 4,351 \cdot 10^{-3}$ ;  $I_{dn*} = 0,018$ . Тогда получим  $P_{d*} = 0,026$ ;  $P_{dn*} = 0,022$ . Относительное значение активной мощности, затрачиваемой на управление  $\delta_{py} = 16,671 \%$ .

Используя аналогичные приведенным в случае выпрямителя, изображенного на рисунке 2.4, рассуждения, а также формулу (2.53), получаем  $Q_{e*} = 1,268 \cdot 10^{-3}$ ;  $Q_{п*} = 2,236 \cdot 10^{-4}$ . Коэффициенты реактивной мощности соответственно идеальной ЭДС сети и в точке подключения преобразователя к питающей сети равны:  $\text{tg } \varphi_e = 0,049$ ;  $\text{tg } \varphi_{п} = 8,566 \cdot 10^{-3}$ .

Так же, как и для двухфазного нулевого преобразователя, изображенного на рисунке 2.4, для двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением (рисунок 2.26) найдем спектральные характеристики для тока  $i_1$ , вентиля, вступающего в работу в момент  $\theta = \alpha$ . Формулы (2.29) и (2.30) остаются справедливыми, если принять длительность вентильного тока  $\lambda = \frac{2\pi}{3}$  [30].

В случае двенадцатифазного выпрямителя амплитуды и начальные фазы нечетных гармоник тока сети в фазе А  $i_{sA}$ , определяются выражениями:

$$I_{sAm(k)*} = \frac{4}{n} \sqrt{(B_{vm(k)*} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} + C_{vm(k)*} \cdot \sin \frac{k\pi}{6})^2 + (C_{vm(k)*} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} - B_{vm(k)*} \cdot \sin \frac{k\pi}{6})^2};$$

$$\varphi_{IsAm(k)} = \begin{cases} \arctg \frac{C_{vm(k)*} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} - B_{vm(k)*} \cdot \sin \frac{k\pi}{6}}{B_{vm(k)*} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} + C_{vm(k)*} \cdot \sin \frac{k\pi}{6}}, & B_{vm(k)*} \geq 0 \\ \pi + \arctg \frac{C_{vm(k)*} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} - B_{vm(k)*} \cdot \sin \frac{k\pi}{6}}{B_{vm(k)*} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} + C_{vm(k)*} \cdot \sin \frac{k\pi}{6}}, & B_{vm(k)*} < 0 \end{cases} \quad (2.54)$$

Амплитуды высших гармоник напряжения фазы А в точке подключения преобразователя к питающей сети [30]:

$$U_{Am(k)*} = \begin{cases} \frac{n}{\sqrt{3}} \sqrt{(1 + \sqrt{3}h_2qnI_{sAm(1)*} \sin \varphi_{IsAm(1)})^2 + (\sqrt{3}h_2qnI_{sAm(1)*} \cos \varphi_{IsAm(1)})^2}, & k = 1; \\ h_2kqn^2 \frac{\pi}{3} I_{sAm(k)*}, & k > 1 \end{cases} \quad (2.55)$$

Формула (2.34) остается справедливой при определении коэффициента гармоник напряжения фазы А в точке подключения выпрямителя к питающей сети.

В рассматриваемом численном примере при учете первых 100 гармоник  $U_{Am(1)*} = 15,698$ ;  $K_{УГ} = 12,966\%$ . Спектральный состав напряжения  $u_{A*}$  до 50-й гармоники включительно показан на рисунке 2.28:

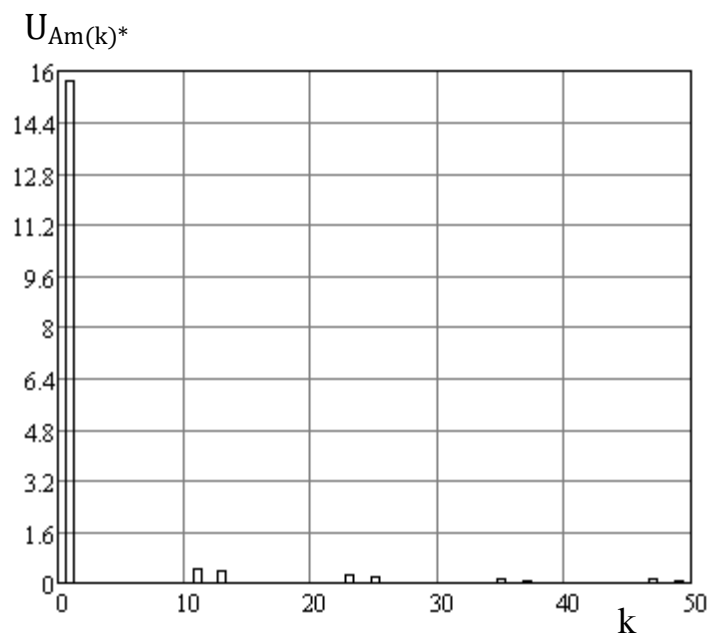


Рисунок 2.28

Найденные коэффициент гармоник и спектр напряжения в точке подключения к питающей сети остаются характерными для двенадцатифазного преобразователя [30] безотносительно к наличию либо отсутствию векторного управления. Форма токов и напряжения в двенадцатифазном компенсированном выпрямителе с векторным управлением подобна аналогичным токам и напряжениям выпрямителя без векторного управления [34].

После анализа квазиустановившихся электромагнитных процессов, протекающих в выпрямителе, выполненном по схеме, изображенной на рисунке 2.26, анализируются квазиустановившиеся электромагнитные процессы в

компенсированном выпрямителе, выполненном по схеме, изображенной на рисунке 2.1 б (см. рисунок 2.29).

Аналогично выпрямителю, представленному на рисунке 2.26, используя изложенные в параграфах 2.1, 2.2 умозаключения, а также учитывая все вышесказанное в этом параграфе, получим выражения для токов и напряжений, протекающих в выпрямителе, выполненном по схеме, изображенной на рисунке 2.29 [106]. Условные обозначения на рисунке 2.29 имеют тот же смысл, что и таковые на рисунках 2.1 и 2.26.

Для коэффициентов  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$ , а также амплитуды тока  $I_{y1m}$  в случае двенадцатифазного выпрямителя получим следующие соотношения:

$$\delta_E = \sqrt{[1 + nqh_2\sqrt{3}I_{y1m}\sin(\varphi_{y1})]^2 + [nqh_2\sqrt{3}I_{y1m}\cos(\varphi_{y1})]^2};$$

$$\delta_\alpha = \arctg \frac{-nqh_2\sqrt{3}I_{y1m}\cos(\varphi_{y1})}{1 + nqh_2\sqrt{3}I_{y1m}\sin(\varphi_{y1})}; \quad (2.56)$$

$$I_{y1m*} = \frac{\sigma\sqrt{(B_{Bm(1)*})^2 + (C_{Bm(1)*})^2} \cos\left(\rho - \varphi_{B(1)} + \frac{\pi}{6}\right)}{\frac{n}{4}\cos(\varphi_{y1}) + \sqrt{3}nqh_2\sqrt{(B_{Bm(1)*})^2 + (C_{Bm(1)*})^2} \sin\left(\varphi_{B(1)} - \varphi_{y1} - \frac{\pi}{6}\right)}.$$

Обозначение в формулах (2.56) имеют тот же смысл, что и в случае выпрямителя, изображенного на рисунке 2.7. Синусная и косинусная составляющие ( $B_{Bm(1)*}$  и  $C_{Bm(1)*}$ ) амплитуды первой гармоники тока вентиля  $i_1$ , вступающего в работу в момент  $\theta = \alpha$ , приведенные к базисному току  $I_6$ , находятся по формулам (2.29) – (2.30) при  $\lambda = \frac{2\pi}{3}$ .

Для преобразователя, показанного на рисунке 2.29, остаются справедливыми формулы (2.52) и (2.56). Остаются справедливыми замечания, высказанные в адрес преобразователя, представленного на рисунке 2.26, относительно нормированных выпрямленного напряжения и тока  $U_{d*}$  и  $I_{d*}$ , токов  $I_{dy*}$  и  $I_{dn*}$ , мощностей  $P_{d*}$ ,  $P_{dn*}$ ,  $P_{dy*}$ , и относительного значения активной мощности, затрачиваемой на управление  $\delta_{py}$ . Для реактивной мощности, потребляемой выпрямителем от идеальных ЭДС сети  $Q_{e*}$ , подобно выпрямителю, показанному на рисунке 2.7, получим следующую формулу:

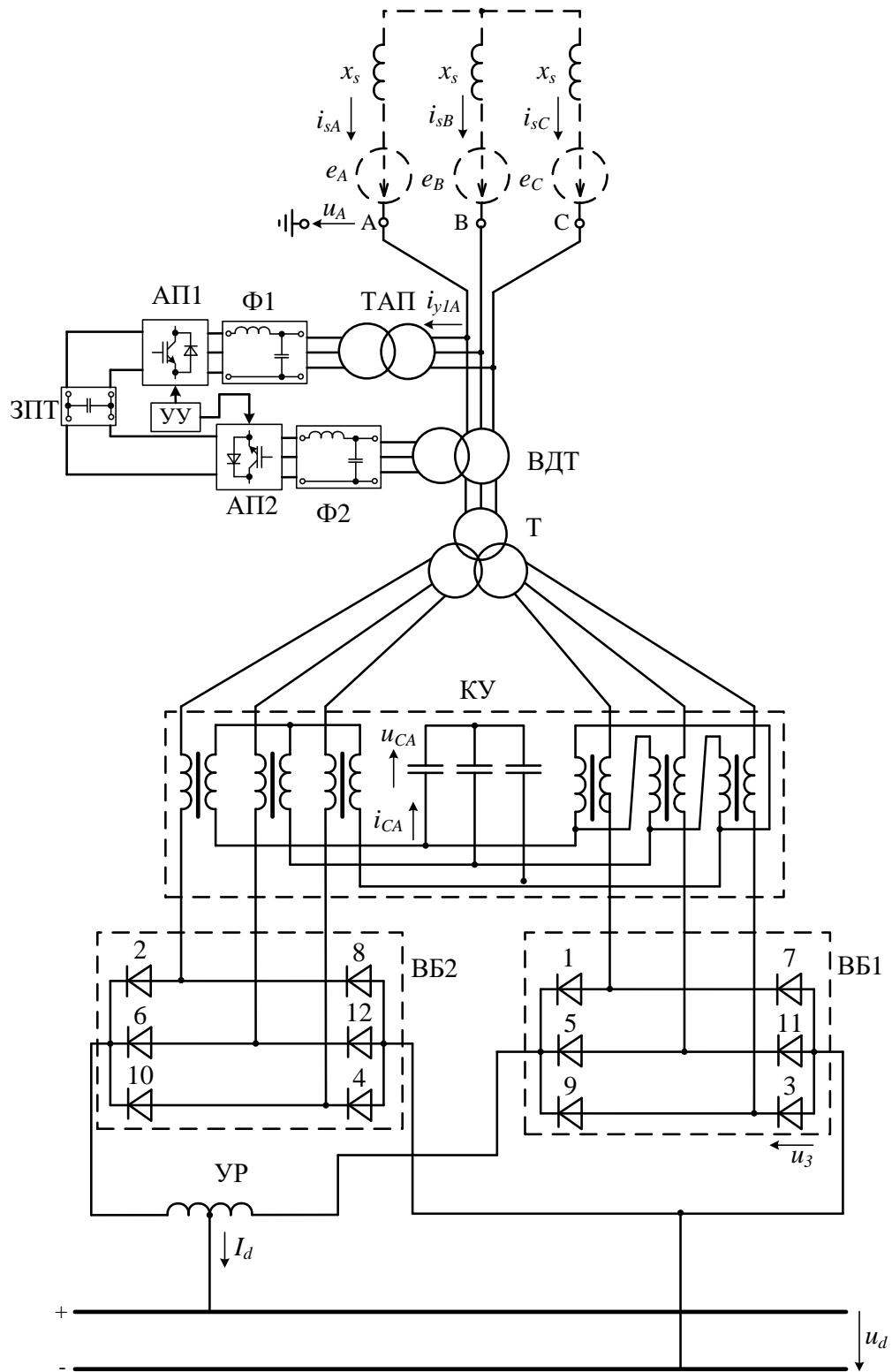


Рисунок 2.29

$$Q_{e*} = Q'_{e*} - \frac{3}{2} \left( \frac{n \pi}{\sqrt{3}} I_{y1m} \sin \varphi_{y1} \right), \quad (2.57)$$

где, как и раньше,  $Q'_{e*}$  – реактивная мощность, определяемая по формуле (2.27).

С применением численного расчета для решения системы уравнений (2.56), а также полученных для рассматриваемого выпрямителя формул (рисунок 2.29), были построены временные диаграммы токов и напряжений в данном выпрямителе, которые показаны на рисунке 2.30. Временные диаграммы построены при тех же значениях параметров, что и для преобразователя на рисунке 2.26, и пределах изменения угла  $\theta$ , которые использовались при расчете электромагнитных процессов в предыдущей схеме. К перечисленным значениям параметров, как и в случае двухфазного выпрямителя, добавляется  $\varphi_{y1} = 0$ .

Рисунок 2.30 г, также, как и для предыдущей схемы, подтверждает работу выпрямителя в основном режиме.

На рисунке 2.31 изображены временные диаграммы для токов сети  $i_{SA}$ , управления  $i_{y1A}$  и тока, потребляемого преобразователем из питающей сети  $i_{пA}$ . Как и раньше, все представленные токи и напряжения нормированы по базисным величинам.

При вышеназванных значениях параметров мощность, проходящая через УВУ  $P_{dy*} = 4,35 \cdot 10^{-3}$ , мощность, потребляемая нагрузкой  $P_{d*} = 0,026$ , значения выпрямленного напряжения и тока преобразователя равны  $U_{d*} = 1,196$ ;  $I_{d*} = 0,022$ . Относительное значение активной мощности, затрачиваемой на управление,  $\delta_{py} = 16,661\%$ . Нормированные по базисным величинам реактивные мощности, потребляемые преобразователем соответственно от идеальных ЭДС сети и в точке его подключения к питающей сети, равны  $Q_{e*} = 1,388 \cdot 10^{-3}$  и  $Q_{п*} = 3,428 \cdot 10^{-4}$ . Коэффициенты реактивной мощности соответственно идеальной ЭДС сети и в точке подключения преобразователя к питающей сети равны:  $\text{tg } \varphi_e = 0,053$ ;  $\text{tg } \varphi_{п} = 0,013$ .

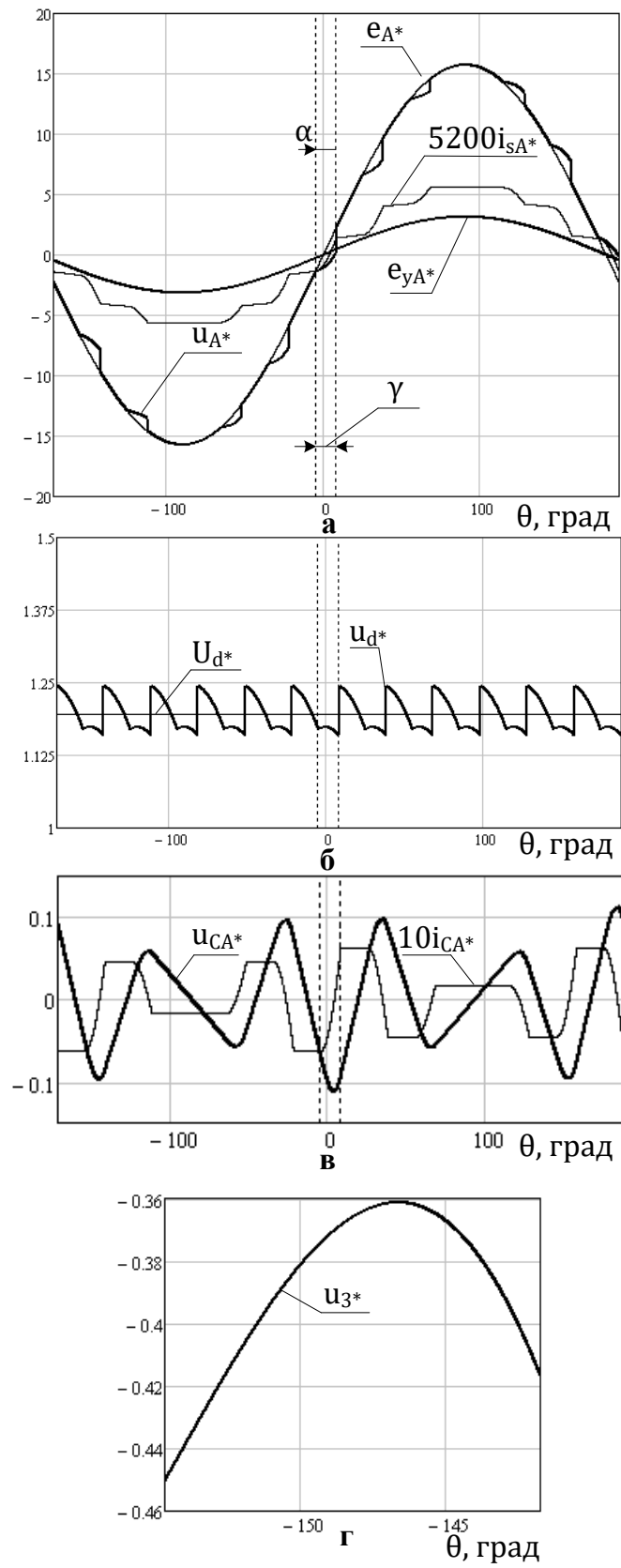


Рисунок 2.30

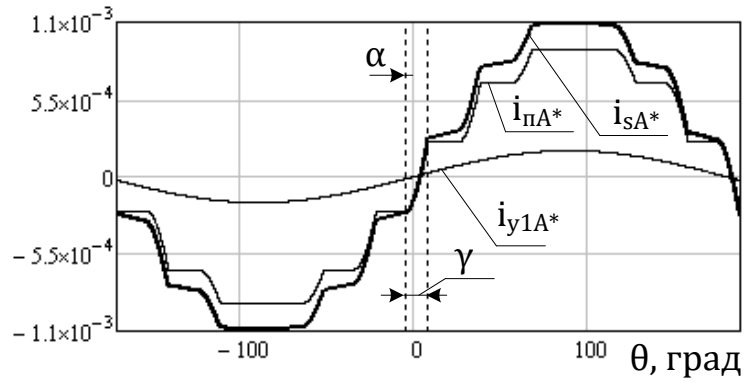


Рисунок 2.31

Для двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением (рисунок 2.29) найдем спектральные характеристики для тока  $i_1$ , вентиля, вступающего в работу в момент  $\theta = \alpha$ . Формулы (2.29) и (2.30), также, как и для выпрямителя, выполненного по предыдущей схеме, остаются справедливыми, если принять длительность вентиляющего тока  $\lambda = \frac{2\pi}{3}$ .

В случае преобразователя, показанного на рисунке (2.29) амплитуды и начальные фазы нечетных гармоник тока сети в фазе А  $i_{sA}$ , определяются выражениями:

$$I_{sAm(1)*} = \sqrt{\left(\frac{4}{n}(B_{Bm(1)*} \cdot \cos \frac{\pi}{6} + C_{Bm(1)*} \cdot \sin \frac{\pi}{6}) + I_{y1m} \cos \varphi_{y1}\right)^2 + \left(\frac{4}{n}(C_{Bm(1)*} \cdot \cos \frac{\pi}{6} - B_{Bm(1)*} \cdot \sin \frac{\pi}{6}) + I_{y1m} \sin \varphi_{y1}\right)^2};$$

$$I_{sAm(k)*} = \frac{4}{n} \sqrt{\left(B_{Bm(k)*} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} + C_{Bm(k)*} \cdot \sin \frac{k\pi}{6}\right)^2 + \left(C_{Bm(k)*} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} - B_{Bm(k)*} \cdot \sin \frac{k\pi}{6}\right)^2}; \quad k \neq 1$$

$$\varphi_{IsAm(1)} = \begin{cases} \arctg \frac{\frac{4}{n}(C_{Bm(1)*} \cdot \cos \frac{\pi}{6} - B_{Bm(1)*} \cdot \sin \frac{\pi}{6}) + I_{y1m} \sin \varphi_{y1}}{\frac{4}{n}(B_{Bm(1)*} \cdot \cos \frac{\pi}{6} + C_{Bm(1)*} \cdot \sin \frac{\pi}{6}) + I_{y1m} \cos \varphi_{y1}}, & B_{Bm(1)*} \geq 0 \\ \pi + \arctg \frac{\frac{4}{n}(C_{Bm(1)*} \cdot \cos \frac{\pi}{6} - B_{Bm(1)*} \cdot \sin \frac{\pi}{6}) + I_{y1m} \sin \varphi_{y1}}{\frac{4}{n}(B_{Bm(1)*} \cdot \cos \frac{\pi}{6} + C_{Bm(1)*} \cdot \sin \frac{\pi}{6}) + I_{y1m} \cos \varphi_{y1}}, & B_{Bm(1)*} < 0 \end{cases};$$

$$\varphi_{IsAm(k)} = \begin{cases} \arctg \frac{C_{Bm(k)*} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} - B_{Bm(k)*} \cdot \sin \frac{k\pi}{6}}{B_{Bm(k)*} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} + C_{Bm(k)*} \cdot \sin \frac{k\pi}{6}}, & B_{Bm(k)*} \geq 0 \\ \pi + \arctg \frac{C_{Bm(k)*} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} - B_{Bm(k)*} \cdot \sin \frac{k\pi}{6}}{B_{Bm(k)*} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} + C_{Bm(k)*} \cdot \sin \frac{k\pi}{6}}, & B_{Bm(k)*} < 0 \end{cases} \quad k \neq 1$$

Амплитуды высших гармоник напряжения фазы А в точке подключения преобразователя к питающей сети определяются прежней формулой (2.59).

Формула (2.34) остается справедливой при определении коэффициента гармоник напряжения фазы А в точке подключения выпрямителя к питающей сети.

В рассматриваемом численном примере при учете первых 100 гармоник  $U_{Am(1)*} = 15,699$ ;  $K_{UG} = 12,966\%$ . Спектральный состав напряжения  $u_{A*}$  до 50-й гармоники включительно показан на рисунке 2.32:

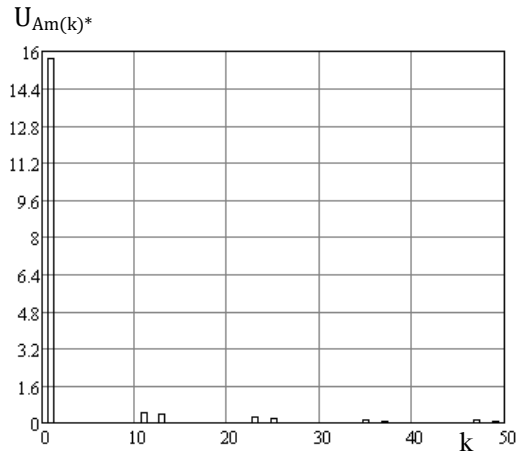


Рисунок 2.32

После анализа электромагнитных процессов в двух предыдущих схемах двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением исследуются токи и напряжения в квазиустановившемся режиме для двенадцатифазного выпрямителя, силовая схема которого соответствует рисунку 2.1 в. Возможные схемы исполнения такого выпрямителя показаны на рисунках 2.33 и 2.34.

В отличие от двухфазных нулевых преобразователей, изображенных на рисунке 2.12, в двенадцатифазных компенсированных выпрямителях, компенсирующее устройство которых фильтрует в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратные гармоники токов входных блоков, невозможно реализовать режим работы, при котором в компенсирующее устройство будут фильтровать входные токи УВУ  $i_{y2}$  (подобно тому, как это реализуется с схеме, изображенной на рисунке 2.12 а).



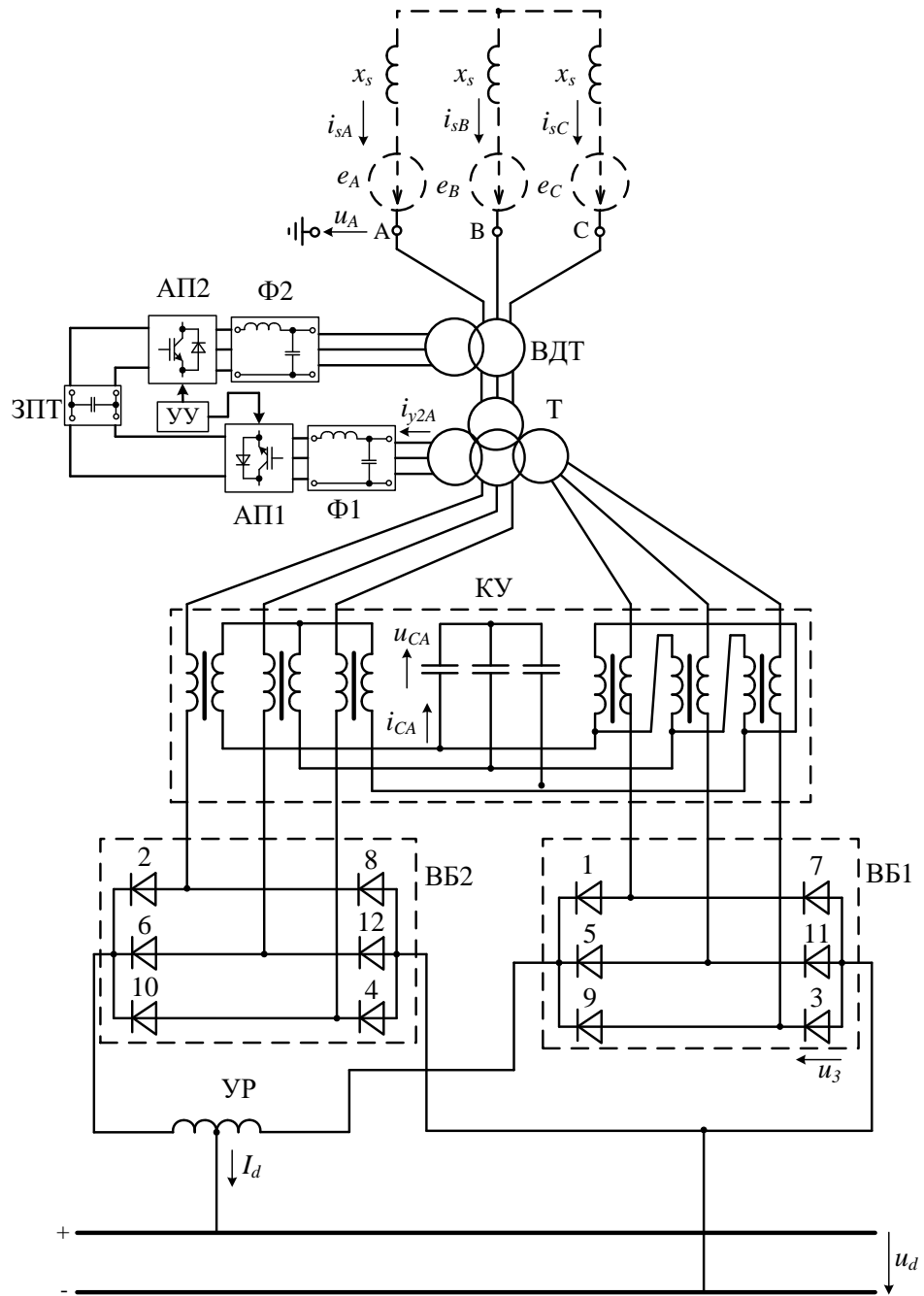


Рисунок 2.33

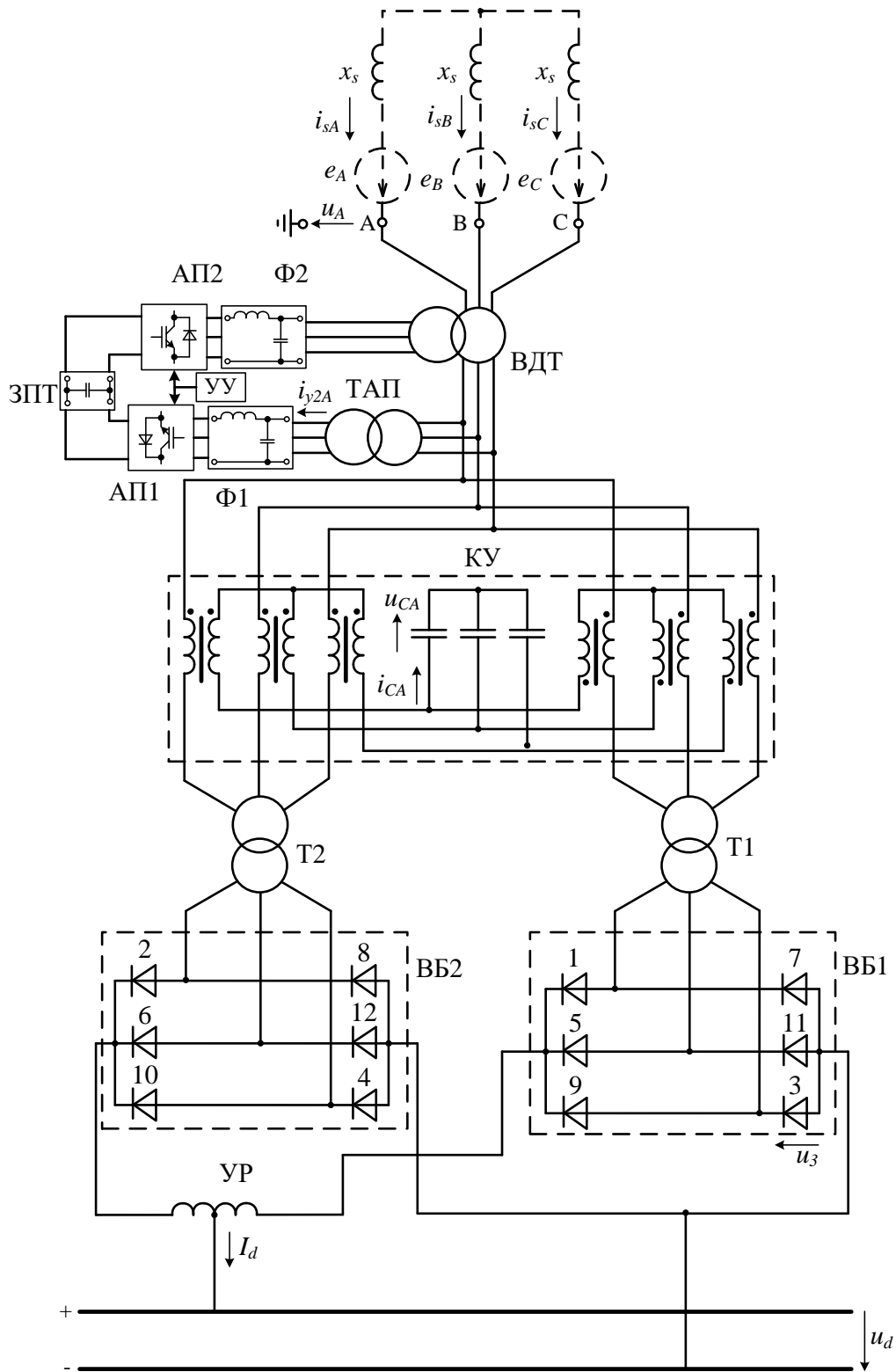


Рисунок 2.34

Применяя соображения, аналогичные представленным в параграфах 2.1 и 2.2 для выпрямителей, показанных на схемах 2.1, 2.3 и 2.12, для двенадцатифазных выпрямителей, схемы которых изображены на рисунках 2.33 и 2.34, получим выражения для токов и напряжений в квазиустановившемся

режиме работы. Для коэффициентов  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$ , а также амплитуды тока  $I_{y2m}$  в случае двенадцатифазного выпрямителя, показанного на рисунке 2.33, получим следующие соотношения:

$$\begin{aligned}\delta_E &= \sqrt{[1 + nq_1 h_2 \sqrt{3} I_{y2m} \sin(\varphi_{y2})]^2 + [nq_1 h_2 \sqrt{3} I_{y2m} \cos(\varphi_{y2})]^2}; \\ \delta_\alpha &= \operatorname{arctg} \frac{-nq_1 h_2 \sqrt{3} I_{y2m} \cos(\varphi_{y2})}{nq_1 h_2 \sqrt{3} I_{y2m} \cos(\varphi_{y2})}; \\ I_{y2m*} &= \frac{\sigma \sqrt{(B_{Bm(1)*})^2 + (C_{Bm(1)*})^2} \cos\left(\rho - \varphi_{B(1)} + \frac{\pi}{6}\right)}{\frac{n}{4} \cos(\varphi_{y2}) + \sqrt{3} n q h_2 \sqrt{(B_{Bm(1)*})^2 + (C_{Bm(1)*})^2} \sin\left(\varphi_{B(1)} - \varphi_{y2} - \frac{\pi}{6}\right)}.\end{aligned}\quad (2.58)$$

Обозначение в формулах (2.58) имеют тот же смысл, что и в случае выпрямителей, изображенных на рисунке 2.12. Синусная и косинусная составляющие ( $B_{Bm(1)*}$  и  $C_{Bm(1)*}$ ) амплитуды первой гармоники тока вентиля  $i_1$ , вступающего в работу в момент  $\theta = \alpha$ , приведенные к базисному току  $I_6$ , находятся по формулам (2.29) – (2.30) при  $\lambda = \frac{2\pi}{3}$ . Выражения (2.58) справедливы и для преобразователя, схема которого показана на рисунке 2.34, если в этих выражениях заменить  $q_1$  на  $q$ .

Напряжения в точке подключения преобразователя к питающей сети в случаях преобразователей, изображенных на рисунках 2.33 и 2.34, определяются по формулам (2.59). Верхние индексы «внекомм» и «комм» указывают на принадлежность к внекоммутационному  $\alpha + \gamma - \pi \leq \theta \leq \alpha - \frac{5\pi}{6}$  и коммутационному  $\alpha - \frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \alpha + \gamma - \frac{5\pi}{6}$  интервалам соответственно.

$$\begin{aligned}u_A^{\text{внекомм}} &= nE_{km} \left[ \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\theta) - nq I_{y2m} \cos(\theta + \varphi_{y2}) \right]; \\ u_A^{\text{комм}} &= nE_{km} \left\{ \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\theta) - nq I_{y2m} \cos(\theta + \varphi_{y2}) - \frac{q}{2} \left[ \frac{\Delta_E}{v^2 - 1} \sin\left(\theta + \frac{5\pi}{6} + \Delta_\alpha\right) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + v h_2 A_{1*} \sin v \left(\theta + \frac{5\pi}{6} - \alpha\right) + v h_2 A_{2*} \cos v \left(\theta + \frac{5\pi}{6} - \alpha\right) \right] \right\}; \\ u_B &= \frac{nE_{km}}{\sqrt{3}} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - n^2 q I_{y2m} \cos(\theta + \varphi_{y2});\end{aligned}\quad (2.59)$$

$$\begin{aligned}
u_c^{\text{ВНЕКОММ}} &= nE_{km} \left[ \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) - nq I_{y2m} \cos \left( \theta + \varphi_{y2} \right) \right]; \\
u_c^{\text{КОММ}} &= nE_{km} \left\{ \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) - nq I_{y2m} \cos \left( \theta + \varphi_{y2} \right) \right. \\
&\quad \left. + \frac{q}{2} \left[ \frac{\Delta_E}{v^2 - 1} \sin \left( \theta + \frac{5\pi}{6} + \Delta_\alpha \right) + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + v h_2 A_{1*} \sin v \left( \theta + \frac{5\pi}{6} - \alpha \right) + v h_2 A_{2*} \cos v \left( \theta + \frac{5\pi}{6} - \alpha \right) \right] \right\}
\end{aligned}$$

Напряжения на идеальных первичных обмотках преобразовательного трансформатора (трансформаторов) компенсированного выпрямителя, показанного на схеме, представленной на рисунке 2.33, для коммутационного интервала  $\alpha - \frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \alpha + \gamma - \frac{5\pi}{6}$  определяются, как и для предыдущего выпрямителя выражениями (2.52). В случае преобразователя, приведенного на рисунке 2.34, для определения указанных напряжений в выражениях (2.52) необходимо заменить  $q_1$  на  $q$ .

С использованием полученных таким образом выражений для тех же численных значений параметров, что были использованы для предыдущего преобразователя (за исключением значения  $\varphi_{y1} = 0$  и добавлением значения  $\varphi_{y2} = 0$ ), были построены временные диаграммы токов и напряжений для схем, показанных на рисунках 2.33 и 2.34. Временные диаграммы приведены на рисунках 2.35 и 2.36 для выпрямителей, показанных на рисунках 2.33 и 2.34 соответственно.

На рисунке 2.37 а и б изображены временные диаграммы для токов сети  $i_s$ , управления  $i_{y2}$  и токов, потребляемых выпрямителями  $i_n'$ , для преобразователей, показанных на рисунках 2.33 и 2.34 соответственно. Все приведенные токи и напряжения нормированы по базисным величинам.

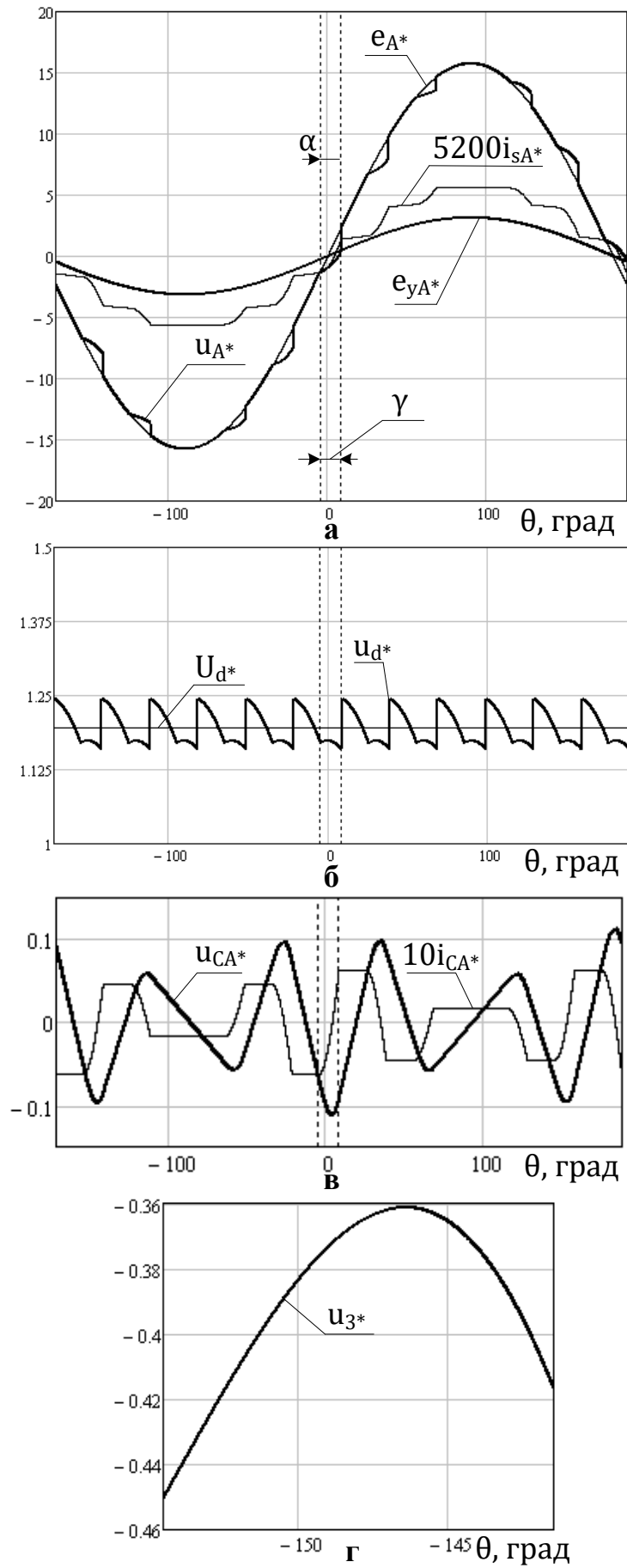


Рисунок 2.35

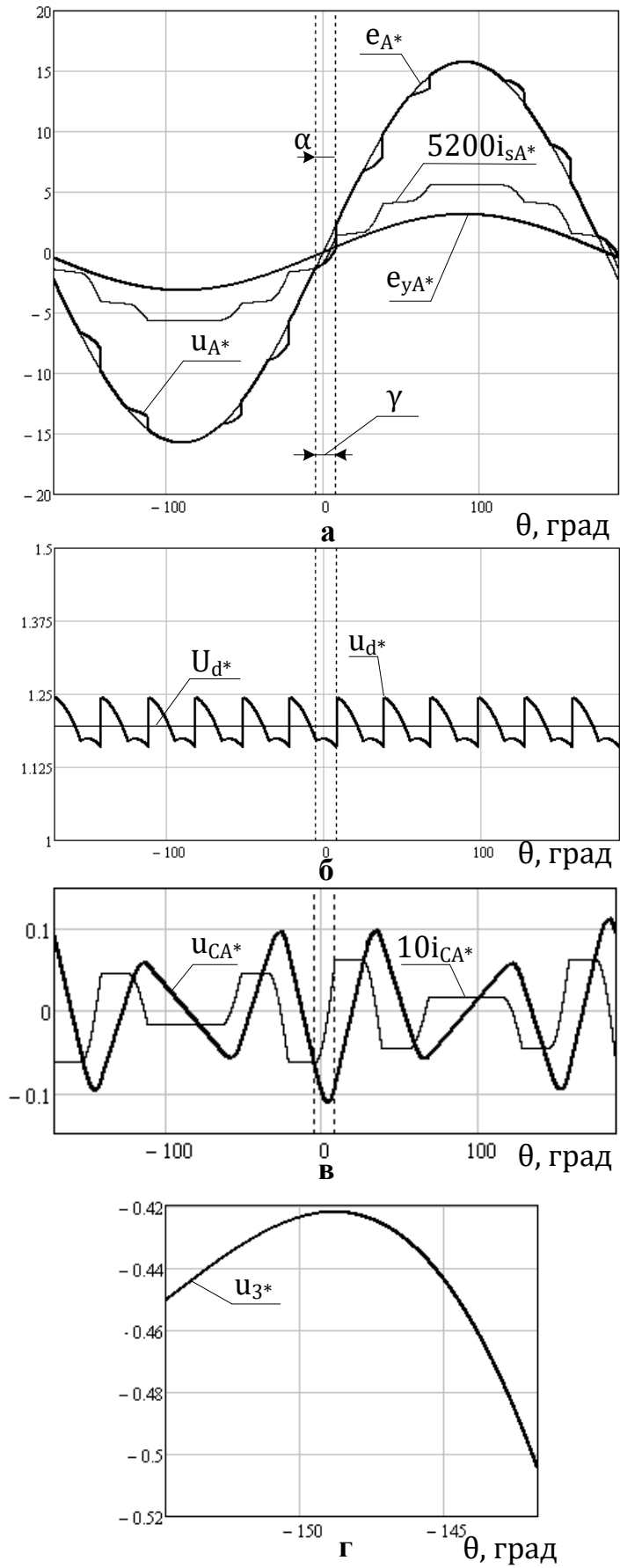


Рисунок 2.36

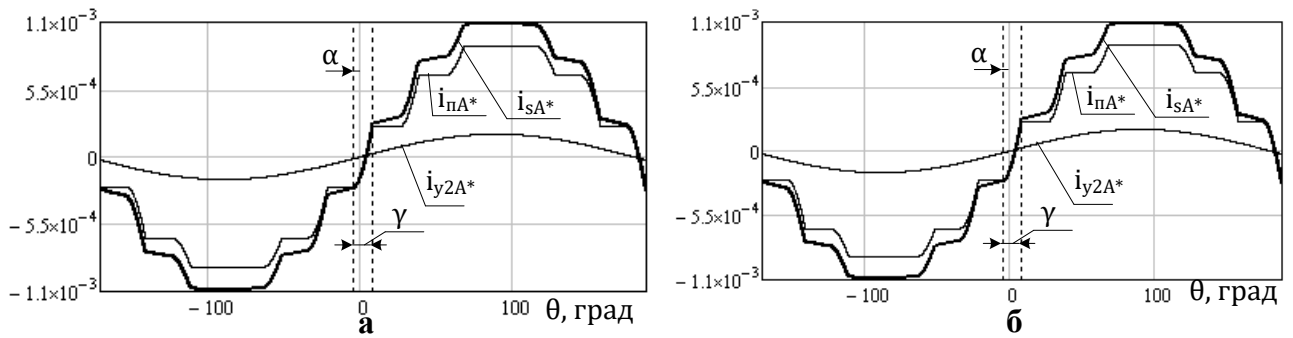


Рисунок 2.37

При вышеназванных значениях параметров мощность, проходящая через УВУ  $P_{dy*} = 5,222 \cdot 10^{-3}$  для обоих выпрямителей; мощность, потребляемая нагрузкой  $P_{d*} = 0,026$ , значения выпрямленного напряжения и тока для выпрямителей, показанных на рисунках 2.33 и 2.34, равны  $U_{d*} = 1,196$ ;  $I_{d*} = 0,022$ . Относительное значение активной мощности, затрачиваемой на управление,  $\delta_{py} = 20\%$  в обоих рассматриваемых случаях. Нормированные по базисным величинам реактивные мощности, потребляемые преобразователем, показанным на рисунке 2.33, соответственно от идеальной ЭДС сети и в точке его подключения к питающей сети, равны  $Q_{e*} = 1,479 \cdot 10^{-3}$  и  $Q_{п*} = 4,342 \cdot 10^{-4}$  (для выпрямительного агрегата, изображенного на рисунке 2.34 –  $Q_{e*} = 1,388 \cdot 10^{-3}$  и  $Q_{п*} = 3,438 \cdot 10^{-4}$ ). Коэффициенты реактивной мощности соответственно идеальной ЭДС сети и в точке подключения преобразователя, показанного на рисунке 2.33 к питающей сети равны:  $\text{tg } \varphi_e = 0,057$ ;  $\text{tg } \varphi_{п} = 0,017$ . Для выпрямителя, представленного на рисунке 2.34, коэффициенты реактивной мощности равны  $\text{tg } \varphi_e = 0,053$ ;  $\text{tg } \varphi_{п} = 0,013$ .

Для двенадцатифазных компенсированных выпрямителей с векторным управлением (рисунки 2.33 и 2.34) найдем спектральные характеристики для тока  $i_1$ , вентиля, вступающего в работу в момент  $\theta = \alpha$ . Формулы (2.29) и (2.30), так же, как и для выпрямителя, выполненного по предыдущей схеме, остаются справедливыми, если принять длительность вентиляжного тока  $\lambda = \frac{2\pi}{3}$  [30].

Амплитуды и начальные фазы нечетных гармоник тока сети в фазе А  $i_{сА}$ , определяются теми же выражениями, что и для преобразователя, показанного на

рисунке 2.29, если в них заменить  $I_{y1m}$  и  $\varphi_{y1}$  соответственно на  $I_{y2m}$  и  $\varphi_{y2}$ . Амплитуды высших гармоник напряжения фазы А в точке подключения рассматриваемых выпрямителей к питающей сети определяются прежней формулой (2.59). Формула (2.34) остается справедливой при определении коэффициента гармоник напряжения фазы А в точке подключения выпрямителей к питающей сети.

В текущем численном примере при учете первых 100 гармоник  $U_{Am(1)*} = 15,697$ ;  $K_{UГ} = 12,968\%$  (выпрямитель на рисунке 2.33) и  $U_{Am(1)*} = 15,699$ ;  $K_{UГ} = 12,966\%$  (рисунок 2.34). Спектральный состав напряжений  $u_{A*}$  до 50-й гармоники включительно показан на рисунке 2.38 а и б для выпрямителей, схемы которых изображены на рисунках 2.33 и 2.34 соответственно.

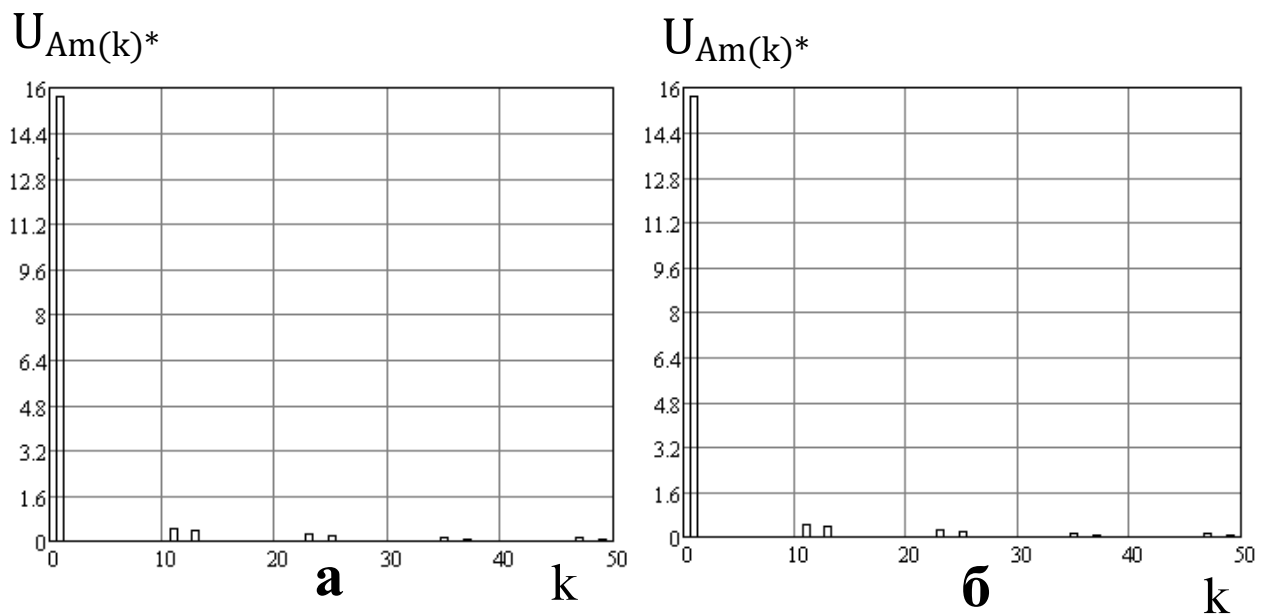


Рисунок 2.38

Для сопоставления друг с другом рассмотренных выше двенадцатифазных компенсированных выпрямителей с векторным управлением в таблицу 2.5 были сведены основные количественные показатели, характеризующие режим работы выпрямителя. Сопоставляя приведенные в таблице 2.5 результаты исследования квазиустановившихся электромагнитных процессов, приходим к выводу о том, что наиболее экономичным в смысле величины доли затрат активной мощности,



затрачиваемой на управления, от активной мощности, потребляемой нагрузкой, является преобразователь, выполненный по схеме, показанной на рисунке 2.29, а наименее экономичными – выпрямители, выполненный по схемам, показанным на рисунках 2.33 и 2.34.

Таблица 2.5

	Схема на рисунке 2.26	Схема на рисунке 2.29	Схема на рисунке 2.33	Схема на рисунке 2.34
$U_{d*}$	1,196	1,196	1,196	1,196
$I_{d*}$	0,022	0,022	0,022	0,022
$P_{dy*}$	$4,351 \cdot 10^{-3}$	$4,35 \cdot 10^{-3}$	$5,222 \cdot 10^{-3}$	$5,222 \cdot 10^{-3}$
$I_{dn*}$	0,018	-	-	-
$P_{dn*}$	0,022	-	-	-
$P_{d*}$	0,026	0,026	0,026	0,026
$\delta_{py}, \%$	16,671	16,661	20	20
$Q_{e*}$	$1,238 \cdot 10^{-3}$	$1,388 \cdot 10^{-3}$	$1,479 \cdot 10^{-3}$	$1,388 \cdot 10^{-3}$
$Q_{п*}$	$2,236 \cdot 10^{-4}$	$3,428 \cdot 10^{-4}$	$3,442 \cdot 10^{-4}$	$3,438 \cdot 10^{-4}$
$\text{tg } \varphi_e$	0,049	0,053	0,057	0,053
$\text{tg } \varphi_{п}$	$8,566 \cdot 10^{-3}$	0,013	0,017	0,013
$U_{m(1)*}$	15,698	15,699	15,697	15,699
$K_{UГ}, \%$	12,966	12,966	12,968	12,966

Наибольшая мощность, передаваемая к нагрузке при заданном значении угла коммутации ( $\gamma = 13$  град), наблюдается в преобразователях, выполненных по схемам, изображенным на рисунках на 2.29, 2.33 и 2.34, в то время как наименьшая полезная мощность передается в преобразователе, показанном на рисунке 2.26. Однако наименьшая реактивная мощность потребляется именно в выпрямительном агрегате, выполненном по схеме, показанной на рисунке 2.26.

Что касается коэффициента гармоник напряжения в точке подключения

преобразователя к питающей сети  $K_{UG}$ , то во всех четырех схемах он имеет значения одного порядка.

## **2.6 Внешние и энергетические характеристики двенадцатифазных мостовых компенсированных выпрямителей с векторным управлением в основном режиме работы**

После анализа электромагнитных процессов, протекающих в двенадцатифазных компенсированных выпрямителях с векторным управлением, на основе полученных в параграфе 2.5 результатов строятся внешние и энергетические характеристики. Как и в случае двухфазных нулевых выпрямителей, анализ ограничивается построением внешних характеристик, а также зависимостей коэффициента реактивной мощности в точке подключения выпрямителя к питающей сети. В отличие от двухфазных выпрямителей, для двенадцатифазных компенсированных выпрямителей, компенсирующее устройство которых фильтрует в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратные гармоники входных токов блоков, существует граница основного режима до достижения углом коммутации  $\gamma$  длительности периода повторяемости процессов. При достижении этой границы такой выпрямитель переходит в режим повторной проводимости силовых вентилях [34]. Наличие такой границы учтено при построении характеристик численным анализом в среде Mathcad граничных значений угла коммутации, при которых максимум напряжения на вышедшем из работы вентиле в интервале коммутации достигает нулевого значения [105].

Внешние и энергетические характеристики построены при следующих значениях параметров  $n = 26$ ;  $q = 0,4$ ;  $\sigma = 0,2$ . Угол коммутации изменяется в пределах  $\gamma = 0 \dots \gamma_{гр}$  град, где  $\gamma_{гр}$  – граничный угол коммутации, после превышения которого наступает режим повторной проводимости вентилях (изменяется в зависимости от других параметров); фаза напряжения управления изменяется в промежутке  $\rho = 0 \dots 180$  град. Внешние и энергетические характеристики для двенадцатифазного выпрямителя, схема замещения которого представлена на рисунке 2.26, показаны на рисунке 2.39 [105].

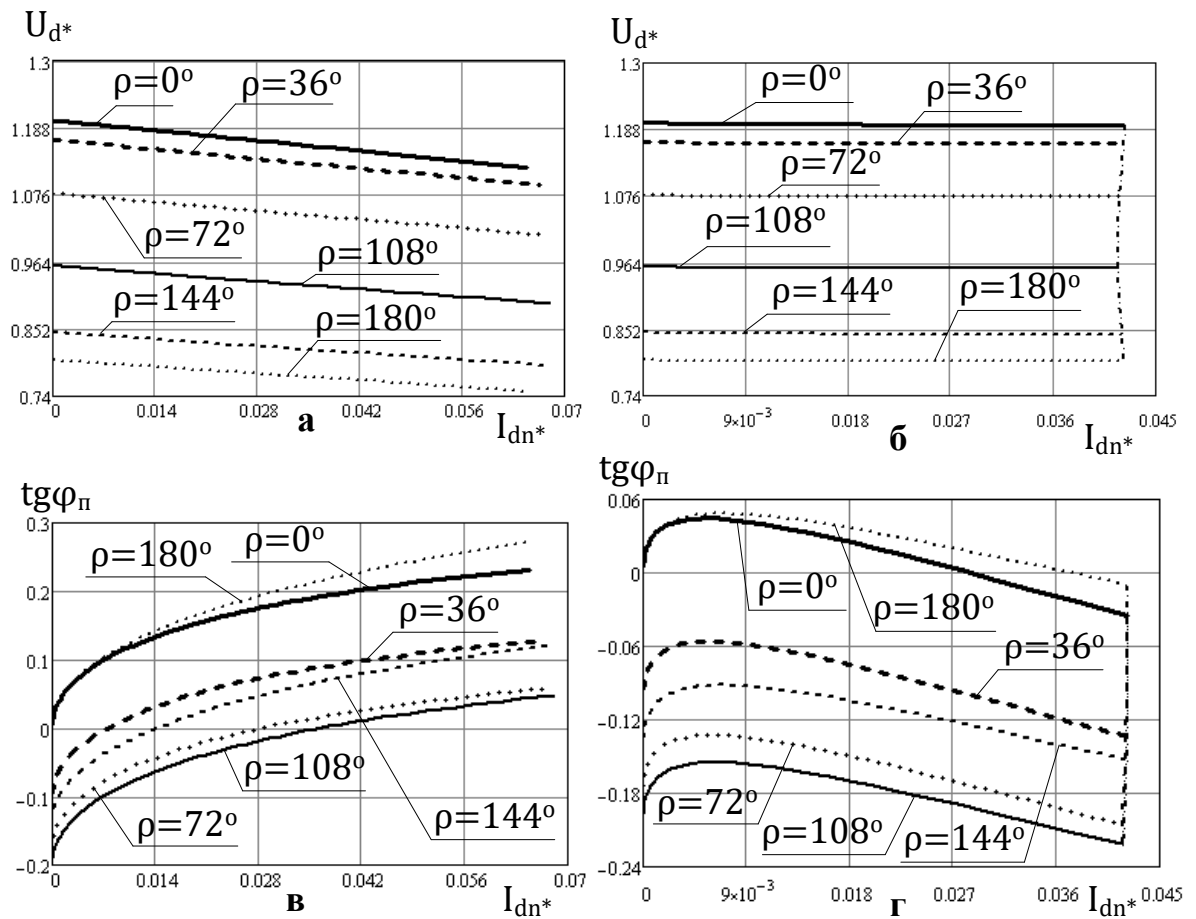


Рисунок 2.39. а, в –  $\nu = 0$ ; б, г –  $\nu = 6$

Характер трансформации внешних характеристик при изменении фазы напряжения управления  $\rho$  при его фиксированной относительной амплитуде  $\sigma$  подобен таковому в рассмотренном случае двухфазного нулевого преобразователя, схема которого показана на рисунке 2.4. При повторении тех же выводов относительно данного характера необходимо относительную частоту контура коммутации  $\nu = 2$  заменить на  $\nu = 6$ . Помимо этого, при  $\nu = 6$  наблюдается большая жесткость внешних характеристик, чем при  $\nu = 2$  в случае упомянутого двухфазного нулевого выпрямителя.

В этой части параграфа исследуются внешние и энергетические характеристики двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением, схема которого показана на рисунке 2.29. Исследование проводится аналогично тому, как это было сделано для двухфазного выпрямителя, показанного на рисунке 2.7. В качестве основы для построения

внешних и энергетических характеристик используются результаты анализа электромагнитных процессов, протекающих в рассматриваемом преобразователе. Характеристики строятся для двух значений относительной собственной частоты контура коммутации:  $\nu = 0$  и  $\nu = 6$ . Значения параметров и диапазоны изменения углов  $\gamma$  и  $\rho$  аналогичны использованным ранее при построении характеристик выпрямителя, изображенного на рисунке 2.26. К ним добавляется дополнительный параметр  $\varphi_{y1} = 0$ .

Так же, как и для двухфазного преобразователя, схема которого представлена на рисунке 2.7, перед построением внешних и энергетических характеристик исследуются зависимости коэффициентов  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$ , а также амплитуды тока  $I_{y1m*}$  от изменяемых в процессе построения характеристик параметров ( $\gamma$  и  $\rho$ ). Указанные зависимости показаны на рисунке 2.40. Замечание про отрицательную амплитуду тока  $I_{y1m*}$ , приведенное ранее для выпрямителя, показанного на рисунке 2.7, справедливо и в этом случае.

Внешние и энергетические характеристики, полученные при изменении коэффициентов  $\delta_E$ ,  $\delta_\alpha$  и амплитуды  $I_{y1m*}$  в соответствии с показанными на рисунках 2.40 зависимостями, представлены на рисунке 2.41. Жирной штрихпунктирной линией обозначена граница основного режима. Так же, как и в случае двухфазного преобразователя, в рассматриваемом выпрямителе, по сравнению с предыдущим рассмотренным двенадцатифазным выпрямителем, при  $\nu = 0$  определенные значения углов коммутации наблюдаются при больших токах нагрузки при малых значениях  $\rho$ . При больших  $\rho$  наблюдается противоположная зависимость. Остальные замечания, приведенные для двухфазных выпрямителей, представленных на рисунках 2.4 и 2.7 при  $\nu = 0$  и  $\nu = 2$ , полностью переносятся на случай двенадцатифазных выпрямителей, изображенных на рисунках 2,26 и 2,29, при  $\nu = 0$  и  $\nu = 6$  соответственно.

Из представленных на рисунке 2.40 характеристик ясно, что при принятых ранее значениях параметров и изменении углов  $\gamma$  и  $\rho$  в указанных диапазонах изменения коэффициентов  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$  не превышают 0,0003 и 2 град соответственно.

Поэтому, исходя из тех же соображений, которые были высказаны ранее для двухфазного выпрямителя, целесообразным является сопоставление показанных на рисунке 2.41 характеристик с таковыми, построенными без учета потребления УВУ токов  $i_{y1}$  и последующая оценка погрешности такой замены реальных характеристик приближенными.

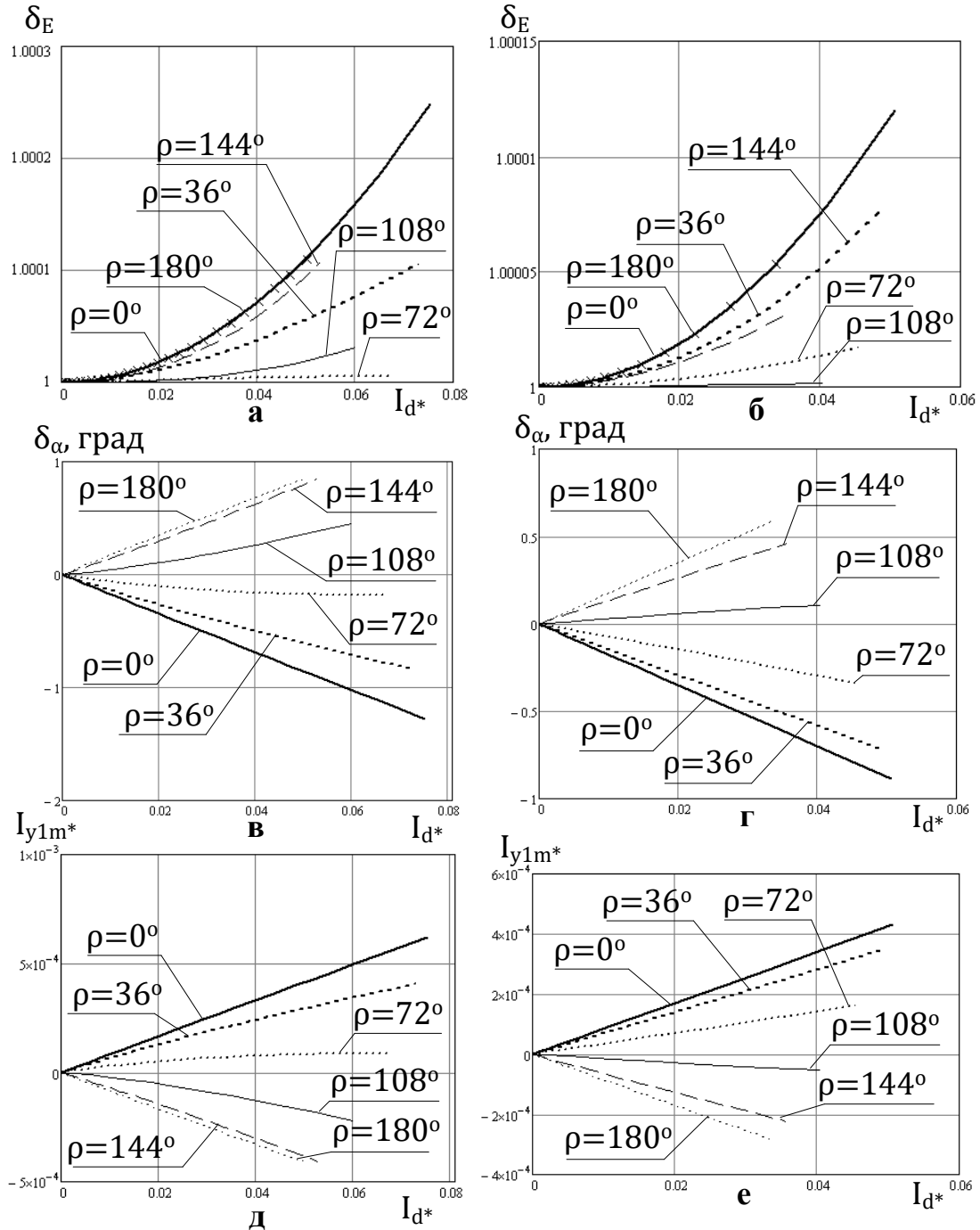


Рисунок 2.40. а, в и д –  $\nu = 0$ ; б, г и е –  $\nu = 6$

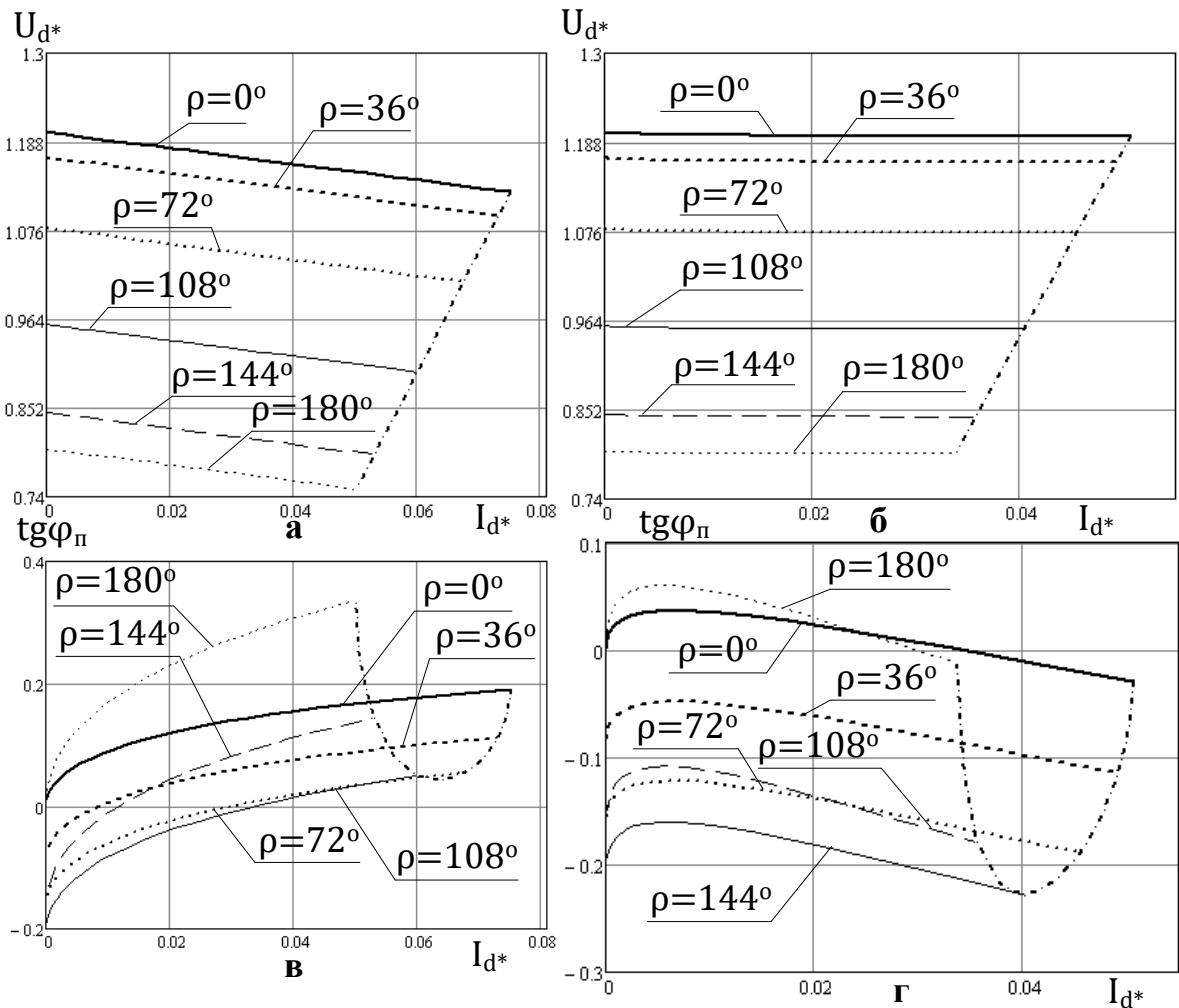


Рис. 2.41. а, в –  $\nu = 0$ ; б, г –  $\nu = 6$

Упрощенные характеристики, полученные для выпрямителя, показанного на рисунке 2.29, с применением указанного выше допущения, приведены на рисунке 2.42.

Для определения погрешности характеристик, показанных на рисунке 2.42, по сравнению с характеристиками, представленными на рисунке 2.41, найденными применением численных методов, аналогично сказанному ранее вводится в рассмотрение относительная погрешность  $\delta$  по параметру  $\zeta$ , определяемая формулой (2.51). Результаты вычисления по формуле (2.51) при перечисленных выше значениях параметров сведены в таблицу 2.6.

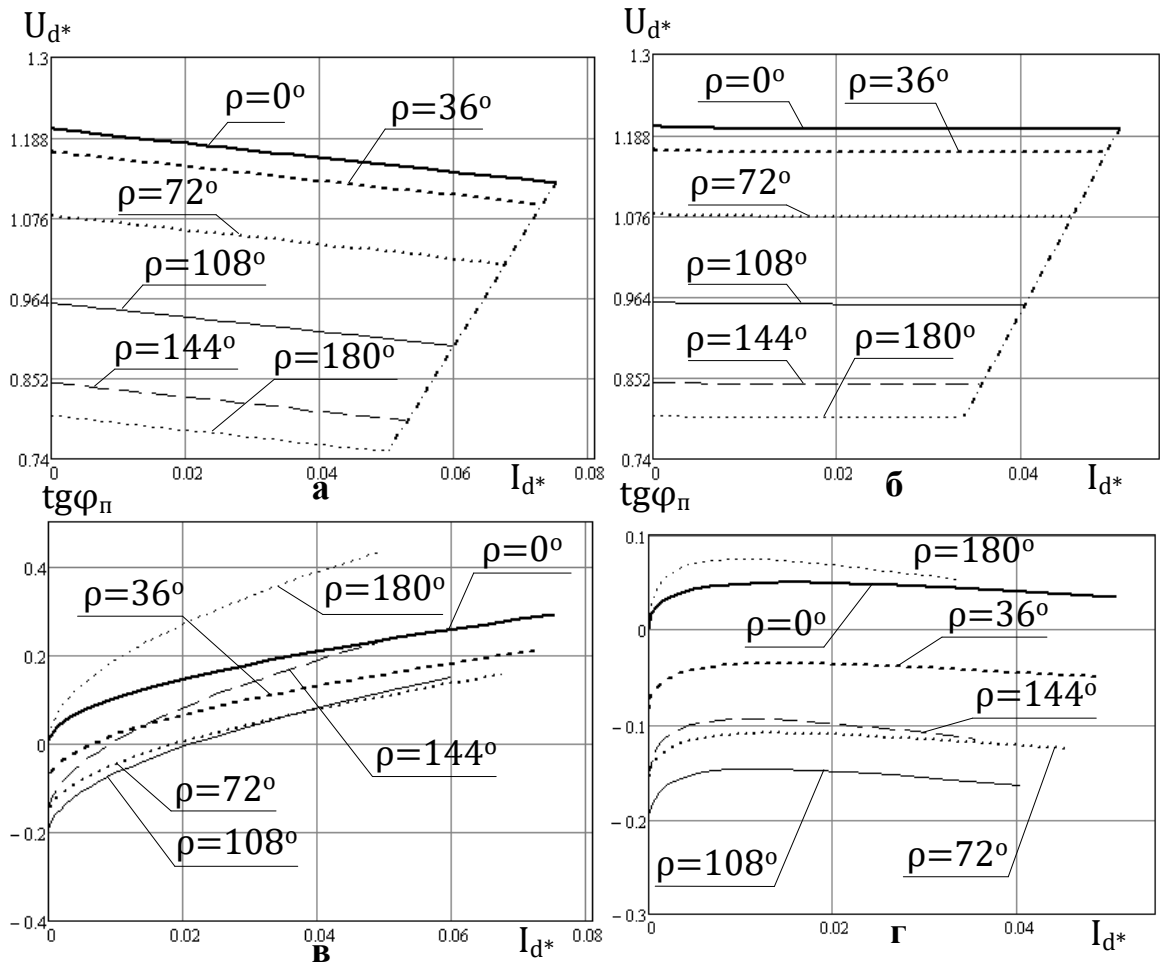


Рисунок 2.42. а, в –  $\nu = 0$ ; б, г –  $\nu = 6$

Из данных таблицы 2.6 ясно, подобно тому, как это имело место быть для двухфазного выпрямителя, что приближенные характеристики с приемлемой точностью можно использовать только при нахождении внешних характеристик. Погрешность при нахождении энергетических характеристик по приближенным кривым достигает значительных величин.

Далее находятся внешние и энергетические характеристики выпрямителей, схемы которых изображены на рисунках 2.33 и 2.34. Значения параметров и диапазоны изменения углов  $\gamma$  и  $\rho$  полностью аналогичны применяемым в двух предыдущих случаях, за исключением начальной фазы тока управления  $\varphi_{y2} = 0$ .

Подобно тому, как это было сделано для предыдущего преобразователя, получены зависимости коэффициентов  $\delta_E$ ,  $\delta_\alpha$  и амплитуды тока управления  $I_{y2m^*}$

от изменяющихся углов коммутации и фазы напряжения управления. Упомянутые характеристики представлены на рисунках 2.43 и 2.44 для выпрямителей, показанных на рисунках 2.33 и 2.34 соответственно.

Таблица 2.6

	$U_{d*}$ ид.	$U_{d*}$ точ	$\text{tg } \varphi_{\text{п}}$ ид.	$\text{tg } \varphi_{\text{п}}$ точ.	$\delta_{U_{d*}}$ , %	$\delta_{\text{tg } \varphi_{\text{п}}}$ , %
$\nu = 0 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 13$ град	1,185	1,185	0,107	0,102	0	5,202
$\nu = 0 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 7$ град	1,196	1,196	0,062	0,061	0	2,554
$\nu = 0 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 13$ град	0,79	0,79	0,171	0,173	0	1,235
$\nu = 0 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 7$ град	0,797	0,797	0,096	0,097	0	0,644
$\nu = 6 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 13$ град	1,196	1,196	0,021	0,013	0	57,591
$\nu = 6 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 15$ град	1,198	1,198	0,036	0,035	0	4,909
$\nu = 6 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 30$ град	0,797	0,797	0,045	0,048	0	6,346
$\nu = 6 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 7$ град	0,799	0,799	0,058	0,059	0	1,173

Сравнивая данные зависимости с аналогичными для выпрямителя, изображенного на рисунке 2.29, можно заключить следующее. При  $\nu = 0$  зависимости  $\delta_E$  для выпрямителей, представленных на рисунках 2.29 и 2.33 и 2.34 качественно имеют весьма схожие очертания. Зависимости угла  $\delta_\alpha$  для трех рассматриваемых выпрямителей имеют похожий вид и несколько отличаются количественно. Зависимости амплитуд тока  $I_{y1m*}$  для схемы, изображенной на рисунке 2.29, и  $I_{y2m*}$  для схем, представленных на рисунках 2.33 и 2.34, при сравнении их для трех схем как при  $\nu = 0$ , так и при  $\nu = 6$  имеют похожие формы и немного отличаются количественно. Также при  $\nu = 6$  схожими являются



зависимости  $\delta_E$  для выпрямителей, изображенных на рисунках 2.29 и 2.34, в то время как аналогичные зависимости для схемы, представленной на рисунке 2.33, несколько отличаются количественно от двух упомянутых. Аналогичная картина наблюдается и для зависимостей угла  $\delta_\alpha$ .

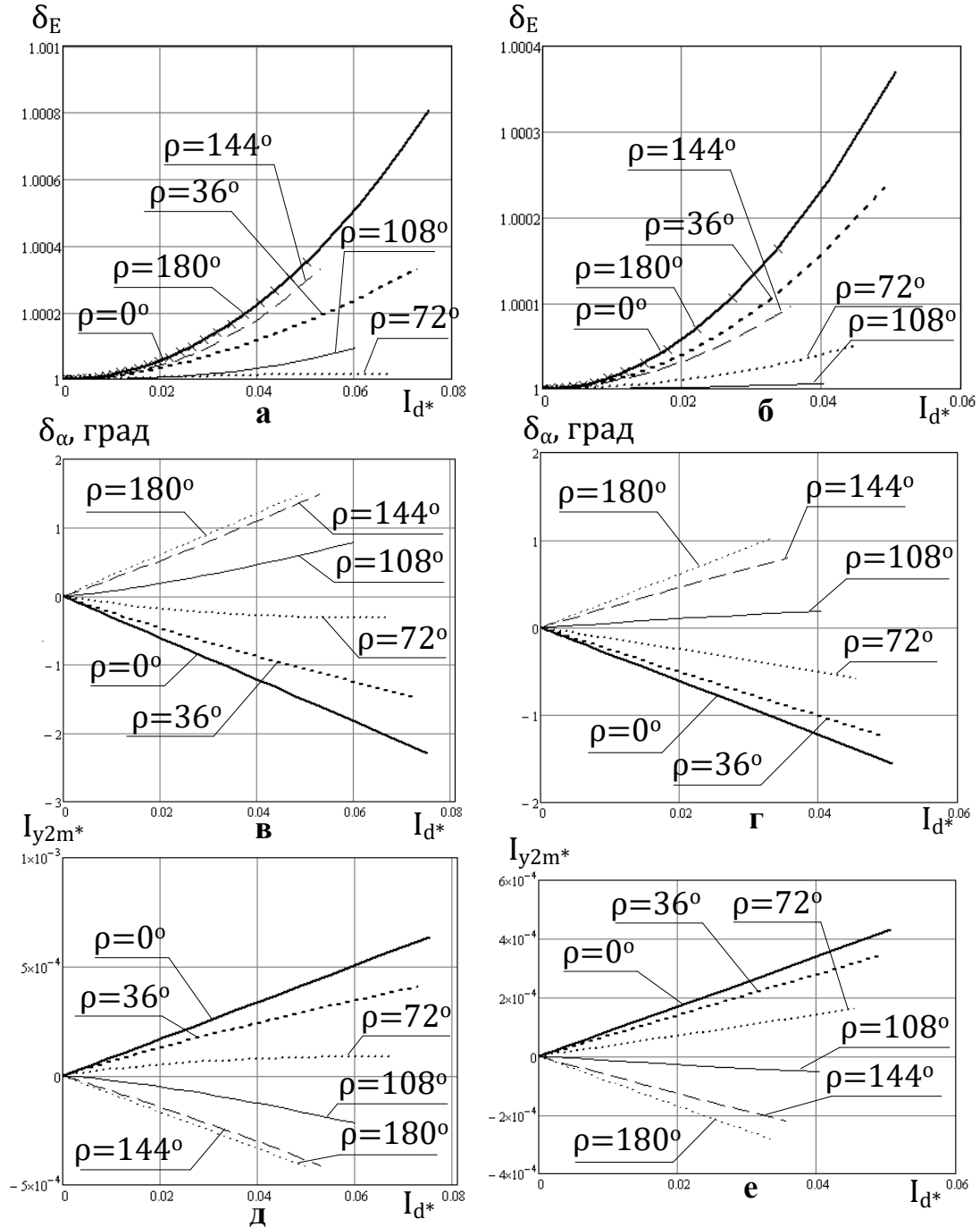


Рисунок 2.43. а, в и д –  $\nu = 0$ ; б, г и е –  $\nu = 6$

Внешние и энергетические характеристики, полученные при изменении коэффициентов  $\delta_E$ ,  $\delta_\alpha$  и амплитуды  $I_{y2m^*}$  в соответствии с показанными на рисунках 2.43 и 2.44 зависимостями, представлены для схем на рисунках 2.33 и

2.34 соответственно на рисунках 2.45 и 2.46.

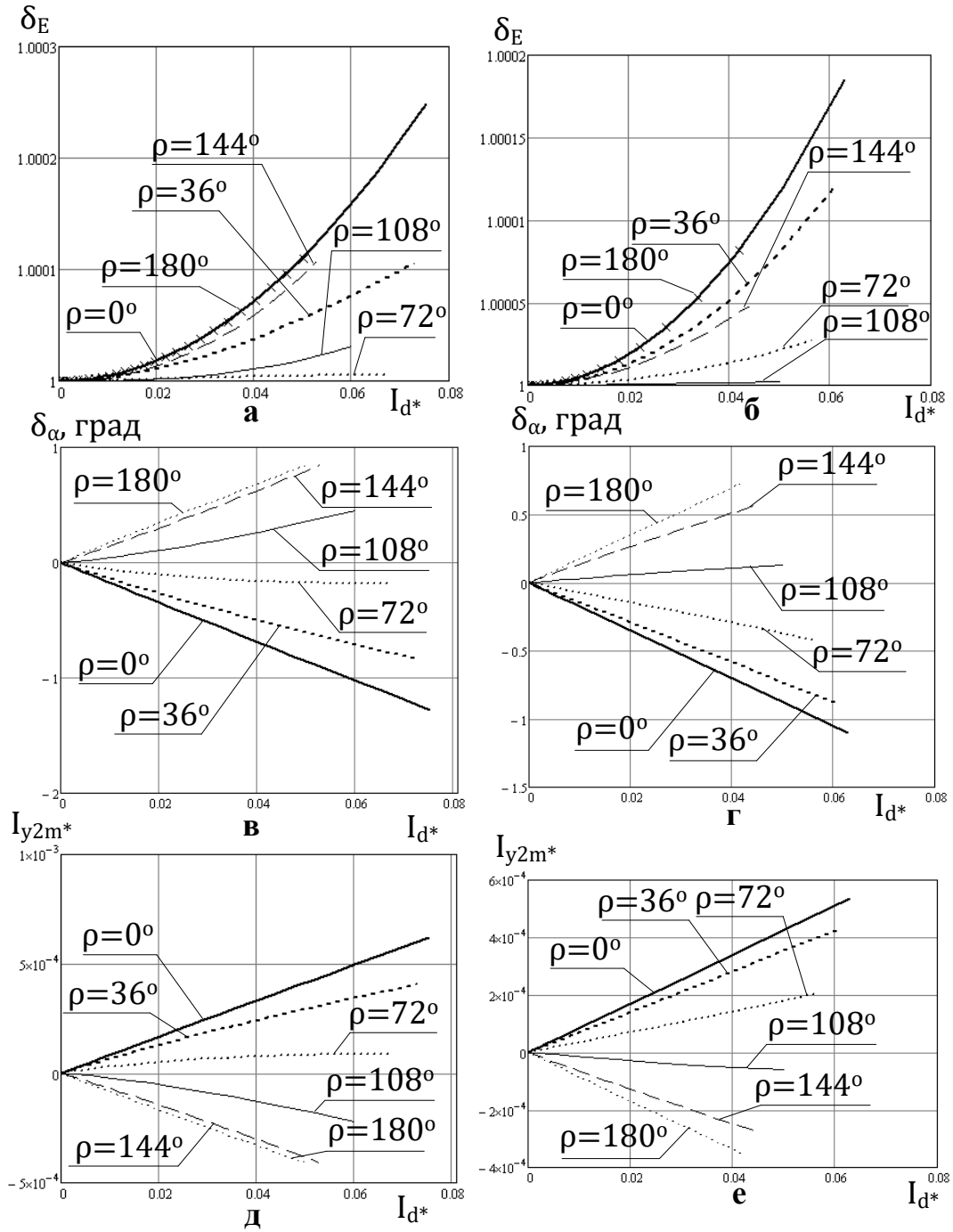


Рисунок 2.44. а, в и д –  $\nu = 0$ ; б, г и е –  $\nu = 6$

Внешние характеристики для преобразователей, выполненных по схемам, изображенным на рисунках 2.29, 2.33 и 2.34 имеют схожий вид. Также схожими являются и энергетические характеристики.

Также, как и для выпрямителя, схема которого изображена на рисунке 2.29, для выпрямителей, схемы которых показаны на рисунках 2.33 и 2.34, характерно наличие затрат машинного времени на вычисление коэффициентов  $\delta_E$ ,  $\delta_{\alpha}$  и

амплитуды  $I_{y2m*}$  при различных значениях параметров. В силу этого для рассматриваемых преобразователей актуальными остаются применение упрощенных характеристик для анализа работы выпрямителей в квазиустановившемся режиме, а также оценка погрешности применения таких характеристик. Для выпрямителей, показанных на рисунках 2.33 и 2.34 характеристики, построенные при допущении  $I_{y2m*} = 0$ , полностью аналогичны показанным на рисунке 2.42.

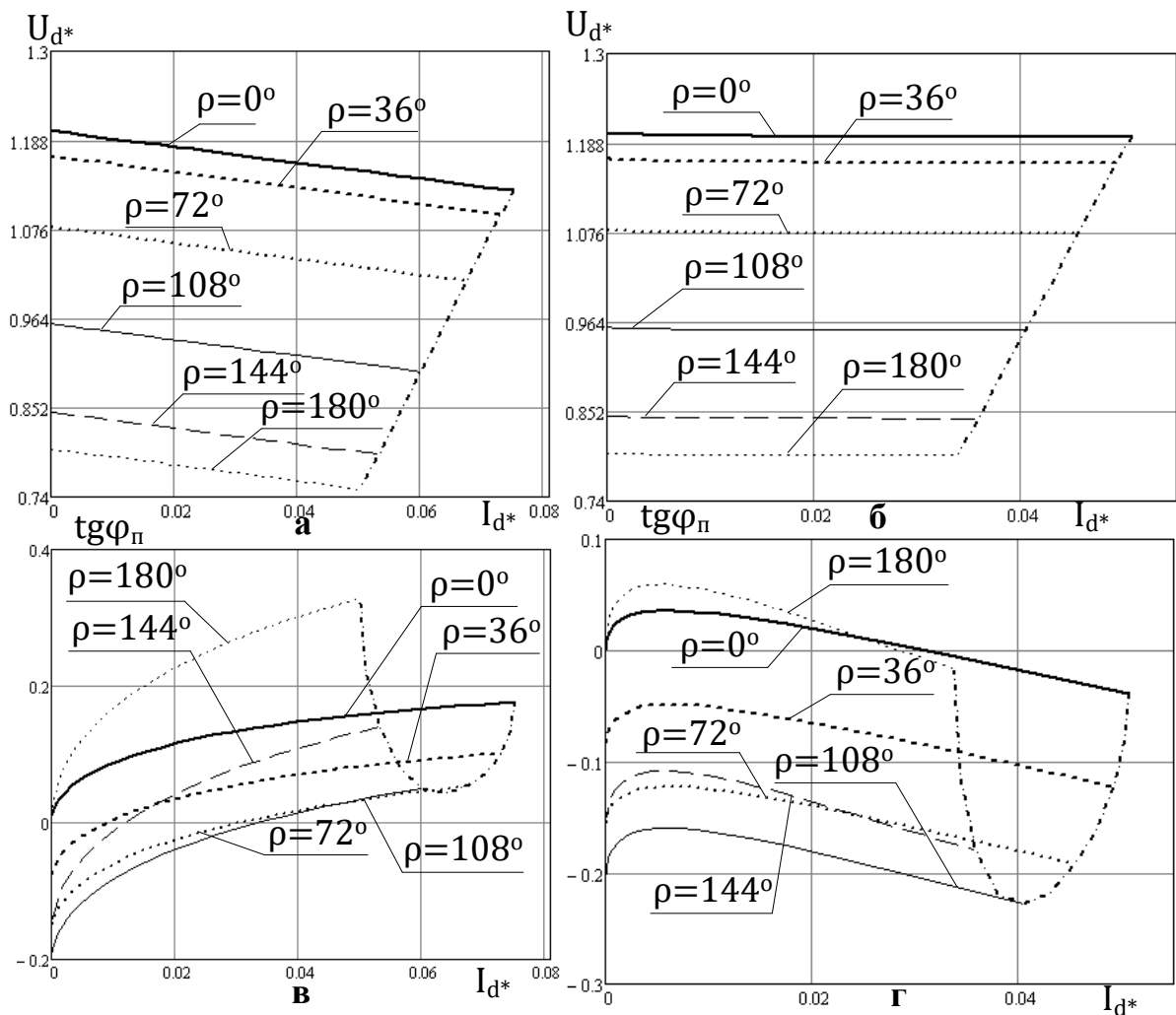


Рис. 2.45. а, в –  $\nu = 0$ ; б, г –  $\nu = 6$

С использованием формулы (2.51) проведена оценка погрешности данных характеристик по отношению к представленным на рисунках 2.45 и 2.46. Результаты вычисления при упомянутых выше параметрах, для выпрямителей, показанных на рисунках 2.33 и 2.34, приведены в таблицах 2.7 и 2.8 соответственно. Как и для выпрямителя, показанного на рисунке 2.29,

погрешность при использовании приближенных характеристики для анализа работы выпрямителей, представленных на рисунках 2.33 и 2.34, пренебрежительно мала только при оценке поведения внешних характеристик. Для энергетических характеристик указанные погрешности могут достигать неприемлемых величин (до 25 %).

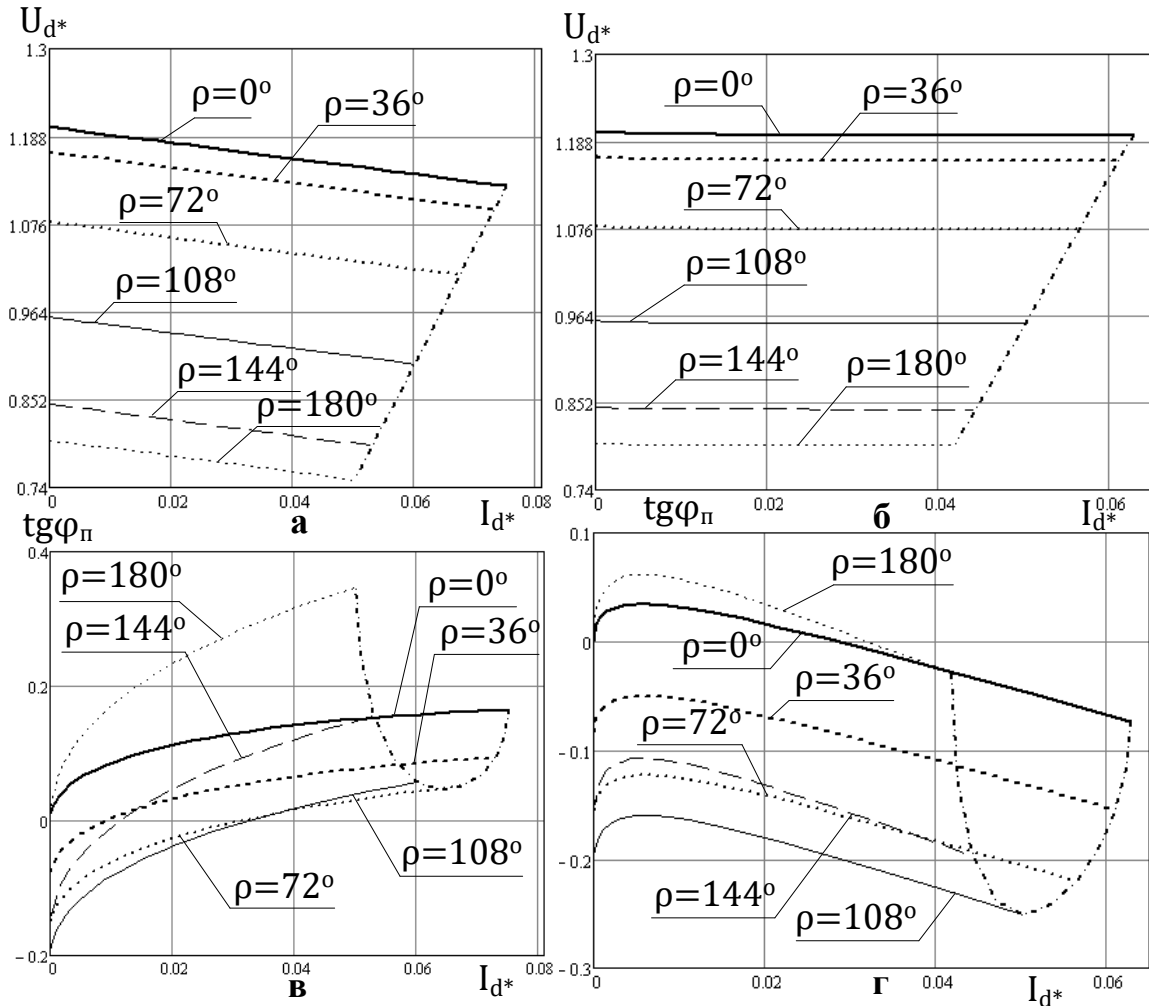


Рис. 2.46. а, в –  $\nu = 0$ ; б, г –  $\nu = 6$

## 2.7 Выводы по главе

В главе 2 автор развил теорию электромагнитных процессов и характеристик компенсированных выпрямителей для случаев наличия векторного управления. Выявлены сходства и отличия электромагнитных процессов и характеристик для случаев двухфазных и двенадцатифазных компенсированных выпрямителей. Анализ электромагнитных процессов, внешних и энергетических характеристик для выпрямителей с векторным управлением в квазиустановившемся режиме при применении перечисленных выше допущений

проведен при разделении компенсированного выпрямителя с векторным управлением на две части: основной выпрямитель и устройство векторного управления. Анализ в основном выпрямителе при принятых допущениях осуществлен методом кусочно-линейной аппроксимации вольт-амперных характеристик диодов и согласования решений на различных участках периода питающей сети.

Таблица 2.7

	$U_{d*}$ ид.	$U_{d*}$ точ	$\text{tg } \varphi_{\text{п}}$ ид.	$\text{tg } \varphi_{\text{п}}$ точ.	$\delta_{U_{d*}}$ , %	$\delta_{\text{tg } \varphi_{\text{п}}}$ , %
$\nu = 0 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 13$ град	1,185	1,185	0,107	0,104	0	2,763
$\nu = 0 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 7$ град	1,196	1,196	0,062	0,061	0	1,37
$\nu = 0 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 13$ град	0,79	0,79	0,171	0,169	0	0,89
$\nu = 0 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 7$ град	0,797	0,797	0,096	0,096	0	0,459
$\nu = 6 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 13$ град	1,196	1,196	0,021	0,017	0	24,792
$\nu = 6 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 15$ град	1,198	1,198	0,036	0,036	0	2,604
$\nu = 6 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 30$ град	0,797	0,797	0,045	0,043	0	5,026
$\nu = 6 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 7$ град	0,799	0,799	0,058	0,057	0	0,843

Для выпрямителей, устройство векторного управления которых потребляет электрическую энергию через преобразователь напряжения, подключенных посредством фильтров к питающей сети либо дополнительной обмотке преобразовательного трансформатора, перед применением указанного метода расчета определены коэффициенты  $\delta_E$ ,  $\delta_\alpha$ , характеризующие эквивалентную ЭДС сети. После расчета методом согласования решений на участках периода

питающей сети найденные токи и напряжения уточнены согласно реальной схеме выпрямителя.

При сопоставлении вариантов исполнения компенсированного выпрямителя с векторным управлением необходимо учитывать, что наименьшее отношение активной мощности УВУ к потребляемой нагрузкой активной мощности при данном угле коммутации свойственно для выпрямителей, УВУ которого представляет собой два последовательно соединенных преобразователя напряжения ШИМ, получающее электрическую энергию в точке схемы, предшествующей точке внесения напряжения управления в контур коммутации. Также необходимо принимать во внимание, что наименьший коэффициент реактивной мощности при заданном угле коммутации свойственен выпрямителям, устройство векторного управления которых получает питание от шин постоянного тока основного выпрямителя.

Таблица 2.8

	$U_{d*}$ ид.	$U_{d*}$ точ	$\text{tg } \varphi_{\text{п}}$ ид.	$\text{tg } \varphi_{\text{п}}$ точ.	$\delta_{U_{d*}}$ , %	$\delta_{\text{tg}\varphi_{\text{п}}}$ , %
$\nu = 0 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 13$ град	1,185	1,185	0,107	0,102	0	5,202
$\nu = 0 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 7$ град	1,196	1,196	0,062	0,061	0	2,554
$\nu = 0 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 13$ град	0,79	0,79	0,171	0,173	0	1,235
$\nu = 0 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 7$ град	0,797	0,797	0,096	0,097	0	0,644
$\nu = 6 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 13$ град	1,196	1,196	0,021	0,013	0	57,591
$\nu = 6 ; \rho = 0$ град; $\gamma = 15$ град	1,198	1,198	0,036	0,035	0	4,909
$\nu = 6 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 30$ град	0,797	0,797	0,045	0,048	0	6,346
$\nu = 6 ; \rho = 180$ град; $\gamma = 7$ град	0,799	0,799	0,058	0,059	0	1,173

При определении рабочей точки нагрузки постоянного тока выпрямителей, УВУ которых представляет собой два последовательно соединенных преобразователя напряжения, можно пользоваться упрощенные внешние характеристики. Данные характеристики упрощаются применением при их определении допущения об отсутствии потребления УВУ активной мощности. Определение потребляемой указанными выпрямителями реактивной мощности из питающей сети по упрощенным энергетическим характеристикам может привести к ошибочным выводам ввиду значительной погрешности этих характеристик. В силу этого, при определении потребляемой данными выпрямителями реактивной мощности следует использовать точные энергетические характеристики.

### **3. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ УСТРОЙСТВА ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ. ИССЛЕДОВАНИЕ КВАЗИУСТАНОВИВШИХСЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В УСТРОЙСТВЕ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ КОМПЕНСИРОВАННЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ**

В главе 2 проведено исследования электромагнитных процессов, протекающих в компенсированных выпрямителях с векторным управлением. При проведении данного исследования было отброшено УВУ, а его влияние было учтено соответствующими идеальными источниками ЭДС и тока. В данной главе исследуются электромагнитные процессы в УВУ. В целях сокращения объема диссертационной работы исследование проводится только для двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением, схема которого показана на рисунке 2.26. Для других двенадцатифазных компенсированных выпрямителей, рассмотренных выше, исследование может быть проведено с применением аналогичных изложенным в данной главе положений.

Двенадцатифазный компенсированный выпрямитель с векторным управлением, схема которого изображена на рисунке 2.26, имеет два параллельно соединенных вентильных блока. Такая схема применяется для получения больших выпрямленных токов (десятки, сотни кА) при относительно низком значении выпрямленного напряжения (300–600 В). Такие электрические параметры нагрузки характерны, к примеру, для электролизного производства [1, 2]. Выпрямленное напряжение с шин постоянного тока подается на вход УВУ и применяется для формирования с помощью преобразователей напряжения с ШИМ трехфазной системы напряжений управления.

С другой стороны, преобразовательные трансформаторы упомянутых выпрямительных агрегатов, как правило подключаются к питающей сети с классом напряжения 10 кВ и выше. В целях обеспечения требуемой величины относительной амплитуды напряжения управления  $\sigma$  в этом случае необходимо выбирать ВДТ с соответствующим коэффициентом трансформации. При этом, в силу того, что обмотка высшего напряжения ВДТ обтекается теми же токами, что потребляет преобразователь из питающей сети, токи первичной обмотки ВДТ,



протекающие по ШИМ - фильтру и, соответственно, по активному преобразователю, имеют амплитуды одного порядка с величинами токов, потребляемых нагрузкой. В целях соблюдения допустимого по току режима работы силовых вентилях преобразователя напряжения с ШИМ упомянутый преобразователь напряжения составляется из нескольких параллельно соединенных вентилях блоков. Случай параллельного соединения двух трехфазных мостовых полностью управляемых вентилях блоков рассматривается в настоящей главе.

Для формирования напряжений управления используется т.н. ШИМ-2 [107] или *натуральная ШИМ (natural-sampled PWM)* [56]. В случае использования ШИМ-1 исследование может быть проведено аналогичным образом. Опорные напряжения для полностью управляемых вентилях блоков при частоте переключения полностью управляемых ключей 4800 Гц показаны на рисунке 3.1. Такая форма опорного напряжения позволяет осуществлять двухполярную двухстороннюю ШИМ, характеризующуюся наилучшим гармоническим составом по сравнению с ШИМ по переднему и заднему фронтам [108]. Помимо этого, временной сдвиг между опорными напряжениями позволяет устранить в спектральном составе выходного напряжения преобразователя напряжения нечетно-кратные гармоники несущей частоты.

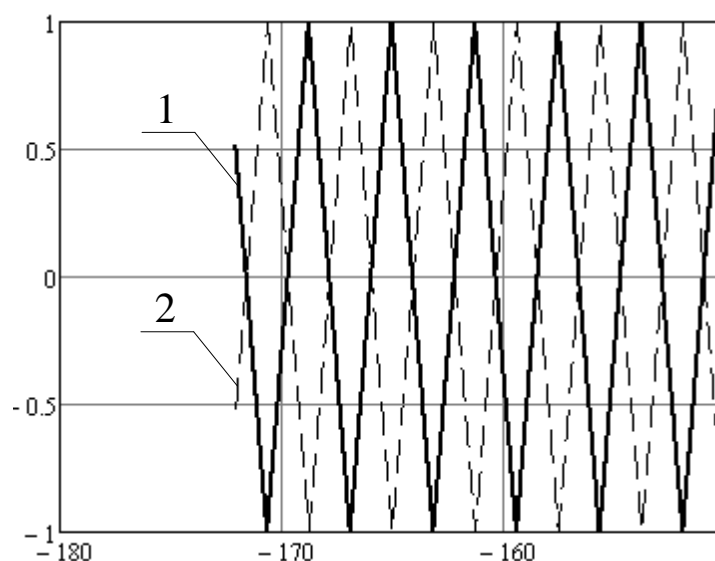


Рисунок 3.1. 1 и 2 – соответственно, опорные напряжения для первого и второго полностью управляемых вентилях блоков

### 3.1 Выбор параметров Г-образных фильтров

Прежде чем анализировать электромагнитные процессы, протекающие в УВУ, необходимо выбрать параметры низкочастотных фильтров Ф1 и Ф2 (рисунок 2.26). Существует множество публикаций, в которых освящается вопрос выбора силовых фильтров, выделяющих из напряжений преобразователей напряжения с ШИМ гладкие составляющие [107 – 110]. Резюмируя сказанное в этих публикациях, можно утверждать, что наиболее важными параметрами при выборе ШИМ-фильтров являются:

1) Коэффициент передачи по напряжению фильтра на основной гармонике при номинальной нагрузке  $K_0$ ;

2) Входная проводимость фильтра на основной гармонике в режиме холостого хода  $Y_0$ ;

3) Коэффициент передачи фильтра на первой из подавляемых гармоник в режиме холостого хода  $K_M$ . Для рассматриваемого случая первая гармоника (имеющая боковые гармоники) в выходном напряжении полностью управляемого вентильного блока имеет порядок  $A = \frac{4800}{50} = 96$ . Поскольку два полностью управляемых блока соединены параллельно, в качестве первой подавляемой гармоники будем рассматривать гармонику порядка  $2A = 192$ .

4) Резонансная частота фильтра  $f_{рез}$ , на которой коэффициент передачи фильтра по напряжению достигает максимального значения.

5) Входное сопротивление фильтра на первой из подавляемых гармоник в режиме холостого хода  $Z_M$ .

Сперва рассчитываются параметры фильтра Ф2. На первом этапе расчета параметров фильтра примем допущение об отсутствии потерь электрической энергии в фильтре Ф2. В качестве исходных данных выберем в первом приближении значения коэффициента передачи по напряжению  $K_0 = 0,85$  и входной проводимости  $Y_0 = 2 \cdot 10^{-3}$  См. В дальнейшем, в случае необходимости, указанные значения могут быть откорректированы в целях оптимального выбора параметров фильтра Ф2. Схема замещения для фазы А фильтра Ф2 для первой

гармоники при параллельном соединении двух полностью управляемых вентильных блоков с ШИМ показана на рисунке 3.2. На рисунке обозначены:  $R_{L\Phi 2}$  и  $X_{L\Phi 2}$  – соответственно активное и индуктивное сопротивления реакторов фильтра;  $G_{C\Phi 2}$  и  $B_{C\Phi 2}$  – соответственно активная и емкостная проводимости конденсатора фильтра;  $Y_{\text{Вых}(1)}$  – выходная проводимость фильтра Ф2;  $j$  – мнимая единица.

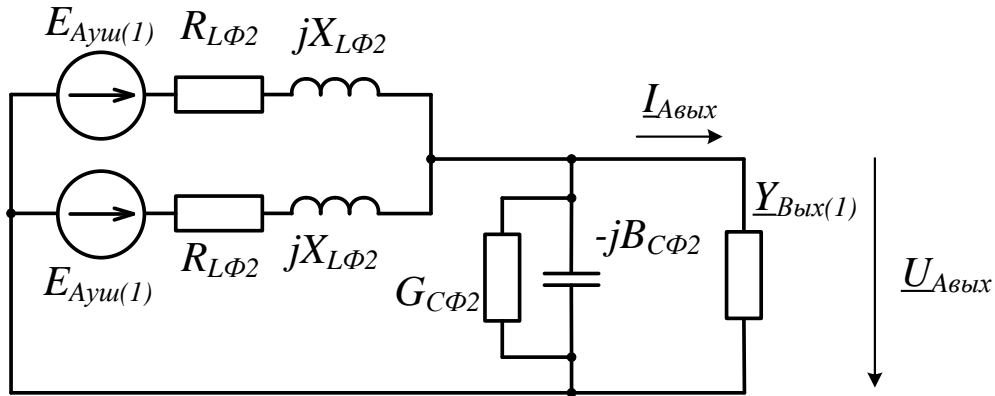


Рисунок 3.2 – Схема замещения фильтра Ф2 на основной гармонике  
Выходная проводимость фильтра определяется по формуле:

$$Y_{\text{Вых}(1)} = \frac{n_y I_{SAм(1)} * e^{j\varphi_{IsAm(1)}}}{\frac{1}{n_y} \sigma E_m e^{j\rho}}. \quad (3.1)$$

Обозначения в формуле (3.1) полностью соответствуют изложенным в предыдущих главах. Используя положения теории электрических цепей, а также принимая в качестве исходных данных принятые выше значения  $K_0$ ,  $Y_0$ , коэффициент трансформации  $n_y = 26$  и  $Y_{\text{Вых}(1)}$  при принятых в главе 2 значениях параметров, найдем величину индуктивного сопротивления реактора фильтра  $X_{L\Phi 2}$  из уравнения четвертой степени:

$$a_0 \cdot X_{L\Phi 2}^4 + a_1 \cdot X_{L\Phi 2}^3 + a_2 \cdot X_{L\Phi 2}^2 + a_3 \cdot X_{L\Phi 2} + a_4 = 0, \quad (3.2)$$

где  $a_0 = K_0^2 \cdot Y_0^2 \cdot |Y_{\text{Вых}(1)}|^2$ ;  $a_1 = 2 \cdot K_0^2 \cdot Y_0 \cdot |Y_{\text{Вых}(1)}|^2$ ;  $a_2 = K_0^2 \cdot |Y_{\text{Вых}(1)}|^2 - 2K_0^2 \cdot Y_0 \cdot u \cdot \text{Im}(Y_{\text{Вых}(1)}) - u^2 \cdot Y_0^2$ ;  $a_3 = -2u^2 \cdot Y_0 - 2K_0^2 \cdot u \cdot \text{Im}(Y_{\text{Вых}(1)})$ ;  $a_4 = u^2(K_0^2 - 1)$ . Здесь  $u$  – число параллельно соединенных полностью управляемых вентильных блоков УВУ  $u = 2$ . С учетом допущения об отсутствии потерь энергии в фильтре Ф2 при выводе выражений для коэффициентов уравнения (3.2)

активные сопротивления и проводимость ( $R_{L\Phi 2}$  и  $G_{C\Phi 2}$ ) были приняты равными нулю.

Произведя вычисления и выбрав единственный положительный вещественный корень, получим  $X_{L\Phi 2} = 5,869$  Ом. Емкостная проводимость определяется  $B_{C\Phi 2}$  определяется по формуле:

$$B_{C\Phi 2} = \frac{u \cdot Y_0}{1 + X_{L\Phi 2} \cdot Y_0}. \quad (3.3)$$

Используя найденные выше значения параметров, определим, что  $B_{C\Phi 2} = 3,953 \cdot 10^{-3}$  См.

После определения реактивных сопротивлений и проводимости фильтра  $\Phi 2$  опускается допущение об отсутствии потерь в фильтре. Электрические потери в элементах фильтра зависят, вообще говоря, от технических параметров реакторов и конденсаторов, применяемых в фильтре. В качестве примера учтем наличие потерь энергии в фильтре значениями активных сопротивлений и проводимостей  $R_{L\Phi 2} = 0,1 \cdot X_{L\Phi 2} = 0,587$  Ом;  $G_{C\Phi 2} = 0,01 \cdot B_{C\Phi 2} = 3,953 \cdot 10^{-5}$  См. Модуль коэффициента передачи при этом равен  $K_0 = 0,815$ . Коэффициент передачи на холостом ходу для гармоники порядка  $2A$  при этом равен  $K_M = 2,344 \cdot 10^{-3}$ , входное сопротивление при тех же условиях  $Z_M = 1124$  Ом.

Резонансная частота фильтра  $\Phi 2$  при выбранных выше значениях параметров  $f_{рез} = 9,284 \cdot 50 = 464,2$  Гц. Рассматривая выбор параметров Г-образного фильтра для синусоидальной ШИМ, автор работы [107] говорит о необходимости выбора резонансной частоты фильтра таким образом, чтобы она находилась в «пустой» части спектра модулированного напряжения, а именно, между основной и первой из боковых гармоник. В случае двенадцатифазного выпрямителя, схема которого показана на рисунке 2.26, вопрос о выборе резонансной частоты фильтра  $\Phi 2$  затрудняется наличием канонических высших гармоник тока на выходе фильтра, поскольку размещение резонансной частоты фильтра вблизи канонических гармоник высоких порядков приведет к появлению в выходном напряжении фильтра гармонических составляющих указанного порядка со значительной амплитудой колебаний. Попытка компенсировать

указанные составляющие введением во входное напряжение фильтра дополнительных гармоник с соответствующими амплитудами и фазой лишь усугубляет ситуацию, поскольку приводит к значительному увеличению амплитуд боковых гармоник, параметры которых зависят сложным образом от формы задающего напряжения на входе преобразователя напряжения. Резюмируя все вышесказанное, можно признать выбор резонансной частоты фильтра, равной 464,2 Гц обоснованным, поскольку ближайшие к ней канонические гармоники порядка 11 и 13 имеют относительно низкий порядок и, следовательно, компенсация их влияния на форму выходного напряжения не приводит к появлению боковых гармоник низких порядков.

После выбора параметров фильтра Ф2 проводится расчет фильтра Ф1. Схема замещения для расчета параметров фильтра Ф1 представлена на рисунке 3.3. Фильтр Ф1 является сглаживающим [39], вследствие чего наиболее важным требованием к нему является подавление пульсаций выпрямленного напряжения. Исходя из этого, основным рассматриваемым параметром является коэффициент передачи фильтра по напряжению на двенадцатой гармонике в режиме холостого хода  $K_{12}$ . В качестве примера рассмотрим расчет параметров фильтра Ф1 при  $K_{12} = 0,0025$ .

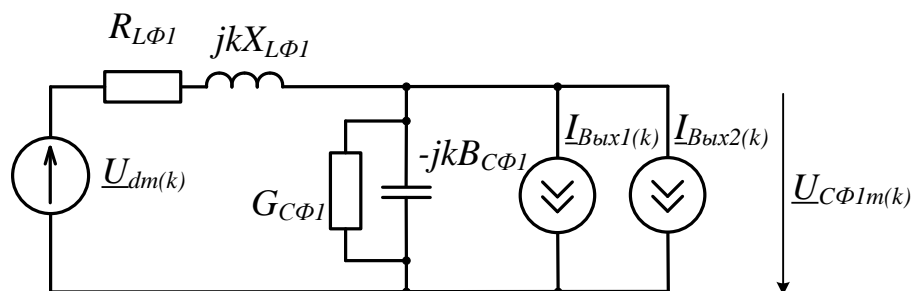


Рисунок 3.3 – Схема замещения фильтра Ф1 на k-й гармонике

Также, как и для фильтра Ф2, при выборе параметров фильтра Ф1 примем на первом этапе допущение об отсутствии потерь электрической энергии. Имея значения коэффициента передачи по напряжению  $K_{12}$ , можем выразить проводимость конденсатора фильтра Ф1 формулой:

$$B_{C\Phi 1} = \frac{1}{12^2} \frac{(1 + \frac{1}{K_{12}})}{X_{L\Phi 1}}. \quad (3.4)$$

Принимая, в качестве примера, значения индуктивного сопротивления реактора фильтра  $\Phi 1$   $X_{L\Phi 1} = 10 \cdot X_{L\Phi 2} = 58,691$  Ом, получим  $B_{C\Phi 1} = 0,047$  См.

Далее снимается допущение об отсутствии потерь энергии в фильтре  $\Phi 1$ . Указанные потери учитываются активным сопротивлением и проводимостью  $R_{L\Phi 1} = 0,1 \cdot X_{L\Phi 1} = 5,869$  Ом;  $G_{C\Phi 1} = 0,01 \cdot B_{C\Phi 1} = 4,745 \cdot 10^{-4}$  См.

При выбранных параметрах резонансная частота фильтра  $\Phi 1$   $f_{рез} = 0,599 \cdot 50 = 29,95$  Гц.

### 3.2 Электромагнитные процессы в УВУ

Для определения протекающих в УВУ электромагнитных процессов используется схема замещения, показанная на рисунке 3.4.

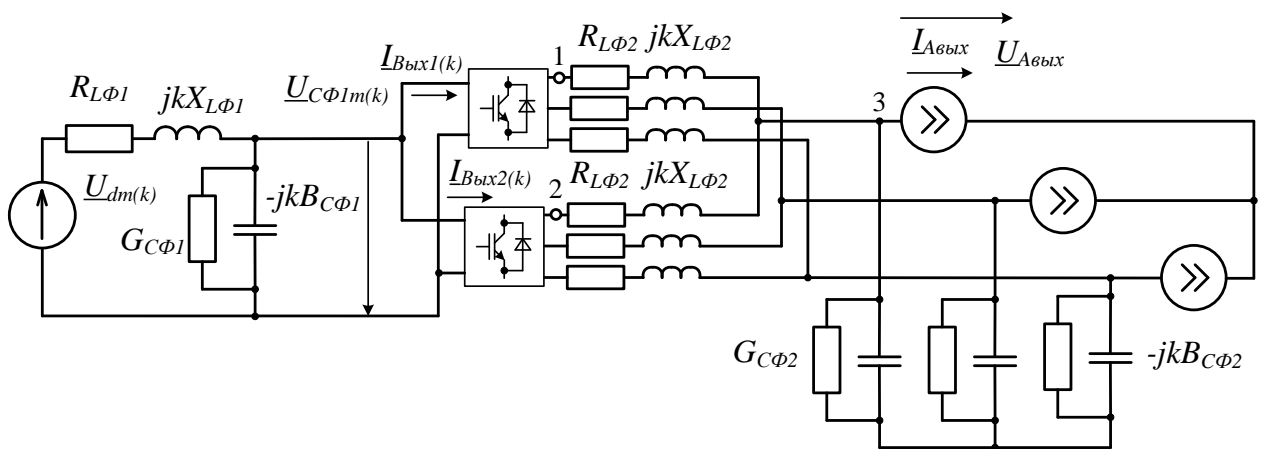


Рисунок 3.4 – Схема замещения УВУ на  $k$ -й гармонике

Устройство векторного управления (УВУ), согласно его предназначению, должно создавать на своем выходе систему трехфазных синусоидальных напряжений, изменяющихся с частотой питающей сети. В то же время токи, протекающие по обмотке высшего напряжения ВДТ являются одновременно токами, потребляемыми основным выпрямителем из питающей сети. Вследствие этого выходные токи фильтра  $\Phi 2$   $I_{Авых}$ ,  $I_{Ввых}$  и  $I_{Свых}$ , отличающиеся по величине от упомянутых токов в  $n_y$  раз, также содержат высшие гармоники и, протекая по

фильтру Ф2, создают в выходных напряжениях  $\underline{U}_{АВЫХ}$ ,  $\underline{U}_{ВВЫХ}$  и  $\underline{U}_{СВЫХ}$  высшие гармонические составляющие. В целях устранения указанных гармонических составляющих на вход фильтра Ф2 подается система трехфазных напряжений (идентичная для обоих полностью управляемых вентильных блоков), временные диаграммы которых показаны на рисунке 3.5.

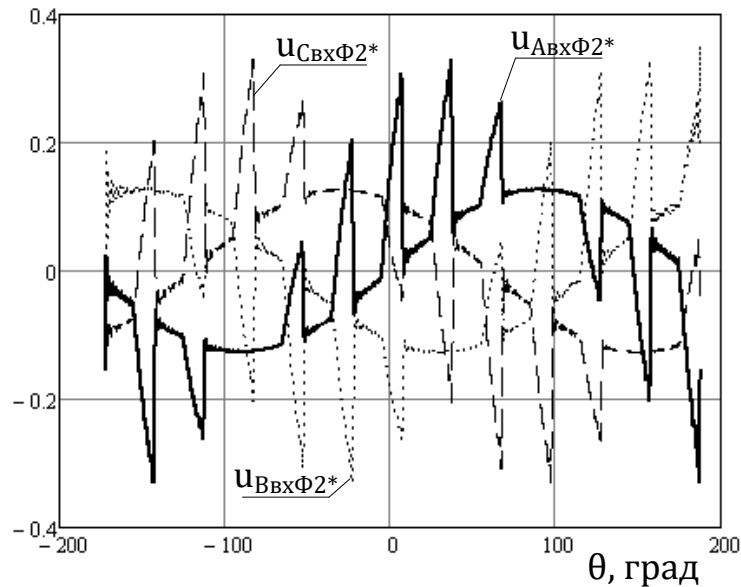


Рисунок 3.5 – Временные диаграммы напряжений на входе фильтра Ф2

Комплексные амплитуды гармоник напряжений, показанных на рисунке 3.5, находятся по формулам:

$$\underline{U}_{АВХΦ2m(k)} = \frac{\underline{E}_{Аум(k)}}{n_y} + n_y I_{sAm(k)*} e^{j\varphi_{IsAm(1)}} \cdot \frac{R_{LΦ2} + jk \cdot X_{LΦ2}}{u}. \quad (3.5)$$

Здесь  $\underline{E}_{Аум(k)}$  – комплексные амплитуды ЭДС управления, вносимого обмоткой высшего напряжения ВДТ. Для всех гармоник, кроме первой  $\underline{E}_{Аум(k)} = 0$ .

Получив выражения для гармоник напряжений на входе фильтра Ф2, получим с использованием найденных ранее токов на выходе фильтра величину активной мощности, передаваемой полностью управляемыми вентильными блоками на вход фильтра Ф2. При приведенных ранее значениях параметров активная мощность на входе фильтра Ф2  $P_{Φ2*} = 4,609 \cdot 10^{-3}$ .

Полученная мощность на входе фильтра Ф2 найдена без учета потерь, вызываемых протеканием по элементам фильтра Ф2 высших гармоник токов, вызываемых подачей на вход фильтра широтно-модулированных

последовательностей импульсов напряжений. Для учета указанных потерь вводится коэффициент  $K_{\Delta P}$ , на который необходимо умножить активную мощность  $P_{\Phi 2*}$  с целью получения значения активной мощности на выходе фильтра  $\Phi 1$   $P_{\Phi 1*}$ . Данный коэффициент также может учитывать тем или иным образом потери активной мощности в полностью управляемых вентильных блоках. Последующий расчет показывает, что значение коэффициента  $K_{\Delta P} = 1,00161$ . При проведении первичного расчета значение коэффициента  $K_{\Delta P}$  может быть принято равным единице с последующим уточнением.

Для определения задающих воздействий, поступающих на входы полностью управляемых вентильных блоков, необходимо определить закон изменения напряжения на конденсаторе фильтра  $\Phi 1$ . В целях упрощения расчета вводится допущение о том, что активную мощность вентильным блокам передает исключительно постоянная составляющая указанного напряжения. Такое допущение справедливо при выбранном ранее коэффициенте передачи фильтра  $\Phi 1$  на 12 гармонике  $K_{12} = 0,0025$ , поскольку в этом случае напряжение на выходе фильтра  $\Phi 1$  будет достаточно сглаженным.

Имея найденное ранее значения выпрямленного напряжения на шинах постоянного тока основного выпрямителя  $U_{d*} = 1,196$ , а также значение мощности на выходе фильтра  $\Phi 1$   $P_{\Phi 1*} = K_{\Delta P} \cdot P_{\Phi 2*} = 4,616 \cdot 10^{-3}$ , получим значения для постоянной составляющей напряжения на выходе фильтра  $\Phi 1$   $U_{C\Phi 1(0)*} = 1,17$  и суммарного тока на выходе рассматриваемого фильтра  $I_{Вых(0)} = 3,946 \cdot 10^{-3}$ .

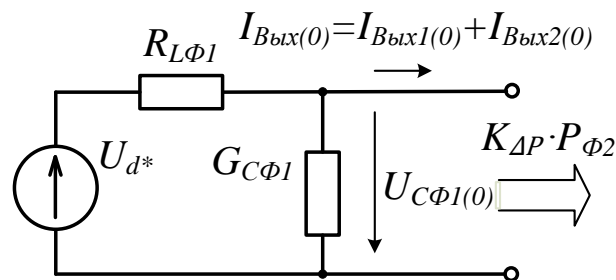


Рисунок 3.6 – Схема замещения фильтра  $\Phi 1$  на постоянной составляющей

После определения постоянной составляющей напряжения на выходе фильтра  $\Phi 1$  находится временные зависимости задающих воздействий для



полностью управляемых вентильных блоков по формулам:

$$z_{A*} = \frac{u_{AVX\Phi 2*}}{K_{\phi} \cdot U_{C\Phi 1(0)*}}; z_{B*} = \frac{u_{BVX\Phi 2*}}{K_{\phi} \cdot U_{C\Phi 1(0)*}}; z_{C*} = \frac{u_{CVX\Phi 2*}}{K_{\phi} \cdot U_{C\Phi 1(0)*}}. \quad (3.6)$$

Здесь  $K_{\phi}$  – максимально возможное отношение амплитуды гладкой составляющей выходного переменного напряжения полностью управляемых вентильных блоков к постоянному напряжению на входе блоков [107, 108]. Коэффициент  $K_{\phi}$  зависит от разновидности применяемой ШИМ (для пространственно векторной ШИМ и ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой  $K_{\phi} = 1,15$ , для синусоидальной ШИМ  $K_{\phi} = 1$  [107]). Из всех возможных видов ШИМ [56, 66, 107 – 110] в качестве примера выбирается синусоидальная ШИМ. Временная зависимость задающего воздействия для фазы А, найденная по формуле (3.6) с учетом высших гармоник до 85-й включительно показана на рисунке 3.7.

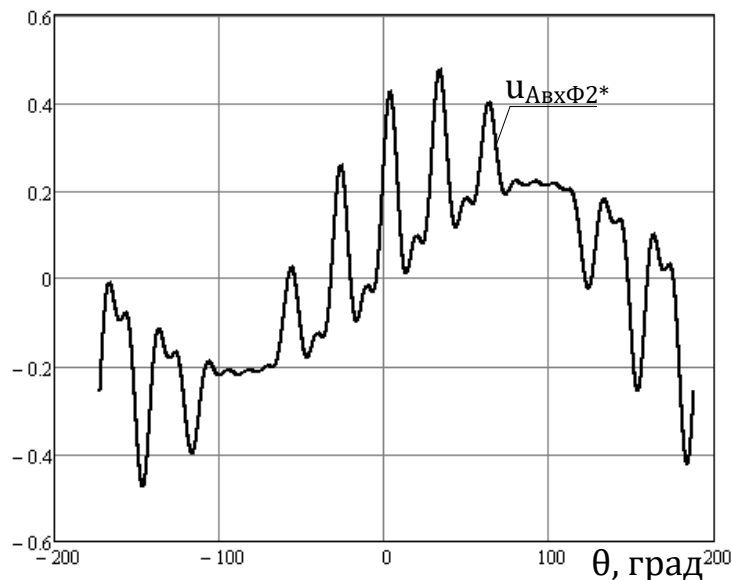


Рисунок 3.7 – Зависимость задающего воздействия для фазы А

Как видно из рисунка 3.7, амплитуда задающего воздействия достигает значительно больших значений, чем это могло быть при классическом синусоидальном задающем воздействии. Такое увеличение амплитуды приводит к необходимости увеличения при проектировании УВУ коэффициента трансформации  $n_y$  с целью отдаления границы насыщения ШИМ модулятора, что, в свою очередь, вызывает необходимость выбирать силовые полностью управляемые вентильные блоки с большими допустимыми параметрами по току.

Помимо этого, описанное выше приводит к увеличению потерь в УВУ.

---

Предыдущий анализ электромагнитных процессов в УВУ проводился без учета явлений, вызываемых импульсным характером широтно-импульсной модуляции. Для всестороннего анализа электромагнитных процессов, а также адекватности выбора параметров фильтров  $\Phi 1$  и  $\Phi 2$ , необходимо учесть тот факт, что напряжения, подаваемые на вход фильтра  $\Phi 2$  и токи на выходе фильтра  $\Phi 1$  имеют разрывной характер, и лишь гладкие их составляющие адекватно описываются с использованием представленных выше выражений.

Процессы при широтно-импульсной модуляции, протекающие в реальных силовых ключах полностью управляемых вентильных блоков носят, вообще говоря, сложный характер. В первую очередь это связано с переходными процессами при переключении вентилей из одного состояния в другое [27]. Для обеспечения допустимого режима работы силовых ключей применяются снабберные цепи, вводится бестоковая пауза т.д [26, 27]. Все это затрудняет анализ электромагнитных процессов, протекающих в полностью управляемых вентильных блоках.

Анализ электромагнитных процессов упрощается, если принять допущение об идеальности полностью управляемых силовых ключей [107]. Это позволяет пренебречь потерями в силовых ключах, а также рассматривать процесс их коммутации как мгновенный, не требующий времени для своего осуществления. В этом случае появляется возможность введения в рассмотрение ключевых коммутационных функций. Ключевая коммутационная функция для силовых вентилей, подключенным к положительной шине, равняется единице при положительной разности между задающим воздействием и опорным напряжением. В противном случае ключевая коммутационная функция равна нулю [107, 108]. Для силовых вентилей, подключенным к отрицательной шине, действует правило, обратное изложенному. Пример ключевой коммутационной функции для силового ключа фазы А, подключенного к положительной шине первого полностью управляемого вентильного блока, показан на рисунке 3.8.

Ключевая функция, показанная на рисунке 3.8., получена при сравнении задающего воздействия, показанного на рисунке 3.7, с опорным напряжением 1 на рисунке 3.1.

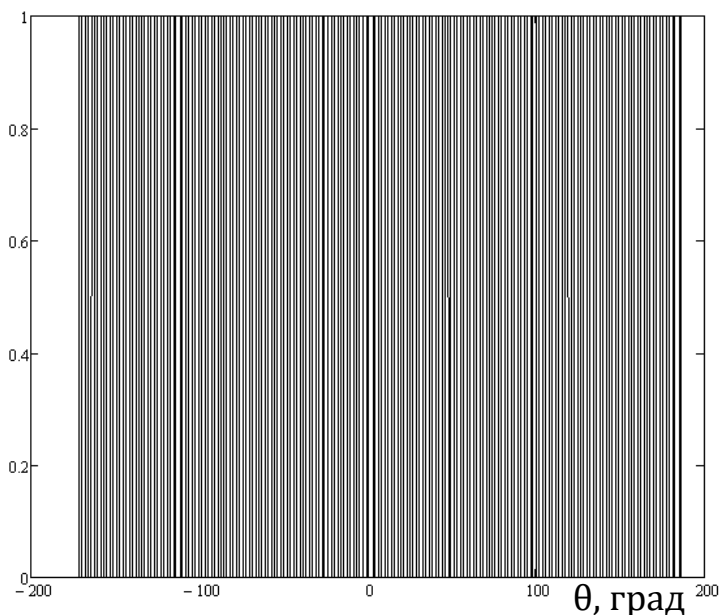


Рисунок 3.8

С использованием ключевых функций получают временные зависимости для потенциалов в точках подключения полностью управляемых вентильных блоков к фильтру Ф2 с использованием следующего логического правила:

$$\varphi_* = \begin{cases} U_{сФ1(0)*}, & F_w = 1 \\ 0, & F_w = 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Здесь  $\varphi_*$  – искомый потенциал;  $F_w$  – ключевая коммутационная функция вентиля в соответствующей фазе, подключенного к положительной шине.

Для дальнейшего исследования электромагнитных процессов, протекающих в УВУ, необходим анализ гармонического состава потенциалов в указанных точках. Наиболее точным методом определения гармонического состава временных зависимостей токов и напряжений, получаемых в результате применения ШИМ, является метод двойных рядов Фурье [56]. Однако получение коэффициентов двойного ряда Фурье в случае несинусоидального задающего воздействия (как это имеет место быть в рассматриваемом примере) встречает значительные трудности и связано с существенными затратами времени.

Альтернативным решением является метод спектрального анализа с

применением численного интегрирования при помощи ЭВМ [107, 108]. При применении данного метода удастся получить результаты с приемлемой точностью с оптимальными затратами времени. Для потенциалов в точках 1 и 2 (рисунок 3.4), временные зависимости которых найдены согласно правилу (3.7), получены с применением данного метода спектры, показанные на рисунке 3.9.

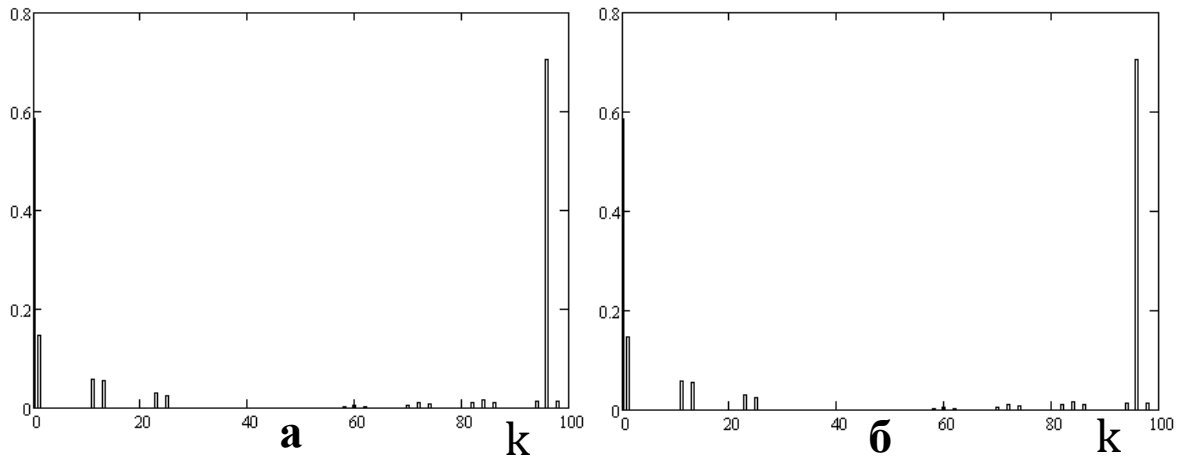


Рисунок 3.9 – Спектральный состав потенциала в точке 1 (а) и 2 (б)

Как и следовало ожидать, спектры потенциалов в рассматриваемых точках, помимо канонических гармоник (возникших вследствие наличия таковых в задающих воздействиях), содержат гармонику, имеющую частоту опорных напряжений (4800 Гц), окруженную двумя боковыми гармониками. Вследствие наличия в задающих воздействиях высших гармоник спектры потенциалов также содержат гармоники (окруженные боковыми гармониками), имеющие частоту ниже частоты опорного напряжения. Постоянные составляющие потенциалов возникли вследствие применения правила (3.7), имеют равную величину и, в силу топологии фильтра Ф2, не создают постоянных составляющих токов и напряжений.

Используя положения теории линейных электрических цепей, влияние потенциалов, создаваемые двумя вентильными блоками на каждой из фаз, можно заменить эквивалентными напряжениями. Временная диаграмма и спектр такого эквивалентного напряжения в фазе А приведены на рисунке 3.10. Из рисунка 3.10 виден эффект, возникший вследствие временного сдвига опорных напряжений (рисунок 3.1), и заключающийся в отсутствии в спектре эквивалентного

напряжения гармоники с частотой опорного напряжения (вместе с боковыми гармониками).

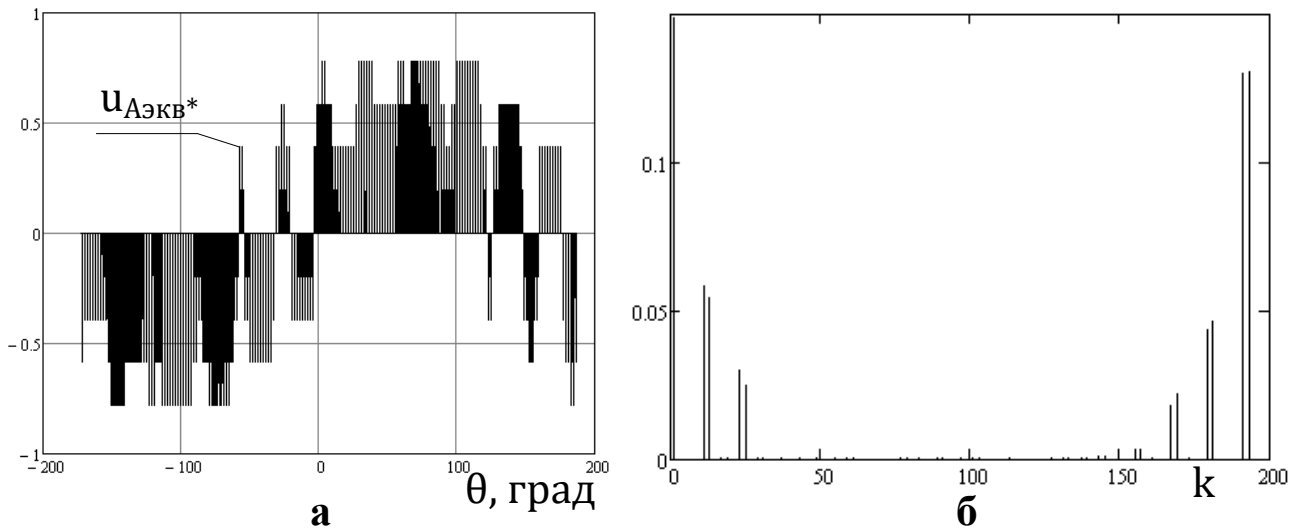


Рисунок 3.10 – График (а) и спектральный состав (б) эквивалентного потенциала фазы А

С использованием найденных выше потенциалов на входе фильтра Ф2, а также выходных токов данного фильтра, получены временные диаграммы и спектральные характеристики токов и напряжений в рассматриваемом фильтре. Для выходного напряжения фильтра Ф2 в фазе А временная диаграмма и спектральный состав показаны на рисунке 3.11.

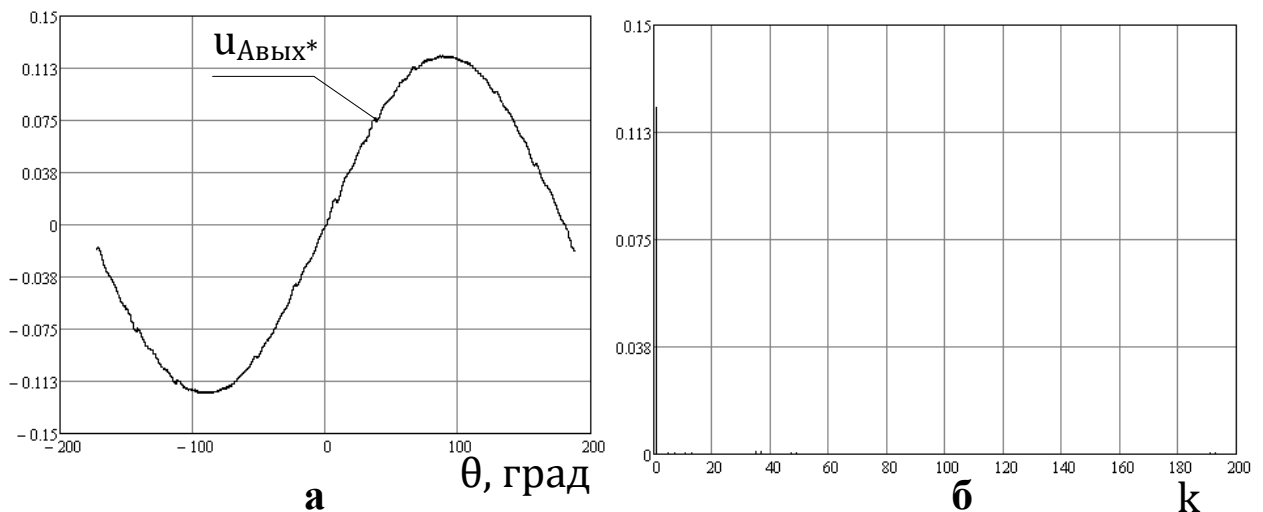


Рисунок 3.11 – График (а) и спектральный состав (б) выходного напряжения фильтра Ф2 в фазе А

Информация, представленная на рисунке 3.11, позволяет сделать вывод о том, что напряжение на выходе фильтра Ф2, а следовательно, и связанное с ним

через коэффициент трансформации напряжение, вносимое обмоткой высшего напряжения ВДТ, имеют практически синусоидальную форму, фаза первой гармоники равна нулю, что соответствует требуемой ( $\rho = 0$ ). Относительная амплитуда напряжения также достигает требуемого значения ( $n_y \cdot U_{\text{Авхлм}(1)} = 3,144 = \sigma \cdot \frac{n\pi}{\sqrt{3}}$ ).

Временные диаграммы токов в фазах А на выходе полностью управляемых вентильных блоков показаны на рисунке 3.12. Используя найденные потенциалы на входах фильтра Ф2 и упомянутые токи, найдем активную мощность, отдаваемую полностью управляемыми вентильными блоками в цепь переменного тока. Указанная мощность  $P_{\text{ВБ}^*} = 4,616 \cdot 10^{-3}$  и равняется найденной ранее мощности  $P_{\text{Ф1}^*}$ , что говорит о правильности выбранного ранее значения коэффициента  $K_{\Delta P}$ .

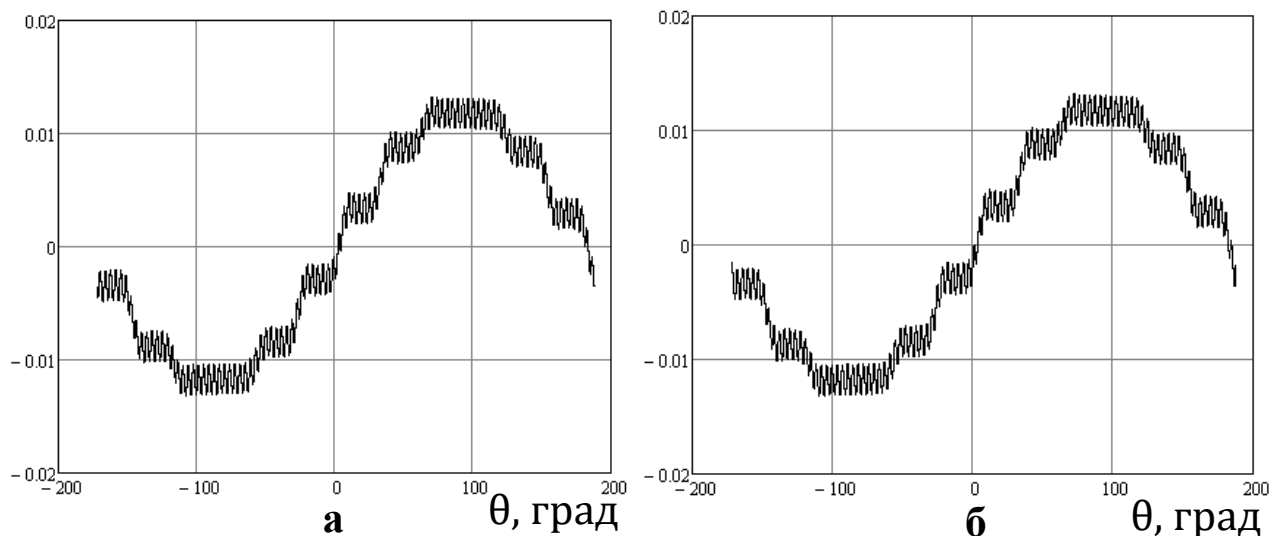


Рисунок 3.12 – Временные диаграммы выходных токов первого (а) и второго (б) полностью управляемых вентильных блоков в фазе А

Найденные токи на выходе полностью управляемых вентильных блоков используются для определения токов, протекающих через полностью управляемые вентили. В качестве примера на рисунке 3.13 приведен график тока, протекающего через силовой вентиль первого вентильного блока в фазе А, подключенного к положительной шине.

Входной ток каждого из вентильных блоков находится по формуле [107]:

$$i_{\text{ВВ}^*} = F_{\text{Ав}} \cdot i_{\text{Аверх}} + F_{\text{Вв}} \cdot i_{\text{Вверх}} + F_{\text{Св}} \cdot i_{\text{Сверх}}. \quad (3.8)$$

Здесь  $F_{\text{Ав}}$ ,  $F_{\text{Вв}}$  и  $F_{\text{Св}}$  – ключевые коммутационные функции силовых вентиляей в соответствующих фазах, подключенных к положительной шине;  $i_{\text{Аверх}}$ ,  $i_{\text{Вверх}}$  и  $i_{\text{Сверх}}$  – токи упомянутых вентиляей. Временные диаграммы найденных по формуле (3.8) входных токов вентиляных блоков представлены на рисунке 3.14.

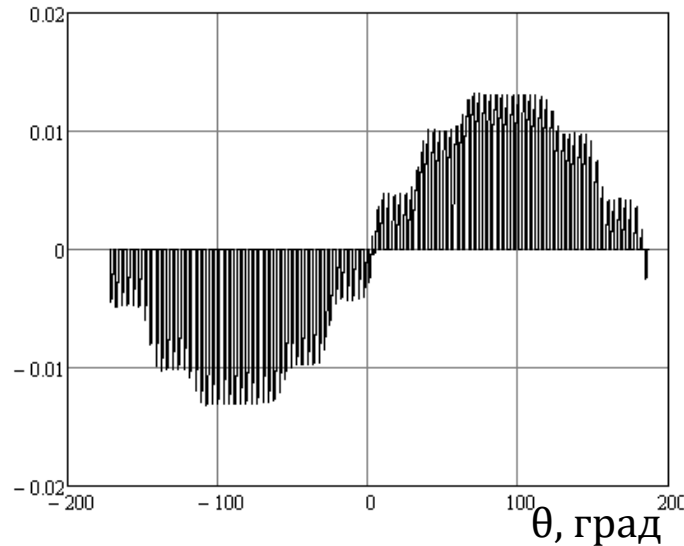


Рисунок 3.13

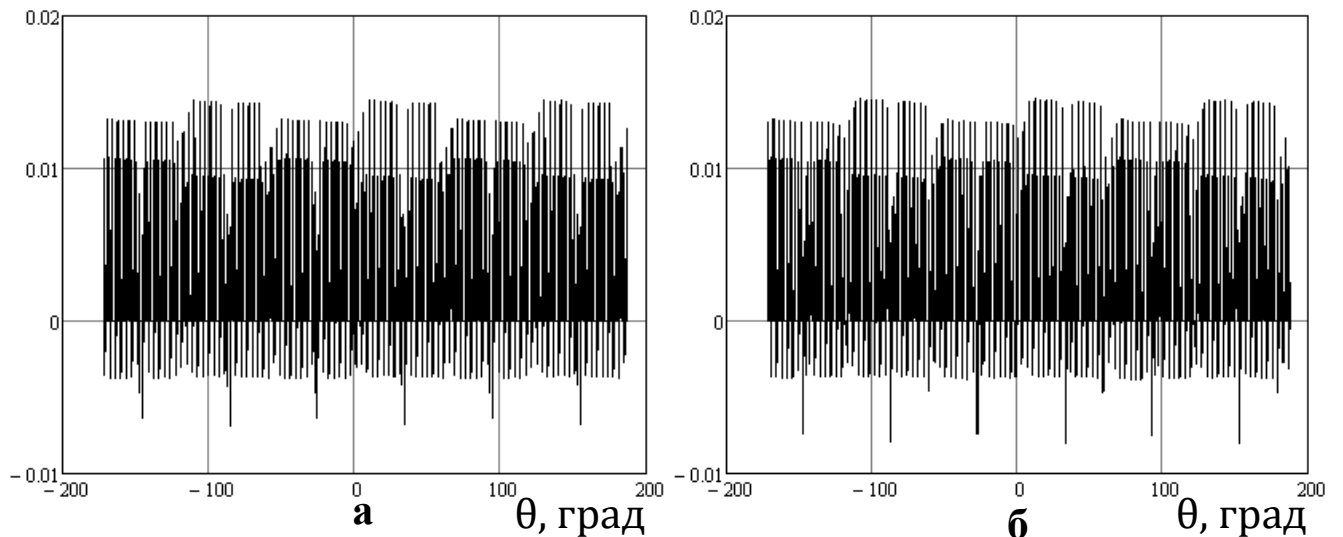


Рисунок 3.14 – Временные диаграммы входных токов первого (а) и второго (б) полностью управляемых вентиляных блоков в фазе А

На рисунке 3.15 приведены спектры входных токов полностью управляемых вентиляных блоков. Как видно из спектров, токи содержат, помимо постоянной составляющей и канонических четных гармоник, четные гармоники, возникшие в результате применения ШИМ.

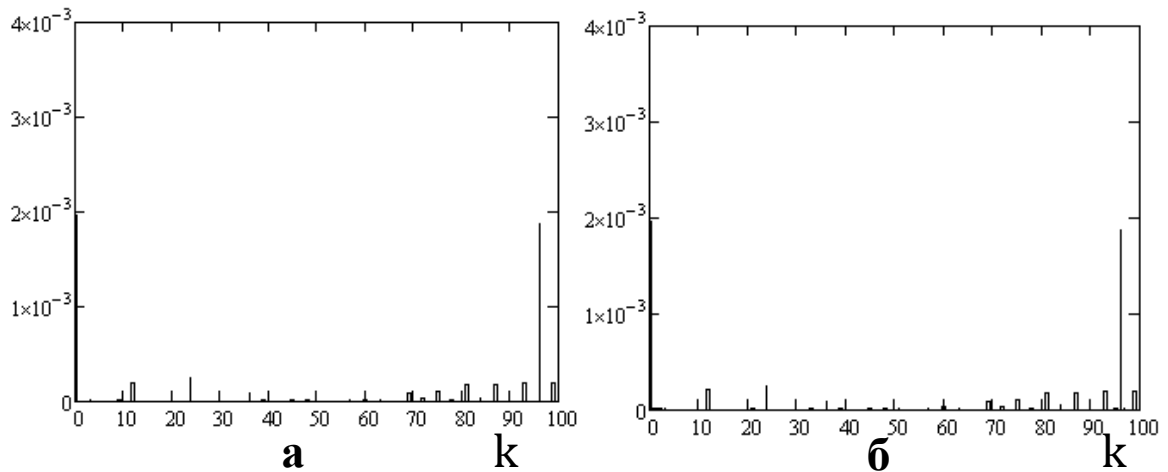


Рисунок 3.15 – Спектральный состав входных токов первого (а) и второго (б) полностью управляемых вентильных блоков

Во второй главе для двенадцатифазного компенсированного выпрямителя, схема которого показана на рисунке 2.26, была найдена временная зависимость выпрямленного напряжения на шинах постоянного тока основного выпрямителя. В предыдущей части параграфа были найдены спектральные характеристики входных токов полностью управляемых вентильных блоков. Таким образом, имеется все необходимое для расчета токов и напряжений в фильтре Ф1.

Применяя упомянутый ранее метод численного интегрирования, определим спектральный состав выпрямленного напряжения на шинах постоянного тока основного выпрямителя. Упомянутый спектральный состав без учета постоянной составляющей приведен на рисунке 3.16. Выпрямленное напряжение основного выпрямителя, как и следовало ожидать, содержит четные гармоники, кратные 12-ти [30].

Найденная с применением полученных результатов временная зависимость напряжения на конденсаторе фильтра Ф1 и его спектральный состав показаны на рисунке 3.17. Показанные на рисунке 3.17 результаты позволяют говорить об обоснованности принятого ранее допущения о передаче активной мощности на вход полностью управляемых вентильных блоков исключительно на постоянной составляющей, поскольку пульсации напряжения на конденсаторе фильтра Ф1 незначительны.



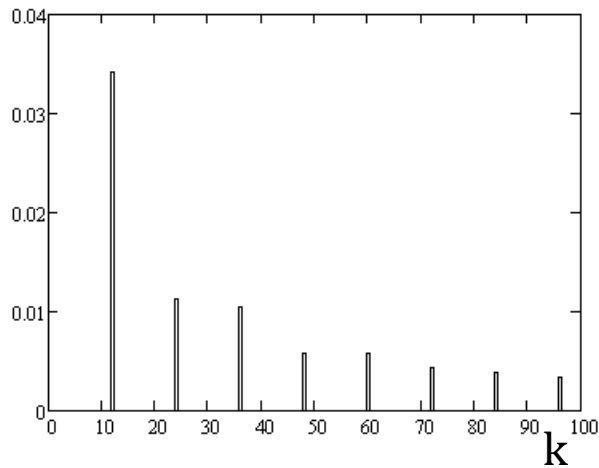


Рисунок 3.16 – Спектральный состав выпрямленного напряжения основного выпрямителя.

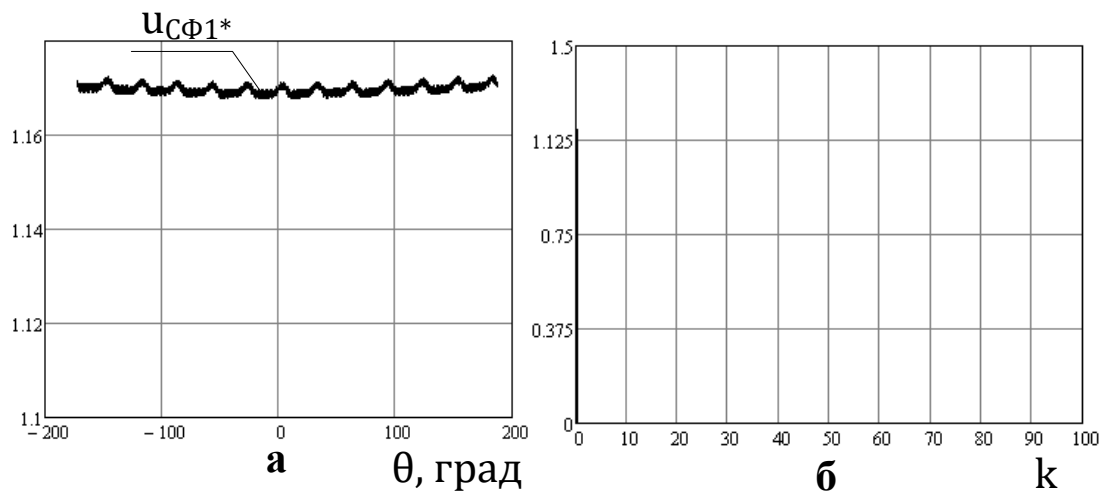


Рисунок 3.17 – График (а) и спектральный состав (б) напряжения на конденсаторе фильтра  $\Phi 1$

На рисунке 3.18 показаны график и спектральный состав тока на входе фильтра  $\Phi 1$ , потребляемого УВУ от шин постоянного тока основного выпрямителя. Исходя из представленного на рисунке 3.18 можно говорить о достаточной степени сглаженности тока, потребляемого УВУ и, как следствие, справедливости принятого в главе 2 допущения об идеальном сглаживании выпрямленного тока основного выпрямителя.

Имея определенные ранее ток и напряжение на входе УВУ, найдем активную мощность, потребляемую им. В рассматриваемом примере эта мощность  $P_{dy*} = 5,385 \cdot 10^{-3}$ . Постоянная составляющая тока, потребляемого

УВУ  $I_{dy*} = 4,501 \cdot 10^{-3}$ , ток, потребляемый нагрузкой основного выпрямителя  $I_{dn*} = I_{d*} - I_{dy*} = 0,017$ . Относительное значение активной мощности, затрачиваемой на управление  $\delta_{py} = 25,983 \%$ .

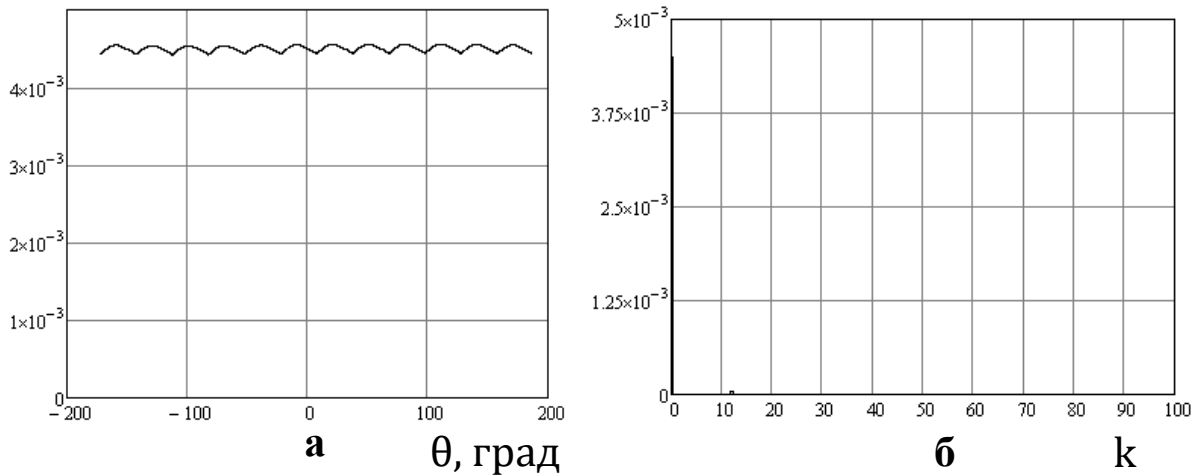


Рисунок 3.18

### 3.3 Выводы по главе

В главе 3 автор описал метод определения квазиустановившихся процессов, протекающих в устройстве векторного управления с учетом потерь электрической энергии в элементах фильтров. Показана допустимость принятых допущений о сглаженности тока, потребляемого УВУ от шин постоянного тока основного выпрямителя, а также о синусоидальности напряжения, вносимого в контур коммутации УВУ. Указанные обстоятельства позволяют говорить о достоверности результатов, полученных в предыдущей главе, а также о возможности их применения в качестве исходных данных для расчета квазиустановившихся электромагнитных процессов.

Наличие потерь электрической энергии в УВУ приводит к увеличению величины тока, потребляемого УВУ, по сравнению со случаем отсутствия потерь. Также это приводит к увеличению доли активной мощности, пропускаемой через УВУ. Вышесказанное должно быть принято во внимание при сопоставлении вариантов исполнения устройства векторного управления.

Наличие в токах выпрямителя высших гармонических составляющих и протекание указанных токов по обмотке высшего напряжения ВДТ УВУ

выдвигает на первый план при выборе параметров выходного фильтра УВУ резонансную частоту указанного фильтра, что сказывается на увеличении параметров фильтра даже при отсутствии необходимости в таком увеличении в целях подавления высших гармоник, создаваемых ШИМ.

Упомянутое выше протекание по обмотке высшего напряжения ВДТ токов с содержанием высших гармоник требует искусственного введения во входные напряжения указанного фильтра высших гармоник напряжений, компенсирующих упомянутые падения напряжения от протекания высших гармоник токов по выходному фильтру УВУ и, соответственно, обеспечивающих синусоидальное векторное управление выпрямителем. Дополнительно введенные во входные напряжения гармонические составляющие увеличивают амплитуды задающих воздействий полностью управляемых вентильных блоков и, соответственно, приводят к необходимости увеличения коэффициента трансформации ВДТ УВУ в целях отдаления границы насыщения ШИМ модуляторов. Данное обстоятельство, в свою очередь приводит к необходимости увеличения параметров по току полностью управляемых вентильных блоков.

#### **4. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ДВЕНАДЦАТИФАЗОМ КОМПЕНСИРОВАННОМ ВЫПРЯМИТЕЛЕ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

Предыдущие две главы были посвящены исследованию квазиустановившихся электромагнитных процессов в выпрямителях с векторным управлением. Помимо параметров, характеризующих установившуюся работу выпрямителя, немало важным является характер протекающих в выпрямителе переходных процессов. Исследование переходных процессов осуществляется для двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением, схема которого показана на рисунке 2.26. Остальные двенадцатифазные выпрямители, рассматриваемые в диссертационной работе, могут быть представлены как двенадцатифазные компенсированные выпрямители, управляемые объединенными регуляторами потоков мощности. Синтез систем управления объединенными регуляторами потоков мощности и отдельными преобразователями с ШИМ рассмотрен во многих отечественных и зарубежных публикациях [66, 111–113] и для указанных двенадцатифазных выпрямителей может быть произведен на основе результатов и практических рекомендаций, изложенных в этих работах.

Назначение УВУ, входящего в состав выпрямителя, заключается в регулировании параметров режима работы нагрузки, а также компенсации реактивной мощности, потребляемой выпрямителем из питающей сети. Поскольку УВУ содержит полностью управляемые вентильные блоки, воспроизводящие на своих выходах напряжения в соответствии с подаваемыми на их входы задающими воздействиями, возникает необходимость разработки структуры и параметров замкнутой системы автоматического управления. Анализируя показанный на рисунке 2.26 выпрямитель как объект управления, можно заключить следующее:

- 1) УВУ выпрямителя содержит в своем составе полностью управляемые вентильные блоки, осуществляющие широтно-импульсную модуляцию (ШИМ). Системы управления, содержащие в своем составе блоки с ШИМ, относятся к

дискретным нелинейным системам автоматического управления [114–116].

2) Основной выпрямитель содержит диодные вентильные блоки, силовые вентили которых обладают нелинейными ВАХ. Переключение силовых вентилей в вентильных блоках основного выпрямителя можно рассматривать (при принятии допущения об идеальности ключей) как смену топологии силовой схемы выпрямителя. Вследствие этого, систему управления рассматриваемого выпрямителя можно отнести также к системам с переменной структурой, переключаемой в зависимости от напряжений на силовых ключах основного выпрямителя.

Исследование переходных процессов в системах автоматического регулирования, обладающих названными свойствами, с использованием аналитических методов является трудоемкой задачей, требующей значительных затрат времени. Метод компьютерного моделирования в рассматриваемом случае предоставляет возможность исследования переходных процессов в выпрямителе с векторным управлением с минимальным числом принятых допущений и приемлемыми затратами времени.

Моделирование переходных процессов в двенадцатифазном компенсированном выпрямителе с векторным управлением (рисунок 2.26) проводится с помощью программного пакета MATLAB Simulink. Модель исследуемого выпрямителя представлена на рисунке 4.1. Моделирование осуществляется с применением метода решения дифференциальных уравнений `ode3(Bogacki-Shampine)` с шагом дискретизации  $T_s = 2\text{мкс}$ . Параметры модели выбраны таким образом, чтобы базисные величины тока и напряжения равнялись единице и, таким образом, рассчитанные в модели токи и напряжения были выражены в относительных единицах, нормированных по этим базисным значениям. Параметры фильтров, моделируемых подсистемами «Filter\_uy» и «Filter1» равны найденным в предыдущей главе для фильтров Ф2 и Ф1 соответственно.

Широтно-импульсная модуляция, осуществляемая полностью управляемыми блоками «UVM\_1» и «UVM\_2» (соединенными параллельно), протекает при

частоте 4800 Гц. Ключи блоков «UVM\_1» и «UVM\_2» приняты идеальными. Напряжение на вход блоков «UVM\_1» и «UVM\_2» подается посредством фильтра «Filter1» (рисунок 4.2) от шин постоянного тока выпрямительного агрегата. Выходные ШИМ-последовательности указанных блоков подаются на вход фильтра «Filter\_uy» (рисунок 4.3), с которого подаются далее на вход вольтодобавочного трансформатора «Ту». Трансформатор «Ту» ( $n_y = 26$ ) вносит напряжения управления в контур питания выпрямительного агрегата.

Структура подсистемы «Ту» (рисунок 4.4) выполнена таким образом, чтобы до момента времени  $T = 0,2$ с выход устройства векторного управления был отсоединен от контура питания выпрямительного агрегата. Влияние устройства векторного управления имитируется трехфазной системой идеальных ЭДС с относительной амплитудой  $\sigma = 0,2$  и фазой  $\rho = 0$ . В течение 0,2 с от начала моделирования электромагнитные процессы в выпрямителе стремятся к таковым в квазиустановившемся режиме, соответствующем углу коммутации  $\gamma = 13$  град. В момент  $T = 0,2$ с выход устройства векторного управления включается в контур питания выпрямителя.

Подсистема «set'» (рисунок 4.5) моделирует питающую сеть при  $q = 0,4$ . В момент  $T = 0,2$ с амплитуда напряжения сети увеличивается на 10%.

Преобразовательный трансформатор «Т» ( $q_1 = 0,7$ ) (коэффициент трансформации без нарушения общности принят равным  $n = 1$ ) передает электроэнергию на вход компенсирующего устройства «Комп» (рисунок 4.6), осуществляющего фильтрацию в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратных гармоник вентильных блоков [34] при относительной частоте контура коммутации  $\nu = 6$ . Уравнительные реакторы «Lyr1» и «Lyr2» ( $L_{yr1} = L_{yr2} = 0,4396$  Гн) закрывают контур уравнительного тока.

К шинам постоянного тока основного выпрямителя подключена нагрузка Ld-Rd-Ed (индуктивность  $L_{dn} = 1,3187$  Гн). Параметры нагрузки рассчитаны таким образом, чтобы в квазиустановившемся режиме ток нагрузки  $I_{dn*} = 0,017$ , выпрямленное напряжение  $U_{d*} = 1,196$ . Все активные сопротивления основного выпрямителя, за исключением  $R_d$ , приняты равными нулю.



Подсистема «Control» (рисунок 4.7) преобразует отклонение (от квазиустановившегося значения  $I_{dn*} = 0,017$ ) среднего за период питающей сети значения выпрямленного тока нагрузки  $\Delta i_{dnAVR}$  в амплитуду синусоидальных составляющих (с частотой  $f = 50$  Гц) напряжений на входе фильтра «Filter\_uy». До момента  $T = 0,2$  с амплитуда указанных составляющих не зависит от отклонений выпрямленного тока и соответствует глубине модуляции  $\mu = 0,2043$ . Начиная с момента  $T = 0,2$  с указанное отклонение преобразуется в амплитуду синусоидальных составляющих ПИ-регулятором, параметры пропорционального  $P$  и интегрального  $I$  каналов которого меняются в процессе исследования.

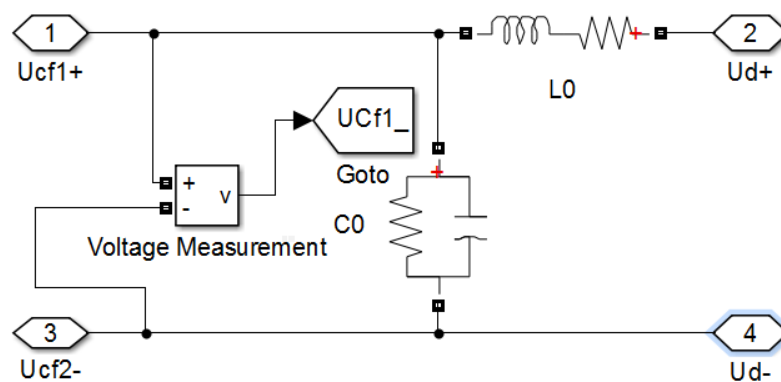


Рисунок 4.2 – Входной фильтр «Filter1»

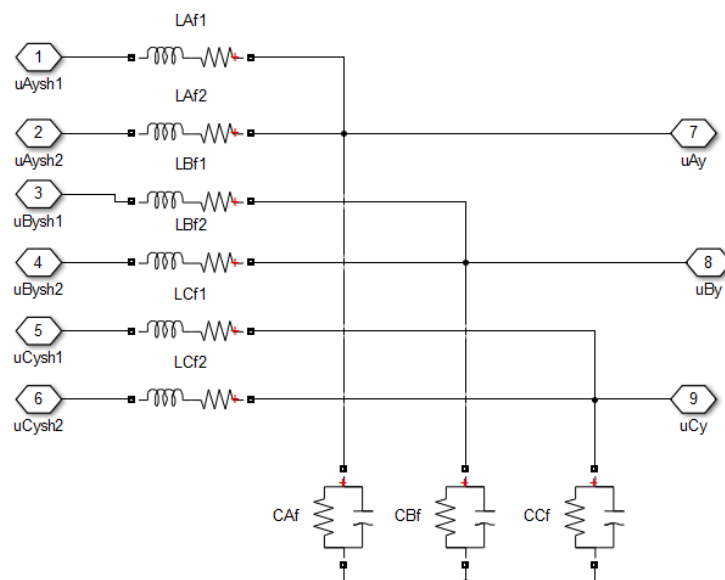


Рисунок 4.3 – Выходной фильтр «Filter\_uy»

В подсистеме «mu\_shim» (рисунок 4.8) формируются задающие воздействия для ШИМ модуляторов, являющиеся суммой упомянутых выше синусоидальных составляющих и составляющих, вносимых для компенсации падений напряжения



на индуктивностях фильтра «Filter\_uy» (параметры ПД-регуляторов  $P = n_y \cdot \frac{R_{L\Phi 2}}{u}$ ;  $D = n_y \cdot \frac{L_{\Phi 2}}{u}$ ;  $N = 10^5$ . Здесь  $u = 2$  – число параллельно соединенных полностью управляемых вентиляльных блоков).

Проведено исследование переходных процессов, протекающих в описанной модели, при различных значениях параметров ПИ-регулятора подсистемы «Control». В таблице 4.1 приведены значения отклонений выпрямленного тока нагрузки  $\Delta i_{dnAVR}$  в момент  $T = 0,5c$ , увеличенные в  $10^4$  раз. Полужирным шрифтом выделены значения, соответствующие расходящемуся колебательному процессу изменения выпрямленного тока нагрузки. Курсивом выделены значения при незатухающем или слабозатухающем колебательном переходном процессе изменения выпрямленного тока нагрузки. Символом «err» обозначены параметры ПИ-регулятора, при которых процесс моделирования завершился раньше времени с ошибкой.

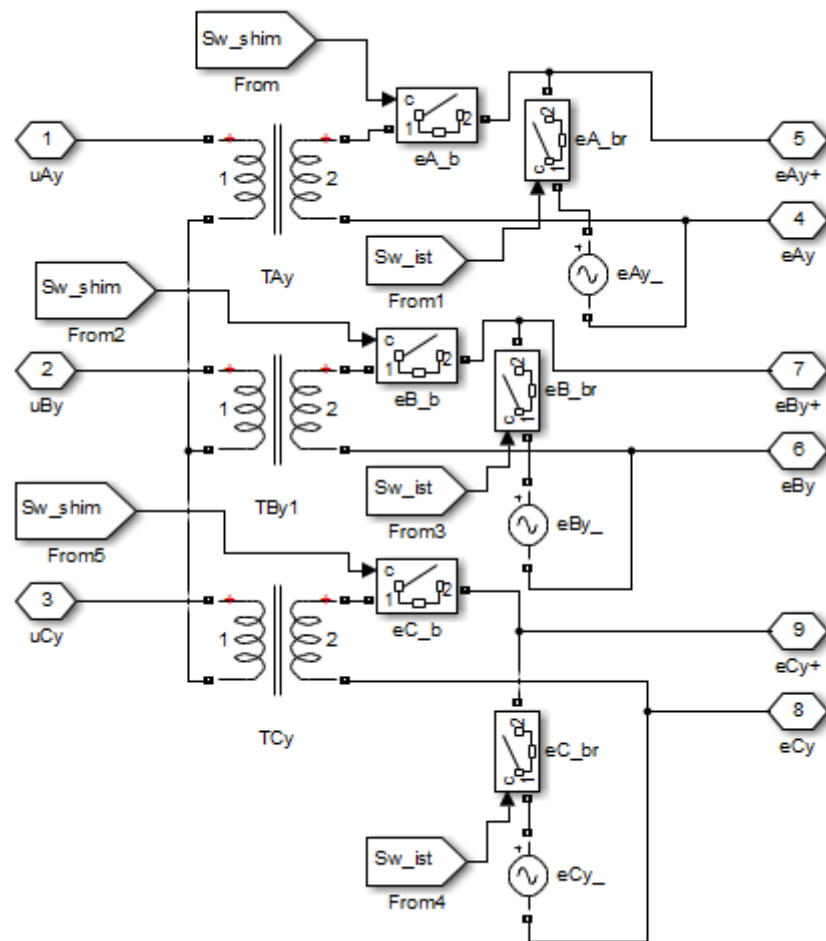


Рисунок 4.4 – Вольтодобавочный трансформатор (подсистема «Ту»)

На рисунке 4.9 представлены временные диаграммы переходных электромагнитных процессов, протекающих при значениях параметров ПИ-регулятора  $P = 0,1$ ;  $I = 0,1$ . Здесь и далее отклонение выпрямленного напряжения считается от его среднего квазиустановившегося значения  $U_{d*} = 1,196$ . С момента подключения выхода УВУ в контур питания выпрямителя и увеличения амплитуды напряжения сети на 10% ( $T = 0,2$ с) в течении 15 периодов напряжения питающей сети среднее значение выпрямленного тока нагрузки не достигает задающего воздействия ( $I_{dn*} = 0,017$ ), что выражается в положительности отклонения  $\Delta i_{dnAVR}$  в течение указанного временного интервала. Отклонения выпрямленного напряжения также в большую часть времени указанного интервала являются положительными. Форма сетевых токов значительно отличается от таковой в квазиустановившемся режиме.

Рисунок 4.10 иллюстрирует протекание периодических слабозатухающих переходных процессов при значениях параметров ПИ-регулятора  $P = 70$ ;  $I = 800$ . Также, как и на рисунке 4.9, здесь показан временной интервал  $T = 0,2 \dots 0,5$ с. Отклонения выпрямленного тока и напряжения изменяются колебательно, неоднократно пересекая нулевую отметку. Наглядно представлено затухание переходных процессов, которое также, как и в предыдущем случае, не завершается в течение 15 периодов питающей сети.

На рисунке 4.11 показаны колебательные расходящиеся электромагнитные переходные процессы в рассматриваемом двенадцатифазном выпрямителе с векторным управлением. Параметры ПИ-регулятора  $P = 90$ ;  $I = 100$ . Работа замкнутой системы при названных параметрах ПИ-регулятора и компенсированного выпрямителя с векторным управлением не является целесообразной.

Рисунок 4.12 иллюстрирует протекание переходных процессов при значениях параметров ПИ-регулятора  $P = 10$ ;  $I = 800$  в течение интервала времени  $T = 0,2 \dots 0,5$ с. Как видно из диаграммы отклонения выпрямленного тока, переходный процесс после приложения в момент  $T = 0,2$ с возмущающего воздействия (в виде увеличения амплитуды напряжений питающей сети на 10%)

затухает за 6-7 периодов напряжения питающей сети с последующим изменением выпрямленного тока в пределах 1-2%. Отклонение выпрямленного напряжения колеблется вокруг нулевого значения, что обусловлено как работой отрицательной обратной связи с ПИ-регулятором, так и наличием в составе выходных напряжений фильтра «Filter\_uu» переходных составляющих, изменяющихся с резонансной частотой фильтра  $f_{рез} = 464,2$  Гц (рисунок 4.13). Задающие значения для ШИМ-модулятора имеют ожидаемый вид, а именно имеют форму, близкую к представленной в главе 3 с учетом поправки на протекание переходного процесса.

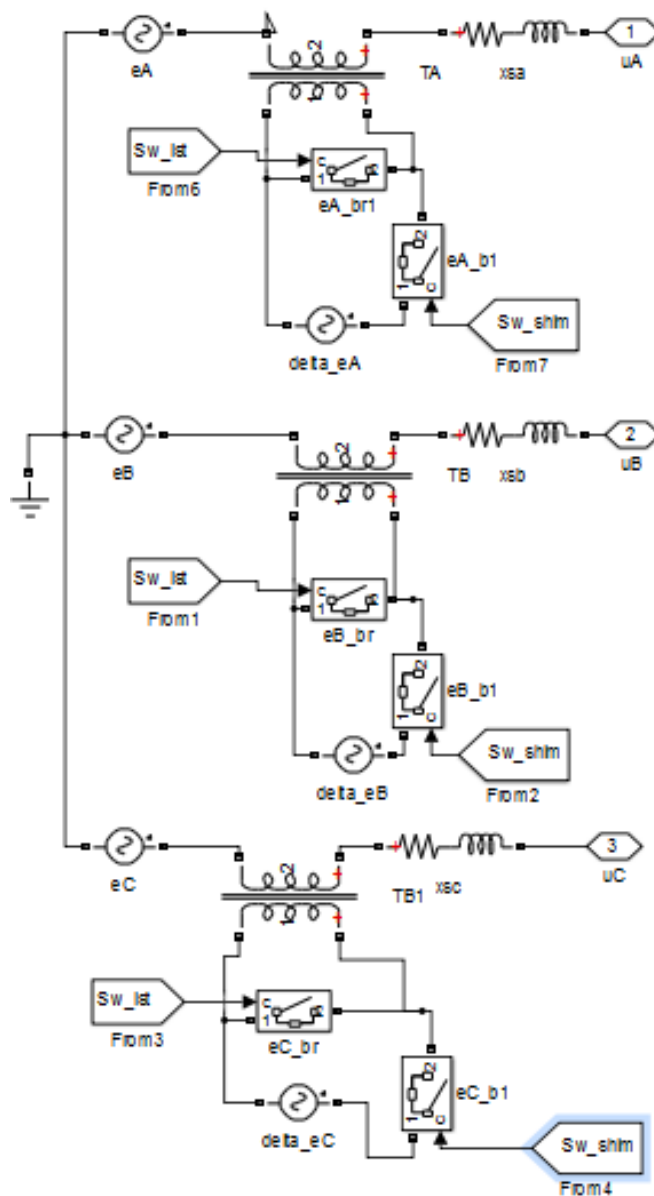


Рисунок 4.5 – Питающая сеть (подсистема «set'»)

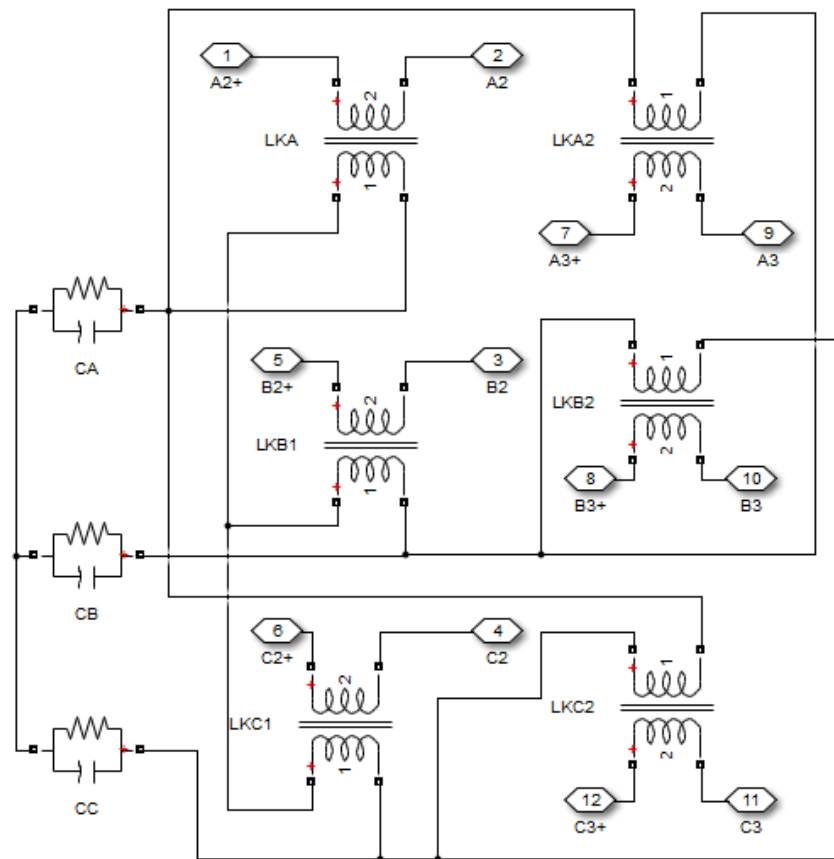


Рисунок 4.6 – Компенсирующее устройство (подсистема «Komp»)

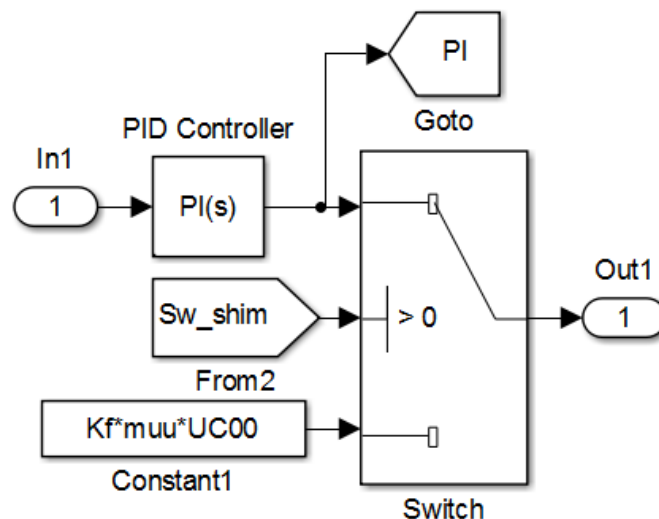


Рисунок 4.7 – Подсистема «Control»

На рисунке 4.13 показаны изменения напряжений на выходе фильтра «Filter\_uy» для интервалов времени  $T = 0,2 \dots 0,5$ с (рисунок 4.13а) и  $T = 1,9 \dots 2$ с (рисунок 4.13б). Помимо синусоидальных составляющих, изменяющихся с частотой  $f = 50$  Гц, указанные напряжения содержат переходную составляющую, изменяющуюся с резонансной частотой фильтра  $f_{рез} = 464,2$  Гц. Наличие

переходной составляющей влияет как на форму выпрямленного напряжения, так и на форму напряжений на диодах неуправляемых вентильных блоков (рисунки 4.14 и 4.15).

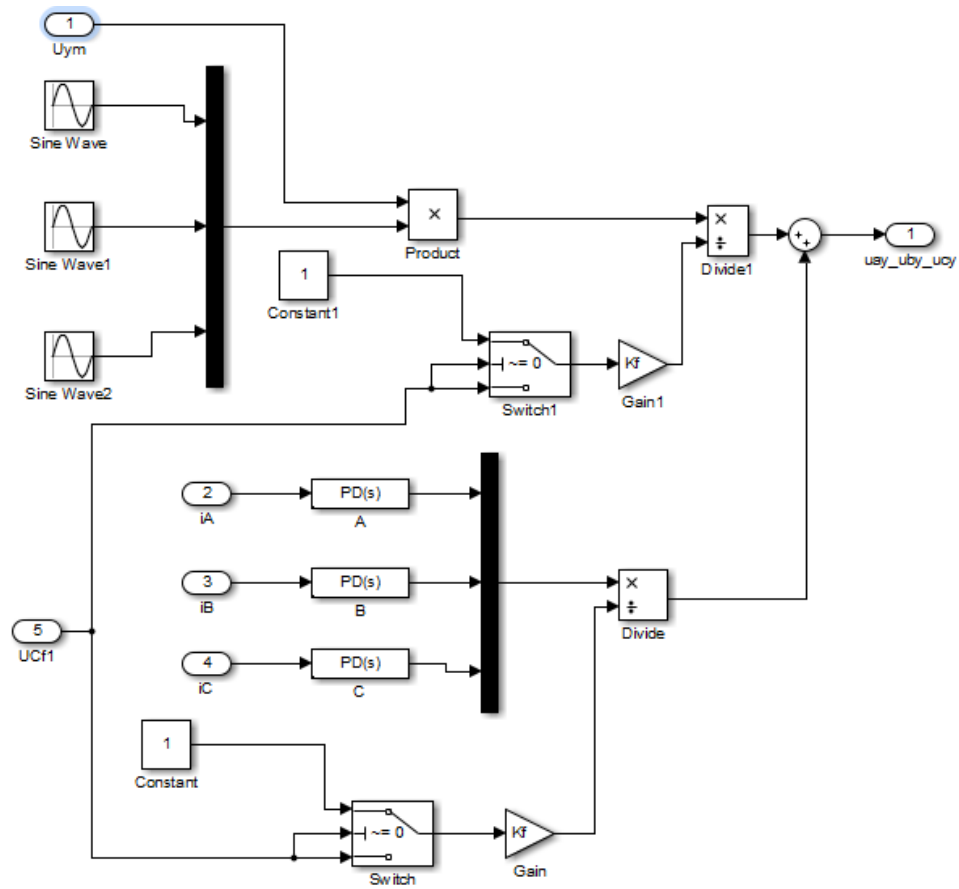


Рисунок 4.8 – Подсистема «tu\_shim»

Таблица 4.1 – Отклонения выпрямленного тока нагрузки в момент  $T = 0,5c$  ( $\Delta i_{dнAVR} \cdot 10^4$ )

	P=0,1	P=1	P=10	P=20	P=30	P=40	P=50	P=60	P=70	P=80	P=90	P=100
I=0,1	29,21	27,14	22,24	19,04	14,38	12,32	10,8	<b>14,78</b>	<b>15,73</b>	<b>-13,77</b>	err	<b>17,23</b>
I=1	29,64	28,31	29,93	16,73	14,82	11,66	10,76	<b>13,45</b>	<b>14,82</b>	<b>-8,58</b>	err	err
I=10	25,39	27,81	21,42	17,12	12,83	11,07	16,45	<i>10,13</i>	<b>52,68</b>	<b>-1,08</b>	err	<b>57,77</b>
I=20	24,51	24,45	19,81	16,51	12,48	10,5	11,24	<i>11,78</i>	<b>9,41</b>	<b>1,1</b>	<b>-33,7</b>	<b>-2,58</b>
I=30	21,54	21,41	16,75	15,22	13,55	10,35	10,96	<i>10,7</i>	<b>7,89</b>	<b>-11,44</b>	<b>-25,5</b>	<b>-37,46</b>
I=40	21,03	20,4	16,12	15,32	11,53	10,71	8,13	<i>7,92</i>	<b>10,46</b>	err	<b>-33,2</b>	<b>-19,96</b>
I=50	18,79	17,3	15,95	13,63	11,68	11,97	7,13	<i>10,49</i>	<b>12,09</b>	<b>-10,22</b>	<b>-23,3</b>	<b>0,86</b>
I=60	15,97	16,29	15,08	12,73	12,42	8,21	11,67	<i>11,89</i>	<b>8,79</b>	<b>-14,39</b>	<b>-10,5</b>	err
I=70	16,58	16,13	15,24	11,03	10,83	9,24	8,4	<i>12,52</i>	<b>7,98</b>	err	<b>-23,4</b>	<b>21</b>
I=80	14,68	14,89	12,99	10,82	9,39	10,32	10,46	<i>9,79</i>	<b>7,98</b>	<b>9,22</b>	<b>-30,5</b>	<b>-19,5</b>
I=90	11,97	12,27	11,00	10,79	8,50	6,97	9,42	<i>9,41</i>	<b>10,27</b>	err	<b>-15,0</b>	<b>-37,1</b>
I=100	11,89	12,31	11,65	11,26	8,00	10,35	7,82	<i>9,75</i>	<b>9,28</b>	<b>3,52</b>	<b>-25,7</b>	<b>36,45</b>
I=200	3,69	4,12	4,61	6,01	6,62	6,82	5,18	8,2	<b>6,96</b>	<b>3,74</b>	<b>-26,3</b>	<b>-6,9</b>
I=400	0,23	-1,21	1,05	0,15	1,55	3,13	1,22	<i>3,0</i>	<b>2,77</b>	<b>0,40</b>	err	err
I=800	2,14	1,86	-0,17	0,37	-0,96	-0,3	-1,06	1,92	<i>-0,43</i>	<b>0,37</b>	<b>-21,0</b>	err
I=1500	-4,17	-2,83	1,24	-1,29	-1,21	0,84	-1,82	-3,58	<i>-1,73</i>	err	<b>-12,7</b>	err
I=2000	<i>2,11</i>	<i>4,66</i>	<i>3,62</i>	<i>0,98</i>	<i>0,16</i>	<i>-0,56</i>	<i>0,43</i>	<i>-7,42</i>	<i>-10,6</i>	<b>-22,3</b>	<b>-31,2</b>	<b>-39,42</b>
I=2500	<b>21,69</b>	<b>20,05</b>	<b>12,28</b>	<i>1,29</i>	<i>-4,59</i>	<i>2,70</i>	<i>3,98</i>	<b>-10,2</b>	<b>-21,3</b>	<b>-26,4</b>	err	<b>-35,91</b>
I=5000	<b>-25,9</b>	<b>0,43</b>	<b>112,0</b>	<b>-9,22</b>	<b>-54,83</b>	<b>-48,28</b>	<b>-25,4</b>	<b>-12,4</b>	<b>-34,0</b>	<b>-20,8</b>	<b>33,01</b>	<b>75,42</b>

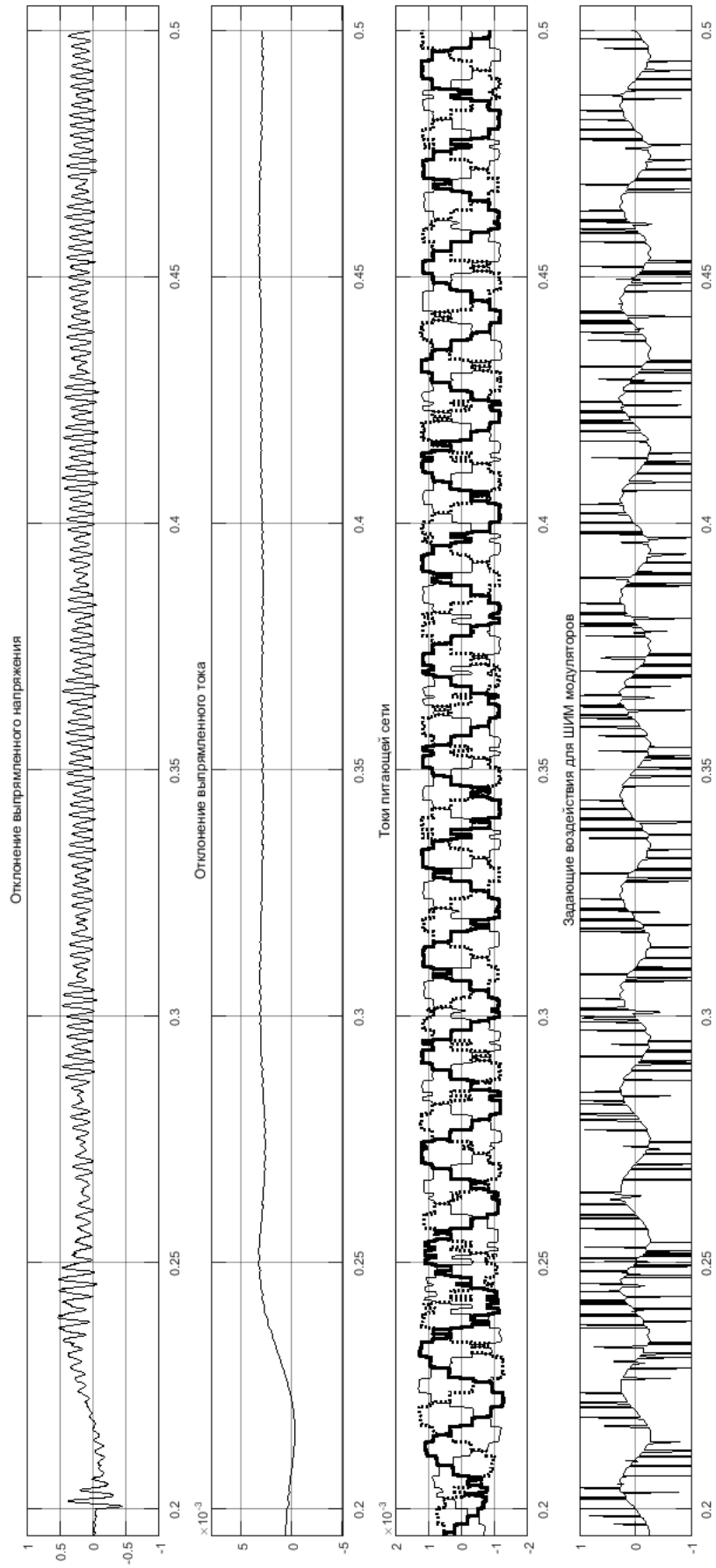


Рисунок 4.9 – Временные диаграммы при аperiodическом слабозатухающем переходном процессе ( $P = 0,1; I = 0,1$ )

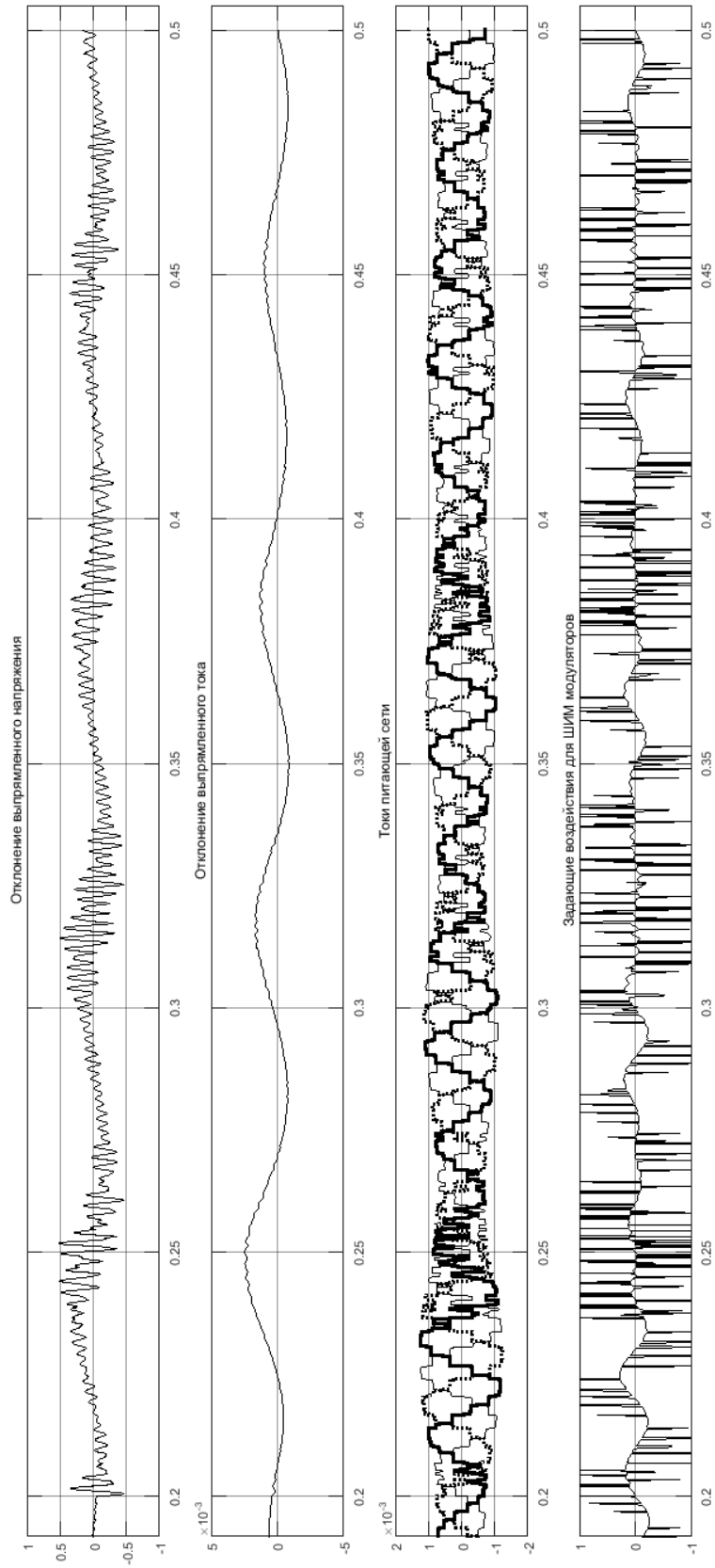


Рисунок 4.10 – Временные диаграммы при колебательном слабозатухающем переходном процессе ( $P = 70$ ;  $I = 800$ )

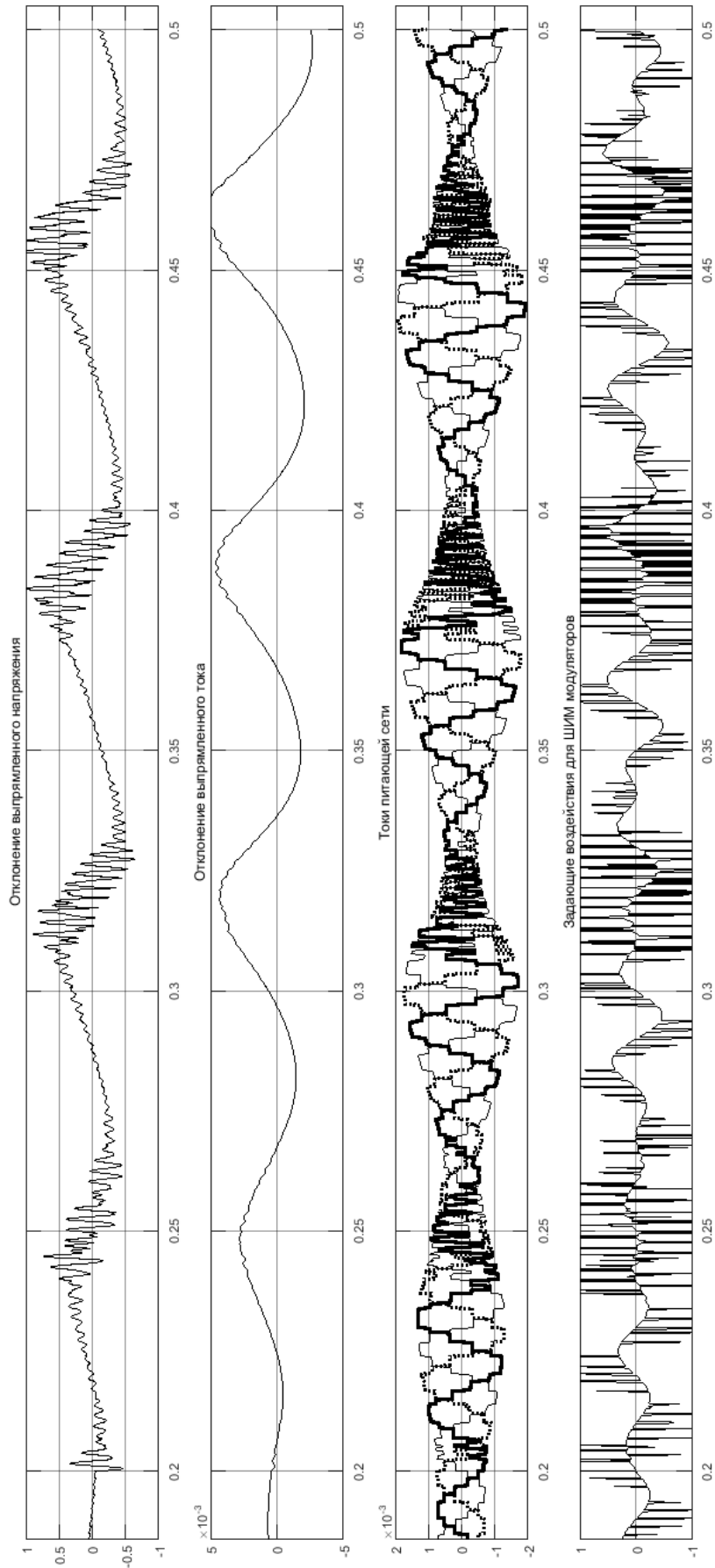


Рисунок 4.11 – Колебательные расходящиеся переходные процессы ( $P = 90$ ;  
 $I = 100$ )



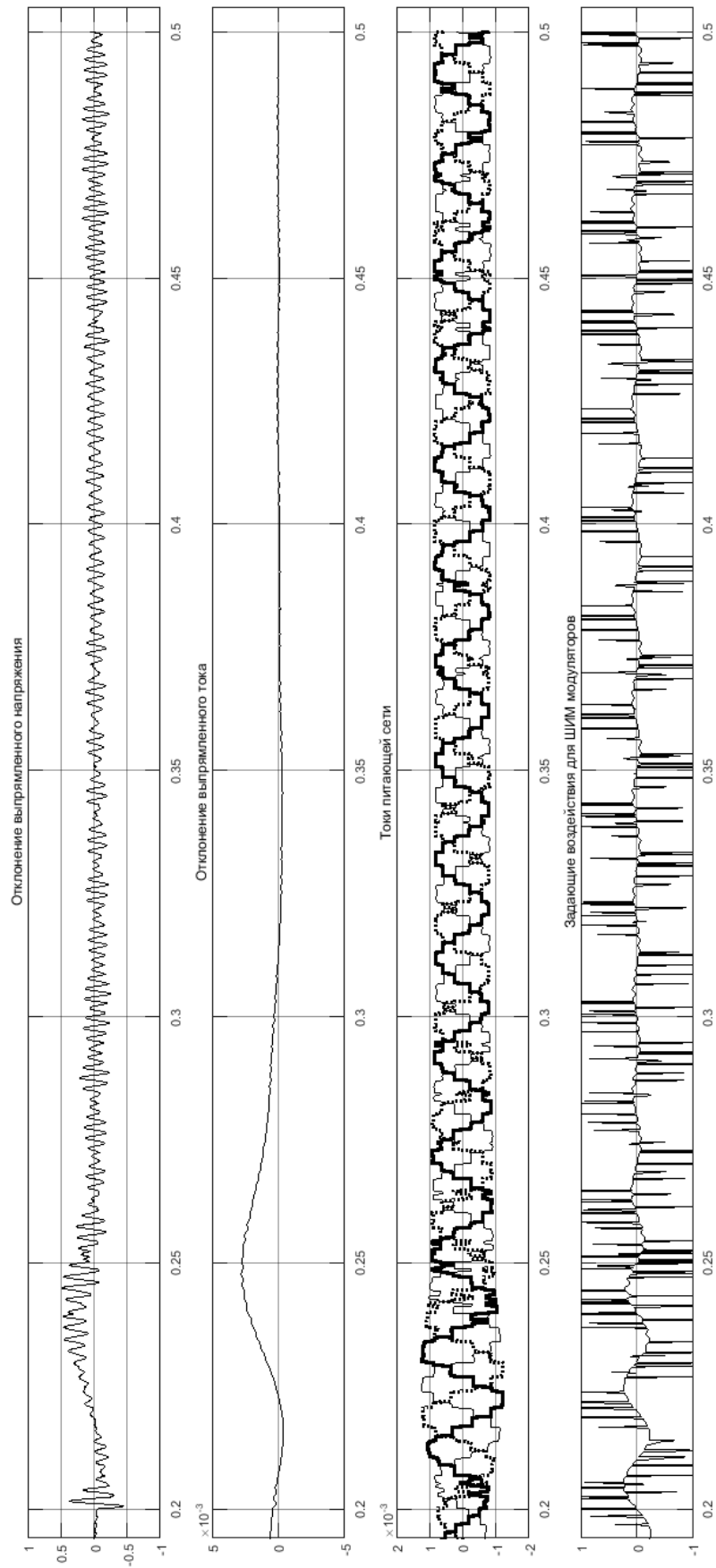


Рисунок 4.12 – Временные диаграммы при колебательном сходящемся переходном процессе ( $P = 10$ ;  $I = 800$ ;  $T = 0,2 \dots 0,5$ с)

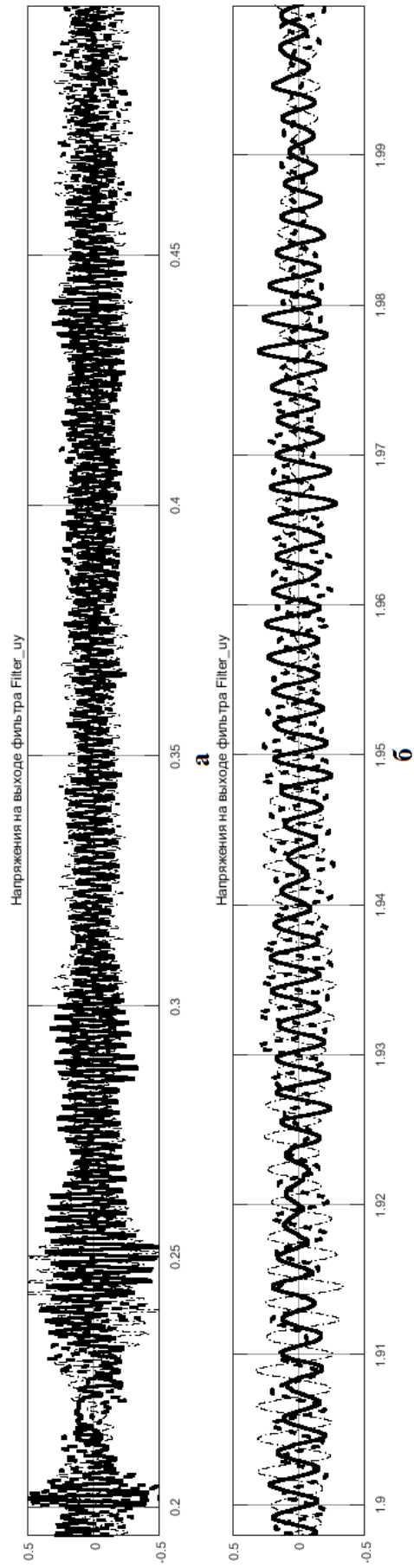


Рисунок 4.13 – Напряжения на выходе фильтра «Filter\_uy» при  $P = 10$ ;  $I = 800$

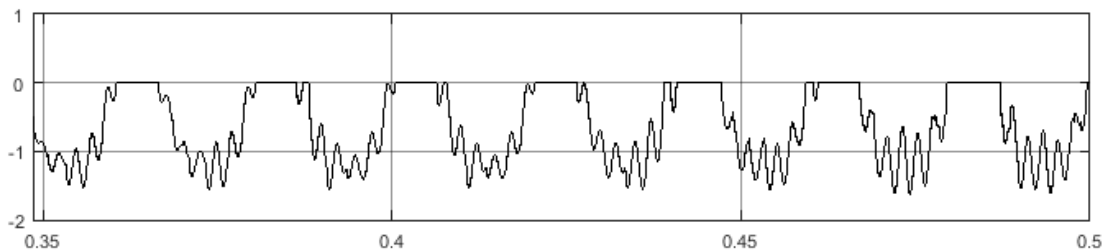


Рисунок 4.14 – Напряжение на диоде 1



Рисунок 4.15 – Напряжение на диоде 1

Как видно из кривой напряжения на диоде 1 (рисунок 4.14), наличие в напряжениях управления, вносимых в контур коммутации, переходных составляющих, изменяющихся с частотой  $f_{рез} = 464,2$  Гц, вызывает увеличение амплитуды обратных напряжений на диодах неуправляемых вентиляльных блоков. Помимо этого, по той же причине возникает явление повторной проводимости [34] в течение переходного процесса. Этим объясняется отличие формы токов питающей сети в течение переходного процесса от таковой в квазиустановившемся режиме, а именно наличие нерегулярно появляющихся быстроизменяющихся просадок (рисунок 4.12).

По мере затухания переходные составляющие выходных напряжений фильтра «Filter\_uu» снижают свою амплитуду (рисунок 4.13б), что приводит к приближению кривых напряжений на диодах вентиляльных блоков выпрямителя к таковым в квазиустановившемся основном режиме (рисунок 4.15). Помимо этого, снижается частота появления повторной проводимости, что, в свою очередь приводит к приближению кривых токов питающей сети к форме, характерной для квазиустановившегося основного режима (рисунок 4.16). Снижается амплитуда колебаний отклонения выпрямленного напряжения, задающие воздействия для ШИМ-модуляторов приобретают форму, характерную для квазиустановившегося режима.

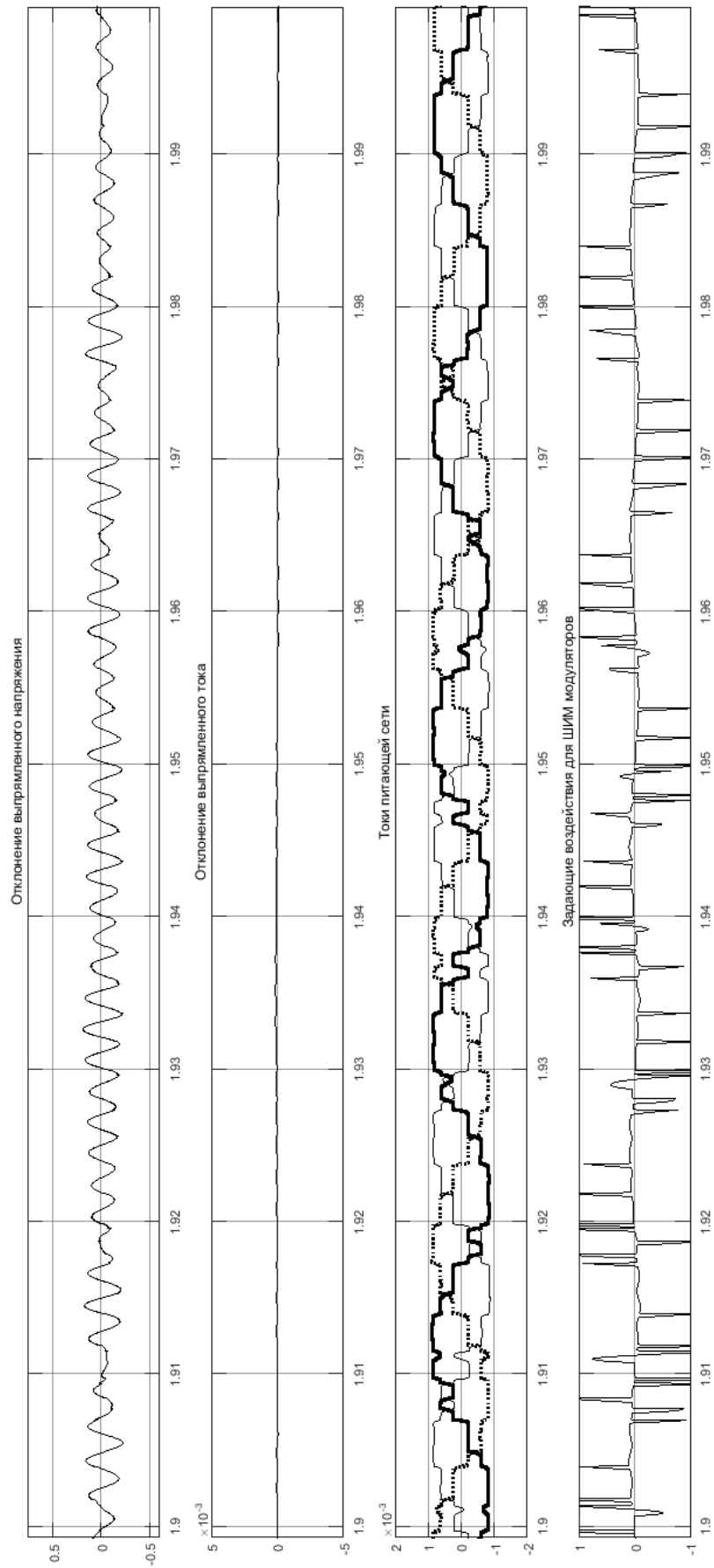


Рисунок 4.16 – Временные диаграммы при колебательном сходящемся переходном процессе ( $P = 10$ ;  $I = 800$ ;  $T = 1,9 \dots 2с$ )

Для тока фазы А питающей сети проведен FFT-анализ для периода его изменения  $T = 1.96 \dots 1.98\text{с}$  (рисунок 4.17). Результаты анализа позволяют говорить об опережение первой гармоникой тока первой гармоники напряжения питающей сети на 0,5 град, что говорит о генерации выпрямительной агрегатом реактивной мощности в питающую сеть. Гармонический состав тока характерен для компенсированного двенадцатифазного выпрямителя с точностью до 1% от амплитуды основной составляющей.

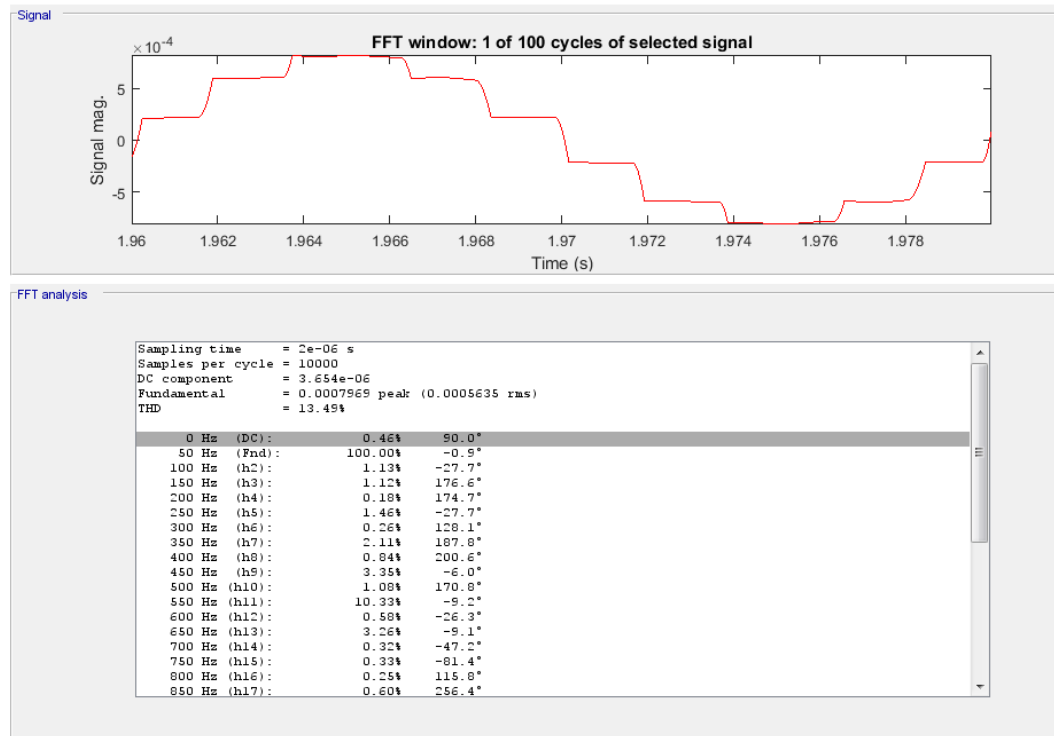


Рисунок 4.17 – FFT-анализ тока фазы А питающей сети

#### 4.1 Выводы по главе

Представленные в главе 4 результаты компьютерного моделирования показывают принципиальную возможность обеспечения протекания затухающего переходного процесса в компенсированном выпрямительном агрегате с векторным управлением при помощи обратной связи с ПИ-регулятором. При выбранных параметрах компенсированного выпрямителя удастся обеспечить затухание переходного процесса в течение 6-7 периодов напряжения питающей сети с максимальным превышением величины выпрямленного тока в течение переходного процесса на 20%.

Пользуясь данными таблицы 1, возможно выбрать такие параметры ПИ-регулятора, которые обеспечат необходимое качество процесса управления. С соответствующими поправками результаты таблицы 1 можно распространить и на выпрямительные агрегаты с другим набором параметров их элементов. При невозможности обеспечить требуемое качество управления выбором параметров ПИ-регулятора следует пойти по пути уменьшения инерционности переходных процессов за счет снижения величин индуктивности уравнивающего реактора и цепи нагрузки.

По мере затухания переходного процесса управления кривые токов и напряжений выпрямительного агрегата приближаются к соответствующим кривым в квазиустановившемся основном режиме его работы. Это позволяет говорить о справедливости выбора параметров фильтров и силовых ключей по кривым их изменения в квазиустановившемся режиме. В то же время полученные результаты моделирования переходных процессов должны быть использованы для уточнения возможности работы силовых элементов в переходном режиме, а именно установления фактов не превышения напряжениями на диодах вентиляльных блоков и конденсаторах фильтров максимально допустимых значений для выбранных силовых элементов. То же замечание касается и выбора силовых элементов по максимально допустимому току.

## 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ВЫПРЯМИТЕЛЯХ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Необходимым шагом при проведении исследования в области технических наук является экспериментальная проверка полученных теоретических данных. Экспериментальная проверка может проводиться как путем измерения характеристик полномасштабного исследуемого технического устройства, так и посредством физического и математического моделирования. В нашем случае будут использованы физические и компьютерные модели. В виду отсутствия в распоряжении автора мощного трехфазного преобразователя напряжения с ШИМ экспериментальная проверка полученных теоретических зависимостей проведена с помощью двух отдельных экспериментальных исследований. При первом исследовании исследовались электромагнитные процессы и характеристики двенадцатифазного мостового компенсированного выпрямителя (см. рисунок 5.1), в котором роль устройства векторного управления выполнял индукционный регулятор (см. рисунок 5.2).

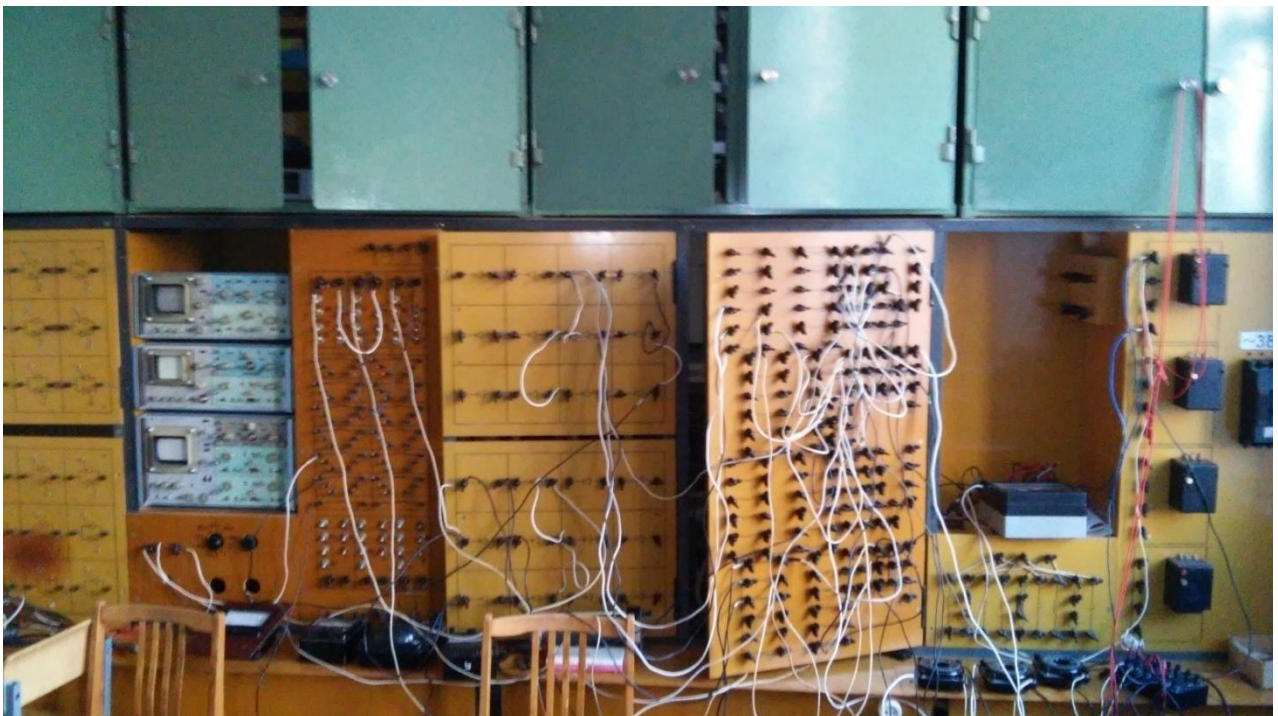


Рисунок 5.1

При проведении второго экспериментального исследования были изучены электромагнитные процессы и характеристики однофазного мостового

некомпенсированного выпрямителя с векторным управлением, осуществляемым устройством векторного управления, выполненном на основе двух активных преобразователей с широтно-импульсной модуляцией. Исследование проводилось как на основе физической модели, так и на основе компьютерной модели в среде Matlab Simulink.

Таким образом, при проведении обоих экспериментальных исследований изучалась работа преобразователя с векторным управлением, выполненного в соответствии со схемой, показанной на рисунке рис. 2.1б.



Рисунок 5.2



## 5.1 Экспериментальное исследование двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением, осуществляемым индукционным регулятором

Исследовалась работа двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением, компенсирующее устройство которого фильтрует в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратные гармоники токов вентильных блоков. Схема экспериментальной установки показана на рисунке 5.3. В качестве источника энергии в установке используется трехфазная сеть внутреннего электроснабжения университета с напряжением 380 В. Специальные технические средства, позволяющие улучшить показатели качества электроэнергии, не используются. В качестве устройства векторного управления использован индукционный регулятор (1). Для измерения разности фаз между напряжением питающей сети и первой гармоникой входного тока преобразователя использовался фазометр ЭЛФ с классом точности 1,5 (2).

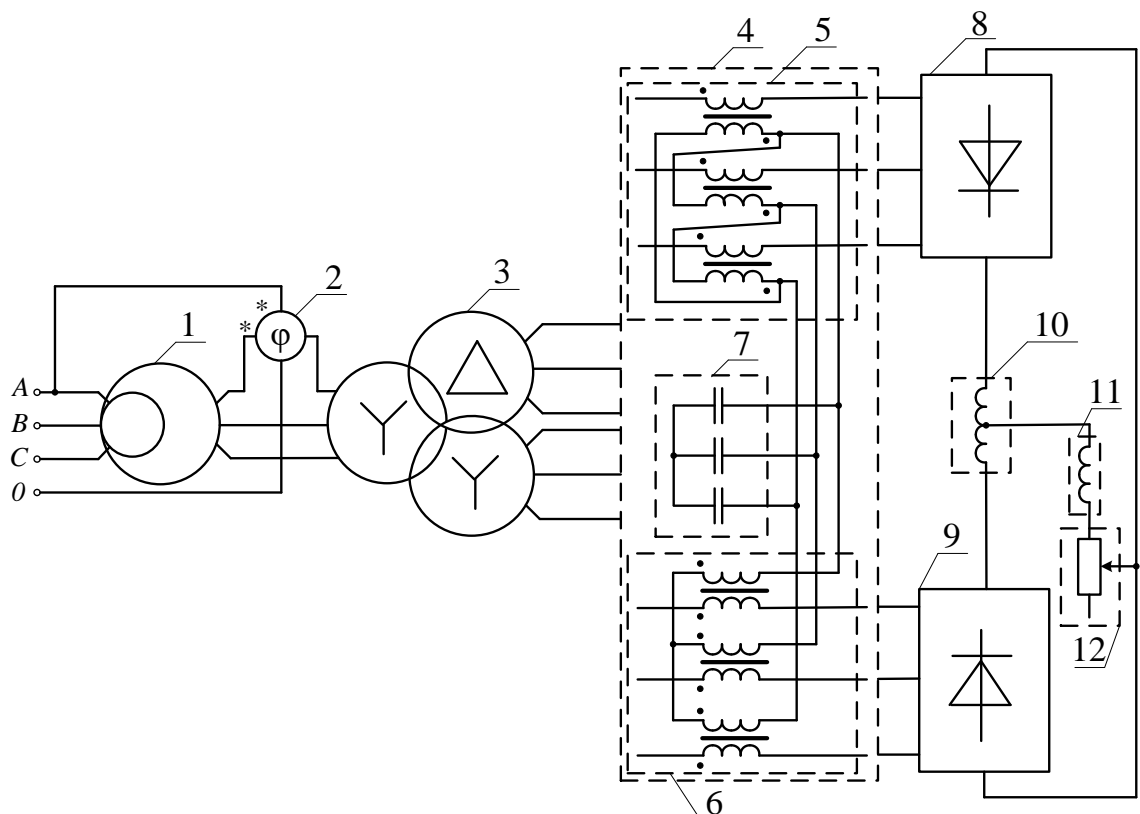


Рисунок 5.3 – Принципиальная схема экспериментальной установки

Трехфазный трехстержневой многообмоточный силовой трансформатор (3) имеет первичную трехфазную обмотку, соединенную в звезду (с числом витков

$w_1$ ), и вторичные обмотки, соединенные по схемам «треугольник» ( $w_1/\sqrt{3}$  витков) и «звезда» ( $w_1/3$  витков). Группы соединения обмоток У/Д/У-11-0. На холостом ходу (при разомкнутых вентильных обмотках) трансформатором (3) создается ЭДС контура коммутации  $E_k = 220/\sqrt{3} = 127$  В.

Для создания компенсирующего устройства (4) используются две трехфазные трансформаторные группы (5 и 6) с коэффициентами трансформации между первичными (к которым подключаются коммутирующие конденсаторы (7)) и вторичными обмотками, равными  $\sqrt{3}$  и 1 для групп 5 и 6 соответственно. Обмотки трансформаторных групп соединены по схемам «треугольник-звезда» (группа (5)) и «звезда-звезда» (группа (6)). Экспериментально установлено, что индуктивное сопротивление контура коммутации  $x_k = 5$  Ом.

Конденсаторная батарея (7) компенсирующего устройства состоит из дискретно регулируемых в каждой фазе конденсаторов. Характеристики и электромагнитные процессы при проведении эксперимента исследуются в основном режиме работы преобразователя. При данном сопротивлении контура коммутации и емкости конденсаторов в каждой фазе  $C = 17,69$  мкФ, соответствующей относительной частоте контура коммутации  $\nu = 6$ , появляющийся при малых токах режим с повторной проводимостью вентилей не позволяет снять исследуемые характеристики основного режима работы. Поэтому при проведении эксперимента значения емкости были установленными равными 28; 32 и 58 мкФ, что соответствует относительным частотам контура коммутации  $\nu$ , равным 4,77; 4,42 и 3,3.

Вентильные блоки (8) и (9) выполнены по мостовой схеме. Для обеспечения равномерного распределение выпрямленного тока между параллельно работающими мостами в схеме присутствует уравнивающий реактор (10). В целях уменьшения содержания высших гармонических составляющих в выпрямленном токе использован сглаживающий реактор (11). Сопротивление нагрузки (12) изменялось дискретно от 15,4 до 37,6 Ом.

Измерения выпрямленного напряжения выполнены мультиметром Agilent U1241В с относительной погрешностью 0,05 %. Измерение выпрямленного тока

осуществляется амперметром М366 с классом точности 1. Получение зависимостей токов и напряжений выполнено электронным осциллографом АКТАКОМ АСК-3117 при помощи прилагаемого к осциллографу программного пакета multichannel 2.0.4.3. Для потенциальной развязки и согласования параметров силовой и измерительной частей системы при измерении токов использовались трансформаторы тока УТТ-5 с классом точности 0,2 при сопротивлении нагрузки 0,2 Ом, а также подключенный к их вторичным цепям трехфазный лабораторный шунт с сопротивлением 0,3 Ом на каждую фазу. При измерении напряжений для тех же целей использовались лабораторный делитель напряжения для осциллографа с коэффициентом передачи по напряжению 0,01, а также дифференциальный пробник DP-50 с коэффициентом передачи 0,01 и погрешностью 2%.

Экспериментальные данные для внешних характеристик выпрямителя показаны на рисунке 5.4. Зависимости на рисунке 5.4 а получены при изменении сопротивления нагрузки и фиксированной емкости конденсаторной батареи 58 мкФ. Значения фазного напряжения сети и добавочного напряжения, создаваемого статором (1), соответственно равны 220 и 240 В. Напряжения на входе выпрямителя равны 240 В (для зависимости 1); 140 В (для зависимости 2) и 100 В (для зависимости 3). Зависимости на рисунке 5.4 б получены при изменении сопротивления нагрузки и фиксированных емкостях конденсаторной батареи 28 мкФ (1), 32 мкФ (2) и 58 мкФ (3). Характеристики сняты при фазном напряжении на входе преобразовательного агрегата, равном 240 В. Измерения напряжений и токов проводились до режима повторной проводимости, наступление которого контролировалось по диаграмме напряжения диода (см. рисунок 5.6 б). Угол сдвига фаз, измеряемый фазометром, в диапазоне измерений фактически не изменялся. Для показанных на рисунке 5.4 а зависимостей коэффициент реактивной мощности равен 1; 1,75 и 2,7 для кривых 1, 2 и 3 соответственно.

Во всех случаях экспериментальные данные были аппроксимированы линейными зависимостями  $U_d(I_d) = U_{d0} - X \cdot I_d$ . Правильность выбора функции

регрессии была подтверждена расчетами коэффициентов корреляции, а также ошибок в определении коэффициентов. Коэффициенты корреляции были более  $0,995 < 1$ , ошибки коэффициента  $U_{d0}$  менее 2%, ошибки коэффициента  $X$  – менее 9%.

Данные, представленные на рисунке 5.4 а иллюстрируют возможность регулирования выпрямленного напряжения выпрямительного агрегата за счет изменения величины входного напряжения выпрямителя.

На рисунке 5.4 б показано, что при изменении емкостей коммутирующих конденсаторов изменяется жесткость внешней характеристики выпрямителя. Согласно теории компенсированного выпрямителя с фильтрацией в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратных гармоник токов преобразовательных блоков [34], жесткость внешней характеристики увеличивается в диапазоне изменения частоты контура коммутации  $\nu$  от 0 до 6. Таким образом, векторное управление преобразователем при фиксированном значении добавочного напряжения не изменяет качественно тенденций изменения жесткости внешней характеристики.

Представленная в предыдущих главах теория электромагнитных процессов компенсированного выпрямителя с векторным управлением и фильтрацией в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратных гармоник входных токов преобразовательных блоков была получена при стандартных для мощных преобразователей допущениях, соответствующих второму уровню абстракций [34], когда пренебрегают активным сопротивлением обмоток трансформаторов. Для использованного в лабораторном стенде оборудования указанное условие не выполняется, поэтому сравнение теоретических и экспериментальных данных выполнено только качественно.

Осциллограммы токов и напряжений были сняты для следующих значениях параметров экспериментальной установки:  $C = 32$  мкФ;  $R = 37,6$  Ом, суммарное фазное напряжение на входе преобразовательного трансформатора 240 В. Для определения начала отсчета времени на всех осциллограммах приведено напряжение сети с действующим значением 220 В. Во всех осциллограммах

масштаб по времени 2 мс/д.

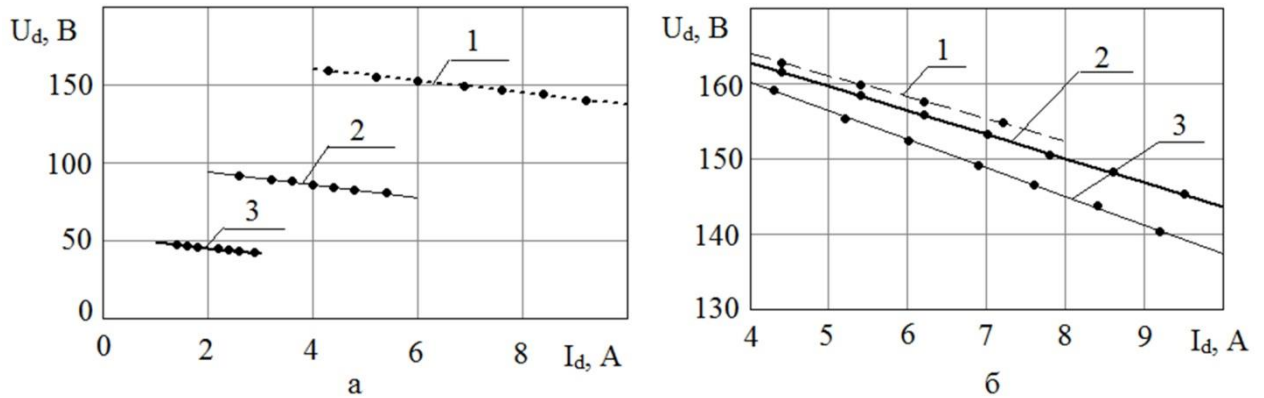


Рисунок 5.4

На рисунке 5.5 а изображены для фазы А осциллограммы напряжения (1) и тока сети (3), напряжения (2) и тока (4) на входе преобразователя. Осциллограммы получены в масштабе 100 В/д (1 и 2) и А/д=100 мВ/д (3); 2 А/д=200 мВ/д (4). На рисунке 4.5 б изображена для фазы А осциллограмма напряжения сети (1) и токов блоков 9 (2) и 8 (3) (см рисунок 5.3). Осциллограммы получены в масштабе 100 В/д (1) и А/д= 100 мВ/д (2 и 3).

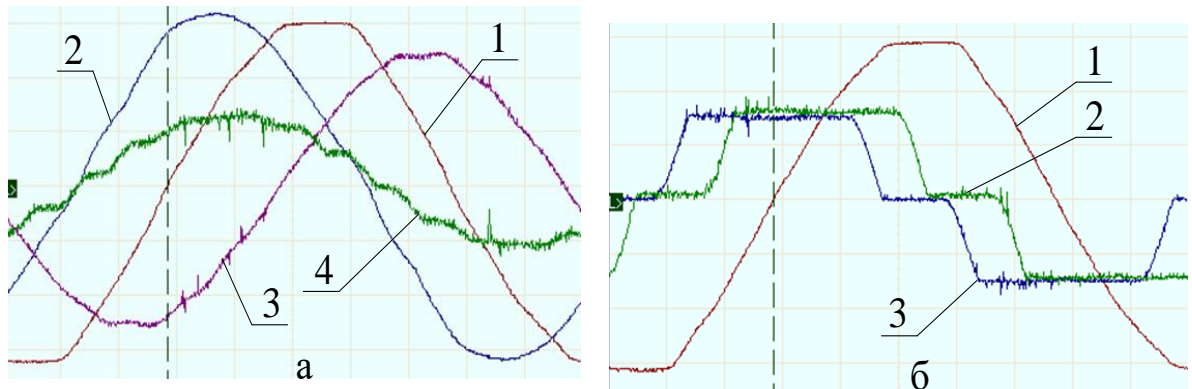


Рисунок 5.5

На рисунке 5.5 а показано, что напряжение (2) и ток (4) на входе компенсированного преобразователя совпадают по фазе вследствие компенсации реактивной мощности, потребляемой преобразователем. Компенсация осуществляется применяемым компенсирующим устройством. Добавочное напряжение, вносимое статором индукционного регулятора, изменяет амплитуду и фазу напряжения на входе преобразователя (2) по сравнению с напряжением сети (1). Вследствие этого первая гармоника тока (4), потребляемого

преобразователем, опережает по фазе напряжение сети (1). Поэтому из сети потребляется реактивная мощность (ток (3) отстает по фазе от напряжения сети (1)).

Для эффективной работы компенсированного преобразователя с фильтрацией в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратных гармоник входных токов преобразовательных блоков необходимо соблюдение равенства амплитуд входных токов преобразовательных блоков и соответствующего смещения по времени их временных зависимостей на 12-ю часть периода. В противном случае компенсирующее устройство будет осуществлять фильтрацию в коммутирующие конденсаторы также и четно-кратных гармоник токов. На осциллограммах, изображенных на рисунке 5.5 б, показано, что токи блоков (осциллограммы 2 и 3) фактически удовлетворяют вышеназванному условию.

На рисунке 5.6 а изображены для фазы А осциллограмма напряжения сети (1) и напряжения коммутирующего конденсатора (2). Осциллограммы получены в масштабах 100 В/д (1) и 20 В/д (2). На рисунке 5.6 б изображены осциллограмма напряжения сети (1) и напряжение (2) на вентиле фазы А коммутирующей группы блока 8, прилегающей к катодному узлу блока. Осциллограммы получены в масштабах 100 В/д (1) и 100 В/д (2) для основного режима работы выпрямителя.

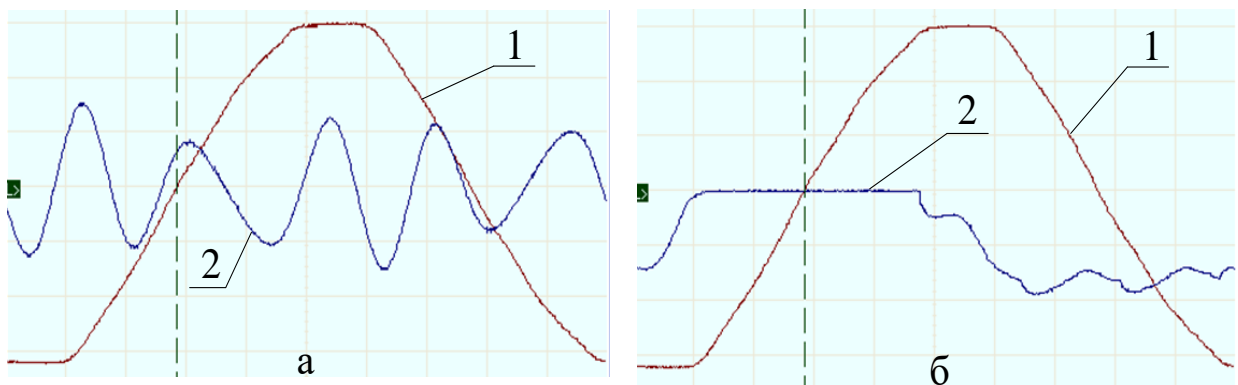


Рисунок 5.6

На рисунке 5.6 а показано, что напряжение конденсатора содержит только нечетно-кратные гармоники, наибольшую амплитуду из которых имеют 5-я и 7-я гармоники. Амплитуда напряжения на конденсаторах значительно ниже амплитуды напряжения сети. Осциллограмма напряжения на вентиле (рисунок 4.6 б) имеет вид, характерный для рассматриваемого компенсированного

выпрямителя в основном режиме [34].

## **5.2 Экспериментальное исследование однофазного мостового некомпенсированного выпрямителя с векторным управлением, осуществляемым устройством на основе двух активных преобразователей с широтно-импульсной модуляцией**

Лабораторная установка (рисунок 5.7) состоит из исследуемого некомпенсированного выпрямителя (1) – (3) и устройства векторного управления (4) – (13). Некомпенсированный выпрямитель представлен однофазным диодным мостом (1), сглаживающим реактором (2) и нагрузкой (3). Питание установки осуществляется от одной из фаз сети напряжением 220 В. Технические средства, улучшающие качество электроэнергии в точке подключения установки, не применялись.

Одна из обмоток вольтодобавочного трансформатора (10) включена в контур питания некомпенсированного выпрямителя. Для регулирования напряжения на выходе трансформатора (10) используется импульсный преобразователь электроэнергии [117], состоящий из активного выпрямителя (5) и автономного инвертора напряжения (7). Между собой активные преобразователи (5) и (7) соединены на стороне постоянного тока при помощи емкостного накопителя (6) (электролитический конденсатор). Силовые блоки преобразователей напряжения (5) и (7) выполнены в виде однофазных мостов, состоящих из IGBT транзисторов со встречно-включенными диодами, работающих в режиме ШИМ. Подключение активного выпрямителя напряжения (5) к сети осуществляется при помощи электромагнитного фильтра (4), обеспечивающего снижение высокочастотных гармоник, соответствующих частотному спектру широтно-импульсной модуляции преобразователя.

Активный выпрямитель (5) в системе выполняет две основные функции:

1) Обеспечивает работу с сетью переменного тока, осуществляя двунаправленный поток электрической энергии с высокими энергетическими показателями ( $\cos\varphi \approx 1$  и коэффициент мощности  $\chi \approx 1$ ), что достигается за счет

формирования синусоидального тока, совпадающего по фазе или противофазного напряжению сети;

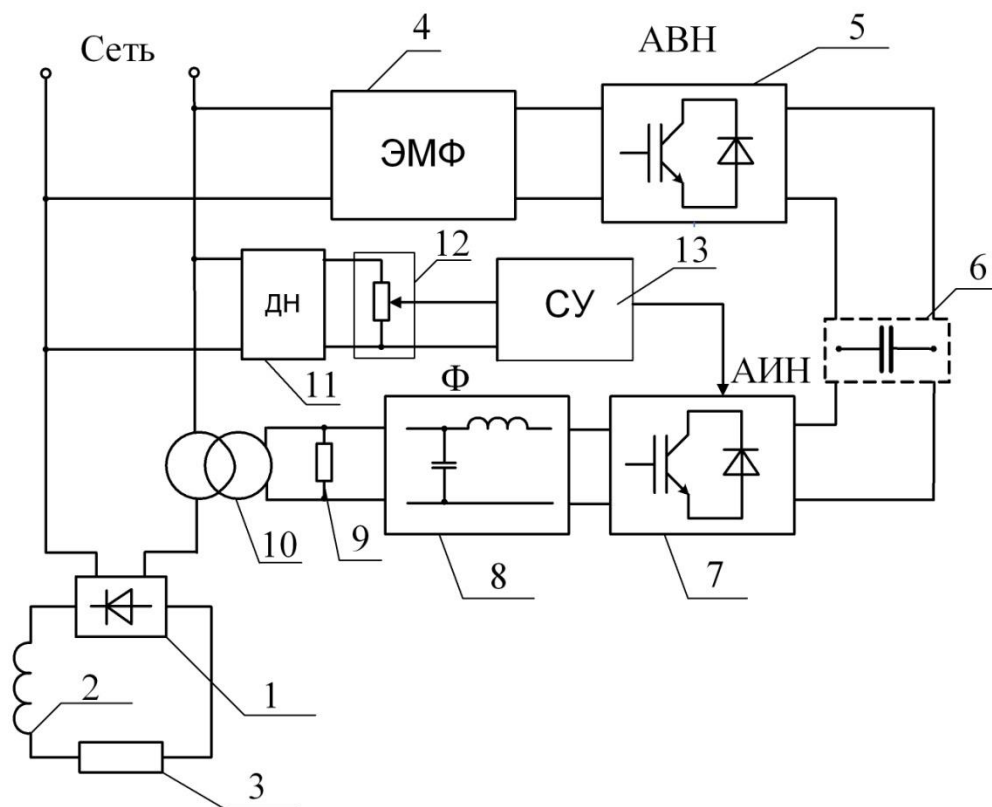


Рисунок 5.7 – Схема экспериментальной установки выпрямителя с векторным управлением

2) стабилизирует величину постоянного напряжения в звене постоянного тока.

Система управления АВН (5) построена по принципу подчиненного регулирования с внутренним контуром тока и внешним контуром напряжения [117, 118].

Автономный инвертор напряжения (7) преобразует постоянное напряжение звена постоянного тока (6) в регулируемое переменное с частотой напряжения сети. Синхронизация системы управления инвертором (13) с напряжением сети осуществляется при помощи датчика напряжения (11). Регулирование амплитуды переменного задающего воздействия производится с помощью потенциометра (12). Выделение первой гармоники напряжения с выхода импульсного преобразователя (7) производится пассивным Г-образным LC-фильтром (8). Переключение силовых транзисторов преобразователя (7) осуществляется в



режиме однополярной ШИМ [118]. Резистор (9) предназначен для устранения опасных перенапряжений, возникающих в процессе включения установки.

Основные типы и параметры оборудования экспериментальной установки (рисунок 5.7) приведены в таблице 5.1.

Измерения токов и напряжений, а также снятие осциллограмм осуществлялось с помощью информационно-измерительной системы стенда, включающей измерительные приборы (амперметры, вольтметры, мультиметры), датчики напряжения (тока), плату сопряжения датчиков с компьютером и программное обеспечение Delta Profi.

Таблица 5.1

Тип оборудования	Параметры
Диодный мост (1)	-
Сглаживающий реактор (2)	Индуктивность 6 Гн.
Нагрузка (3)	Дискретное изменение в диапазоне 400 – 3370 Ом.
Импульсный преобразователь энергии (4)–(7)	Напряжение питания ~220 В, мощность 300 ВА, входное напряжение до ~250 В, частота коммутации силовых ключей 12,5 кГц
LC-фильтр (8)	$L = 10$ мГн, $C = 2$ мкФ
Резистор (9)	$R = 1600$ Ом
Понижающий трансформатор (10)	ОСМ1-0,063 ВА -220 В - 42 В

На рисунке 5.8 а приведены экспериментальные внешние характеристики  $U_d(I_d)$  управляемого некомпенсированного выпрямителя, полученные методом физического моделирования, при различных значениях коэффициентов модуляции АИН  $\mu$  для двух режимов работы: 1)  $\rho = 0^\circ$  – напряжение управления (напряжение на последовательной обмотке трансформатора (10)) находится в фазе с напряжением сети; 2)  $\rho = 180^\circ$  – напряжения управления и сети находятся в

противофазе. Здесь  $U_d, I_d$  – напряжение и ток на выходе выпрямителя.

Для каждого коэффициента модуляции  $\mu = 0,5$  (опыты 3 и 4),  $\mu = 0,63$  (опыты 2 и 5),  $\mu = 0,75$  (опыты 1 и 6) проводилась серия из 3 опытов. На рисунке 5.8 а точками показаны экспериментальные данные для одной серии опытов.

Для каждого опыта построена прямая регрессионная зависимость  $U_d(I_d) = U_{d0} - X I_d$ , коэффициенты в которой получены методом наименьших квадратов. Относительные ошибки в определении коэффициентов для каждого опыта составляли от 0,1 % до 0,85 % (для  $U_{d0}$ ) и от 10 % до 39 % (для  $X$ ), коэффициент корреляции изменялся от 0,95 до 0,996. Регрессионные зависимости показаны на рисунке 5.8 а, линиями.

Расчетные коэффициенты  $U_{d0}$  были использованы для построения регрессионной зависимости  $U_{d0}(\mu) = E - \Delta E \mu$ . Относительные ошибки в определении коэффициентов составляли 1,7 % (для  $E$ ) и 25,6% (для  $\Delta E$ ), коэффициент корреляции 0,978.

На рисунке 5.9 а приведена регулировочная характеристика выпрямителя  $U_{d0}(\mu)$  на холостом ходу (напряжение  $U_{d0}$ ) от условного значения коэффициента модуляции  $\mu$ , построенная по результатам физического моделирования. Условно положительным значениям коэффициента модуляции  $\mu$  соответствует режим работы  $\rho = 0^\circ$ , когда напряжения управления и сети совпадают по фазе, а условно отрицательным  $\mu$  – режим  $\rho = 180^\circ$  при противофазных напряжениях. Зависимость  $U_{d0}(\mu)$  показана точками для расчетных значений  $U_{d0}$  в каждом из опытов для рассчитанной регрессионной функции.

Значения напряжения холостого хода без регулирования  $E$  и добавочного напряжения  $\Delta E$  были измерены вольтметром с относительной ошибкой 0,5 %. В обоих случаях результаты измерений попали в доверительный интервал, полученный при статистической обработке опытных данных.

Теория выпрямителя с векторным управлением [103] была развита с учетом допущений, характерных для мощных установок, когда активные сопротивления элементов системы много меньше индуктивных. В экспериментальном исследовании на учебном лабораторном стенде это допущение не выполняется.

Поэтому сравнение результатов теоретического и экспериментального исследований возможно выполнить только качественно.

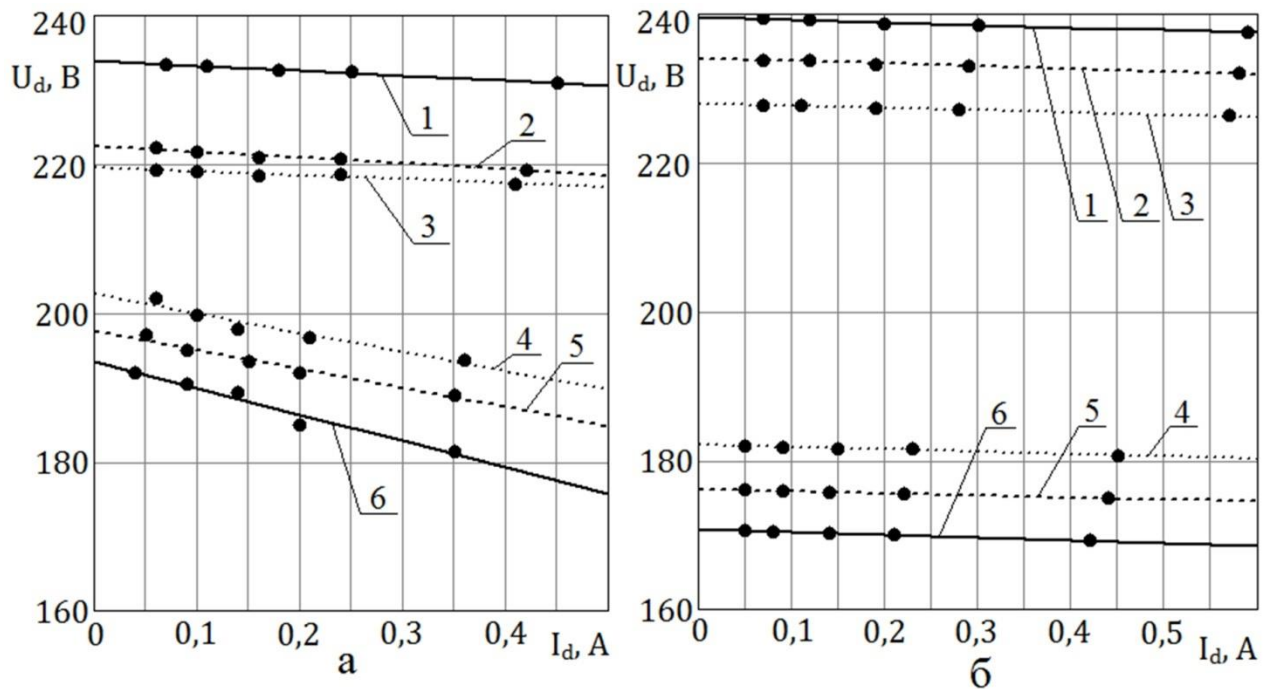


Рисунок 5.8 – Внешние характеристики управляемого выпрямителя, снятые при помощи физического (а) и компьютерного (б) моделирования (1 –  $\mu = 0,75$   $\rho = 0^\circ$ ; 2 –  $\mu = 0,63$   $\rho = 0^\circ$ ; 3 –  $\mu = 0,5$   $\rho = 0^\circ$ ; 4 –  $\mu = 0,5$   $\rho = 180^\circ$ ; 5 –  $\mu = 0,63$   $\rho = 180^\circ$ ; 6 –  $\mu = 0,75$   $\rho = 180^\circ$ )

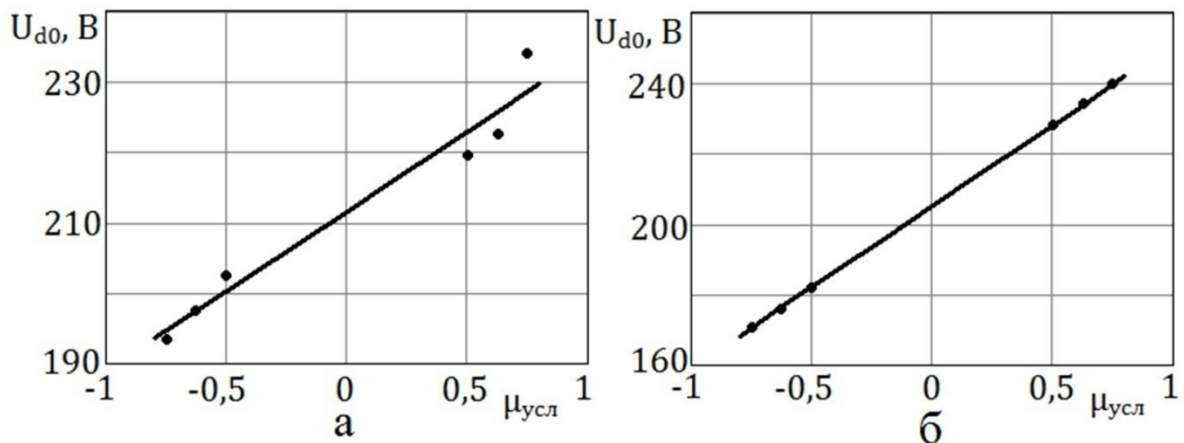


Рисунок 5.9 – Регулировочные характеристики выпрямителя на холостом ходу, снятые при помощи физического (а) и компьютерного (б) моделирования

Проведенная статистическая обработка экспериментальных данных позволяет учесть все случайные и систематические ошибки, допущенные при проведении эксперимента. Результаты статистической обработки

свидетельствуют об отсутствии неправильных (ошибочных) данных в исходной выборке. В результате статистической обработки экспериментальных данных установлено, что внешние характеристики выпрямителя являются линейными функциями, что соответствует теории. Кроме того, установлено, что зависимость  $U_{d0}(\mu)$  является линейной функцией, что также ожидаемо.

На рисунке 5.10 приведены осциллограммы токов и напряжений на элементах исследуемой схемы. Данные были получены при  $\rho = 0^\circ$  и  $\mu = 0,75$  и сопротивлении нагрузки, равном 1220 Ом. На осциллограмме, изображенной на рисунке 5.10 а, видно, что напряжение управления (2) находится в фазе с напряжением сети (1). На рисунке 4.10 г амплитуда входного напряжения выпрямителя (1) больше амплитуды напряжения сети (2). Анализ полученных осциллограмм с учетом уменьшения амплитуды напряжения управления в соответствии с коэффициентом трансформации  $K_T = 220/42$  трансформатора (10) показал адекватность результатов общим законам электротехники, записанных для первой гармоники. В напряжении управления (рисунок 5.10 а) очевидно наличие высших гармоник, что объясняется ограничениями минимального и максимального коэффициентов заполнения включения силовых ключей преобразователя (7), а также искажениями формы сигнала управления (напряжения сети) на входе системы управления (13). Выпрямленное напряжение (рисунок 5.10 в) и входной ток выпрямителя (кривая 2 на рисунке 5.10 б) имеют вид, характерный для однофазного мостового выпрямителя с большой индуктивностью в цепи нагрузки. Первая гармоника сетевого тока находится в фазе с напряжением питающей сети (кривые 1 на рисунках 5.10 а, б).

---

В программе MATLAB Simulink была разработана компьютерная модель экспериментальной установки, функциональная схема которой была приведена на рисунке 5.7. Параметры моделирования были выбраны согласно таблице 5.1.

При изменении сопротивления нагрузки и коэффициента модуляции аналогичным физическому моделированию образом, были получены внешние характеристики исследуемой компьютерной модели, показанные на рисунке 5.8 б

(показаны точками). Аналогично получены регрессионные зависимости (показаны линиями) с относительными ошибками в определении коэффициентов, лежащими в диапазонах от 0,04 % до 0,09 % (для  $U_{d0}$ ) и от 8 % до 20 % (для  $X$ ), коэффициент корреляции изменялся от 0,986 до 0,998.

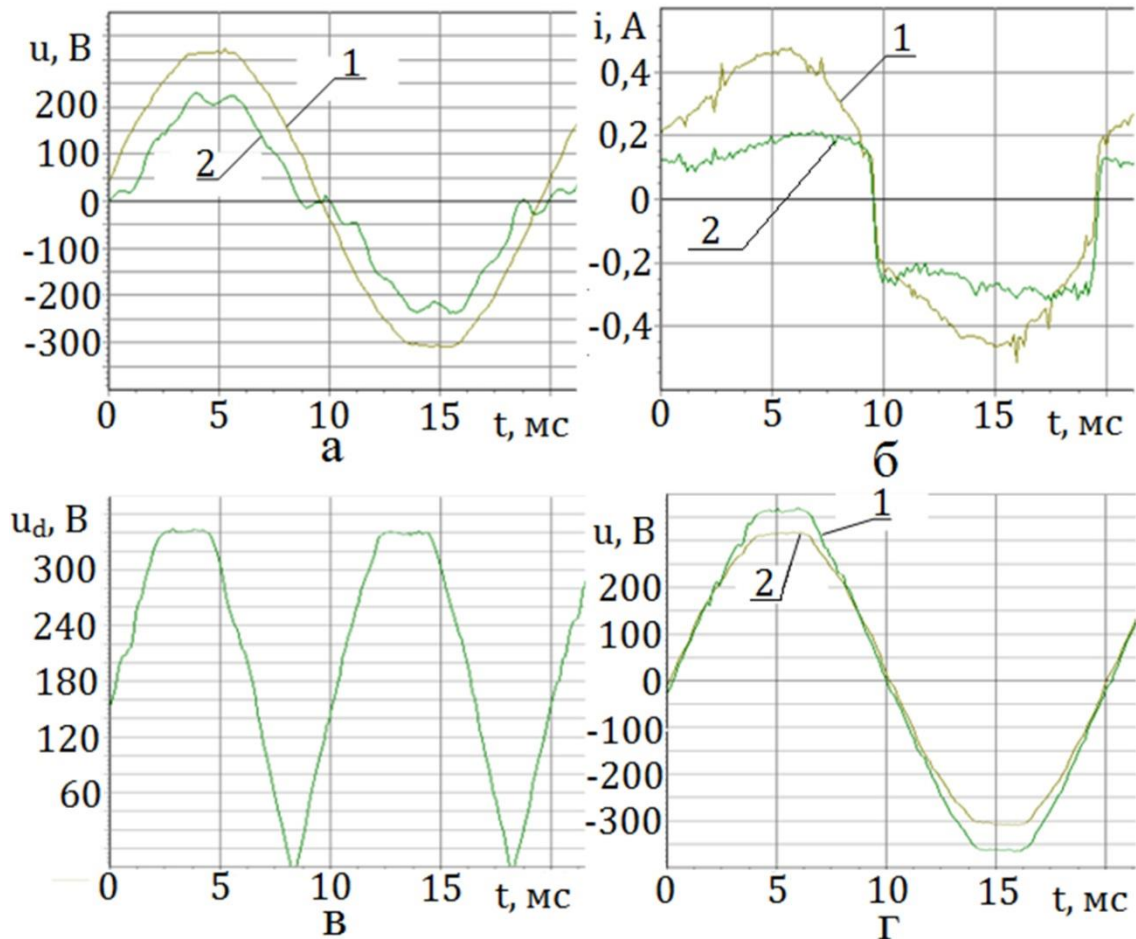


Рисунок 5.10 – Осциллограммы напряжений и токов: а) напряжения сети (1) и вольтодобавочного напряжения (2); б) тока сети (1) и входного тока выпрямителя (2); в) выпрямленного напряжения г) напряжения сети (2) и входного напряжения выпрямителя (1)

Из сравнения внешних характеристик, полученных на физической (рисунок 5.8 а) и компьютерной (рисунок 5.8 б) моделях, видно значительное их различие как по жесткости, так и по значениям выпрямленных токов и напряжений. Причины расхождений объясняются следующими факторами.

1) При проведении исследования на реальной физической модели напряжения питающей сети и управления содержат значительные гармонические

составляющие (рисунок 5.10), что отсутствует при компьютерном моделировании (рисунок 5.11). Указанное обстоятельство ощутимым образом влияет на величину выпрямленного напряжения вентильного моста.

2) Используемые в модели параметры вольтодобавочного трансформатора не учитывают изменения активных сопротивлений его обмоток с течением времени при проведении эксперимента.

3) Различие мощностей короткого замыкания в точке подключения исследуемой системы к питающей сети при компьютерном и физическом моделированиях.

4) Погрешность при определении коэффициента модуляции.

5) Прочие неучтенные факторы, вследствие которых параметры и характер функционирования физической модели отличается от таковых при компьютерном моделировании.

Аналогично физическому моделированию на рисунке 5.9 б построена регрессионная зависимость  $U_{d0}(\mu) = E - \Delta E\mu$ . Относительные ошибки в определении коэффициентов составляли 0,03 % (для  $E$ ) и 0,2 % (для  $\Delta E$ ), коэффициент корреляции 1. В отличие от физического моделирования, регулировочная характеристика преобразователя в компьютерной модели значительно ближе к линейной зависимости.

Осциллограммы токов и напряжений, полученные в компьютерной модели при  $\rho = 0^\circ$ ;  $\mu = 0,75$  и сопротивлении нагрузки, равном 1220 Ом, показаны на рисунке 5.11. Осциллограммы качественно совпадают с экспериментальными временными диаграммами, полученными при физическом моделировании (рисунок 5.10). В количественном соотношении разница между физическим и компьютерным моделированиями при сравнении амплитудных значений токов напряжений объясняется вышеперечисленными факторами, а также наличием высокочастотных помех, создаваемых импульсным преобразователем (4) – (13) (рисунок 5.7).

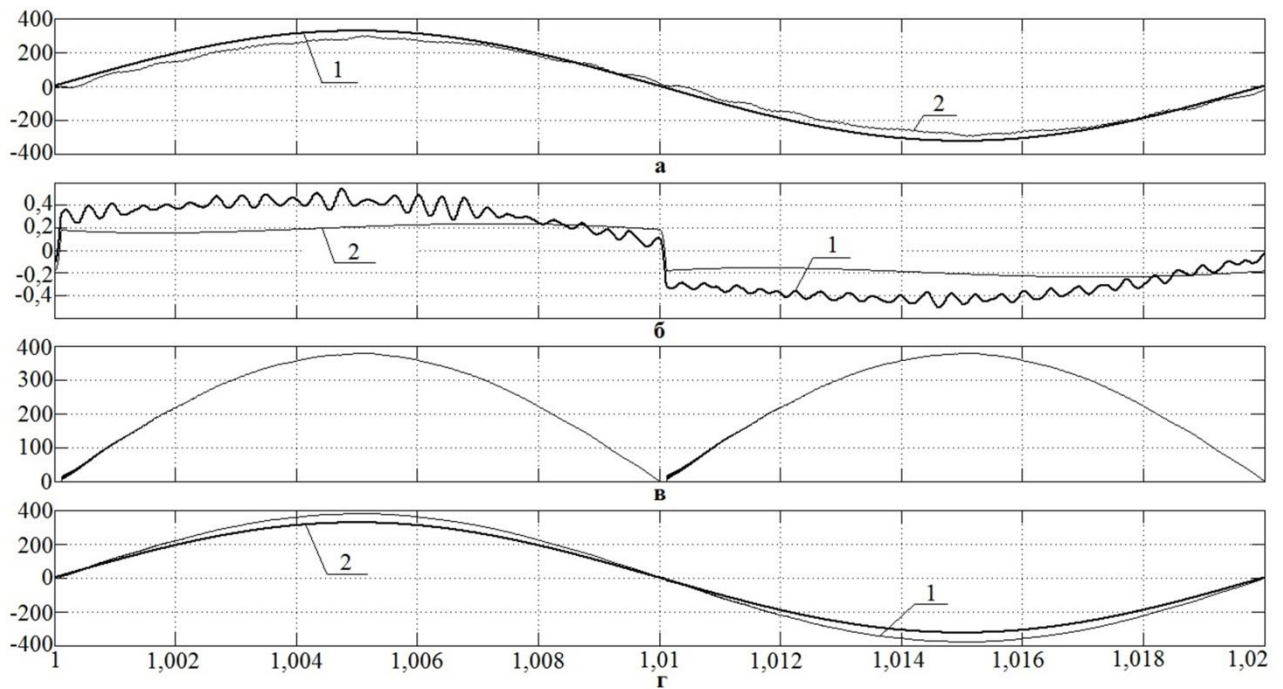


Рисунок 5.11 – Временные зависимости токов и напряжений, полученные при помощи компьютерного моделирования: а) напряжения сети (1) и вольтодобавочного напряжения (2); б) тока сети (1) и входного тока выпрямителя (2); в) выпрямленного напряжения г) напряжения сети (2) и входного напряжения выпрямителя (1)

### 5.3 Выводы по главе

В главе 5 приведены результаты экспериментального исследования квазиустановившихся электромагнитных процессов и характеристик выпрямителей с векторным управлением, полученные при помощи методов физического и компьютерного моделирования. Анализируя результаты, можно сделать вывод о том, что применение векторного управления эквивалентно с точки зрения преобразовательного агрегата регулированию амплитуд и фаз ЭДС эквивалентного источника, питающего преобразователь, что проявляется в соответствующем изменении временных диаграмм и характеристик протекающих в нем электромагнитных процессов. Это согласуется с ранее полученными теоретическими результатами [103, 105, 34].

Таким образом, можно говорить о качественном соответствии между экспериментальными данными и зависимостями, полученными методами физического и компьютерного моделирования, а также о качественном

соответствии временных диаграмм, полученных в модели, теоретическим зависимостям. Кроме того, можно заметить, что регулировочные характеристики, полученные как при физическом, так и при компьютерном моделировании, близки по форме к линейным зависимостям, что также согласуется с теоретическими зависимостями.



## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате диссертационного исследования разработаны теоретические положения и подходы для повышения энергетической эффективности процесса выпрямления переменного тока компенсированными выпрямительными агрегатами с векторным управлением. Автором разработана математическая модель компенсированного выпрямителя с векторным управлением в квазиустановившемся режиме, отличающаяся учетом влияния потока мощности в устройстве векторного управления на статические характеристики исследуемого преобразователя. Автор также представил модель, имитирующую компенсированный выпрямитель с векторным управлением как замкнутую систему управления на основе ПИ-регулятора, отличающуюся наличием обратной связи по току питающей сети, предназначенной для компенсации падений напряжения в низкочастотном фильтре устройства векторного управления.

Основные результаты научных исследований диссертационной работы состоят в следующем:

1. Проведен анализ структуры, классификации и областей применения выпрямительных агрегатов. Рассмотрены существующие и перспективные способы управления режимом работы выпрямительных агрегатов. Показана целесообразность применения векторного управления режимом работы мощных выпрямительных агрегатов.

2. Предложен способ векторного управления, отличающийся от двух известных подключением входа устройства векторного управления к дополнительной обмотке преобразовательного трансформатора.

3. Проведено исследование квазиустановившихся электромагнитных процессов в двенадцатифазных и двухфазных выпрямителях с векторным управлением. Построены внешние и энергетические характеристики упомянутых выпрямителей. Установлены особенности основного квазиустановившегося режима работы исследованных выпрямителей, даны рекомендации, которые необходимо принимать во внимание при сопоставлении вариантов векторного управления.

4. Исследованы квазиустановившиеся электромагнитные процессы в устройстве векторного управления двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением. Показана методика выбора параметров устройства векторного управления и определения квазиустановившихся процессов в нем. Даны рекомендации по выбору резонансной частоты выходного фильтра устройства векторного управления, коэффициента трансформации вольтодобавочного трансформатора и параметров силовых ключей полностью управляемых вентильных блоков.

5. Разработана компьютерная модель, позволяющая исследовать переходные процессы в замкнутой системе управления двенадцатифазным выпрямителем с векторным управлением. Показана принципиальная возможность обеспечения протекания затухающего процесса управления при помощи обратной связи на основе ПИ-регулятора. Получены временные диаграммы переходных процессов при различных значениях параметров ПИ-регулятора. Показаны границы устойчивости протекания переходного процесса, представлены практические рекомендации по выбору параметров ПИ-регулятора, а также уточнению выбора параметров силовых элементов выпрямителя.

6. Проведено экспериментальное исследование выпрямителей с векторным управлением. Показано качественное соответствие результатов экспериментального исследования соответствующим результатам компьютерного моделирования, а также теоретическим положениям.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бохмат, И.С. Алюминиевая промышленность и электроэнергетика: реальность и перспективы/ И.С. Бохмат // Электрика. – 2004. – № 8. – С. 3–13
2. Бобков, В.А. Реконструкция преобразовательных подстанций для питания электролизеров алюминия/ В.А. Бобков, А.В. Бобков// Силовая электроника. Тематическое приложение к журналу "Компоненты и технологии". – СПб.: Издатель ООО "Издательство Файнстрит". – 2006. – №4. – С. 66–68
3. Дубинина, О.И. Электроэкстракция меди из разбавленных водных растворов/ О.И. Дубинина, Т.Л. Микова, В.С. Колосницын// Башкирский химический журнал. – 2007. – т.14. – № 2. – С. 80 – 84
4. Кудрявцев, Н.Т. Электролитические покрытия металлами/ Н.Т. Кудрявцев. – М.: Химия. – 1979. – С. 239
5. Берзан, В.П. О физико-энергетических процессах при электролитическом разложении воды/ В.П. Берзан, В.К. Анисимов// Проблемы региональной энергетики . – 2006. – № 1. – С. 87 – 97
6. Дерлюкова, Л.Е. Физико-химические и функциональные свойства модифицированного диоксида олова/ Л.Е. Дерлюкова, Т.А. Ануфриева, А.А. Винокуров, С.Е. Надхина// Электрохимия. – 2013. – т. 49. – № 8. – С. 847 – 852
7. Каштаков, А.Л. Анализ эффективности работы сглаживающих устройств тяговых подстанций электрифицированных железных дорог постоянного тока по данным измерительных систем/ А.Л. Каштаков, А.А. Комяков, Т.В. Комякова// Омский научный вестник. – 2015. – № 3 (143). – С. 233 – 236
8. Шалимов, М.Г. Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций/ М.Г. Шалимов. – М.: Транспорт. – 1990. – С. 127
9. ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения
10. Наумкин, И.Б. Влияние нелинейной нагрузки на качество электроэнергии/ И.Б. Наумкин, И.Н. Паскарь, В.М. Завьялов// Вестник Кузбасского государственного технического университета. – 2015. – № 4 (110). –

С. 75 – 81

11. Хохлов, Ю.И. Тиристорный выпрямительный агрегат в режимах потребления и генерирования реактивной мощности в условиях электролиза алюминия/ Ю.И. Хохлов, Н.Ю. Башмакова, М.А. Дзюба// Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2007. – № 12 (84). – С. 7 – 12

12. Kiyoshi Takahashi. A preliminary study of vehicle dynamics in a long train set formation for superconducting Maglev System"/ Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on, pp. 1013-1016, 2008

13. Hirak Patangia, Sri Nikhil Gupta Gourisetti. Real Time Harmonic Elimination Using a Modified Carrier. CONIELECOMP. Mexico. Feb 2012.

14. Bhim, S. Modeling of 18 – pulse STATCOM for power systems applications. Journal of power electronics / S. Bhim, R. Saha. – 2007. – Vol.7. – №2, p.146 – 158.

15. Acha, E. Power electronic control in electrical systems / E. Acha, V. Agelvidis, O. Anaya–Lara, T. Miller. – Cornwall: MPG Books Ltd, 2002. – 451 p.

16. Acha, E. FACTS Modelling and Simulation in Power Networks / E. Acha, C. Fuerte-Escquivel and others. – Chichester: John Wiley & Sons Ltd., 2004. – 403 p.

17. Рыжов, Ю. П. Дальние электропередачи сверхвысокого напряжения: учебник для вузов / Ю. П. Рыжов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 488 с.

18. Темербаев, С.А. Гибридные фильтрокомпенсирующие устройства для управления качеством электроэнергии в распределительных сетях: автореферат диссертации кандидата технических наук / С. А. Темербаев. – 2013. – Красноярск: СФУ.

19. Wei-Fu Su, Chin E. Lin, Ching-Lien Huang. Hybrid filter application for power quality improvement. Electric Power Systems Research. Volume 47, Issue 3, 1 November 1998, Pages 165–171

20. Ravish Khanna. Saji T Chacko. Naveen Goel. Performance and investigation of hybrid filters for Power Quality Improvement. Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2011 5th International. p. 93 – 97

21. W.G. Dunford. The calculation of subharmonics in an asynchronous PWM induction motor drive. Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 Record., 21st Annual IEEE
22. Мурашкин, С.И. Асинхронный частотный электропривод с векторным управлением/ С.И. Мурашкин// Вестник Красноярского государственного аграрного университета. – 2012. – № 9. – С. 189 – 196
23. Усынин, Ю.С. Развитие частотный методов синтеза электроприводов с синхронными электрическими машинами/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов// Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2011. – № 34 (251). – С. 21 – 27
24. Усынин, Ю.С. Синтез системы управления электроприводом с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков// Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2012. – № 37 (296). – С. 38 – 41
25. Jayant Baliga, B. Advanced Power Rectifier Concepts/ B. Jayant Baliga// Springer Science & Business Media. – 2009. – P. 352
26. Wayne Beaty, H. Standard handbook for electrical engineers/ H. Wayne Beaty, Donald G. Fink// McGraw-Hill. – New York , London. – 2007. – Ed 15th. – P. 2000
27. Muhammad H. Rashid. Power electronics handbook/ M.H. Rashid// Academic press. – 2001. – P. 892
28. Каганов, И.Л. Электронные и ионные преобразователи. Часть первая «Электронная техника»/ И.Л. Каганов// М: Государственное энергетическое издание. – 1950. – С. 661
29. Глинтерник, С.Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей/ С.Р. Глинтерник// Изд-во «Наука». – Ленинград. – 1968. – С. 308
30. Хохлов, Ю.И. Основные и глубокие режимы работы многофазных симметричных компенсированных выпрямителей систем электроснабжения:

учебное пособие/ Ю.И. Хохлов. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ. – 2014. – 106 с.

31. Харлов Н.Н. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике: учебное пособие/ Н.Н. Харлов. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета. – 2008. – 200 с.

32. Дьяков, А.Ф. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике и электротехнике/ А.Ф. Дьяков, Б.К. Максимов, Р.К. Борисов, И.П. Кужекин, А.В. Жуков. – М: Энергоатомиздат. – 2003. – 768 с.

33. Хабигер, Э. Электромагнитная совместимость. Основы ее обеспечения в технике/ пер. с нем. И.П. Кужекин; под. ред. Б.К. Максимова. – М: Энергоатомиздат. – 1995. – 304 с.

34. Хохлов, Ю.И. Компенсированный выпрямитель с фильтрацией в коммутирующие конденсаторы нечетнократных гармоник токов преобразовательных блоков/ Ю.И. Хохлов. – Челябинск: ЧГТУ. – 1995. – 355 с.

35. Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники/ И.М. Чиженко, В.С. Руденко, В.И. Сенько. – К: Высшая школа. – 1980. – 431 с.

36. Музыка. Д.Ф. Применение управляемых компенсированных преобразователей в энергосистемах: дис. ... канд. техн. наук: 05.14.02 / Музыка Дмитрий Филиппович. – Иркутск, 2006. – 234 с.

37. Фишлер, Я.Л. Трансформаторное оборудование для преобразовательных установок/ Я.Л. Фишлер, Р.Н. Урманов, Л.М. Пестряева. – М: Энергоатомиздат, 1989. – 320 с.

38. Фишлер Я.Л. Преобразовательные трансформаторы. Трансформаторы. Вып. 26/ Я.Л. Фишлер, Р.Н. Урманов. – М., «Энергия», 1974. – 224 с.

39. Хохлов Ю.И. Энергосберегающая энергетическая электроника в системах электроснабжения Ч.1 Устройства с нулевой кратностью преобразования частоты: учебное пособие/ Ю.И. Хохлов. – Челябинск: Издательство ЮУрГУ, 2006 – 249 с.

40. ГОСТ 16110–82. Трансформаторы силовые. Термины и определения. – Введ. 04.03.1982

41. Пестряева Л.М. Трансформаторы для полупроводниковых преобразовательных агрегатов на токи 50 – 63 кА/ Л.М. Пестряева, Я.Л. Фишлер. – М: Информэлектро, 1984
42. Гельман, М.В. Проектирование тиристорных преобразователей для электроприводов постоянного тока: учебное пособие/ М.В. Гельман. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2012. – 91 с.
43. Гельман, М.В. Преобразовательная техника: учебное пособие/ М.В. Гельман, М.М. Дудкин, К.А. Преображенский. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – 425 с.
44. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники/ Г.С. Зиновьев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
45. Писарев, А.Л. Управление тиристорными преобразователями/ А.Л. Писарев, Л.П. Деткин. – М: Энергия, 1975. – 178 с.
46. Иванов, А. Определение параметров уравнивающего реактора в 12-пульсных преобразователях/ А. Иванов, В. Арзамасов// Силовая электроника. – 2008. – № 2. – С. 100 – 102
47. Игольников, Ю.С. Развитие схмотехники выпрямителей на базе кольцевой схемы/ Ю.С. Игольников, А.А. Курганов// Вестник Мордовского университета. – 2004. – № 1–2. – С. 125 – 131
48. Коптяев, Е.Н. Полупроводниковый выпрямитель с боковыми пульсациями/ Е.Н. Коптяев, Ю.В. Душкин, П.А. Атрашкевич// Интернет-журнал Науковедение. – 2014. – № 4 (23). – С. 1 – 9
49. Лукутин, Б.В. Силовые преобразователи в электроснабжении: Учебное пособие/ Б.В. Лукутин, С.Г. Обухов. – Томск: Изд-во ТПУ, 2007. – 144 с.
50. Патракова, И.А. Расчет неуправляемого выпрямителя с фильтром и управляемого выпрямителя в режиме стабилизации входного напряжения: метод. указания к выполнению расчет.-граф. задания и контрол. работы/ И.А. Патракова, С.В. Бутаков. – Архангельск: Изд-во ФГАОУ ВПО «Северный (Арктический) федеральный университет имени М.В. Ломоносова», 2011. – 43 с.
51. Попков, О.З. Основы преобразовательной техники: учеб. пособие для

вузов/ О.З. Попков. 2 изд., стереот. – М: Издательский дом МЭИ, 2007. – 200 с.

52. Шевцов, Д.А. Однообмоточные дроссели насыщения в авиационных источниках вторичного электропитания/ Д.А. Шевцов, И.С. Турченко // Вестник Московского авиационного института. – 2013. – №3. – т.20. – С. 145 – 153

53. Шевцов, Д.А. Моделирование рабочих и аварийных режимов в регулируемом выпрямительном устройстве на основе управляемого однообмоточного дросселя насыщения/Д.А. Шевцов, И.С. Турченко// Практическая силовая электроника. – 2013. – №4 (52). – С. 39 – 42

54. Пат. 2103759 Российская Федерация МПК<sup>7</sup> Н 01 F 37/00. Дроссель насыщения/ Бобков В. А., Неуймин О.А.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество открытого типа "Российская электротехническая компания". – заявл. 25.12.1995; опубл. 27.01.1998

55. Пат. 2106712 Российская Федерация МПК<sup>7</sup> H01F29/14. Дроссель насыщения/ Бобков В. А., Неуймин О.А.; Открытое акционерное общество "Российская электротехническая компания". – заявл. 20.11.1996; опубл. 10.03.1998

56. Francesco Vasca. Dynamic and Control of Switched Electronic Systems. Advanced Perspectives for Modeling, Simulation and Control of Power Converters/ Francesco Vasca, Luigi Iannelli // Springer. – 2012. – P. 492

57. Beechner, T. Asymmetric interleaving – a new approach to operating parallel converters. / T. Beechner , J. Sun// In: Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, California, USA. – 2009. – P. 99 – 105

58. Толстов, Ю.Г. Силовые полупроводниковые выпрямители, управляемые дросселями насыщения/ Ю.Г. Толстов, Г.П. Мосткова, В.И. Ковалев. – М.: Наука, 1968 – 259 с.

59. Пат. 2172056 Российская Федерация МПК<sup>7</sup> H02M7/17. Управляемый выпрямитель/ Бобков А.В., Бобков В. А., Неуймин О.А.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество открытого типа "Российская электротехническая компания". – заявл. 16.06.2000; опубл. 10.08.2001

60. Толстов, Ю.Г. Трехфазные силовые полупроводниковые выпрямители, управляемые дросселями насыщения/ Ю.Г. Толстов. – Изд-во Академии наук



СССР, 1963 – 173 с.

61. Свенчанский, А.Д. Электротехнологические промышленные установки/ И. П. Евтюкова, Л. С. Кацевич, Н. М. Некрасова, А. Д. Свенчанский; Под ред. А. Д. Свенчанского. — М.: Энергоиздат, 1982. — 400 с.

62. Бобков, А.В. Разработка и исследование системы "трансформатор - управляемый выпрямитель" для электролиза галлия: дисс. ... канд. техн. наук: 05.09.03/ Бобков Александр Владимирович. – Екатеринбург., 2002. – 214 с.

63. Юрошева, Т.А. Исследование процесса электролиза цинка и разработка системы управления технологическим режимом: дисс. ... канд. техн. наук: 05.13.06/ Юрошева Татьяна Александровна . – Владикавказ., 2012. – 117 с.

64. Журавлев, Ю.П. Система управления реактивной мощностью тиристорных электроприводов широкополосного стана горячей прокатки: дисс. ... канд. техн. наук: 05.09.03/ Журавлев Юрий Петрович. – Магнитогорск., 2009. – 213 с.

65. Никулин, А.Д. Тиристорная преобразовательная техника в цветной металлургии/ А.Д. Никулин, Л.С. Родштейн, В.Г. Сальников, В.А. Бобков. – М.: Металлургия (Экономия топлива и электроэнергии), 1983 – 128 с.

66. Маклаков, А.С. Повышение энергоэффективности трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной средней точкой в составе электропривода большой мощности: дисс. ... канд. техн. наук: 05.09.12/ Маклаков Александр Сергеевич . – Челябинск., 2017. – 129 с.

67. Крубцов, Д.С. Исследование электромагнитной совместимости активных выпрямителей электроприводов непрерывных прокатных станов: дисс. ... канд. техн. наук: 05.09.03/ Крубцов Дмитрий Сергеевич. – Магнитогорск., 2017. – 151 с.

68. Крубцов, Д.С. Повышение устойчивости активных выпрямителей электроприводов прокатных станов к несимметрии питающего напряжения/Д.С. Крубцов// Электротехнические системы и комплексы. – 2017. – №2 (35). – С. 19 – 24

69. Николаев, А.А. Исследование влияния провалов напряжения в системе

электроснабжения завода ММК Metalurji на работу главных электроприводов стана горячей прокатки// Электротехнические системы и комплексы. – 2015. – №3 (28). – С. 8 – 14

70. Федорова, М.Ю. Повышение энергоэффективности и разработка дизайна систем электроснабжения удаленных буровых установок нефтегазодобывающего комплекса/ М.Ю. Федорова, Ю.И. Хохлов, А.В. Хлопова// // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2012. – № 16. – С. 42 – 47

71. Хохлов, Ю.И. Методика расчета и направления разработки дизайна компенсированного выпрямительного агрегата для системы электроснабжения буровой установки нефтегазодобывающего комплекса/ Ю.И. Хохлов, М.Ю. Федорова, С.Г. Шабиев// // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2010. – № 14. – С. 4 – 10

72. Хохлов, Ю.И. Системы электроснабжения буровых установок с ансамблем нечетно-кратных гармоник тока в однореакторном компенсирующем устройстве двенадцатифазного выпрямительного агрегата/ Ю.И. Хохлов, М.Ю. Федорова, С.Г. Шабиев, А.А. Майер// // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2013. – т. 13 – № 1. – С. 56 – 62

73. Хохлов Ю.И. Компенсированная система электроснабжения буровой установки на морском шельфе/ Ю.И. Хохлов, П.В. Лонзингер// Труды Международной конференции и выставки по судостроению и разработке высокотехнологичного оборудования для освоения континентального шельфа Offshore Marintec Russia – 2016 и 16-го Петербургского международного энергетического форума 4–7 октября 2016 года, Санкт-Петербург – Спб.: ХИМИЗДАТ, 2016. – С. 317–321.

74. Марикин, А.П. Способы усиления тягового электроснабжения постоянного тока при интенсивном движении поездов/ А.П. Марикин, А.П. Самонин, В.Г. Жемчугов// Известия Петербургского университета путей сообщения. – 2013. – № 3. – С. 123 – 127

75. Аржанников, Б.А. Тяговое электроснабжение постоянного тока скоростного и тяжеловесного движения поездов: монография/ Б.А. Аржанников. – Екатеринбург: Издательство УрГУПС. – 2012. – 207 с.

76. Марикин, А.Н. Новые технологии в сооружении и реконструкции тяговых подстанций. Учебное пособие для вузов ж. – д. транспорта/ А.Н. Марикин, А.В. Мизинцев. – М: ГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте». – 2008. – 220 с.

77. Кондратьев, Д.Е. Трёхфазные выпрямители с активной коррекцией коэффициента мощности и двунаправленной передачей энергии: дисс. ... канд. техн. наук: 05.09.12/ Кондратьев Дмитрий Евгеньевич. – М., 2008. – 194 с.

78. Брылина, О.Г. Исследование трехфазного активного выпрямителя напряжения/ О.Г. Брылина, М.В. Гельман// Электротехнические системы и комплексы. – 2014. – № 1(22). – С. 47 – 50

79. Радионов, А.А. Компенсация реактивной мощности в сети с помощью активного выпрямителя напряжения/ А.А. Радионов, А.С. Маклаков// Электротехнические системы и комплексы. – 2013. – № 21. – С. 226 – 231

80. Ветлугин Е.М. Некоторые вопросы теории комбинированного регулирования напряжения трансформатора/ Е.М. Ветлугин, Р.Н. Урманов// Электричество. – 1966. – № 11. – С. 37–40

81. А.с. 838668 СССР. МКИ<sup>3</sup> С 05Г 1/14. Устройство регулирования переменного напряжения/ Б.А. Аржанников, Р.Н. Урманов, Я.Л. Фишлер, В.С. Шлентов. – № 2815966/24 – 07; заявл. 17.09.96; опубли. 15.06.81, Бюл. № 22. – 2 с.

82. Чивенков, А.И. Развитие методов и средств регулирования напряжения и мощности в системах электроснабжения с автономными источниками энергии : дисс. ... докт. техн. наук: 05.09.03/ Чивенков Александр Иванович. – Нижний Новгород., 2014. – 308 с.

83. А.с. 1350651 СССР, МКЛЗ Н 05 F 1/20. Устройство для дискретного регулирования переменного напряжения/ Б.Ю. Алтунин, А.А. Асабин, А.И. Чивенков (СССР). – № 3985064/27–07; заявл. 04.12.85; опубли. 07.11.87, Бюл. № 41

84. А.с. 1388972 СССР, МКЛЗ Н 02 М 5/257. Регулируемый преобразователь

переменного напряжения в переменное/ Б.Ю. Алтунин, А.А. Асабин, А.И. Чивенков, Л.А. Соловьев (СССР). – № 4155432/27–07; заявл. 02.12.86; опубл. 15.04.88, Бюл. № 14

85. А.с. 1739452 СССР, МКЛЗ Н 02 М 5/257. Устройство для управления преобразователем переменного напряжения в переменное/ Б.Ю. Алтунин, А.А. Асабин, А.И. Чивенков, Л.А. Соловьев, Л.М. Пестряева (СССР). – 1992, Бюл. № 21

86. А.с. 1767653 СССР, МКЛЗ Н 02 М 5/257. Регулируемый преобразователь переменного напряжения в переменное/ Б.Ю. Алтунин, Л.А. Соловьев, А.И. Чивенков (СССР). – № 4878208/07; заявл. 16.07.90; опубл. 07.10.92, Бюл. № 37

87. А.с. 964850 СССР, МКЛЗ Н 02 J 3/18 Н 02 J 3/26. Устройство для симметрирования напряжения и компенсации реактивной мощности в трехфазной сети/ И.М. Туманов, В.Г. Рогацкий, А.Н. Левин, А.И. Чивенков (СССР). – № 3261726/24–07; заявл. 18.03.81; опубл. 07.10.82, Бюл. № 37

88. А.с. 1132336 СССР, МКЛЗ Н 02 Р 13/00. Способ управления регулятором напряжения трансформатора под нагрузкой и устройство для его осуществления/ Б.Ю. Алтунин, А.А. Асабин, А.И. Чивенков, Л.А. Соловьев, В.С. Шлентов (СССР). – № 3576587/24–07; заявл. 11.04.83; опубл. 30.12.84, Бюл. № 48

89. Хохлов, Ю.И. Компенсированные параметрические источники тока и их свойства/ Ю.И. Хохлов// Электричество. – 2007. – № 3. – С. 42–48

90. Пат. 2161363 Российская Федерация МПК<sup>7</sup> Н 02 М7/17 G 05 F3/06. Параметрический источник тока/ Виноградов А.В., Зборовский И.А., Пестряева Л.М., Светоносков В.П., Фишлер Я.Л.; Виноградов Андрей Владимирович, Зборовский Исаак Аронович, Пестряева Людмила Михайловна, Светоносков Валерий Петрович, Фишлер Яков Львович. – заявл. 21.06.1999; опубл. 27.12.2000

91. Hingorani N.G. Understanding FACTS: Concepts and technology of flexible AC transmission systems/ N.G. Hingorani, L. Gyugyi ; Wiley – IEEE Press— 1999.

92. Gyugyi. Unified Power Flow Control concept for flexible transmission systems/ L. Gyugyi ; IEEE proceeding – С.— 1992.

93. Хохлов, Ю.И. Возможности векторного управления силовыми

трансформаторами в решении проблем электроснабжения/ Ю.И. Хохлов, А.В. Хлопова// Наука ЮУрГУ: материалы 62-й научной конференции. Секция технических наук. Челябинск. Издательский центр ЮУрГУ. – 2010. – Т.3.

94. Хохлов, Ю. И. Электромагнитные процессы в силовых трансформаторах с векторным управлением/ Ю.И. Хохлов, В.И. Сафонов, П.В. Лонзингер // Электротехника. - 2016. - № 3. - С. 30-34 . - ISSN 0013-5860

95. Пат. 2333589 Российская Федерация МПК<sup>7</sup> Н 02 М 7/12. Способ управления многофазным выпрямительным агрегатом/ Хохлов Ю.И.; заявитель и патентообладатель Хохлов Юрий Иванович. – № 2007109991/09; заявл. 19.03.2007; опубл. 10.09.2008. – 13 с.

96. Пат. 2402143 Российская Федерация МПК<sup>7</sup> Н 02 М 7/12 Н 02 М 7/162. Способ управления многофазным выпрямительным агрегатом/ Хохлов Ю.И., Гиззатуллин Д.В., Осипов А.Г. ; заявитель и патентообладатель Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Южно-Уральский государственный университет". – № 2009110070/09; заявл. 19.03.2009; опубл. 20.10.2010. – 16 с.

97. Хохлов, Ю. И. Энерго- и ресурсосберегающие преобразовательные системы электроснабжения электролизного производства алюминиевой промышленности/ Ю.И. Хохлов// Электричество. - 2007. - № 7. - С. 3–9

98. Пат. 2563027 Российская Федерация МПК<sup>7</sup> Н 02 М 7/00 Н 02 М 7/12. Способ управления многофазным выпрямительным агрегатом/ Хохлов Ю.И., Сафонов В.И., Лонзингер П.В. ; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Южно-Уральский государственный университет (ФГБОУ ВПО "ЮУрГУ" (НИУ))". – № 2014118705/07; заявл. 07.05.2014; опубл. 20.09.2015. – 2 с.

99. Лохов, С.П. Энергетические составляющие мощности вентильных преобразователей. Ч.1. Однофазные цепи: Учебное пособие/ С.П. Лохов. Челябинск: Изд. ЮУрГУ – 1999. – 106 с.

100. Бессонов, Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические

цепи: учебник/ Л.А. Бессонов. – 11 изд., перераб. и доп. – М: Гардарики, 2007 – 701 с.

101. Смирнов, В.И. Курс высшей математики. Том II/ Пред. Л.Д. Фаддеева, пред. и прим. Е.А. Грининой: 24-е изд. – СПб: БХВ-Петербург. – 2008. – 848 с.

102. Бессонов, Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи: учебник/ Л.А. Бессонов. – 11 изд., перераб. и доп. – М: Гардарики, 2007 – 701 с.

103. Хохлов, Ю.И. Электромагнитные процессы в компенсированных преобразователях с векторным управлением / Ю.И. Хохлов, В.И. Сафонов, В.Д. Константинов, П.В. Лонзингер // Современные проблемы науки и образования. – 2014. – № 3. – [www.science-education.ru/117-13505](http://www.science-education.ru/117-13505) (дата обращения: 28.10.2017)

104. Хохлов, Ю.И. Внешние и энергетические характеристики компенсированных выпрямителей с векторным управлением/ Ю.И. Хохлов, В.И. Сафонов, П.В. Лонзингер// Вестник Магнитогорского государственного технического университета им. Г.И. Носова. 2015. № 1 (49). С. 95-100

105. Хохлов, Ю.И. Внешние и энергетические характеристики двенадцатифазных компенсированных выпрямителей с векторным управлением / Ю.И. Хохлов, В.И. Сафонов, П.В. Лонзингер // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2014. – Вып. 4. – № 14. – С. 37–45

106. Хохлов, Ю.И. Электромагнитные процессы и характеристики компенсированных выпрямителей с пятой и седьмой гармониками тока в конденсаторах и векторным управлением / Ю.И. Хохлов, В.И. Сафонов, П.В. Лонзингер // Наука ЮУрГУ. Материалы 68-й научной конференции. Министерство образования и науки Российской Федерации; Южно-Уральский государственный университет. – 2016. – С. 910 – 917

107. Чаплыгин, Е.Е. Инверторы напряжения и их спектральные модели: учебное пособие по курсам «Автономные преобразователи» и «Моделирование электронных устройств и систем»/ Е.Е. Чаплыгин. – М.:Издательство МЭИ. – 2003. – 64 с

108. Чаплыгин, Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с

широтной-импульсной модуляцией/ Е.Е. Чаплыгин. – М.:Издательство МЭИ. – 2009. – 56 с

109. Турпак, А.М. Расчет параметров LC- фильтра с учетом параметров нагрузки и длинного кабеля/ А.М. Турпак, А.Т. Ключников// Фундаментальные исследования. – 2016. – № 8 (часть 2)– С. 272–276

110. Khaled H. ADMED. Passive filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation/ Khaled H. ADMED, Stephen J. FINNEY, Barry W. WILLIAMS// Electrical Power Quality and Utilization. – Vol. 8. – № 2. – 2007. – P. 49–58

111. Joao, L.A. P-Q Theory Power Components Calculations/ L.A. Joao// IEEE International Symposium on Industrial Electronics Rio de Janeiro, Brasil. – 2003.

112. Akagi, H. Теория мгновенной мощности и ее применение для повышения качества электроэнергии/ H. Akagi, E. Watanabe, M. Aredes// IEEE Press Series on Power Engineering. – New York, Wiley. – 2007.

113. Козярук, А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов/ под ред. А.Г. Народицкого. – СПб.: Санкт-Петербургская Электротехническая компания. – 2004. – 127 с.

114. Бесекерский В.А. Теория систем автоматического управления/ В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – Изд. 4-е, перераб. и доп. – СПб, Изд-во "Профессия", 2003. – 752 с.

115. Воронов, А.А. Теория автоматического управления: Учеб. для вузов по спец. «Автоматика и телемеханика». В 2-х ч. Ч. II. Теория нелинейных и специальных систем автоматического управления/ А.А. Воронов, Д.П. Ким, В.М. Лохин и др.: Под ред. А.А. Воронова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк. – 1986. – 504 с.

116. Цыпкин, Я.З. Теория нелинейных импульсных систем/ Я.З. Цыпкин, Ю.С. Попков. – М.: Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука». – 1973. – 416 с.

117. Дудкин, М.М. Энергосберегающие технологии в испытательных стендах с использованием однофазных обратимых преобразователей / М.М. Дудкин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2013. – Том 13. – № 1. – С. 5–18.

118. Дудкин, М.М. Энергетические характеристики однофазных обратимых преобразователей напряжения с различными законами модуляции / М.М. Дудкин // Практическая силовая электроника. – 2010. – № 2 (38). – С. 25–32.



## ПРИЛОЖЕНИЕ А

$$\begin{aligned} \lambda &:= \pi & h2 &:= 1 & \psi &:= \frac{\pi}{2} & n &:= 0.5 & q &:= 0.4 \\ \gamma &:= 30 \cdot \frac{\pi}{180} = 0.524 & \sigma &:= 0.2 & \rho &:= 18 \cdot \frac{\pi}{180} = 0.314 \\ \nu &:= 2 & \phi y1 &:= 0 \cdot \frac{\pi}{180} = 0 \end{aligned}$$

$$F\Delta E'(\delta E', \delta \alpha) := \sqrt{(\delta E' \cdot \cos(\delta \alpha) + \sigma \cdot \cos(\rho))^2 + (\delta E' \cdot \sin(\delta \alpha) + \sigma \cdot \sin(\rho))^2}$$

$$F\Delta \alpha'(\delta E', \delta \alpha) := \begin{cases} \operatorname{atan} \left[ \frac{(\delta E' \cdot \sin(\delta \alpha) + \sigma \cdot \sin(\rho))}{(\delta E' \cdot \cos(\delta \alpha) + \sigma \cdot \cos(\rho))} \right] & \text{if } \delta E' \cdot \cos(\delta \alpha) + \sigma \cdot \cos(\rho) > 0 \\ \frac{\pi}{2} & \text{if } \delta E' \cdot \cos(\delta \alpha) + \sigma \cdot \cos(\rho) = 0 \wedge (\delta E' \cdot \sin(\delta \alpha) + \sigma \cdot \sin(\rho)) \geq 0 \\ -\frac{\pi}{2} & \text{if } \delta E' \cdot \cos(\delta \alpha) + \sigma \cdot \cos(\rho) = 0 \wedge (\delta E' \cdot \sin(\delta \alpha) + \sigma \cdot \sin(\rho)) < 0 \\ \pi + \operatorname{atan} \left[ \frac{(\delta E' \cdot \sin(\delta \alpha) + \sigma \cdot \sin(\rho))}{(\delta E' \cdot \cos(\delta \alpha) + \sigma \cdot \cos(\rho))} \right] & \text{if } \delta E' \cdot \cos(\delta \alpha) + \sigma \cdot \cos(\rho) < 0 \end{cases}$$

$$k_i := \frac{1}{\nu^2 - 1} \cdot \frac{\cot\left(\frac{\gamma}{2}\right) - \frac{1}{\nu} \cdot \cot\left(\nu \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{\frac{\gamma}{2} - \psi + \frac{1}{\nu} \cdot \cot\left(\nu \cdot \frac{\gamma}{2}\right)} \quad k_x := \frac{\nu^2}{\nu^2 - 1} \cdot \left( \frac{1}{\nu} \tan\left(\nu \cdot \frac{\gamma}{2}\right) - \tan\left(\frac{\gamma}{2}\right) \right)$$

$$k_u := 1 + \left( \psi - \frac{\gamma}{2} \right) \cdot k_x \quad k_i = -2.157 \quad k_x = 0.028 \quad k_u = 1.036$$

$$F\alpha'(\delta E', \delta \alpha) := \operatorname{atan} \left[ \frac{1 + k_x \cdot \cot\left(\frac{\gamma}{2}\right)}{\cot\left(\frac{\gamma}{2}\right) + \nu^2 \cdot k_i \cdot \left( \psi - \frac{\gamma}{2} \right)} \right] - \frac{\gamma}{2} - F\Delta \alpha'(\delta E', \delta \alpha)$$

$$FId(\delta E', \delta \alpha) := F\Delta E'(\delta E', \delta \alpha) \cdot k_i \cdot \sin\left(F\alpha'(\delta E', \delta \alpha) + F\Delta \alpha'(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\gamma}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)$$

$$FUd(\delta E', \delta \alpha) := F\Delta E'(\delta E', \delta \alpha) \cdot k_u \cdot \cos\left(F\alpha'(\delta E', \delta \alpha) + F\Delta \alpha'(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\gamma}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\gamma}{2}\right)$$

$$FA1(\delta E', \delta \alpha) := -\frac{1}{h2} \cdot \left( FId(\delta E', \delta \alpha) + \frac{F\Delta E'(\delta E', \delta \alpha)}{\nu^2 - 1} \cdot \cos(F\alpha'(\delta E', \delta \alpha) + F\Delta \alpha'(\delta E', \delta \alpha)) \right)$$

## ПРИЛОЖЕНИЕ А (продолжение)

$$FA2(\delta E', \delta \alpha) := -\frac{1}{h2} \left[ \frac{F\Delta E'(\delta E', \delta \alpha)}{\nu^2 - 1} \cdot \left( \cos(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + F\Delta\alpha(\delta E', \delta \alpha)) \cdot \cot(\nu \cdot \gamma) - \frac{\cos(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + F\Delta\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \gamma)}{\sin(\nu \cdot \gamma)} \right) + FId(\delta E', \delta \alpha) \cdot \cot\left(\nu \cdot \frac{\gamma}{2}\right) \right]$$

$$FM1(\delta E', \delta \alpha) := \sin\left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\gamma}{2}\right)$$

$$FM2(\delta E', \delta \alpha) := -\frac{F\Delta E'(\delta E', \delta \alpha)}{2 \cdot h2 \cdot FId(\delta E', \delta \alpha) \cdot (\nu^2 - 1)} \cdot \left( \frac{\gamma}{2} \cdot \cos\left(\frac{\lambda}{2} - F\Delta\alpha(\delta E', \delta \alpha)\right) \right)$$

$$FM3(\delta E', \delta \alpha) := -\frac{F\Delta E'(\delta E', \delta \alpha)}{2 \cdot h2 \cdot FId(\delta E', \delta \alpha) \cdot (\nu^2 - 1)} \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos\left(2 \cdot F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \gamma + F\Delta\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\lambda}{2}\right) \cdot \sin(\gamma)$$

$$FM4(\delta E', \delta \alpha) := -\frac{FA1(\delta E', \delta \alpha)}{2 \cdot FId(\delta E', \delta \alpha)} \cdot \begin{cases} \frac{1}{1 - \nu} \cdot \cos\left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} - \frac{\nu \cdot \gamma}{2}\right) \cdot \sin\left[(1 - \nu) \cdot \frac{\gamma}{2}\right] & \text{if } \nu \neq 1 \\ \frac{\nu \cdot \gamma}{2} \cdot \cos\left[\nu \cdot \left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\lambda}{2}\right)\right] & \text{if } \nu = 1 \end{cases}$$

$$FM5(\delta E', \delta \alpha) := -\frac{FA1(\delta E', \delta \alpha)}{2 \cdot FId(\delta E', \delta \alpha)} \cdot \frac{1}{1 + \nu} \cdot \cos\left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} + \frac{\nu \cdot \gamma}{2}\right) \cdot \sin\left[(1 + \nu) \cdot \frac{\gamma}{2}\right]$$

$$FM6(\delta E', \delta \alpha) := -\frac{FA2(\delta E', \delta \alpha)}{2 \cdot FId(\delta E', \delta \alpha)} \cdot \begin{cases} \frac{1}{1 - \nu} \cdot \sin\left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} - \frac{\nu \cdot \gamma}{2}\right) \cdot \sin\left[(1 - \nu) \cdot \frac{\gamma}{2}\right] & \text{if } \nu \neq 1 \\ \frac{\nu \cdot \gamma}{2} \cdot \sin\left[\nu \cdot \left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\lambda}{2}\right)\right] & \text{if } \nu = 1 \end{cases}$$

$$FM7(\delta E', \delta \alpha) := \frac{FA2(\delta E', \delta \alpha)}{2 \cdot FId(\delta E', \delta \alpha)} \cdot \frac{1}{1 + \nu} \cdot \sin\left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} + \frac{\nu \cdot \gamma}{2}\right) \cdot \sin\left[(1 + \nu) \cdot \frac{\gamma}{2}\right]$$

$$FM11(\delta E', \delta \alpha) := \cos\left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\gamma}{2}\right)$$

$$FM21(\delta E', \delta \alpha) := \frac{F\Delta E'(\delta E', \delta \alpha)}{2 \cdot h2 \cdot FId(\delta E', \delta \alpha) \cdot (\nu^2 - 1)} \cdot \frac{\gamma}{2} \cdot \sin\left(\frac{\lambda}{2} - F\Delta\alpha(\delta E', \delta \alpha)\right)$$

$$FM31(\delta E', \delta \alpha) := \frac{F\Delta E'(\delta E', \delta \alpha)}{2 \cdot h2 \cdot FId(\delta E', \delta \alpha) \cdot (\nu^2 - 1)} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sin\left(2 \cdot F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \gamma + F\Delta\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\lambda}{2}\right) \cdot \sin(\gamma)$$

$$FM41(\delta E', \delta \alpha) := \frac{FA1(\delta E', \delta \alpha)}{2 \cdot FId(\delta E', \delta \alpha)} \cdot \begin{cases} \frac{1}{1 - \nu} \cdot \sin\left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} - \frac{\nu \cdot \gamma}{2}\right) \cdot \sin\left[(1 - \nu) \cdot \frac{\gamma}{2}\right] & \text{if } \nu \neq 1 \\ \frac{\nu \cdot \gamma}{2} \cdot \sin\left[\nu \cdot \left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\lambda}{2}\right)\right] & \text{if } \nu = 1 \end{cases}$$

$$FM51(\delta E', \delta \alpha) := \frac{FA1(\delta E', \delta \alpha)}{2 \cdot FId(\delta E', \delta \alpha)} \cdot \frac{1}{1 + \nu} \cdot \sin\left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} + \frac{\nu \cdot \gamma}{2}\right) \cdot \sin\left[(1 + \nu) \cdot \frac{\gamma}{2}\right]$$

$$FM61(\delta E', \delta \alpha) := -\frac{FA2(\delta E', \delta \alpha)}{2 \cdot FId(\delta E', \delta \alpha)} \cdot \begin{cases} \frac{1}{1 - \nu} \cdot \cos\left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} - \frac{\nu \cdot \gamma}{2}\right) \cdot \sin\left[(1 - \nu) \cdot \frac{\gamma}{2}\right] & \text{if } \nu \neq 1 \\ \frac{\nu \cdot \gamma}{2} \cdot \cos\left[\nu \cdot \left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\lambda}{2}\right)\right] & \text{if } \nu = 1 \end{cases}$$

$$FM71(\delta E', \delta \alpha) := \frac{FA2(\delta E', \delta \alpha)}{2 \cdot FId(\delta E', \delta \alpha)} \cdot \frac{1}{1 + \nu} \cdot \cos\left(F\alpha(\delta E', \delta \alpha) + \frac{\gamma}{2} + \frac{\lambda}{2} + \frac{\nu \cdot \gamma}{2}\right) \cdot \sin\left[(1 + \nu) \cdot \frac{\gamma}{2}\right]$$

## ПРИЛОЖЕНИЕ А (продолжение)

$$FB1(\delta E', \delta \alpha) = \frac{2FI d(\delta E', \delta \alpha)}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\lambda}{2}\right) (FM1(\delta E', \delta \alpha) + FM2(\delta E', \delta \alpha) + FM3(\delta E', \delta \alpha) + FM4(\delta E', \delta \alpha) + FM5(\delta E', \delta \alpha) + FM6(\delta E', \delta \alpha) + FM7(\delta E', \delta \alpha))$$

$$FC1(\delta E', \delta \alpha) = \frac{2FI d(\delta E', \delta \alpha)}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\lambda}{2}\right) (FM11(\delta E', \delta \alpha) + FM21(\delta E', \delta \alpha) + FM31(\delta E', \delta \alpha) + FM41(\delta E', \delta \alpha) + FM51(\delta E', \delta \alpha) + FM61(\delta E', \delta \alpha) + FM71(\delta E', \delta \alpha))$$

$$\psi v1(\delta E', \delta \alpha) = \begin{cases} \operatorname{atan}\left(\frac{FC1(\delta E', \delta \alpha)}{FB1(\delta E', \delta \alpha)}\right) & \text{if } FB1(\delta E', \delta \alpha) \geq 0 \\ \pi + \operatorname{atan}\left(\frac{FC1(\delta E', \delta \alpha)}{FB1(\delta E', \delta \alpha)}\right) & \text{if } FB1(\delta E', \delta \alpha) < 0 \end{cases}$$

$$\Phi 1(\delta E', \delta \alpha, Iy1m) = \delta E' - 2 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1)\right)^2 + (n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \cos(\phi y1))^2}$$

$$\Phi 2(\delta E', \delta \alpha, Iy1m) = \delta \alpha - \begin{cases} \operatorname{atan}\left(\frac{-n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \cos(\phi y1)}{\frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1)}\right) & \text{if } \frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1) > 0 \\ \frac{\pi}{2} & \text{if } \frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1) = 0 \wedge -n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \cos(\phi y1) \geq 0 \\ -\frac{\pi}{2} & \text{if } \frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1) = 0 \wedge -n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \cos(\phi y1) < 0 \\ \pi + \operatorname{atan}\left(\frac{-n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \cos(\phi y1)}{\frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1)}\right) & \text{if } \frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1) < 0 \end{cases}$$

$$\Phi 3(\delta E', \delta \alpha, Iy1m) = \sigma \cdot \sqrt{(FB1(\delta E', \delta \alpha))^2 + (FC1(\delta E', \delta \alpha))^2} \cdot \cos(\rho - \psi v1(\delta E', \delta \alpha)) - \frac{n}{2} \cdot Iy1m' \cdot \cos(\phi y1) - 2 \cdot n \cdot q \cdot \sqrt{(FB1(\delta E', \delta \alpha))^2 + (FC1(\delta E', \delta \alpha))^2} \cdot Iy1m' \cdot \sin(\psi v1(\delta E', \delta \alpha) - \phi y1)$$

$$\delta E'(Iy1m) = 2 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1)\right)^2 + (n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \cos(\phi y1))^2}$$

$$\delta \alpha(Iy1m) = \begin{cases} \operatorname{atan}\left(\frac{-n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \cos(\phi y1)}{\frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1)}\right) & \text{if } \frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1) > 0 \\ \frac{\pi}{2} & \text{if } \frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1) = 0 \wedge -n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \cos(\phi y1) \geq 0 \\ -\frac{\pi}{2} & \text{if } \frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1) = 0 \wedge -n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \cos(\phi y1) < 0 \\ \pi + \operatorname{atan}\left(\frac{-n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \cos(\phi y1)}{\frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1)}\right) & \text{if } \frac{1}{2} + n \cdot q \cdot Iy1m' \cdot \sin(\phi y1) < 0 \end{cases}$$

$$Iy1m(\delta E', \delta \alpha) = \frac{\left[\sigma \cdot \sqrt{(FB1(\delta E', \delta \alpha))^2 + (FC1(\delta E', \delta \alpha))^2} \cdot \cos(\rho - \psi v1(\delta E', \delta \alpha))\right]}{\left[\frac{n}{2} \cdot \cos(\phi y1) + 2 \cdot n \cdot q \cdot \sqrt{(FB1(\delta E', \delta \alpha))^2 + (FC1(\delta E', \delta \alpha))^2} \cdot \sin(\psi v1(\delta E', \delta \alpha) - \phi y1)\right]}$$

## ПРИЛОЖЕНИЕ А (продолжение)

$$k_{\max} := 100 \quad \varepsilon := 10^{-14}$$

$$\begin{pmatrix} \delta E \\ \delta \alpha \\ Iy1m \end{pmatrix} := \begin{array}{l} x\delta E'_0 \leftarrow 1 \\ x\delta \alpha'_0 \leftarrow 0 \\ x\delta Iy1m'_0 \leftarrow 0 \\ x\delta E'_1 \leftarrow \delta E'(x\delta Iy1m'_0) \\ x\delta \alpha'_1 \leftarrow \delta \alpha'(x\delta Iy1m'_0) \\ x\delta Iy1m'_1 \leftarrow Iy1m'(x\delta E'_0, x\delta \alpha'_0) \\ k \leftarrow 1 \\ \text{while } (|x\delta E'_k - x\delta E'_{k-1}| \geq \varepsilon \vee |x\delta \alpha'_k - x\delta \alpha'_{k-1}| \geq \varepsilon \vee |x\delta Iy1m'_k - x\delta Iy1m'_{k-1}| \geq \varepsilon) \wedge k \leq k_{\max} \\ \begin{array}{l} x\delta E'_{k+1} \leftarrow \delta E'(x\delta Iy1m'_k) \\ x\delta \alpha'_{k+1} \leftarrow \delta \alpha'(x\delta Iy1m'_k) \\ x\delta Iy1m'_{k+1} \leftarrow Iy1m'(x\delta E'_k, x\delta \alpha'_k) \\ k \leftarrow k + 1 \end{array} \\ \delta E'' \leftarrow x\delta E'_k \\ \delta \alpha'' \leftarrow x\delta \alpha'_k \\ \delta Iy1m'' \leftarrow x\delta Iy1m'_k \\ \begin{pmatrix} \delta E'' \\ \delta \alpha'' \\ \delta Iy1m'' \end{pmatrix} \end{array}$$

$$M_{\text{control}} := \begin{pmatrix} \Phi 1(\delta E, \delta \alpha, Iy1m) \\ \Phi 2(\delta E, \delta \alpha, Iy1m) \\ \Phi 3(\delta E, \delta \alpha, Iy1m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -1.839 \times 10^{-15} \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\delta E = 1 \quad \delta \alpha \cdot \frac{180}{\pi} = -1.076 \quad Iy1m = 0.047 \quad \phi y1 \cdot \frac{180}{\pi} = 0$$

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б

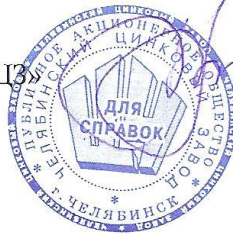
Публичное Акционерное Общество  
«Челябинский Цинковый Завод»  
ПАО «ЧЦЗ»  
УСОФ

**ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

О научно-практической ценности диссертационного исследования на тему:  
«Электромагнитные процессы в компенсированных выпрямителях  
с векторным управлением»

Представленные в диссертационной работе Лонзингера П.В. «Электромагнитные процессы в компенсированных выпрямителях с векторным управлением» результаты исследования, методика расчета и способы векторного управления компенсированными выпрямителями являются теоретической основой к созданию перспективных выпрямительных агрегатов, позволяющих производить регулирование режима нагрузки постоянного тока без повышения потребляемой выпрямительным агрегатом реактивной мощности. На основе указанного диссертационного исследования будут разработаны варианты реконструкции преобразовательных агрегатов цеха КЭЦ ПАО «ЧЦЗ».

Главный энергетик ПАО «ЧЦЗ»



А.Р. Вернергольд

«25» 06 2018 г.

## ПРИЛОЖЕНИЕ В

Под руководством профессора, доктора технических наук, Хохлова Юрия Ивановича, в период с 2017 – 2018 года разрабатывается устройство электромагнитной компенсации для преобразовательного агрегата тяговой подстанции постоянного тока. Работа ведется по договору № 2017587 от 01.12.2017 г. с ООО «НИИЭФА-ЭНЕРГО». Устройство электромагнитной компенсации разрабатывается с целью его последующей установки на тяговой подстанции Каясан ЮУрЖД.

Принцип работы устройства электромагнитной компенсации заключается в фильтрации в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратных гармоник входных токов преобразовательных блоков двенадцатифазного выпрямительного агрегата [Хохлов, Ю.И. Компенсированный выпрямитель с фильтрацией в коммутирующие конденсаторы нечетнократных гармоник токов преобразовательных блоков/ Ю.И. Хохлов. – Челябинск: ЧГТУ. – 1995. – 355 с.]. Соответствующим выбором емкости коммутирующих конденсаторов устанавливается необходимый наклон выходной характеристики преобразовательного агрегата, обеспечивается компенсация реактивной мощности, потребляемой выпрямительным агрегатом в силу наличия индуктивностей в контуре коммутации.

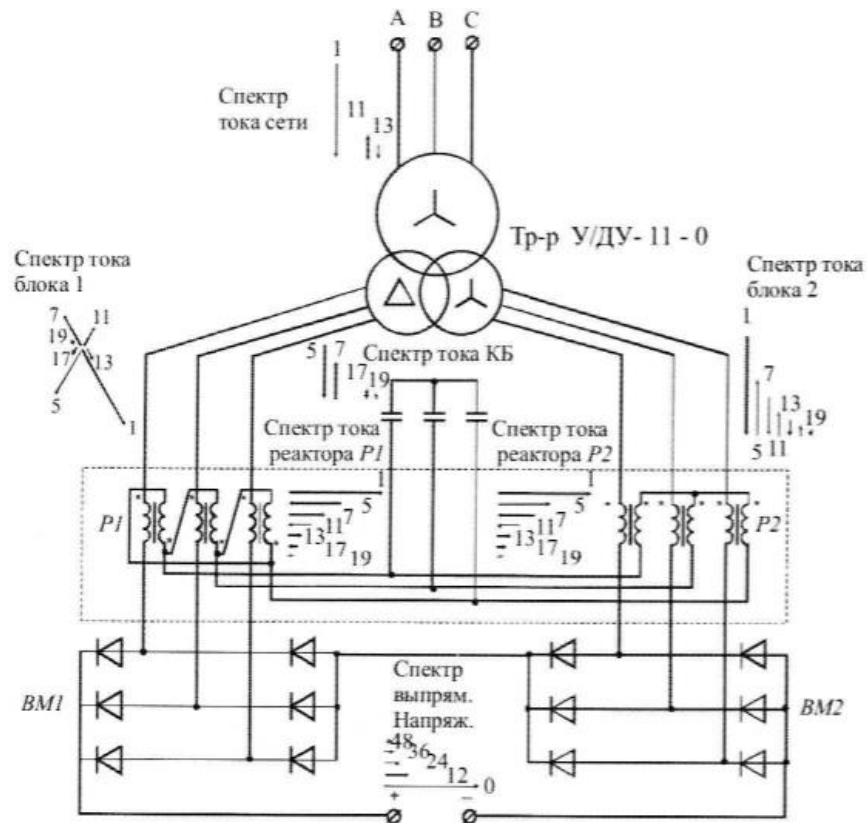
Технические требования к реакторному оборудованию устройства электромагнитной компенсации приведены ниже.

Практическое внедрение указанного устройства позволяет говорить о перспективности диссертационного исследования, проведенного автором, поскольку наличие действующих компенсированных агрегатов (с фильтрацией в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратных гармоник токов вентильных блоков) открывает возможность для дальнейшей их модернизации путем установки устройств векторного управления с целью снижения влияния изменений напряжения питающей сети на режим работы нагрузки постоянного тока.

## ПРИЛОЖЕНИЕ В (продолжение)

**Технические требования к реакторному оборудованию устройства  
электромагнитной компенсации для преобразовательного агрегата  
тяговой подстанции постоянного тока**

**Назначение:** реакторы P1 и P2 используются в устройстве электромагнитной компенсации для перевода 12-пульсного 12МВт выпрямительного агрегата тяговой подстанции в компенсированный режим работы с целью повышения жесткости выходной характеристики в соответствии с принципиальной схемой, представленной на рисунке.

**Электрические параметры:**

действующее значение напряжения на рабочей обмотке реактора P2	-214В,
действующее значение тока в рабочей обмотке реактора P2	-2800А,
действующее значение напряжения на компенсационной обмотке реактора P2	-3200В,
действующее значение тока в компенсационной обмотке реактора P2	-186А,
коэффициент трансформации	-15,
напряжение КЗ (сквозное)	6÷12%,
схема соединения	Ш/У,
максимальное рабочее напряжение между обмотками и относительно корпуса	10кВ,
частота тока рабочей обмотки	50Гц,
частота изменения магнитного потока в магнитопроводе реакторов	250Гц,

## ПРИЛОЖЕНИЕ В (продолжение)

действующее значение напряжения на рабочей обмотке реактора P1	-214В,
действующее значение тока в рабочей обмотке реактора P1	-2800А,
действующее значение напряжения на компенсационной обмотке реактора P1	- 5566В,
действующее значение тока в компенсационной обмотке реактора P1	- 107А,
коэффициент трансформации	-26,
напряжение КЗ (сквозное)	6÷12%,
схема соединения	III/Δ,
максимальное рабочее напряжение между обмотками и относительно корпуса	10кВ
частота тока рабочей обмотки	50Гц,
частота изменения магнитного потока в магнитопроводе реакторов	250Гц,

**Параметры преобразования:**

спектр гармонических составляющих тока в рабочих обмотках реакторов	250Гц- 14%,
	350Гц- 7%,
	550Гц- 2.5%,
	650Гц-1.5%,
	850Гц-1.2%,
	950Гц- 1%.

Класс перегрузки согласно ГОСТ 16772

-6.

Оборудование должно выдерживать динамическую перегрузку 15кратную по отношению к номинальному току рабочей обмотки

**Конструктивное исполнение**

Материал обмоток	Al или Cu на усмотрение разработчика,
Степень защиты по ГОСТ1516.3	IP00
Климатическое исполнение по ГОСТ 15150 и ГОСТ 15543.1	УХЛ 4
Механическое исполнение по ГОСТ 17516.1	M6
Наличие БКТ	на усмотрение разработчика

**Исполнение вводов:**

Подключение к обмоткам реакторов обеспечивается шинами на верхней части реакторов.

Директор по науке ООО «НИИЭФА-ЭНЕРГО»

С.Н. Васильев

Согласовано: научный руководитель, д.т.н., пр.ф.д.

Ю.И. Хохлов

Ответственный исполнитель

П.В. Лонзингер

