

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования «Московский политехнический университет»

На правах рукописи



Лисовская Татьяна Александровна

**КОМПЕНСАЦИЯ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ
ПОСРЕДСТВОМ АКТИВНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ**

Специальность 2.4.2. Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель
кандидат технических наук, доцент
Маклаков Александр Сергеевич

Москва – 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	3
ГЛАВА 1. СХЕМЫ ПОДКЛЮЧЕНИЯ, ПРИНЦИП РАБОТЫ И ПРОБЛЕМЫ КАЧЕСТВА ПРЕОБРАЗОВАННОЙ МОЩНОСТИ АВН.....	12
1.1. Обзор основных схем подключения АВН к питающей сети	12
1.2. Анализ режимов управления реактивной мощностью АВН.....	22
1.3. Обзор исследований ШИМ для АВН	25
1.4. Постановка задач исследования.....	28
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ.....	30
2.1. Математическое описание трёхуровневого АВН.....	30
2.2. Линеаризованная модель трёхуровневого АВН в малом	40
2.3. Синтез системы управления трёхуровневым АВН	47
2.4. Выводы.....	52
ГЛАВА 3. ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ПШИМ с ИУГ	54
3.1. Описание ПШИМ для трёхуровневого преобразователя.....	54
3.2. Исследование и оценка спектров напряжения и токов АВН	58
3.3. Анализ многопульсных схем подключения АВН с ПЗШИМ	67
3.4. Выводы.....	81
ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ	82
4.1. Верификация системы управления трёхуровневым АВН.....	82
4.2. Верификация метода расчёта спектров тока трёхуровневого АВН	87
4.3. Сравнительный анализ THD токов и напряжений трёхуровневого АВН.....	92
4.4. Выводы.....	97
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	100

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Компенсация реактивной мощности (КРМ) – это преднамеренное включение ёмкостной или индуктивной электрической нагрузки в питающую сеть для стабилизации напряжения, обеспечения требуемого $\cos(\varphi)$ и повышения пропускной способности по активной мощности системы электроснабжения. Развитие технологий КРМ позволяет решать научно-технические проблемы и повышать качество электроэнергии и энергоэффективность различных электротехнических комплексов и систем.

Большинство проблем с реактивной мощностью в питающей сети можно смягчить или решить с помощью пассивных индуктивных или ёмкостных элементов, синхронных генераторов, статических тиристорных (СТК) или синхронных компенсаторов (СТАТКОМ) реактивной мощности [22]. Данные решения не всегда являются экономически эффективными и могут стать причиной дополнительных гармонических искажений напряжения в точке общего подключения к питающей сети из-за генерируемых полупроводниковыми преобразователями высших гармоник и резонансных явлений.

Большинство современных электротехнических комплексов и систем с двунаправленным обменом электроэнергией содержат в своём составе активные выпрямители напряжения (АВН). Развитие энергосберегающих технологий в данных системах продолжает быть актуальным направлением. Этому свидетельствует значительное количество научных трудов, опубликованных за последние годы. Потенциал использования АВН в будущем также огромен, так как на данный момент не существует более совершенных решений, способных обеспечивать рекуперацию электроэнергии с требуемыми показателями качества электроэнергии и высоким КПД на уровне 95% [36, 111, 112, 114].

Наиболее крупными промышленными потребителями электроэнергии являются реверсивные электроприводы переменного тока (РЭПТ) среднего напряжения (от 1,5 до 10 кВ). Они выполняются на базе преобразователей частоты, содержащих в своём составе трёхуровневые АВН и автономные инверторы напряжения (АИН).

Масштабное внедрение такие системы получили в нефтяной, газовой, металлургической, горной, морской, химической, цементной, бумажной, транспортной и других отраслях промышленности [31-33, 37]. Использование данных потребителей в составе распределенных интеллектуальных сетей электроснабжения предприятий позволит дополнительно оказывать положительное влияние на качество электроэнергии в точке общего подключения потребителей [40, 56, 69-71]. Разработка способа КРМ в питающей сети посредством РЭПТ позволит снизить уровень реактивной мощности в точке общего подключения к питающей сети без применения дополнительных специализированных устройств.

АВН большой мощности широко применяются в автономных системах генерирования электрической энергии на основе солнечных батарей и ветроэнергетических систем. В данных электротехнических комплексах их называют сетевыми инверторами из-за их длительной работы в инверторном режиме на сеть. По своей конструкции и принципу работы сетевые инверторы идентичны АВН и могут обеспечивать генерирование и потребление реактивной мощности.

Одним из перспективных направлений развития АВН в распределенных интеллектуальных системах городского электроснабжения является разработка двунаправленных зарядных станций для заряда аккумуляторов электромобилей. Суммарная мощность всех зарядных станций может составлять десятки и сотни МВт в крупном мегаполисе. Централизованное управление данным потоком мощности может снизить дефицит электроэнергии в определённые часы работы системы электроснабжения и обеспечить КРМ.

Разработка и исследование режимов КРМ посредством АВН положительно отразится на научном уровне прикладных исследований, направленных на улучшение электромагнитной совместимости и энергоэффективности систем электроснабжения, включающих РЭПТ, зарядные станции, ветроэнергетические комплексы и солнечные электростанций. Исследования в данной области перспективны в настоящее время и в будущем из-за повсеместного применения энергосберегающих си-

стем потребления и генерирования электрической энергии на основе систем силовой преобразовательной техники, а также ужесточения требований к энергосбережению, энергоэффективности и качеству напряжения. На этом основании, можно сделать вывод об актуальности рассматриваемого в рамках диссертационной работы исследования.

Степень научной разработанности проблемы. Научные исследования проблем повышения энергоэффективности функционирования систем потребления и генерирования электрической энергии на основе силовых преобразователей в составе электротехнических комплексов и систем опубликованы во многих научных статьях [2-10, 23, 24]. Большой вклад в развитие данного научного направления внесли авторы: С.М. Бакиров, И.А. Баранов, С.В. Брованов, А. В. Волков, Г.С. Зиновьев, А.Б. Лоскутов, Г.П. Корнилов, А.А. Николаев, И.А. Пашкин, В.В. Севастьянов, Т.Р. Храмшин, Р.Т. Шрейнер, А.О. Gonzalo, P. Pandit, J. Pontt, J. Rodriguez, R. Huerta и многие другие. Ниже рассмотрены некоторые научные результаты проведенных ранее исследований по тематике диссертационного исследования указанных выше авторов.

В работах Gonzalo Alonso Orcajo и др. [36, 111, 112] представлены результаты промышленных испытаний КРМ в сети посредством главных РЭПТ чистовых прокатных клетей стана горячей прокатки, которые реализованы на основе синхронных двигателей (СД) и трёхуровневых преобразователей частоты (ПЧ) среднего напряжения 3,3 кВ. ПЧ имеют классическую структуру, включающую АВН и АИН. Авторы предложили использовать АВН не только с целью обеспечения потребления из питающей сети активной мощности для поддержания требуемого процесса прокатки, но и одновременно компенсировать часть реактивной мощности, потребляемую соседними нагрузками. С точки зрения практической значимости, представленные в статьях решения понятны и, несомненно, могут быть рекомендованы для любых других подобных систем. В работах не рассмотрены подробно вопросы влияния АВН в режиме КРМ на генерирование высших гармоник, определения воз-

возможных ограничений по максимальному полному току и напряжению в звене постоянного тока (ЗПТ). Эти вопросы требуют более глубокого теоретического анализа, чтобы распространить предложенные решения на аналогичные объекты.

В статье [114] авторами Pandit P. и др. была рассмотрена энергосистема экскаватора, где $\text{tg}(\varphi)$ в точке балансовой принадлежности выбирался таким образом, чтобы обеспечивалось максимальное снижение флуктуации напряжения на высоковольтном вводе. Для достижения желаемого $\text{tg}(\varphi)$ система высокомощного РЭПТ с помощью АВН компенсировала потребление реактивной мощности от нагрузок собственных нужд экскаватора. Следует отметить, что этого удалось достичь при уровне напряжения в звене постоянного тока в два раза превышающем напряжение на вторичной обмотке трансформатора. Такое решение вызывает вопросы по условиям работы электродвигателя, так как высокое напряжение в ЗПТ неблагоприятно скажется на электромагнитных процессах со стороны АИН.

В работе проф. Брованова С.С. [6] подробно проанализированы электромагнитные процессы, происходящие в силовой цепи преобразователя трёхуровневой топологии с выделенной средней точкой конденсаторов звена постоянного тока в автономных системах генерирования электрической энергии. Было доказано, что при работе с $\cos(\varphi)$ отличным от единицы незначительно повышается неравномерность распределения статических электрических потерь в полупроводниковых модулях трёхуровневого преобразователя и увеличивается разбалансировка напряжений в звене постоянного тока. Данные проблемы могут быть решены на этапе проектирования силовой схемы преобразователя путём охлаждения полупроводниковых ключей и использования программно-аппаратных средств выравнивания напряжений, в том числе применения балансных резисторов и специализированных алгоритмов ШИМ.

Таким образом, существующие результаты и уровень проводимых исследований в области компенсации реактивной мощности посредством активных выпрямителей не являются в достаточной степени изученными и опубликованными в отечественной и зарубежной литературе.

Объектом исследования является электротехническая система, состоящая из питающей сети, схемы подключения к питающей сети, АВН и выпрямительной нагрузки.

Предметом исследования являются условия функционирования и параметры качества преобразованной электроэнергии АВН в режиме генерирования и потребления реактивной мощности.

Целью диссертационной работы являются исследование и разработка способа КРМ в питающей сети посредством генерирования и потребления реактивной мощности трёхуровневым АВН.

Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи:

1. Проведен патентно-литературный обзор наиболее распространённых схем подключения трёхуровневых АВН к питающей сети, способов программной широтно-импульсной модуляции (ПШИМ) с избирательным удалением гармоник (ИУГ) и существующих проблем обеспечения качества преобразуемой мощности.

2. Выполнен теоретический анализ принципа работы АВН в режимах генерирования и потребления реактивной мощности. На его основе разработана способ управления АВН для генерации и потребления реактивной мощности в зависимости от уровня напряжения в звене постоянного тока, обеспечивающий постоянный коэффициент модуляции.

3. Разработаны математические модели в программе Matlab/Simulink для проведения исследований условий функционирования системы управления АВН в режимах генерирования и потребления реактивной мощности, а также оценки показателей качества преобразуемой электроэнергии, учитывая алгоритмы ПШИМ с ИУГ и многопульсные схемы подключений к питающей сети.

4. Проведено математическое моделирование токов и напряжений АВН в режимах генерирования и потребления реактивной мощности, выполнен анализ показателей суммарных индексов гармонических искажений и получены диапазоны значений коэффициента модуляции АВН с минимальным суммарным гармоническим искажением для различных алгоритмов ПШИМ с ИУГ.

5. Проведены экспериментальные исследования на лабораторном оборудовании для проверки адекватности разработанных математических моделей и доказательства работоспособности предложенного способа управления АВН в режимах генерирования и потребления реактивной мощности.

В первой главе выполнен обзор наиболее часто используемых схем подключения к питающей сети АВН; указаны их достоинства и недостатки, основные компоненты и характеристики; рассмотрен принцип управления реактивной мощностью посредством АВН и выполнен анализ проблем качества преобразованных токов и напряжений.

Во второй главе разработаны дискретные и линеаризованные математические модели трёхуровневого АВН, учитывающие алгоритмы ПШИМ с ИУГ, а также проведен синтез системы автоматического регулирования токов и выпрямленного напряжения АВН. Предложены рекомендации по определению величины уровня напряжения в ЗПТ АВН при генерировании и потреблении реактивной мощности. Выполнено математическое моделирование в программе Matlab/Simulink.

В третьей главе исследовано поведение амплитуд гармоник напряжения и потребляемых токов трёхуровневого АВН на интервале изменения коэффициента модуляции от 0 до 1,15 с шагом 0,01 при различных алгоритмах ПШИМ с ИУГ. Предложен метод расчёта спектров напряжений и токов трёхуровневого АВН для многопульсных схем подключения к питающей сети.

В четвёртой главе представлены результаты экспериментальных исследований на лабораторном оборудовании, которые показали, что теоретические и экспериментальные результаты сходятся с инженерной точностью.

В заключении приводятся основные выводы и полученные в ходе выполнения диссертационной работы научные результаты.

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:

1. Разработан способ управления АВН с ПШИМ с ИУГ, отличающийся от известных тем, что позволяет обеспечить генерирование или потребление реактивной мощности при постоянстве номинального коэффициента модуляции.

2. Разработана математическая модель системы «Питающая сеть – трёхуровневый АВН», отличающаяся от известных тем, что содержит систему управления реактивной мощностью, учитывает алгоритмы ПШИМ с ИУГ и многопульсные схемы подключения к питающей сети.

3. Разработан метод определения уровней индивидуальных гармоник спектров напряжений и токов АВН при ПШИМ и ИУГ на полном интервале изменения коэффициента модуляции.

Практическая значимость работы заключается в том, что полученные научные результаты могут быть использованы для компенсации реактивной мощности в точке общего подключения к питающей сети различных электротехнических комплексов и систем электротранспорта, возобновляемых источников энергии, автономных систем генерирования и потребления электрической энергии. Развитие и исследование способов компенсации реактивной мощности в электротехнических системах положительно отразится на научном уровне прикладных исследований, направленных, прежде всего, на их разработку, обеспечение электромагнитной совместимости и энергоэффективности. Данное исследование способствует развитию и совершенствованию систем управления полупроводниковых преобразователей отечественного производства, что в будущем даст положительные экономические результаты в рамках политики импортозамещения.

Методика проведения исследований. Применяются известные методы теоретических и экспериментальных исследований. Научные результаты получены с помощью использования аналитических и численных методов решения нелинейных уравнений, тригонометрического ряда Фурье, логических операций, численного моделирования, теории автоматического управления. Разрабатываемые математические модели реализованы с использованием аппарата передаточных функций и

структурного моделирования в математическом пакете Matlab/Simulink. Результаты экспериментальных исследований получены на лабораторном оборудовании.

Положения, выносимые на защиту:

1. Способ управления активным выпрямителем напряжения в режимах генерирования и потребления реактивной мощности, основанный на поддержании заданного коэффициента модуляции и регулировании напряжения в звене постоянного тока.

2. Метод определения уровней неудалённых гармоник спектров напряжений и токов активного выпрямителя напряжения при программная широтно-импульсной модуляции с избирательным удалением гармоник.

3. Результаты теоретических и экспериментальных исследований режимов генерирования и потребления реактивной мощности трёхуровневого активного выпрямителя напряжения, а также спектров напряжений и токов при ПШИМ с ИУГ.

Обоснованность и достоверность научных положений, выводов и рекомендаций подтверждается: 1) актуальной научной проблемой; 2) применением общепринятых методов и подходов проведения исследования; 3) расхождением результатов расчетов с результатами экспериментальных исследований в пределах инженерной точности.

Соответствие научной специальности. Диссертационное исследование соответствует пунктам 1,3,4 паспорта научной специальности 2.4.2. Электротехнические комплексы и системы.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на международных конференциях "Электротехнические комплексы и системы автоматизации в металлургии" (Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice) (PEAMI 2020 и 2023), г. Магнитогорск, Россия; научно-технических семинарах кафедры мехатроники и автоматизации ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (НИУ)» (2019–2022 г.г.); научно-техническом семинаре

кафедры автоматики и управления ФГАОУ ВО «Московский политехнический университет» (2023 г.).

В 2022–2023 гг. диссертационное исследование выполнялось в рамках Гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук «Развитие и исследование метода управления силовыми преобразователями на основе предварительно запрограммированных широко-импульсно модулируемых последовательностей переключений полупроводниковых модулей» (МК-3803.2022.4).

Публикации. Результаты диссертационного исследования опубликованы в 11 статьях, в том числе 3 статьи в ведущих рецензируемых научных журналах, рекомендованных Высшей аттестационной комиссией Минобрнауки России, 6 статей в изданиях, индексируемых в международных системах цитирования Scopus и WoS.

Структура и объем работы. Диссертационная работа содержит введение, 4 главы, заключение, список литературы из 144 наименований. Диссертация выполнена на 120 страницах машинописного текста, в том числе 69 рисунков и 6 таблиц.

ГЛАВА 1. СХЕМЫ ПОДКЛЮЧЕНИЯ, ПРИНЦИП РАБОТЫ И ПРОБЛЕМЫ КАЧЕСТВА ПРЕОБРАЗОВАННОЙ МОЩНОСТИ АВН

1.1. Обзор основных схем подключения АВН к питающей сети

Увеличение мирового спроса на энергоресурсы повлекло за собой появление новых технических систем на основе устройств силовой преобразовательной техники, способных управлять большими потоками активной и реактивной мощности с минимальным негативным влиянием на окружающую среду и высоким коэффициентом полезного действия. Среди них наиболее крупными потребителями являются рекуперативные электроприводы переменного тока (РЭПТ) среднего напряжения на базе трехуровневых преобразователей частоты с активными выпрямителями напряжения (АВН) и автономными инверторами напряжения (АИН). Масштабное внедрение такие системы получили в нефтяной, газовой, металлургической, горной, морской, химической, цементной, бумажной, транспортной и других областях промышленности [131–133, 141]. В таблице 1.1 приведен перечень преобразователей частоты для РЭПТ, которые серийно выпускаются для рассматриваемых приложений.

Таблица 1.1 – Преобразователи частоты для РЭПТ с АВН

Производитель	Тип	Мощность, МВт	Напряжение, кВ	Модули
Alstom (Франция)	VDM 5000	1,4 – 7,2	2,3; 3,3; 4,2	IGBT
	VDM 6000	0,3 – 8	2,3; 3,3; 4,2	IGBT
ABB (Швейцария)	ACS 6000	3 – 36	3,1; 3,3	IGCT
	PCS 6000	4 – 9	3,3; 4,16	IGCT
Siemens (Германия)	SINAMICS SM120 CM	5 – 7,2	4,16	LV-IGBT, /HV-IGBT
	SINAMICS SM150	3,4 – 31,5	3,3; 4,16	HV-IGBT /IGCT
General Electric (США)	MV6 Series	0,16 – 3,15	4,16; 6; 6,6	IGBT
	MV 7000	4,3 – 101	3,3; 5,2; 6,6; 8,2; 10	IGBT
Delta Group (Тайвань)	MVD 3000	0,315 – 5,3	3,3 – 11	HV-IGBT

Вопросы рекуперации электрической энергии стали крайне актуальны в системах силовой преобразовательной техники в связи с эволюцией энергосберегающих технологий в промышленности [110, 125–127]. Раньше системы силовой электроники с двунаправленным обменом мощностью реализовывались на полупроводниковых тиристорных преобразователях для регулирования электроприводов постоянного и переменного тока, а затем на полностью управляемых многоуровневых преобразователях на транзисторах или запираемых тиристорах. В современных системах силовой преобразовательной техники (например, электроприводы клетей прокатных станов), как правило, используют АВН в составе преобразователей частоты (ПЧ) [47, 63], как показано на рисунке 1.1.

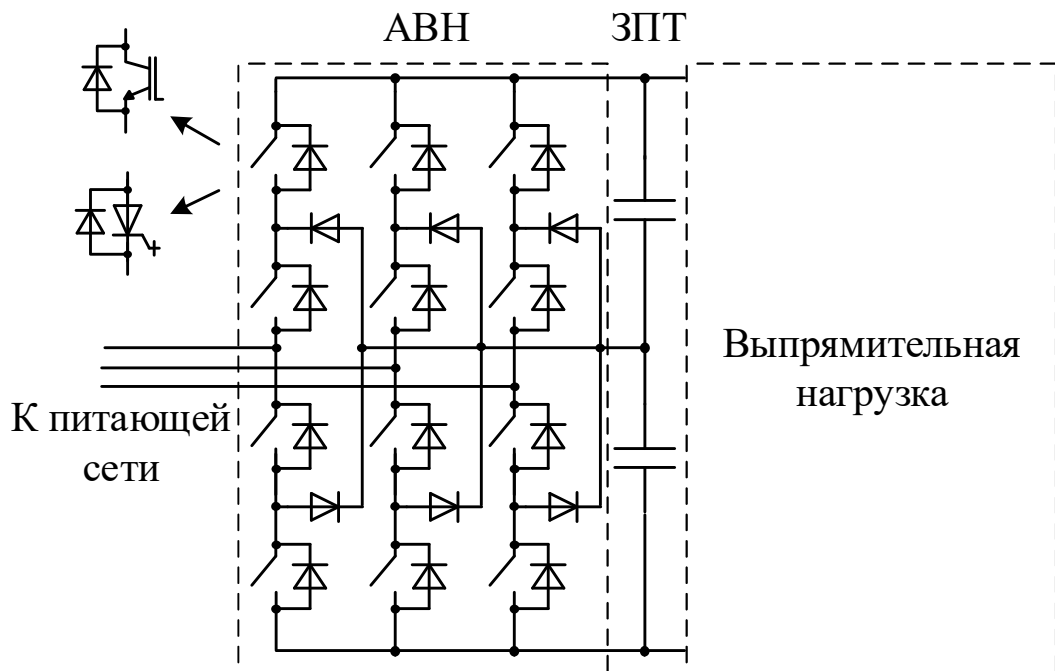


Рисунок 1.1 – Трёхуровневый АВН

Для более эффективного снижения гармоник, уменьшения потерь в коммутационных устройствах, повышения качества выходного напряжения используются многоуровневые топологии. На рисунке 1.1 показана, наиболее распространённая, трёхуровневая топология.

В настоящее время получили широкое распространение многопульсные схемы подключения к питающей сети для питания частотно-регулируемых рекуперативных электроприводов переменного тока большой мощности [84 – 87, 94, 96]. В период промышленной эксплуатации данных объектов наблюдались их периодические выходы из строя, проблемы электромагнитной совместимости с питающей сетью и перегревы трансформаторов. Анализ причин возникновения данных проблем и разработка рекомендаций по снижению их негативного влияния определили необходимость в проведении в рамках данного диссертационного исследования анализа гармонических искажений токов в 6-, 12- и 18-пульсных схемах, представленных на рисунке 1.2.

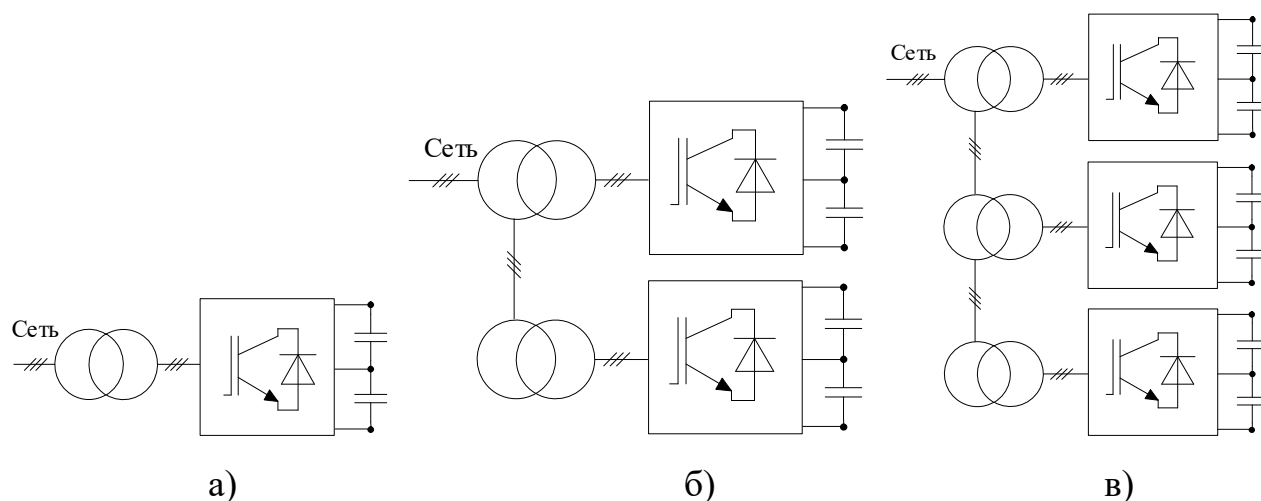


Рисунок 1.2 – Многопульсные схемы подключения: а) 6-пульсная схема, б) 12-пульсная схема, в) 18-пульсная схема.

Далее более подробно рассмотрены указанные схемы подключения АВН к питающей сети. На рисунке 1.3 представлены, наиболее простые, шестипульсные схемы подключения. Они применяются, например, для станов холодной прокатки (стан 1700), сортовых проволочных станов и пр. Рассматриваемые схемы имеют в своём составе однообмоточные трансформаторы звезда/звезда (рисунок 1.3, а) или треугольник/треугольник (рисунок 1.3, б), преобразователи частоты трёхуровневой топологии, входные индуктивные L-фильтры. В качестве нагрузки могут применяться любые типы двигателей переменного тока [60 – 63, 66]. В рассматриваемой

схеме наблюдается значительное присутствие гармонических составляющих в потребляемом токе с коэффициентами $6n \pm 1$ (где n – положительное целое число). Для управления АВН используются алгоритмы программной широтно-импульсной модуляции (ПШИМ) с избирательным удалением (ИУГ) или ослаблением гармоник (ИОГ) с частотой 150 – 450 Гц. Основные технические характеристики данной схемы подключения представлены в таблице 1.2.

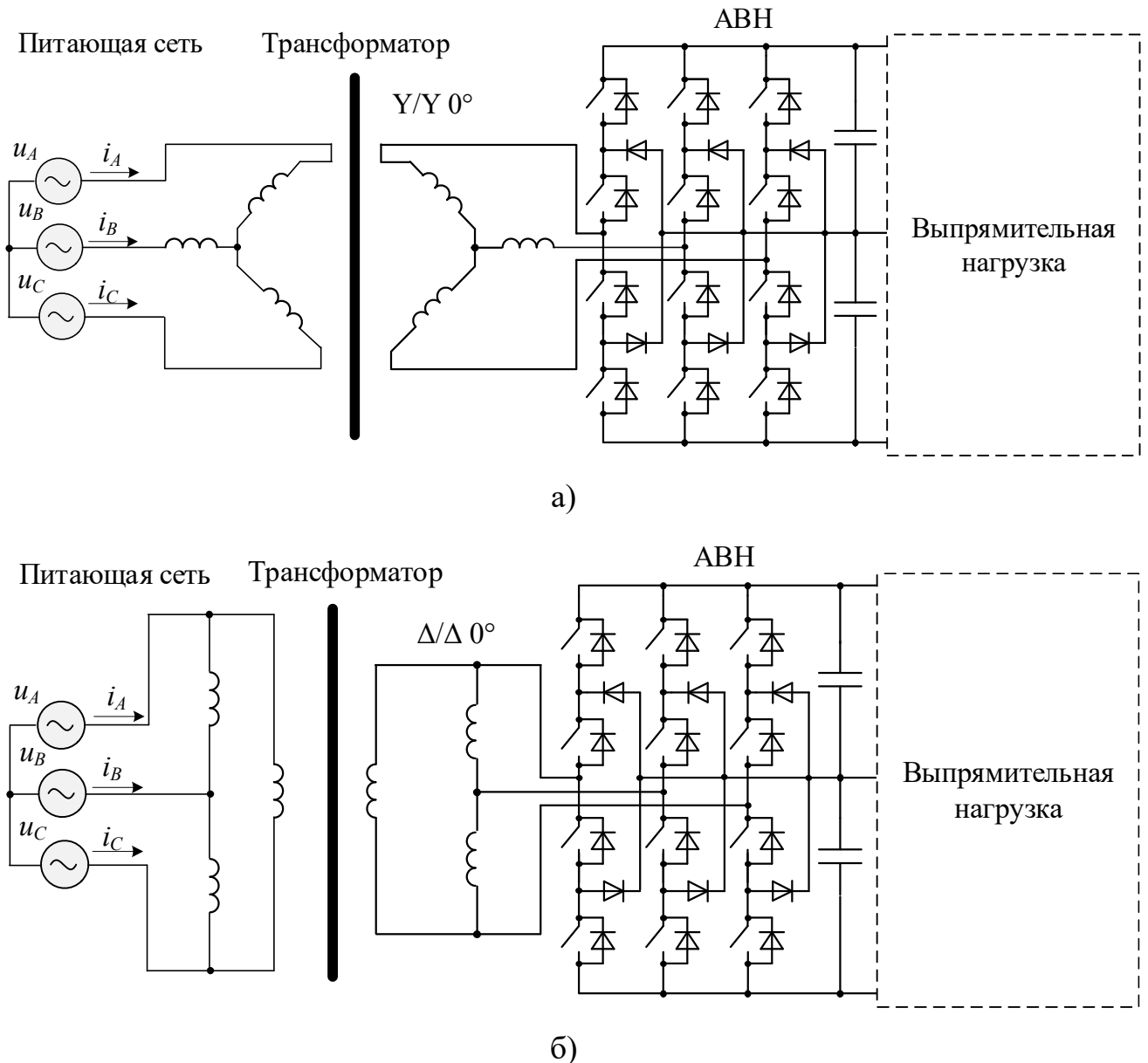


Рисунок 1.3 – Шестипульсные схемы подключения к питающей сети: а) стан холодной прокатки, б) волочильный стан.

По частоте использования следующими являются двенадцатипульсные схемы подключения АВН. На рисунке 1.4 показаны схемы подключения с использованием фазосдвигающего трансформатора с последовательным соединением первичных обмоток [94, 124]. Благодаря им, схема имеет значимыми только коэффициенты $12n \pm 1$ гармонических составляющих потребляемого тока. Для создания сдвига вторичных напряжений на 30° одну обмотку соединяют звездой, а другую треугольником. АВН подключаются ко вторичным обмоткам трансформаторов и генерируют в сеть высшие гармоники, так как полупроводниковые модули переключаются посредством алгоритмов ПШИМ с ИУГ на низкой частоте 150 – 350 Гц. При обеспечении одинаковой выпрямительной нагрузки двух АВН коэффициенты $12n \pm 1$ генерируемых гармоник будут иметь одинаковую амплитуду, и, соответственно, подавляться магнитными системами трансформаторов. Это снизит требования к фильтрации потребляемого тока и частоте переключений полупроводниковых модулей по сравнению с шестипульсными схемами.

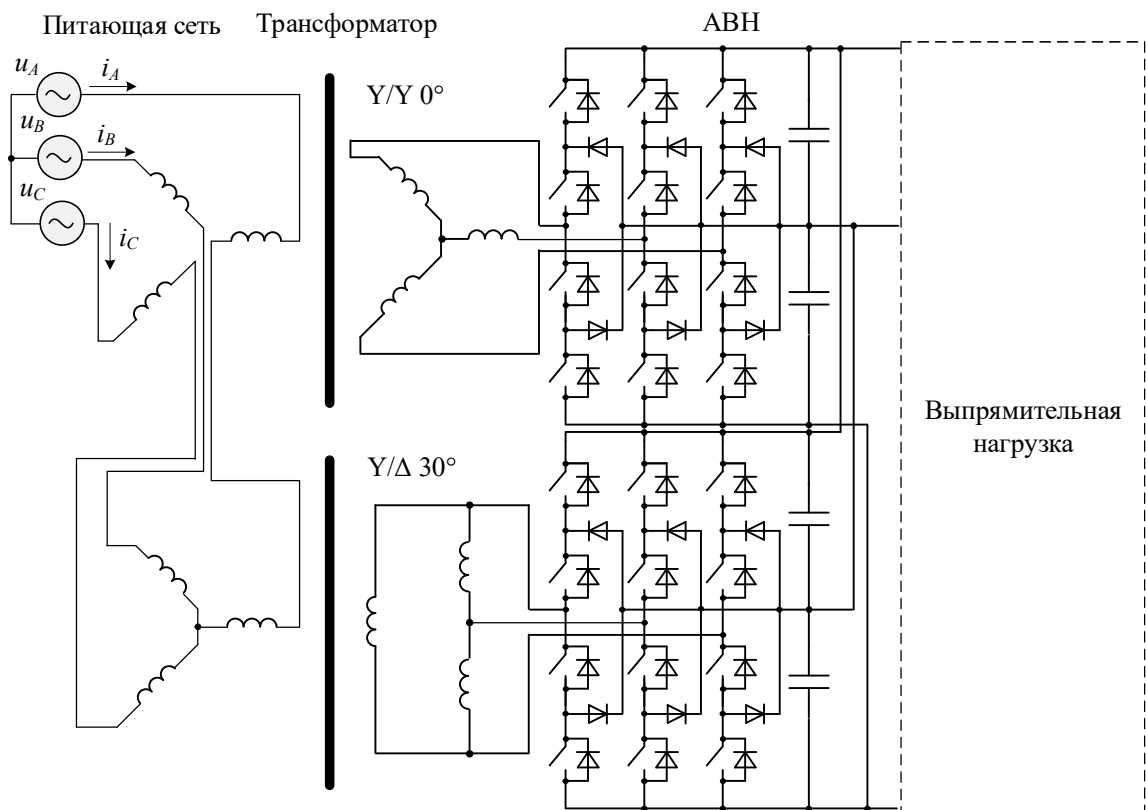


Рисунок 1.4 – Двенадцатипульсная схема подключения на основе фазосдвигающего трансформатора с последовательным соединением первичных обмоток

Сформулируем ряд важных замечаний опираясь на рисунок 1.4. Во-первых, возможность снижения электрических потерь в магнитопроводе обеспечивается наличием фазового сдвига вторичных напряжений на 30° в двух независимых магнитных системах трансформатора. Во-вторых, напряжение сети можно разделить поровну между первичными обмотками фазосдвигающего трансформатора за счёт их последовательного соединения. В-третьих, при отключении транзисторов одного из АВН объединённое звено постоянного тока двух преобразователей частоты позволяет поддерживать заданный уровень в шине. Основные технические характеристики схемы представлены в таблице 1.2.

Рисунок 1.5 иллюстрирует две другие двенадцатипульсные схемы подключения. На рисунке 1.5, *а* представлен многообмоточный трансформатор, вторичные обмотки которого со сдвигом 30° подключаются к двум АВН. Основным недостатком данной схемы является наличие дополнительных потерь трансформатора в магнитопроводящей стали. Они возникают ввиду смещения фаз высших гармоник. Вариант реализации двенадцатипульсной схемы с параллельным соединением двух однообмоточных трансформаторов показан на рисунке 1.5, *б*. Эта схема имеет другой существенный недостаток – более высокие, по сравнению с предыдущими, стоимостные и массогабаритные показатели трансформаторов. Двенадцатипульсные схемы подключения к питающей сети достаточно часто можно встретить в области большой мощности [52, 83, 102].

Последними рассмотрены восемнадцатипульсные схемы подключения. Одна из них построена на основе параллельного соединения трёх трансформаторов со сдвигами вторичных напряжений на 0° , 20° и -20° , что позволяет подавить коэффициенты гармонических составляющих тока, кроме $18n \pm 1$ [46, 58, 65, 89]. Эти схемы также достаточно часто используются в металлургической отрасли, ветроэнергетике и электротранспорте. На рисунке 1.6 схема представлена на примере главного электропривода прокатной клетки толстолистового стана горячей прокатки 5000.

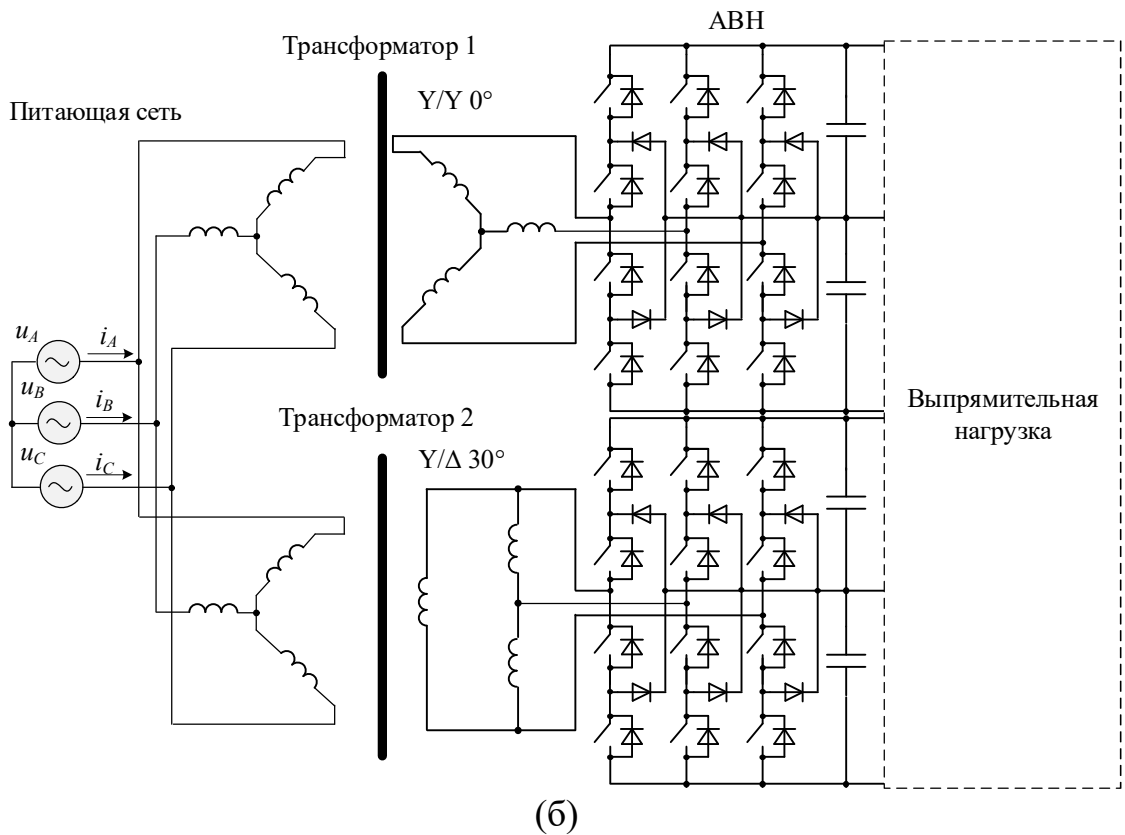
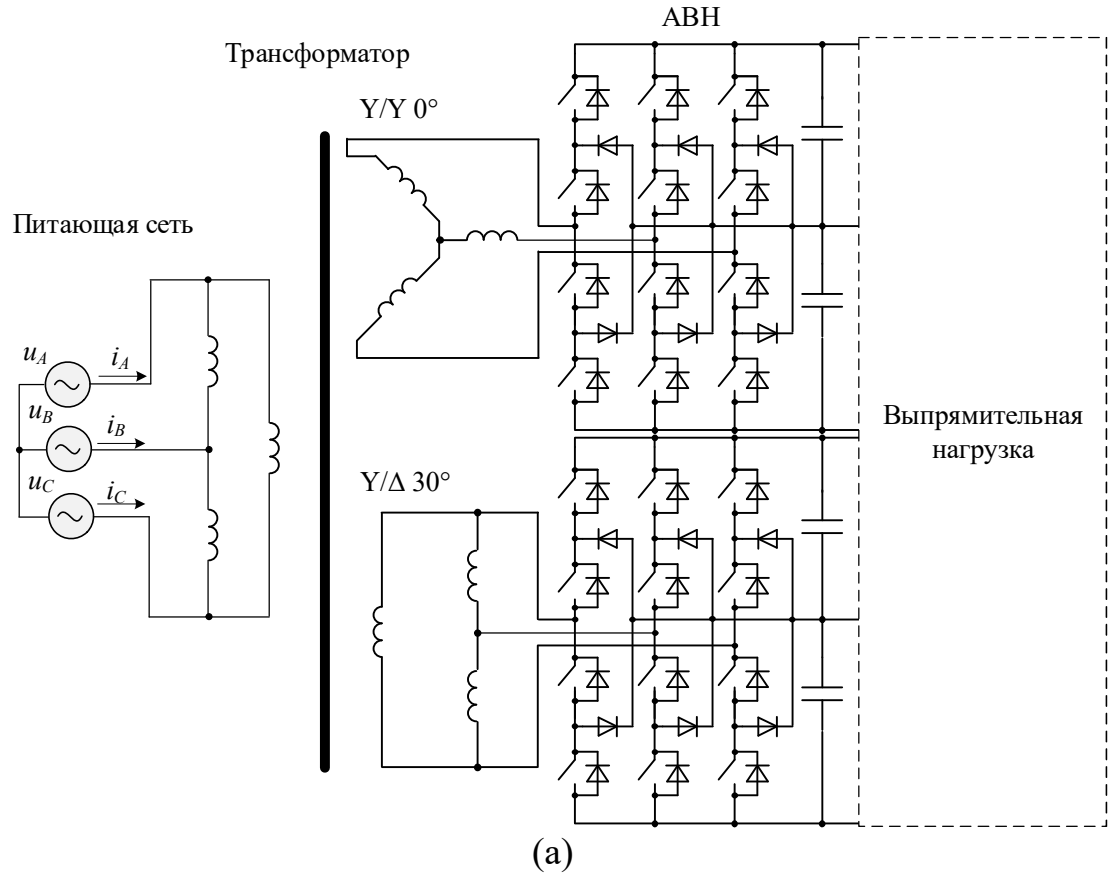


Рисунок 1.5 – Двенадцатипульсные схемы на основе: а) многообмоточного фазосдвигающего трансформатора, б) параллельного соединения двух однообмоточных трансформаторов

Из-за особенностей строения этим схемам присуще более высокое качество потребляемого из сети тока, нежели у рассмотренных ранее схем. Вторичные обмотки подключаются к трём АВН с ПШИМ с ИУГ на частоте 250 Гц. Фазовый сдвиг векторов первичного напряжения относительно вторичного напряжения трансформатора на $\pm 20^\circ$ обеспечивается посредством соединения первичных обмоток трансформатора в многоугольник. Соединение обмоток выполняется таким образом, чтобы магнитные потоки каждой фазы были направлены встречно или в противоположных направлениях, получая сдвиг векторов первичного напряжения относительно вторичного напряжения. В первичной обмотке 65% от общего количества витков приходится на большую секцию, а оставшиеся на меньшую. Как и при двенадцатипульсной схеме, для подавления гармоник, кроме $18n \pm 1$, в восемнадцатипульсной также требуется одинаковая выпрямительная нагрузка для каждого АВН. Основные технические характеристики схемы на рисунке 1.6 представлены в таблице 1.2, а к её особенностям можно отнести следующее: 1) независимые магнитные системы трёх трансформаторов позволяют снизить потери в магнитопроводах, 2) выпрямительная нагрузка может временно продолжить работу на двух из трёх АВН.

Второй вариант реализации восемнадцатипульсной схемы показан на рисунке 1.7. Данная схема применяется для рекуперативных электроприводов металлургических прокатных клетей стана холодной прокатки 2000. Основные параметры схемы представлены в таблице 1.2. В основе схемы применён многообмоточный фазосдвигающий трансформатор, в котором первичные обмотки соединены последовательно. За счёт соединения вторичных обмоток зигзагом образуется сдвиг $\pm 20^\circ$ вторичных напряжений.

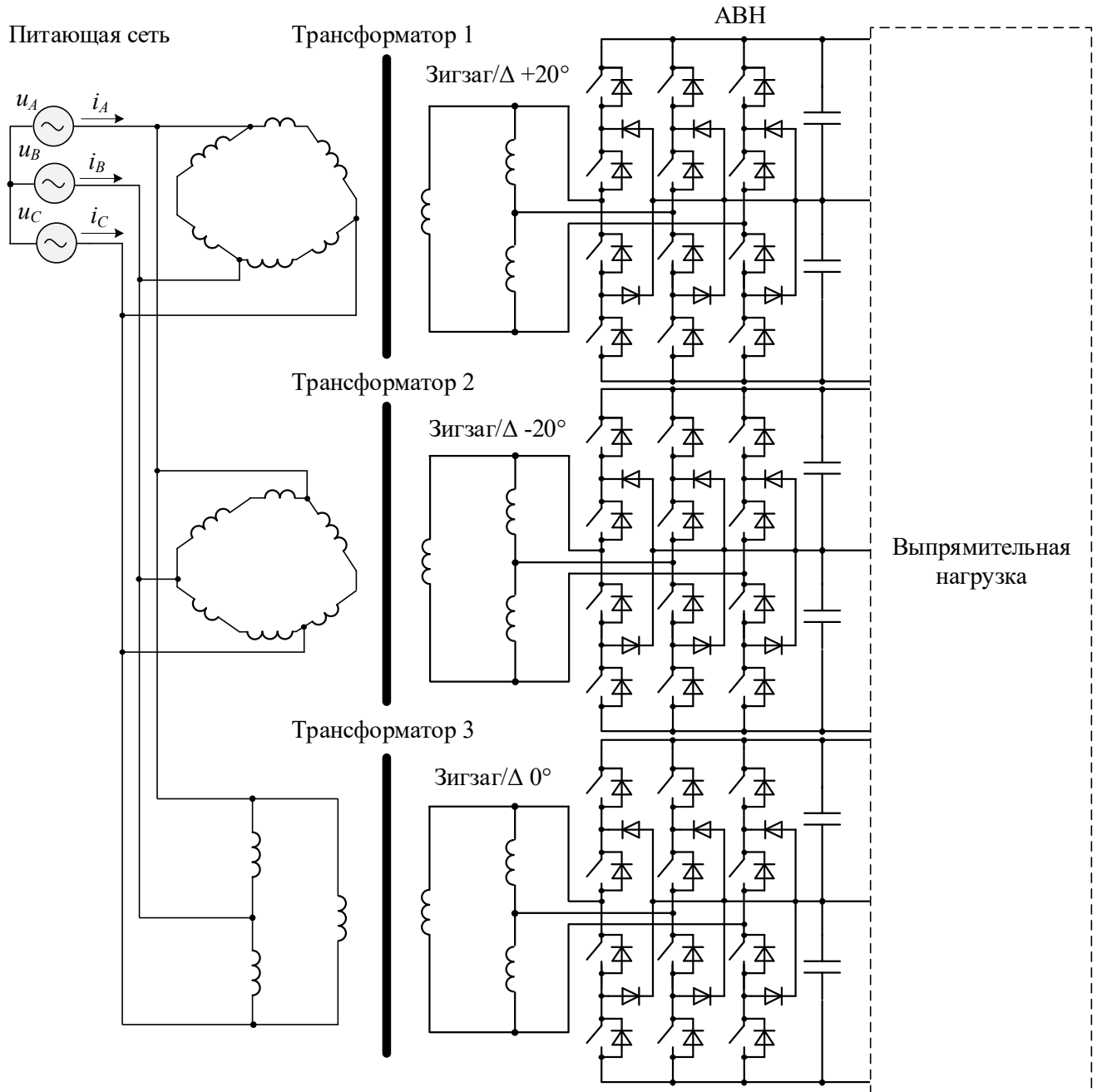


Рисунок 1.6 – Восемнадцатипульсная схема подключения к питающей сети на основе параллельного соединения трёх трансформаторов

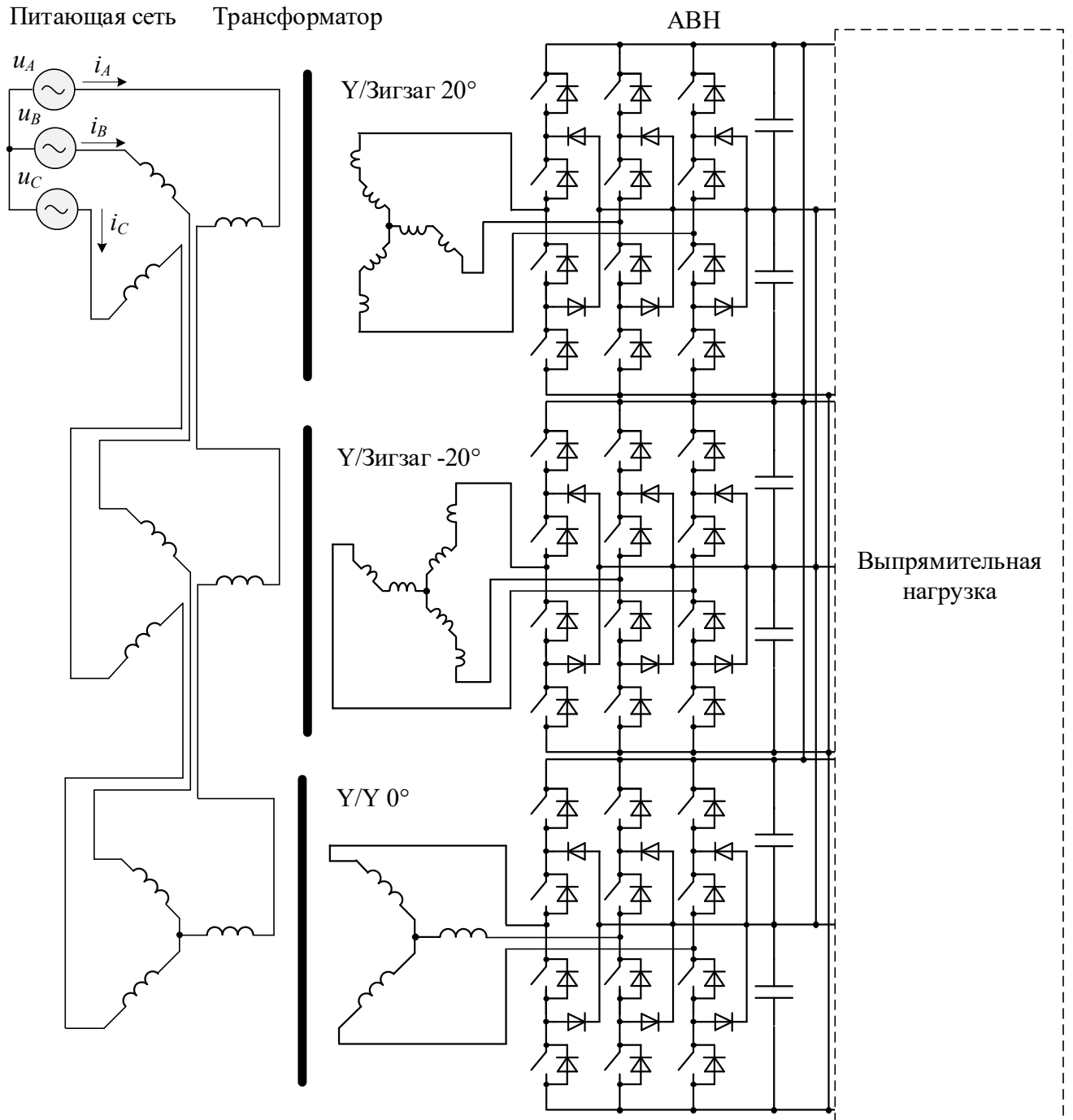


Рисунок 1.7 – Восемнадцатипульсная схема подключения к питающей сети главного электропривода клетки стана 2000 холодной прокатки на основе одного фазосдвигающего трансформатора с последовательным соединением первичных обмоток

Таблица 1.2 – Технические данные многопульсных схем подключения АВН к питающей сети

№ рисунка	Мощность, МВт	Мощность трансформаторов, МВА	Схемы соединения трансформаторов	Напряжения трансформаторов, кВ	Частота ПШИМ с ИУГ, Гц
Рисунок 1.3, а	12	12	Y/Y	10/3,3	150-450
Рисунок 1.3, б	14	14	Δ/Δ		
Рисунок 1.4	14	14	Y-Y/Y- Δ		
Рисунок 1.5	14	14	Y/ Δ -Y		
Рисунок 1.6	18	20	Δ/Δ ; Δ/Δ ; Δ/Δ		
Рисунок 1.7	18	18	Y-Y-Y / Δ -Зиг-заг-Зигзаг		

1.2. Анализ режимов управления реактивной мощностью АВН

Возможность регулирования реактивной мощностью в системе «Питающая сеть – АВН» удобно рассмотреть с помощью однофазной схемы замещения [78, 138], показанной на рисунке 1.8. Схема представлена посредством внутренней ЭДС АВН E_{ABH} , подключенной через приведенное индуктивное сопротивление X_L и активное сопротивление R к ЭДС питающей сети E_c . Разность E_{ABH} и E_c приходится на R и X_L , падения напряжений на которых IR и U_L . Далее рассмотрим работу АВН во всех режимах с помощью векторных диаграмм на рисунке 1.9, где изображены вектора потребляемого из сети тока I_c , а также E_{ABH} , E_c , IR и U_L .

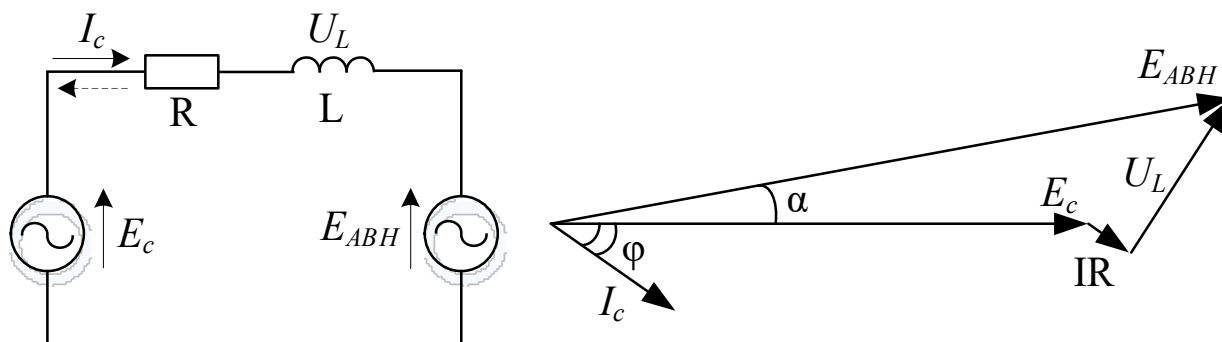


Рисунок 1.8 – Однофазная схема замещения АВН и векторная диаграмма

Рисунок 1.9, *а* и рисунок 1.9, *б* показывают положения векторов при работе АВН в режиме генерации реактивной мощности, подобно статическому компенсатору реактивной мощности (СТАТКОМ). Такой режим возможен при отключенной выпрямительной нагрузке или на холостом ходу. В этом режиме величина максимального потребляемого тока I_{cmax} ограничивается вектором E_{ABH} .

На рисунке 1.9, *в* АВН работает в режиме выпрямления. Вектор потребляемого из сети тока I_c находится в фазе с вектором напряжения сети E_c , обеспечивая единичный $\cos(\varphi)$ на входе АВН. Для данного режима необходимо регулировать амплитуду и фазу напряжения преобразователя E_{ABH} относительно E_c таким образом, чтобы вектор падения напряжения U_L на индуктивности был перпендикулярен E_c . Вектор напряжения E_{ABH} отстаёт от вектора напряжения E_c на угол α .

На рисунке 1.9, *г* АВН работает в режиме инвертирования. Вектор I_c находится в противофазе вектору E_c , обеспечивая единичный коэффициент мощности на входе АВН. Вектор напряжения E_{ABH} опережает вектор напряжения E_c на угол α .

На рисунке 1.9, *д* АВН работает в выпрямительном режиме, а на рисунке 1.9, *е* в инверторном режиме. Оба режима обеспечивают генерацию реактивной мощности. Вектор падения напряжения U_L не перпендикулярен E_c , вследствие этого ток I_c либо опережает, либо отстает от E_c . Вектор E_{ABH} больше E_c .

На рисунке 1.9, *ж* и рисунке 1.9, *з* АВН работает в режиме потребления реактивной мощности, в первом случае с потреблением активной мощности (E_{ABH} меньше E_c), а во втором с генерированием активной мощности (E_{ABH} больше E_c).

Анализ векторных диаграмм позволяет сделать вывод, что управление реактивной мощностью АВН можно добиться с помощью регулирования вектора E_{ABH} по амплитуде и фазе относительно E_c в пределах допустимых значений токов и напряжений.

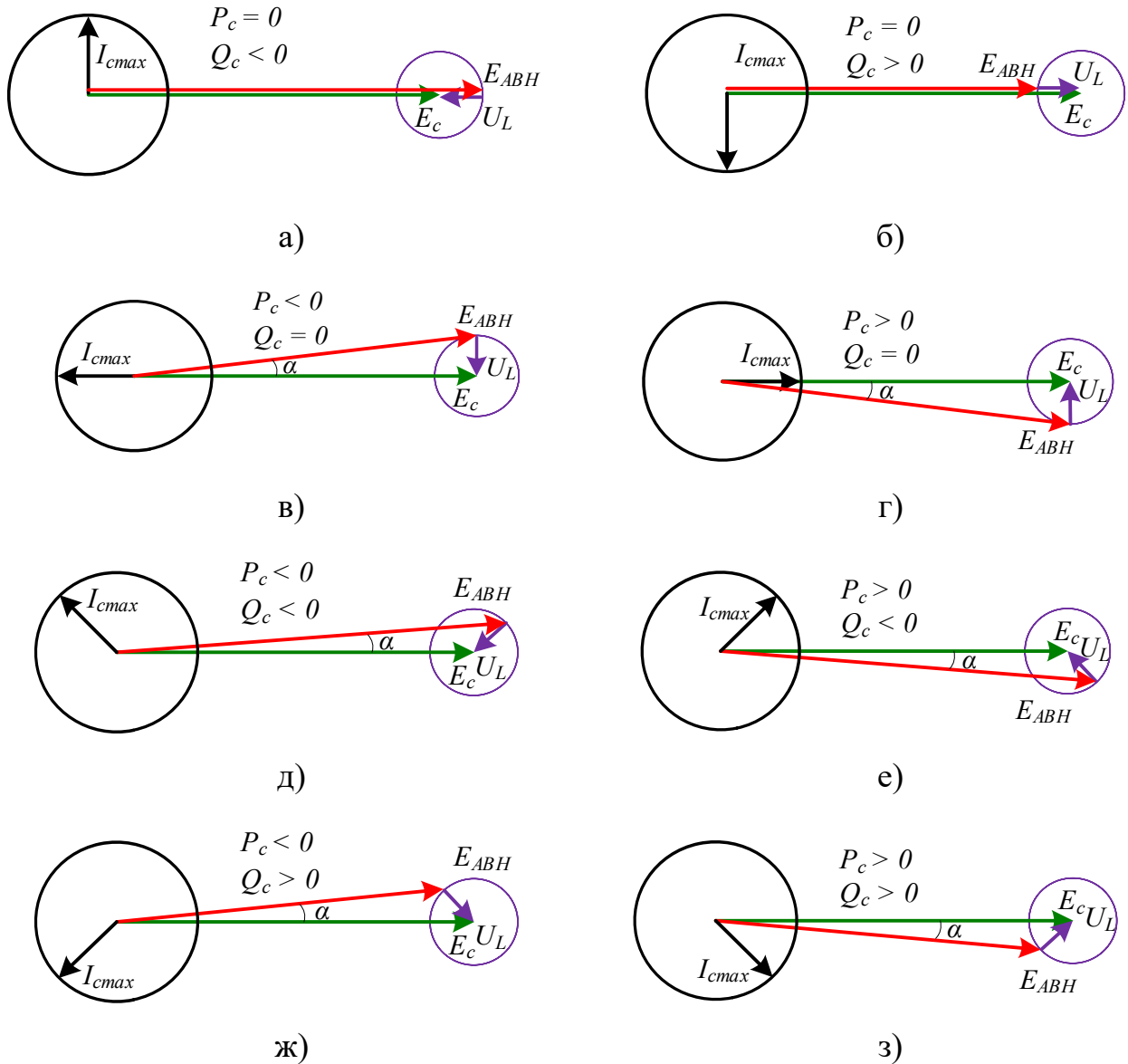


Рисунок 1.9 – Векторные диаграммы режимов работы АВН

На основе векторных диаграмм запишем выражения для токов и напряжений
в виде

$$E_{ABH} \cdot \cos(\alpha) = E_c + I_c \cdot R \cdot \cos(\varphi) + I_c \cdot X_L \cdot \sin(\varphi), \quad (1.1)$$

$$E_{ABH} \cdot \sin(\alpha) = -I_c \cdot R \cdot \sin(\varphi) + I_c \cdot X_L \cdot \cos(\varphi). \quad (1.2)$$

Выразим из уравнений (1.1) и (1.2) $I_c \cdot \cos(\varphi)$ и $I_c \cdot \sin(\varphi)$:

$$I_c \cdot \cos(\varphi) = \frac{E_{ABH} \cdot \cos(\alpha) - E_c - I_c \cdot X_L \cdot \sin(\varphi)}{R}, \quad (1.3)$$

$$I_c \cdot \sin(\varphi) = \frac{I_c \cdot X_L \cdot \cos(\varphi) - E_{ABH} \cdot \cos(\alpha)}{R} . \quad (1.4)$$

Подставим (1.4) в (1.3)

$$\begin{aligned} I_c \cdot \cos(\varphi) &= \frac{E_{ABH} \cdot \cos(\alpha) - E_c - X_L \cdot \frac{I_c \cdot X_L \cdot \cos(\alpha) - E_{ABH} \cdot \cos(\alpha)}{R}}{R} = \\ &= \frac{E_{ABH} \cdot (R \cdot \cos(\alpha) - X_L \cdot \sin(\alpha)) - E_c \cdot R}{R^2 + X_L^2} \end{aligned} . \quad (1.5)$$

Подставим выражение (1.5) в (1.4)

$$\begin{aligned} I_c \cdot \sin(\varphi) &= \frac{E_{ABH} \cdot X_L \cdot (R \cdot \cos(\alpha) - X_L \cdot \sin(\alpha)) - E_c \cdot R - E_{ABH} \cdot \cos(\alpha)}{R^2 + X_L^2} = \\ &= \frac{E_{ABH} \cdot (X_L \cdot \cos(\alpha) - R \cdot \sin(\alpha)) - E_c \cdot X_L}{R^2 + X_L^2} \end{aligned} . \quad (1.6)$$

Используем уравнение (1.5) для выражения активной мощности сети

$$P_c = E_c \cdot I_c \cdot \cos(\varphi) = \frac{E_c \cdot E_{ABH} \cdot (R \cdot \cos(\alpha) + X_L \cdot \sin(\alpha)) - E_c^2 \cdot R}{R^2 + X_L^2} . \quad (1.7)$$

Используем уравнение (1.6) для выражения реактивной мощности сети

$$Q_c = E_c \cdot I_c \cdot \sin(\varphi) = \frac{E_c \cdot E_{ABH} \cdot (X_L \cdot \cos(\alpha) - R \cdot \sin(\alpha)) - E_c^2 \cdot X_L}{R^2 + X_L^2} . \quad (1.8)$$

На основе выражений (1.7) и (1.8) полную мощности выразим в виде

$$S_c = \sqrt{P_c + Q_c} = \sqrt{\frac{E_c^2 \cdot (E_{ABH}^2 - 2 \cdot E_c E_{ABH} \cdot \cos(\alpha) + E_c^2)}{R^2 + X_L^2}} . \quad (1.9)$$

1.3. Обзор исследований ШИМ для АВН

Для силовых полупроводниковых преобразователей распространены методы модуляции, основанные на жёстких законах коммутации, при которых переключения происходят на частоте несущего опорного сигнала. Среди всего многообразия

данных методов можно выделить два основных: синусоидальная ШИМ и пространственно-векторная ШИМ [34, 35].

Другим не менее известным методом модуляции является программная ШИМ (ПШИМ). ПШИМ генерирует импульсы управления полупроводниковыми модулями вне зависимости от периода квантования опорного сигнала. Управляющие сигналы могут изменяться по ширине и положению на полном периоде напряжения преобразователя в рамках установленной симметрии. Регулирование основной гармоники потребляемого тока преобразователя может осуществляться как с помощью изменения моментов переключений полупроводниковых модулей, так и с помощью фазного сдвига между напряжением источника и преобразователя. Данный метод имеет название Programmed Pulse Pattern Pulse Width Modulation (PPWM) – ПШИМ [41 – 45].

К настоящему времени в области силовых полупроводниковых преобразователей, помимо двухуровневой топологии, широко применяются многоуровневые топологии. С помощью многоуровневых топологий создаются более сложные формы напряжения преобразователей (униполярные, биполярные, ступенчатые, двухуровневые, трёхуровневые, многоуровневые с одинаковыми уровнями, многоуровневые с различными уровнями, симметричные, несимметричные и т.п.). Появление новых топологий способствовало развитию метода ПШИМ, поскольку математическое описание форм напряжений усложнялось, а, следовательно, и усложнялся поиск «оптимальных» последовательностей переключений [11 – 21]. На данный момент в научной литературе предложено два основных подхода к формированию спектров напряжения преобразователя посредством ПШИМ: избирательное удаление гармоник (ИУГ) и избирательное ослабление гармоник (ИОГ) [39, 48 – 51].

ПШИМ с ИУГ впервые была продемонстрирована в 1973 году для двухуровневого инвертора напряжения. Она направлена на постепенное удаление гармоник низшего порядка в соответствии с заданным количеством переключений полупроводниковых модулей [54, 55].

Многие производители полупроводниковых преобразователей применяют метод ПШИМ с ИУГ для мощных АВН с низкой частотой переключений ключей. Производители в рекламных целях указывают информацию о «чистом» спектре напряжения и/или тока до 40-й или 50-й гармоники [104 – 108]. Это даёт возможность снижать капитальные затраты на фильтрокомпенсирующее оборудование. В реальности оказывается, что «чистый» спектр возможен только при определенных условиях, которые не всегда удаётся достичь [67]. К таким условиям, например, можно отнести: работу исключительно в номинальном режиме с заданным коэффициентом модуляции; отсутствие резонанса в электрической цепи; идеальная синхронизация с источником напряжения.

Одни из первых научных работ [116, 117] по избирательному удалению гармоник в спектре выходного напряжения преобразователя были опубликованы в 2004 году. В них исследования авторов были сфокусированы на оценке влияния мощных активных выпрямителей напряжения на питающую сеть при 6-пульсных и 12-пульсных схемах подключения. Опубликованные материалы не дают в полной мере представления о спектрах напряжения и потребляемых токов преобразователя до 250-й гармоники на всём диапазоне изменения коэффициента модуляции. В работе приводится выражение для расчёта высших гармоник тока, но экспериментальные исследования спектров тока не представлено.

Последующие проведенные исследования демонстрируют, что спектр напряжения преобразователя может значительно меняться в зависимости от коэффициента модуляции. В работах [103, 136, 142] показано, каким образом ведут себя не удалённые гармоники при изменении коэффициента модуляции, но большинство важных высших гармоник не рассмотрены. В работах [35, 38, 49, 118, 119, 130] показаны несколько алгоритмов управления системами силовой электроники, при которых спектр и коэффициенты суммарных гармонических искажений напряжения преобразователя отличались при одних и тех же коэффициентах модуляции. Представленные результаты проведенных исследований существенно ограничены, а

спектры показаны только при заданных коэффициентах модуляции, что не позволяет оценить их полностью.

Недавние исследования [98, 100, 110, 123, 140] сосредоточились на поиске оптимальных алгоритмов управления полупроводниковыми преобразователями в составе систем силовой электроники большой мощности посредством применения интеллектуальных методов поиска решений нелинейных уравнений. Результаты показывают улучшение качества спектров напряжений и токов для отдельно взятых значений коэффициентов модуляции, но подробного анализа влияния каждой неудалённой гармоники на широком диапазоне изменения коэффициента модуляции рассмотрено не было.

Таким образом, обзор современного состояния исследований по данной научной проблеме показал, что алгоритмы избирательного подавления гармоник используются для улучшения электромагнитной совместимости систем силовой электроники с мощными активными выпрямителями напряжения, но исследования в этой области ограничены.

На основании проведенного обзора было определено, что существующие исследования и результаты оценки поведения спектров напряжений и токов АВН при программной ШИМ для наиболее распространённых в области больших мощностей и низких частот переключений полупроводниковых модулей трёхуровневых (ЗУ) форм сигналов недостаточны. Они не позволяют оценить поведение каждой отдельной гармоники до 50-й (согласно международным стандартам качества электроэнергии) в спектрах напряжения и тока при возможной работе преобразователя на полном диапазоне коэффициента модуляции. Исследования в этой области несомненно являются актуальными и будут проведены в данной диссертационной работе.

1.4. Постановка задач исследования

Существующие на данный момент опубликованные результаты научных исследований по обеспечению режимов генерирования и потребления реактивной мощности посредством АВН на базе многопульсных схем соединения с питающей

сетью и ПШИМ не являются достаточными и не отражают комплексного подхода к исследованию электромагнитных процессов и показателей качества преобразованной электроэнергии.

Анализ отечественных и зарубежных опубликованных результатов исследований определил проблему, цели, задачи и основное направление диссертационного исследования по разработке способа КРМ в питающей сети посредством управления реактивной мощностью АВН. На основании проведенного обзора были сформулированы **задачи диссертационного исследования:**

1. Провести патентно-литературный обзор наиболее распространённых схем подключения трёхуровневых АВН к питающей сети, способов ПШИМ с ИУГ и существующих проблем обеспечения качества преобразуемой мощности.

2. Выполнить теоретический анализ принципа работы АВН в режимах генерирования и потребления реактивной мощности, учитывая уровень напряжения в звене постоянного тока, коэффициент модуляции и выпрямительную нагрузку.

3. Разработать математические модели в программе Matlab/Simulink для проведения исследований условий функционирования системы управления АВН в режимах регулирования реактивной мощности, а также оценки показателей качества преобразуемой электроэнергии, учитывая алгоритмы ПШИМ с ИУГ и многопульсные схемы подключений к питающей сети.

4. Провести математическое моделирование токов и напряжений АВН, выполнить анализ показателей суммарных индексов гармонических искажений и получить диапазоны значений коэффициента модуляции АВН с минимальным искажением для различных алгоритмов ПШИМ с ИУГ.

5. Провести экспериментальные исследования на лабораторном оборудовании для проверки адекватности разработанных математических моделей и доказательства работоспособности предложенного способа КРМ посредством управления реактивной мощностью АВН.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

2.1. Математическое описание трёхуровневого АВН

Принципиальная электрическая схема трёхуровневого АВН показана на рисунке 2.1. Трёхуровневая топология мостового преобразователя позволяет вывести нулевую точку звена постоянного тока, которая образуется между двумя эквивалентными емкостями $C_{dc}/2$. На каждой эквивалентной ёмкости напряжение делится поровну $u_{dc}/2$. Каждая фаза подключается к нулевому потенциалу через фиксированные диоды $VD_{c1}-VD_{c6}$ и транзисторы VT_2-VT_3 , VT_6-VT_7 , $VT_{10}-VT_{11}$. Данная топология содержит двенадцать двунаправленных полупроводниковых модулей, каждый из которых включает управляемые ключи VT_1-VT_{12} и обратные диоды VD_1-VD_{12} . Питающая система напряжений и входное активно-индуктивное сопротивление принимаются симметричными: $e_a + e_b + e_c = 0$ и $Z_a = Z_b = Z_c$ [53, 101].

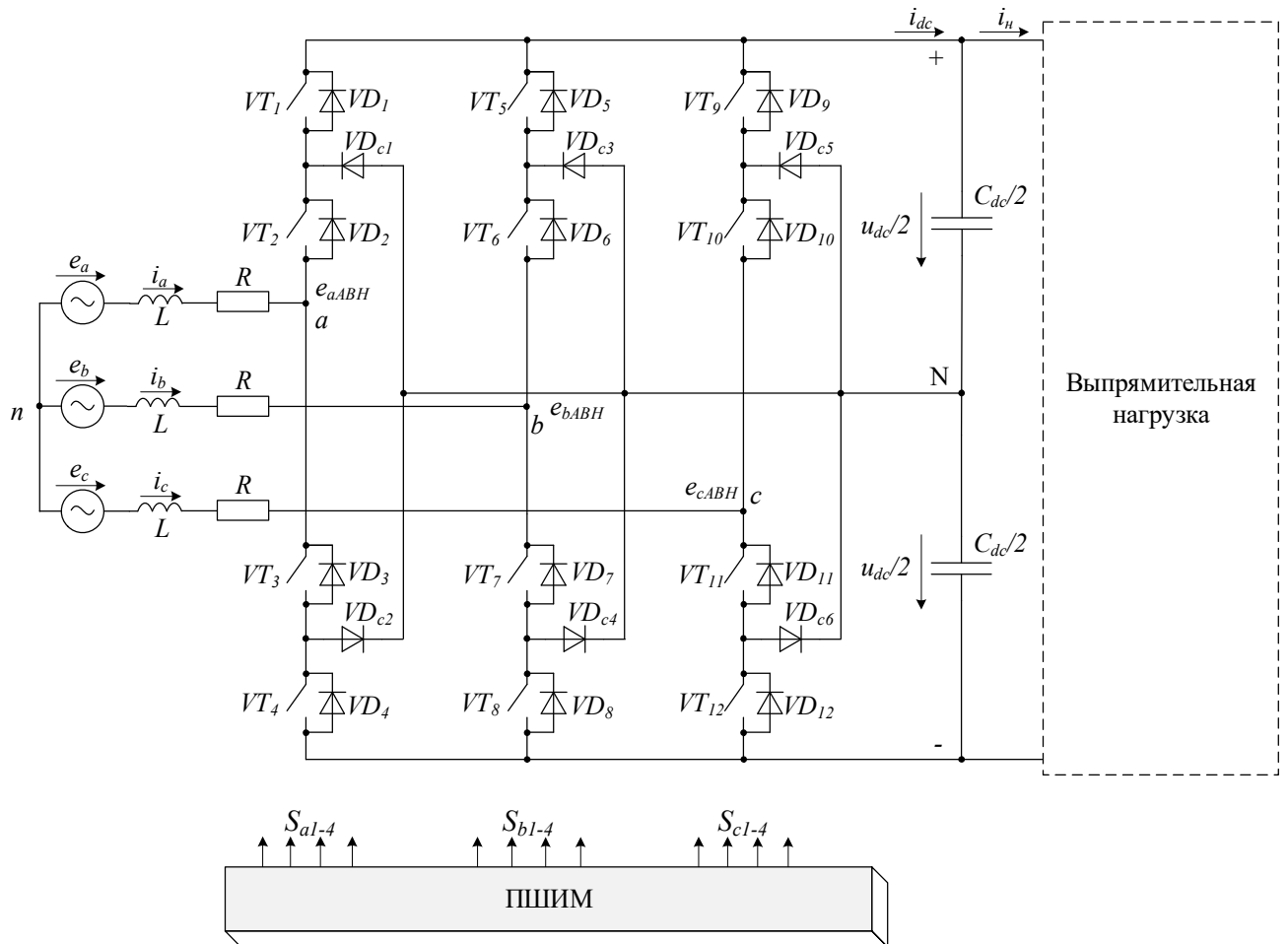


Рисунок 2.1 – Принципиальная схема трёхуровневого АВН

За основу построения математической модели были приняты дискретные логические функции f_{abc} , описывающие состояния полупроводниковых приборов:

$$f_a = \begin{cases} 1, & \rightarrow (s_{a1} = 1, s_{a2} = 1, s_{a3} = 0, s_{a4} = 0) \\ 0, & \rightarrow (s_{a1} = 0, s_{a2} = 1, s_{a3} = 1, s_{a4} = 0), \\ -1, & \rightarrow (s_{a1} = 0, s_{a2} = 0, s_{a3} = 1, s_{a4} = 1) \end{cases} \quad (2.1)$$

$$f_b = \begin{cases} 1, & \rightarrow (s_{b1} = 1, s_{b2} = 1, s_{b3} = 0, s_{b4} = 0) \\ 0, & \rightarrow (s_{b1} = 0, s_{b2} = 1, s_{b3} = 1, s_{b4} = 0), \\ -1, & \rightarrow (s_{b1} = 0, s_{b2} = 0, s_{b3} = 1, s_{b4} = 1) \end{cases} \quad (2.2)$$

$$f_c = \begin{cases} 1, & \rightarrow (s_{c1} = 1, s_{c2} = 1, s_{c3} = 0, s_{c4} = 0) \\ 0, & \rightarrow (s_{c1} = 0, s_{c2} = 1, s_{c3} = 1, s_{c4} = 0), \\ -1, & \rightarrow (s_{c1} = 0, s_{c2} = 0, s_{c3} = 1, s_{c4} = 1) \end{cases} \quad (2.3)$$

где s_{abc1-4} – состояния полупроводниковых модулей каждой фазной стойки a , b и c АВН.

На основе первого и второго законов Кирхгофа запишем систему уравнений для рисунка 2.1 в виде

$$\begin{cases} e_a = L \frac{di_a}{dt} + i_a R + \frac{u_{dc}}{2} \cdot \left(f_a - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} f_n \right) \\ e_b = L \frac{di_b}{dt} + i_b R + \frac{u_{dc}}{2} \cdot \left(f_b - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} f_n \right) \\ e_c = L \frac{di_c}{dt} + i_c R + \frac{u_{dc}}{2} \cdot \left(f_c - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} f_n \right) \\ \sum_{n=a}^{b,c} (f_n \cdot i_n) - i_n = \frac{1}{4} C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} \end{cases} \quad (2.4)$$

Активная и реактивная мощности определяются выражениями

$$\begin{aligned}
 P_c &= e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c \\
 Q_c &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left((e_b - e_c) \cdot i_a + (e_c - e_a) \cdot i_b + (e_a - e_b) \cdot i_c \right)
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

В системе уравнений (2.4) не учитывается возможный небаланс напряжений на эквивалентных ёмкостях звена постоянного тока. Полученная система уравнений была использована для создания математической модели трёхуровневого АВН, структурная схема представлена на рисунке 2.2.

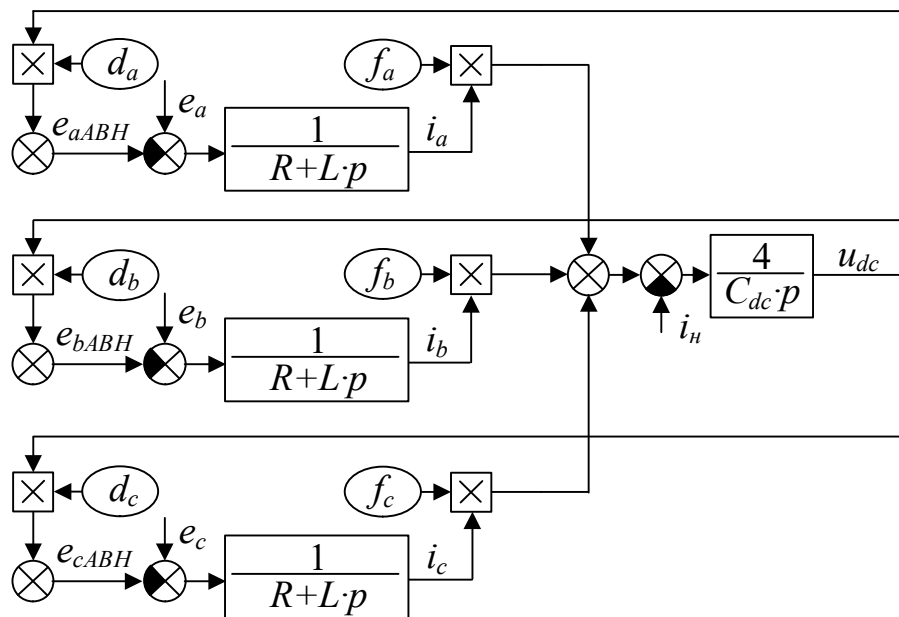


Рисунок 2.2 – Структурная схема математической модели трёхуровневого АВН

На рисунке 2.2 добавлены логические функции d_{abc} для наглядного представления структурной схемы

$$\begin{cases}
 d_a = f_a - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} f_n \\
 d_b = f_b - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} f_n \\
 d_c = f_c - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} f_n
 \end{cases}
 \tag{2.6}$$

Переход из неподвижной системы координат $[abc]$ во вращающуюся систему координат $[dq0]$ синхронно с пространственным вектором напряжения питающей

сети позволит упростить математическое описание объекта для синтеза системы автоматического управления АВН [30]. После преобразования система (2.6) примет вид

$$\left\{ \begin{array}{l} e_d = L \frac{di_d}{dt} + i_d R + e_{dABH} - \omega L i_q \\ e_q = L \frac{di_q}{dt} + i_q R + e_{qABH} - \omega L i_d \\ e_{dABH} = f_d \frac{u_{dc}}{2} \\ e_{qABH} = f_q \frac{u_{dc}}{2} \\ \frac{3}{2} ((f_d i_d + f_q i_q) - i_n) = \frac{1}{4} C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} \end{array} \right. , \quad (2.7)$$

где $e_d, e_q, e_{dABH}, e_{qABH}$ – напряжения в системе координат $[dq0]$; i_d, i_q – токи в системе координат $[dq0]$; f_d, f_q – коммутационные функции в системе координат $[dq0]$. Структурная схема АВН в системе координат $[dq0]$ показана на рисунке 2.3.

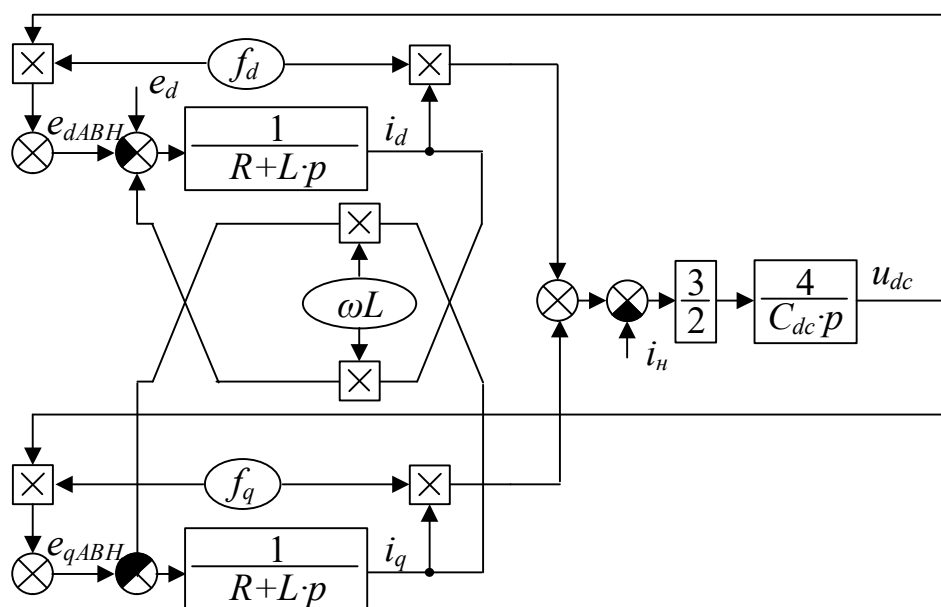


Рисунок 2.3 – Структурная схема АВН в системе координат $[dq0]$

Выражение для активной мощности сети в системе координат $[dq0]$

$$P_c = \frac{3}{2} \cdot e_d \cdot i_d. \quad (2.8)$$

Выражение для реактивной мощности сети в системе координат $[dq0]$

$$Q_c = -\frac{3}{2} \cdot e_d \cdot i_q. \quad (2.9)$$

Выражение для полной мощности сети в системе координат $[dq0]$

$$S_c = \sqrt{P_c + Q_c} = \frac{3}{2} \cdot e_d \cdot \sqrt{i_d^2 + i_q^2}. \quad (2.10)$$

Выражение, определяющее зависимость U_{dc} от Q_c в системе координат $[dq0]$

$$U_{dc} = \frac{\frac{4}{3} Q_c X_L + e_d^2}{e_d \cdot m} = \frac{2i_q X_L + e_d}{m}. \quad (2.11)$$

На основе выражения (2.11) наглядно видно, что при генерации или потреблении реактивной мощности выходное напряжение АВН должно быть больше на величину двойного падения напряжения на входном индуктивном сопротивлении, вызванным протеканием реактивного тока.

Из выражения (2.10) видно, что с увеличением тока i_d максимальное значение реактивной мощности будет снижаться. Это обусловлено тем, что максимальная потребляемая полная мощность полупроводникового преобразователя ограничена максимальной потребляемой активной мощностью выпрямительной нагрузки ($S_{cmax} \approx P_{cmax}$). Ограничение по реактивной мощности определяется как

$$Q_c \leq \sqrt{S_{cmax}^2 - P_c^2}. \quad (2.12)$$

Данное ограничение в системе управления АВН может быть выполнено с помощью зависимого токоограничения

$$i_q \leq \sqrt{i_{dmax}^2 - i_d^2}. \quad (2.13)$$

Перспективен способ управления АВН с зависимым токоограничением для компенсации реактивной мощности в сети в составе интеллектуальных сетей электроснабжения. При реализации режимов компенсации реактивной мощности необ-

ходимо измерение уровня реактивной мощности в питающей сети, чтобы сформировать на локальном уровне управления АВН задание на генерацию или потребление реактивной мощности Q_z , как показано на рисунке 2.4. На рисунке 2.4 представлена концепция системы управления АВН для компенсации реактивной мощности. Локальный уровень управления АВН состоит из двух подчинённых контуров регулирования токов и напряжения.

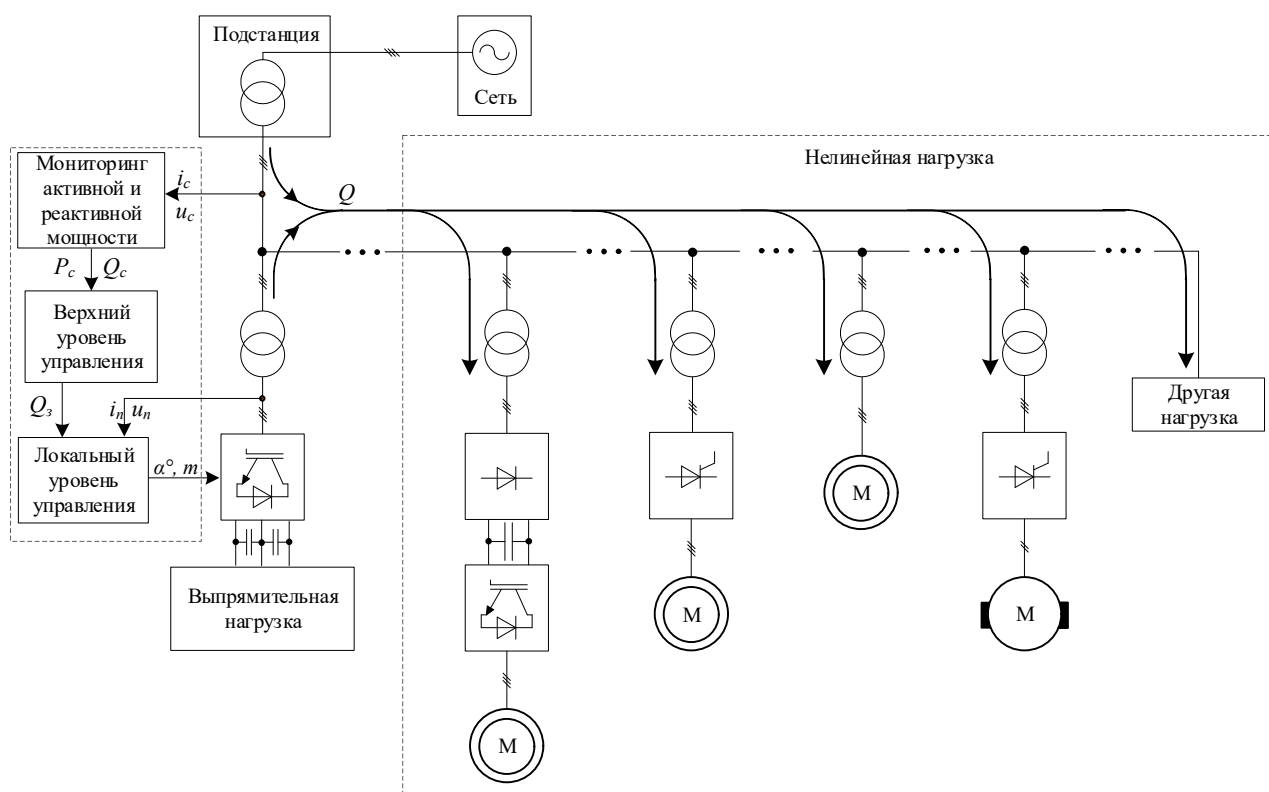


Рисунок 2.4 – Функциональная схема АВН для интеллектуальных сетей электро-снабжения

Из системы уравнений (2.9) видно, что потребляемая реактивная мощность полностью зависит от реактивного тока i_q . Появление i_q приведёт к возрастанию падения напряжения на индуктивном сопротивлении, следовательно, к необходимости повышения выходного напряжения E_{ABH} на величину двойного падения напряжения $X_L i_q$. Значение максимальной генерируемой реактивной мощности и реактивного тока могут быть определены из системы (2.7) при условии $i_d = 0$.

На рисунке 2.4 АВН работает параллельно с нелинейной нагрузкой в точке общего подключения потребителя. Направление возможного обмена реактивной

мощностью показано стрелками. В качестве нелинейной нагрузки могут быть тиристорные преобразователи, циклоконвертеры, нерегулируемые асинхронные двигатели (АД), системы ПЧ-АД и др.

При работе ключей АВН в режиме ШИМ предельная амплитуда непрерывной (полезной) составляющей фазного напряжения E_{ABH} определяется уровнем напряжения звена постоянного тока U_{dc} и алгоритмом ШИМ. Минимальное напряжение U_{dcmin} для трёхуровневого мостового преобразователя необходимо поддерживать на уровне, позволяющем запирают обратные диоды. Таким образом, напряжение в звене U_{dc} быть выше, чем амплитудное значение напряжения сети с учетом падения напряжения на входном активно-индуктивном сопротивлении, но не превышать допустимые значения полупроводниковых приборов и компонентов схемы.

Известно, что наилучшее использование напряжения в звене постоянного тока трёхфазного мостового преобразователя получается при базовом законе коммутации (шестиимпульсное управление). В настоящее время для АВН применяется программная ШИМ (ПШИМ) с избирательным удалением гармоник (ИУГ) для обеспечения наилучшего качества преобразованного напряжения в условиях малой частоты переключений полупроводниковых модулей [115]. ПШИМ помимо хорошей электромагнитной совместимости с питающей сетью обеспечивает использование напряжения звена постоянного тока на уровне близком к базовому закону коммутации (для фазного напряжения $\approx 2/\pi$) [26]. В общем случае, отношение выходной внутренней фазной ЭДС трёхфазного мостового АВН к напряжению звена постоянного тока будет определяться коэффициентом модуляции в виде

$$m = \frac{E_{ABH}}{U_{dc}}. \quad (2.14)$$

Подставляя (2.14) в выражения (1.7-1.9) получим

$$P_c = \frac{E_c \cdot m \cdot U_{dc} \cdot (R \cdot \cos(\alpha) + X_L \cdot \sin(\alpha)) - E_c^2 \cdot R}{R^2 + X_L^2}, \quad (2.15)$$

$$Q_c = \frac{E_c \cdot m \cdot U_{dc} \cdot (X_L \cdot \cos(\alpha) - R \cdot \sin(\alpha)) - E_c^2 \cdot X_L}{R^2 + X_L^2}, \quad (2.16)$$

$$S_c = \sqrt{\frac{E_c^2 \cdot ((m \cdot U_{dc})^2 - 2 \cdot E_c \cdot m \cdot U_{dc} \cdot \cos(\alpha) + E_c^2)}{R^2 + X_L^2}}. \quad (2.17)$$

Как видно из выражений (2.15 – 2.17), регулировать активную, реактивную и полную мощности в питающей сети возможно с помощью напряжения в звене постоянного тока АВН, коэффициента модуляции и угла сдвига фаз между вектором напряжения АВН и напряжением сети.

Из выражения (2.16) выразим U_{dc} и запишем в виде

$$U_{dc} = \frac{(Q_c \cdot (R^2 + X_L^2) + E_c^2 \cdot X_L)}{(X_L \cdot \cos(\alpha) + R \cdot \sin(\alpha)) \cdot E_c \cdot m}. \quad (2.18)$$

Для получения более наглядной зависимости между U_{dc} и Q_c упростим выражение (2.18) путём следующих допущений, что активное сопротивление во много раз меньше индуктивного и угол α близок к 0. Получим выражение

$$U_{dc} = \frac{Q_c \cdot X_L + E_c^2}{E_c \cdot m} \quad (2.19)$$

Выражение (2.19) позволяет рассчитать необходимое напряжение в звене постоянного тока АВН при генерации или потреблении заданной реактивной мощности.

Максимальное значение реактивной мощности также можно регулировать за счёт изменения угла α и приведённого индуктивного сопротивления X_L .

В первом случае, максимальная передача реактивной мощности определяется углом $\alpha_{\max Q}$, при котором достигается наибольшее значение реактивной мощности.

Для определения этого параметра продифференцируем уравнение 1.8 по углу α и получим:

$$\frac{dQ}{d\alpha} = \frac{d}{d\alpha} \cdot \frac{m \cdot U_{dc} \cdot E_c \cdot (X_L \cos \alpha - R \sin \alpha) - E_c^2 X_L}{R^2 + X_L^2}, \quad (2.20)$$

$$\frac{dQ}{d\alpha} = \frac{m \cdot U_{dc} \cdot E_c \cdot (-X_L \sin \alpha - R \cos \alpha)}{R^2 + X_L^2} = \frac{-m \cdot U_{dc} \cdot E_c \cdot (X_L \sin \alpha + R \cos \alpha)}{R^2 + X_L^2}. \quad (2.21)$$

Затем, приравняем полученную производную к 0:

$$\left. \frac{dQ}{d\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_{\max Q}} = \frac{-m \cdot U_{dc} \cdot E_c \cdot (X_L \sin \alpha_{\max Q} + R \cos \alpha_{\max Q})}{R^2 + X_L^2} = 0, \quad (2.22)$$

$$-\frac{R}{X_L} = \frac{\sin \alpha_{\max Q}}{\cos \alpha_{\max Q}}. \quad (2.23)$$

Искомый угол α , при котором достигается максимальное значение реактивной мощности будет определяться по выражению

$$\alpha_{\max Q} = \arctg \left(-\frac{R}{X_L} \right). \quad (2.24)$$

Для максимальной передачи реактивной мощности значение индуктивности $X_{\max Q}$ определяется также из уравнения (1.8), путём расчёта частной производной по индуктивности (2.25) и приравниванием полученного выражения к 0 (2.26)

$$\frac{dQ}{dX_L} = \frac{d}{dX_L} \frac{m \cdot U_{dc} \cdot E_c \cdot (X_L \cos \alpha - R \sin \alpha) - E_c^2 X_L}{R^2 + X_L^2}, \quad (2.25)$$

$$\left. \frac{dQ}{dX_L} \right|_{X_L=X_{\max Q}} = \frac{(m \cdot U_{dc} \cdot E_c \cdot \cos \alpha - E_c^2) \cdot (R^2 - X_{\max Q}^2) + 2 \cdot m \cdot U_{dc} \cdot E_c \cdot R \cdot X_{\max Q} \cdot \sin \alpha}{(R^2 + X_L^2)^2} = 0. \quad (2.26)$$

Решая это уравнение получаем значения индуктивности:

$$X_{\max Q} = \frac{E_c \cdot R \cdot \sin \alpha}{m \cdot U_{dc} \cdot \cos \alpha - E_c} \pm R \frac{\sqrt{(m \cdot U_{dc})^2 - 2 \cdot m \cdot U_{dc} \cdot E_c + E_c^2}}{m \cdot U_{dc} \cos \alpha - E_c}. \quad (2.27)$$

Значение индуктивности должно быть строго положительным, а знак выражения (2.27) определяется знаком знаменателя. Отсюда следует вывод, что $m \cdot U_{dc} \cdot \cos \alpha > E_c$. Очевидно, что положительное значение будет зависеть от величин $m \cdot U_{dc}$ и E_c , но будет располагаться около $\alpha = 0^\circ$. Оба слагаемых в знаменателе отрицательны при $90^\circ < \alpha < 270^\circ$.

Отношение величин двух членов в числителе определяется из выражения:

$$\begin{aligned} & \sqrt{E_{ABH}^2 - 2E_{ABH}E_c + E_c^2} = \\ & = \sqrt{(m \cdot U_{dc} \cdot \cos \alpha - E_c)^2 + E_c^2 \cdot \sin^2 \alpha} \geq \sqrt{(m \cdot U_{dc})^2 \cdot \sin^2 \alpha} = \\ & = |m \cdot U_{dc} \cdot \sin \alpha|. \end{aligned} \quad (2.28)$$

Видно, что второй член уравнения (2.28) всегда больше или равен первому. Если знаменатель положительный, числитель тоже должен быть положительным, что дает:

$$X_{\max Q} \Big|_{m \cdot U_{dc} \cdot \cos \alpha > E_c} = R \frac{E_c \cdot \sin \alpha + \sqrt{(m \cdot U_{dc})^2 - 2 \cdot m \cdot U_{dc} \cdot E_c + E_c^2}}{m \cdot U_{dc} \cdot \cos \alpha - E_c}. \quad (2.29)$$

В противном случае:

$$X_{\max Q} \Big|_{E_{ABH} \cos \alpha < E_c} = R \frac{E_{ABH} \sin \alpha - \sqrt{E_{ABH}^2 - 2E_{ABH}E_c + E_c^2}}{E_{ABH} \cos \alpha - E_c}. \quad (2.30)$$

Подставив полученные значения в выражение (1.8), получим соответствующее значение реактивной мощности при максимальном значении индуктивности $X_{\max Q}$:

$$Q \Big|_{X_L = X_{\max Q}} = \frac{\pm E_c \cdot (m \cdot U_{dc} \cdot \cos \alpha - E_c)^2}{2 \cdot R \cdot \left(\sqrt{(m \cdot U_{dc})^2 - 2 \cdot m \cdot U_{dc} \cdot E_c \cos \alpha + E_c^2} + m \cdot U_{dc} \cdot \sin \alpha \right)}. \quad (2.31)$$

При условии, что $m \cdot U_{dc} \cdot \cos \alpha > E_c$ уравнение примет вид:

$$Q|_{X_L=X_{\max Q}} = \frac{E_c \cdot (m \cdot U_{dc} \cdot \cos \alpha - E_c)^2}{2 \cdot R \cdot \left(\sqrt{(m \cdot U_{dc})^2 - 2 \cdot m \cdot U_{dc} \cdot E_c \cdot \cos \alpha + E_c^2} + m \cdot U_{dc} \cdot \sin \alpha \right)}. \quad (2.32)$$

При $m \cdot U_{dc} \cdot \cos \alpha < E_c$:

$$Q|_{X_L=X_{\max Q}} = \frac{-E_c (m \cdot U_{dc} \cdot \cos \alpha - E_c)^2}{2 \cdot R \cdot \left(\sqrt{(m \cdot U_{dc})^2 - 2 \cdot m \cdot U_{dc} \cdot E_c \cdot \cos \alpha + E_c^2} - m \cdot U_{dc} \cdot \sin \alpha \right)}. \quad (2.33)$$

Поскольку знаменатель всегда положителен

$$\sqrt{(m \cdot U_{dc})^2 - 2 \cdot m \cdot U_{dc} \cdot E_c \cdot \cos \alpha + E_c^2} - m \cdot U_{dc} \cdot \sin \alpha \geq 0. \quad (2.34)$$

Таким образом, реактивная мощность имеет максимальные значения при малых значениях индуктивности. С другой стороны, малые значения индуктивности приведут к высоким токам.

2.2. Линеаризованная модель трёхуровневого АВН в малом

С целью качественного анализа переходных процессов предлагается рассмотреть область вокруг заданного значения напряжения звена постоянного тока. В связи с тем, что выпрямленное напряжение в звене постоянного тока должно поддерживаться всегда на близком к номинальному уровню с помощью системы автоматического регулирования АВН, линеаризацию следует проводить для этой точки. Воспользуемся методом линеаризации в малом, который состоит из следующих этапов [29, 88]:

1. Интерпретация исходных нелинейных уравнений модели объекта как уравнений невозмущенного движения.

2. Формальное разложение переменных в исходной системе уравнений модели объекта на базовые значения и малые отклонения. Интерпретация этих

уравнений как уравнений возмущенного движения в полных значениях переменных и параметров, представленных в виде сумм базовых значений и малых отклонений.

3. Разложение нелинейных уравнений возмущённого движения в ряды Тейлора по степеням указанных выше малых отклонений, т.е. с использованием значений координат невозмущенного движения в качестве центра разложения.

4. Переход к уравнениям в отклонениях путем почленного вычета уравнений невозмущенного движения из соответствующих уравнений возмущенного движения с учетом произведенного на этапе 3 разложения нелинейных уравнений в ряды Тейлора.

5. Линеаризация полученных на этапе 4 уравнений в отклонениях путем отбрасывания из них нелинейных членов, представляющих собой члены высшего порядка малости. Линеаризованная модель описывает процессы "в малом" не столь точно, как исходная модель, а более грубо (приближенно). Величина погрешности зависит от величин инициирующих возмущений и характера нелинейностей объекта.

Для структурной схемы, приведённой на рисунке 2.3, введём обозначения:

– базовые внешние воздействия, инициирующие невозмущенное движение $e_d^o(t)$, $e_q^o(t)$, $i_n^o(t)$, $u_{dc}^o(t)$.

– координаты траектории этого движения $f_d^o(t)$, $f_q^o(t)$, $e_{dABH}^o(t)$, $e_{qABH}^o(t)$, $i_d^o(t)$, $i_q^o(t)$.

Шаг 1. На первом шаге необходимо систему уравнений (2.7) привести к виду дифференциальных уравнений невозмущённого движения (2.35) и указать алгебраические уравнения связи (2.36)

$$\begin{cases} \frac{di_d^o}{dt} = \frac{1}{L_p} (e_d^o - e_{dABH}^o - Ri_d^o + \omega^o Li_q^o) \\ \frac{di_q^o}{dt} = \frac{1}{L_p} (e_q^o - e_{qABH}^o - Ri_q^o + \omega^o Li_d^o), \\ \frac{du_{dc}^o}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{4(f_d^o i_d^o + f_q^o i_q^o)}{C_{dc}} \end{cases} \quad (2.35)$$

$$\begin{cases} e_{dABH}^o = f_d^o u_{dc}^o \\ e_{qABH}^o = f_q^o u_{dc}^o \end{cases} \quad (2.36)$$

Эти системы уравнений будем называть уравнениями базового процесса (или невозмущенного движения).

При малых возмущениях, т.е. отклонениях внешних воздействий либо начальных условий от базовых, решение тех же уравнений даст уже другой процесс, который назовем процессом возмущенного движения (относительно базового).

Шаг 2. Формальное разложение переменных в исходной системе уравнений модели объекта (2.7) на базовые значения и малые отклонения (2.37) согласно приведенным выше формулам (2.35) и (2.36) с последующей интерпретацией этих уравнений как уравнений возмущенного движения (2.39) и (2.40) в полных значениях переменных и параметров, представленных в виде сумм базовых значений и малых отклонений. Представим внешние воздействия и начальные условия по координатам состояния, инициирующие возмущенный процесс, в виде сумм их базовых значений и малых отклонений:

$$\begin{cases} e_d(t) = e_d^o(t) + \Delta e_d(t) \\ e_q(t) = e_q^o(t) + \Delta e_q(t) \\ i_n(t) = i_n^o(t) + \Delta i_n(t) \\ u_{dc}(t) = u_{dc}^o(t) + \Delta u_{dc}(t) \end{cases}, \quad (2.37)$$

Соответственно разложим координаты траектории возмущенного движения $y_i(t)$ в каждое мгновение времени на две составляющие: определяемую из траектории невозмущенного движения базовую величину $y_i^o(t)$ и малое отклонение $\Delta y_i(t)$ от этой траектории:

$$\begin{cases} f_d(0) = f_d^o(0) + \Delta f_d(0) \\ f_q(0) = f_q^o(0) + \Delta f_q(0) \\ e_{dABH}(0) = e_{dABH}^o(0) + \Delta e_{dABH}(0) \\ e_{qABH}(0) = e_{qABH}^o(0) + \Delta e_{qABH}(0) \\ i_d(0) = i_d^o(0) + \Delta i_d(0) \\ i_q(0) = i_q^o(0) + \Delta i_q(0) \end{cases} \quad (2.38)$$

Приведём исходную систему уравнений к следующему виду для описания процесса возмущённого движения:

Дифференциальные уравнения

$$\begin{cases} \frac{d(i_d^o + \Delta i_d)}{dt} = \frac{1}{L_p} \left((e_d^o + \Delta e_d) - (e_{dABH}^o + \Delta e_{dABH}) - R(i_d^o + \Delta i_d) + L(\omega^o + \Delta \omega)(i_q^o + \Delta i_q) \right) \\ \frac{d(i_q^o + \Delta i_q)}{dt} = \frac{1}{L_p} \left((e_q^o + \Delta e_q) - (e_{qABH}^o + \Delta e_{qABH}) - R(i_q^o + \Delta i_q) + L(\omega^o + \Delta \omega)(i_d^o + \Delta i_d) \right) \\ \frac{d(u_{dc}^o + \Delta u_{dc})}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{4}{C_{dc}} \cdot \left((f_d^o + \Delta f_d)(i_d^o + \Delta i_d) + (f_q^o + \Delta f_q)(i_q^o + \Delta i_q) \right) \end{cases} \quad (2.39)$$

Алгебраические уравнения связи

$$\begin{cases} e_{dABH}^o + \Delta e_{dABH} = (f_d^o + \Delta f_d)(u_{dc}^o + \Delta u_{dc}) \\ e_{qABH}^o + \Delta e_{qABH} = (f_q^o + \Delta f_q)(u_{dc}^o + \Delta u_{dc}) \end{cases} \quad (2.40)$$

Получаем уравнения возмущенного движения в полных значениях переменных.

Шаг 3. Разложение нелинейных уравнений возмущённого движения в ряды Тейлора по степеням указанных выше малых отклонений.

Требуется разложить в ряды Тейлора лишь алгебраические уравнения связи переменных

$$\begin{aligned}
e_{dABH}^o + \Delta e_{dABH} &= e_{dABH}(f_d^o, u_{dc}^o) + \Delta f_d \left. \frac{\partial e_{dABH}}{\partial f_d} \right|_{\substack{f_d=f_d^o \\ u_{dc}=u_{dc}^o}} + \Delta u_{dc} \left. \frac{\partial e_{dABH}}{\partial u_{dc}} \right|_{\substack{f_d=f_d^o \\ u_{dc}=u_{dc}^o}} + \\
&+ \frac{1}{2} \left[\Delta f_d^2 \left. \frac{\partial^2 e_{dABH}}{\partial f_d^2} \right|_{\substack{f_d=f_d^o \\ u_{dc}=u_{dc}^o}} + 2\Delta f_d \Delta u_{dc} \left. \frac{\partial^2 e_{dABH}}{\partial f_d \partial u_{dc}} \right|_{\substack{f_d=f_d^o \\ u_{dc}=u_{dc}^o}} + \Delta u_{dc}^2 \left. \frac{\partial^2 e_{dABH}}{\partial u_{dc}^2} \right|_{\substack{f_d=f_d^o \\ u_{dc}=u_{dc}^o}} \right] + \dots
\end{aligned} \quad (2.41)$$

$$\begin{aligned}
e_{qABH}^o + \Delta e_{qABH} &= e_{qABH}(f_q^o, u_{dc}^o) + \Delta f_q \left. \frac{\partial e_{qABH}}{\partial f_q} \right|_{\substack{f_q=f_q^o \\ u_{dc}=u_{dc}^o}} + \Delta u_{dc} \left. \frac{\partial e_{qABH}}{\partial u_{dc}} \right|_{\substack{f_q=f_q^o \\ u_{dc}=u_{dc}^o}} + \\
&+ \frac{1}{2} \left[\Delta f_q^2 \left. \frac{\partial^2 e_{qABH}}{\partial f_q^2} \right|_{\substack{f_q=f_q^o \\ u_{dc}=u_{dc}^o}} + 2\Delta f_q \Delta u_{dc} \left. \frac{\partial^2 e_{qABH}}{\partial f_q \partial u_{dc}} \right|_{\substack{f_q=f_q^o \\ u_{dc}=u_{dc}^o}} + \Delta u_{dc}^2 \left. \frac{\partial^2 e_{qABH}}{\partial u_{dc}^2} \right|_{\substack{f_q=f_q^o \\ u_{dc}=u_{dc}^o}} \right] + \dots
\end{aligned} \quad (2.42)$$

Шаг 4. Из левых и правых частей полученных уравнений исключаются члены, относящиеся к уравнениям базового процесса.

Шаг 5. Из правых частей уравнений исключаются нелинейные члены высшего порядка малости:

$$\begin{cases} \Delta e_{dABH} = \Delta f_d u_{dc}^o + \Delta u_{dc} f_d^o \\ \Delta e_{qABH} = \Delta f_q u_{dc}^o + \Delta u_{dc} f_q^o \end{cases} \quad (2.43)$$

В итоге математическая модель системы, линеаризованная в малом примет вид

$$\left\{ \begin{aligned}
 \frac{d(\Delta i_d)}{dt} &= \frac{1}{L_p} (\Delta e_d - \Delta e_{dABH} - R\Delta i_d + L\Delta\omega\Delta i_d) \\
 \frac{d(\Delta i_q)}{dt} &= \frac{1}{L} (\Delta e_q - \Delta e_{qABH} - R\Delta i_q + L\Delta\omega\Delta i_d) \\
 \frac{d(\Delta u_{dc})}{dt} &= \frac{\Delta i_{dc}}{C_{dc}} \\
 \Delta i_{dc} &= \frac{3}{2} (\Delta f_d \Delta i_d + \Delta f_q \Delta i_q) \\
 \Delta\omega &= \frac{d(\Delta\theta)}{dt} \\
 \Delta e_{dABH} &= \Delta f_d u_{dc}^o + \Delta u_{dc} f_d^o \\
 \Delta e_{qABH} &= \Delta f_q u_{dc}^o + \Delta u_{dc} f_q^o
 \end{aligned} \right. \quad (2.44)$$

Соответствующая системе (2.44) структурная схема линейризованной модели имеет вид, показанный на рисунке 2.5:

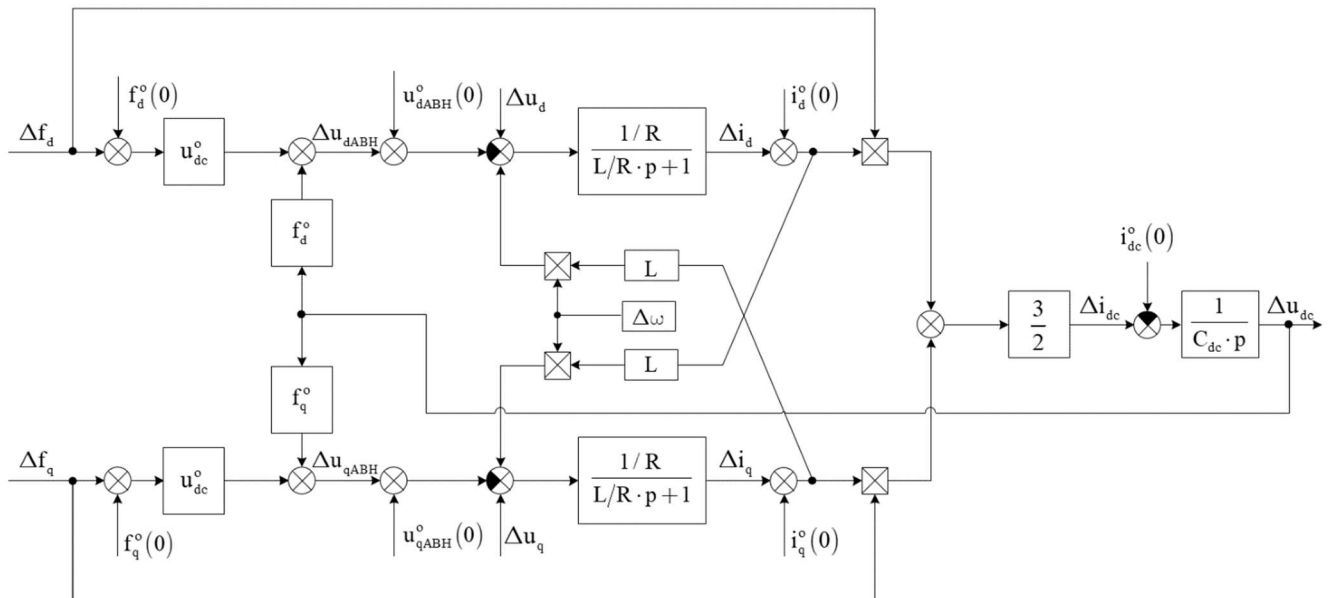


Рисунок 2.5 – Структурная схема линейризованной модели АВН в малом

Для получения линейризованной модели в полных координатах, а не только в отклонениях, необходимо выбрать условия базового процесса, а именно базовые

начальные условия $Y^o(0)$ внешних воздействий $X^o(t)$. Это потребуется для расчета координат базового процесса $Y^o(t)$, как составляющей полных координат $Y(t)$ – искомого процесса возмущенного движения.

По результатам линеаризации в малом мы получили составляющие $Y^o(t)$ и $\Delta Y(t)$. Теперь можно найти полные значения переменных возмущающего движения $Y(t) = Y^o(t) + \Delta Y(t)$.

В качестве базового процесса примем состояние покоя $Y^o(t) = const$.

Опираясь на принцип действия АВН можем ввести следующие допущения:
 $\Delta u_{dc} \rightarrow 0$, $\Delta u_d = const = U_c$, $\Delta u_q \rightarrow 0$

Основываясь на том, что исходные параметры складываются из базовых значений и малых отклонений, учитывая допущения, можно составить структурную схему в исходных параметрах, но уже с учётом проведенной линеаризации в малом, получим модель, представленную на рисунке 2.6:

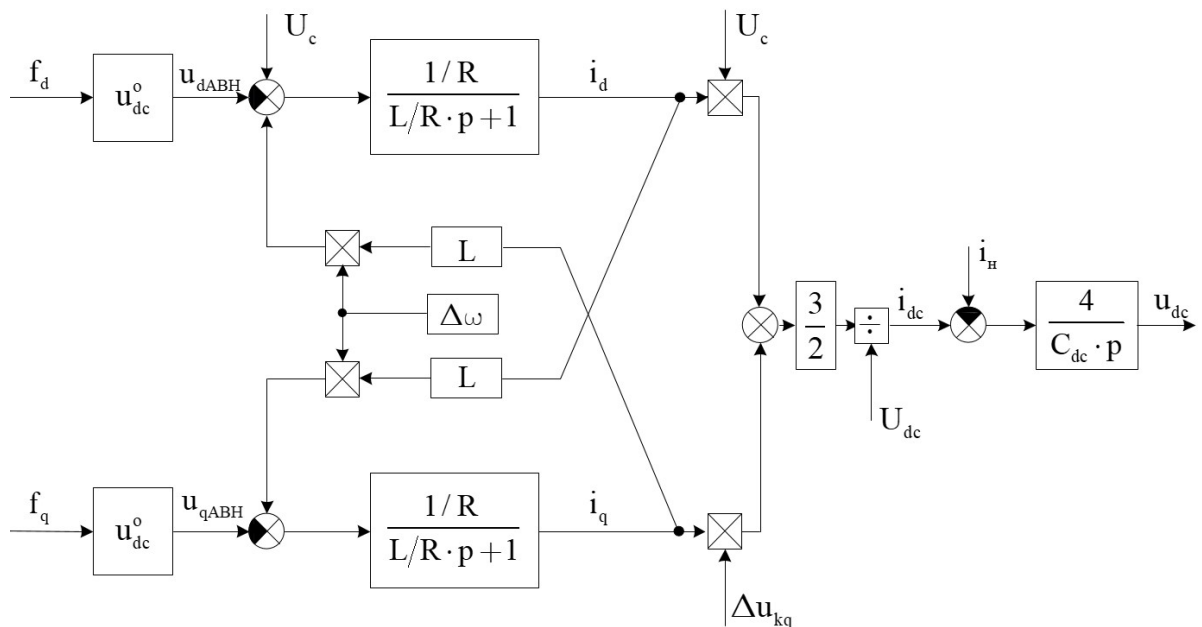


Рисунок 2.6 – Структурная схема модели АВН в исходных параметрах после линеаризации в малом

Таким образом, получена модель системы, описывающая движение моделируемой нелинейной системы в окрестностях траектории её невозмущенного движения. Траектория этого движения определяется решением исходной системы при конкретных внешних воздействиях и начальных условиях по координатам состояния системы (невозмущенным, базовым).

2.3. Синтез системы управления трёхуровневым АВН

Рассчитаем регуляторы тока W_{pt} и напряжения W_{pn} для каждого контура на примере оси d . Настройка контуров выполняется на модульный оптимум. Внутренний контур тока имеет структурную схему, представленную на рисунке 2.7. Оси d и q симметричны и могут быть представлены в виде контуров тока, вложенных в контур напряжения.

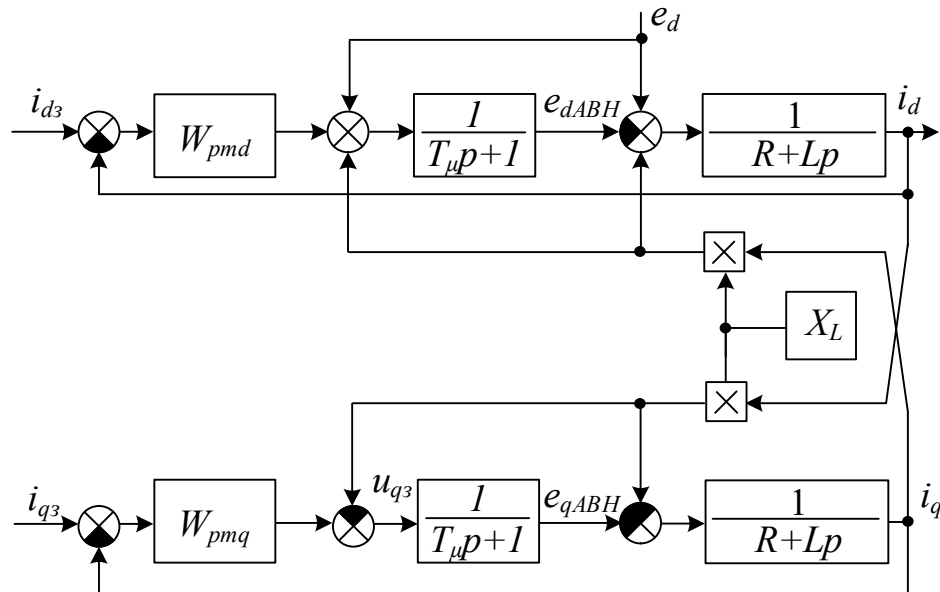


Рисунок 2.7 – Замкнутый контур регулирования тока

Представленный контур имеет второй порядок, соответственно при настройке на модульный оптимум следует ориентироваться на фильтр Баттерворта второго порядка. Его формула в качестве формулы желаемой функции разомкнутого контура имеет вид

$$W_{раз}^{ж} = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)}. \quad (2.45)$$

Эквивалентная контуру тока передаточная функция имеет вид

$$W_{раз}^u = W_{РТ} \cdot \frac{1}{T_\mu p + 1} \cdot \frac{1/R}{Tp + 1}. \quad (2.46)$$

Приравняв уравнения (2.45) и (2.46) выразим передаточную функцию регулятора тока

$$W_{РТ} = \frac{2T_\mu p (T_\mu p + 1)}{T_\mu p + 1} \cdot \frac{1/R}{Tp + 1} = \frac{L}{2T_\mu} + \frac{R}{2T_\mu p} \quad (2.47)$$

Рассчитанный регулятор тока соответствует ПИ-регулятору, в котором можно выделить коэффициенты пропорциональной $K_{ПРТ}$ и интегральной $K_{ИРТ}$ составляющих

$$K_{ПРТ} = \frac{L}{2T_\mu}, \quad (2.48)$$

$$K_{ИРТ} = \frac{2T_\mu}{R}. \quad (2.49)$$

Передаточная функция замкнутого контура, настроенного на модульный оптимум, соответствует уравнению

$$W_3^{KT} = \frac{1}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1}. \quad (2.50)$$

Тогда контур напряжения примет вид, показанный на рисунке 2.8.

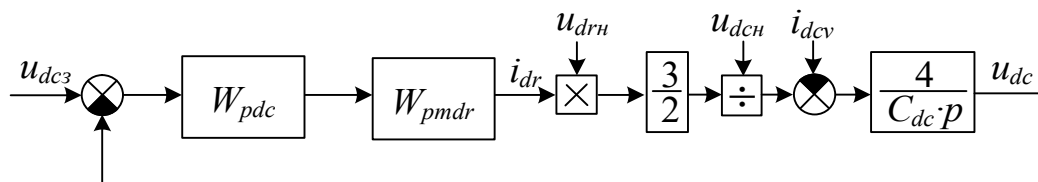


Рисунок 2.8 – Замкнутый контур регулирования напряжения

Желаемая замкнутая эквивалентная передаточная функция для этого контура будет иметь вид:

$$W_3^{жс} = \frac{8T_\mu p + 1}{64T_\mu^4 p^4 + 64T_\mu^3 p^3 + 32T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu p + 1} \quad (2.51)$$

Реальная эквивалентная передаточная функция замкнутого контура напряжения выражается как

$$W_3^u = W_{PH} \frac{4 \cdot 3 \cdot u_{dABH}}{(2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1) \cdot 2 \cdot u_{dc} \cdot C_{dc} \cdot s}. \quad (2.52)$$

Выразим регулятор напряжения из уравнений (2.51) и (2.52).

$$W_{PH} = \frac{(8T_\mu p + 1)(2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1) \cdot u_{dc} \cdot C_{dc} \cdot s}{(64T_\mu^4 p^4 + 64T_\mu^3 p^3 + 32T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu p + 1) \cdot 1,5 \cdot 4 \cdot u_{dABH}}. \quad (2.53)$$

Выделим в регуляторе пропорциональную и интегральную составляющие

$$W_{PH} = \frac{u_{dc} \cdot C_{dc}}{6 \cdot u_{dABH} \cdot T_\mu \cdot 4} + \frac{u_{dc} \cdot C_{dc}}{48 \cdot u_{dABH} \cdot T_\mu^2 \cdot 4} \cdot \frac{1}{p}, \quad (2.54)$$

$$K_{ППН} = \frac{u_{dc} \cdot C_{dc}}{6 \cdot u_{dABH} \cdot T_\mu \cdot 4}, \quad (2.55)$$

$$K_{ИПН} = \frac{u_{dc} \cdot C_{dc}}{48 \cdot u_{dABH} \cdot T_\mu^2 \cdot 4}. \quad (2.56)$$

Структурная схема замкнутой системы управления трёхуровневого АВН представлена на рисунке 2.9, где приняты следующие обозначения: u_{dqzr} и u_{dqzv} – сигналы задающих напряжений АВН в системе координат $[dq0]$, u_{dqr} и u_{dqv} – сигналы выходных напряжений АВН в системе координат $[dq0]$; u_{dcz} – сигнал задающего напряжения звена постоянного тока.

Структурная схема математической модели замкнутой системы управления трёхуровневым АВН была реализована в программе Matlab/Simulink. Параметры модели представлены в таблице 2.1.

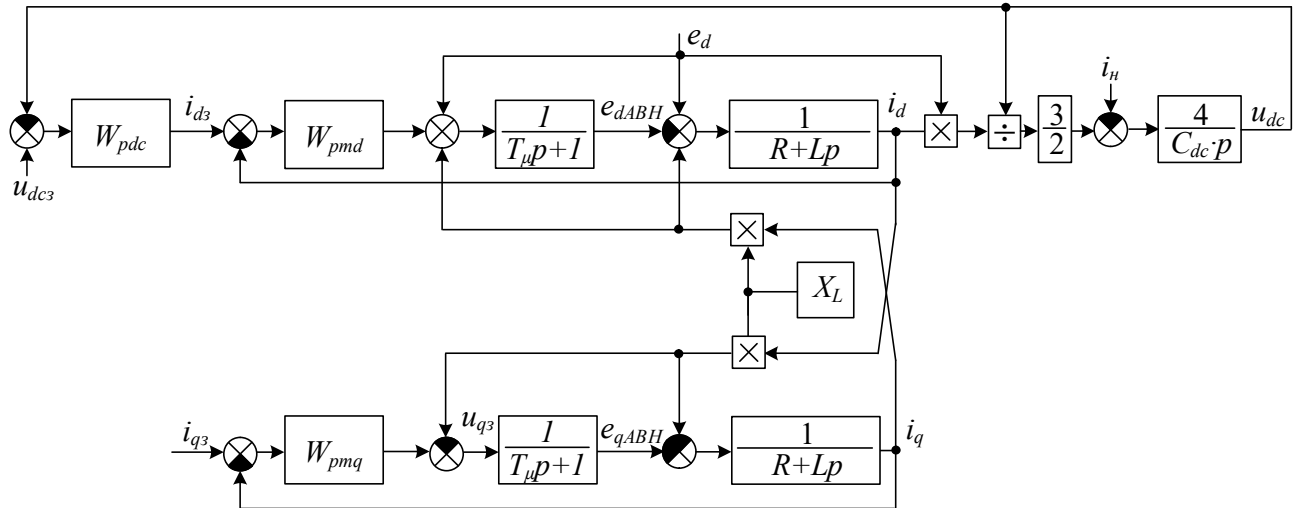


Рисунок 2.9 – Структурная схема замкнутой системы управления трёхуровневым АВН

Структурная схема математической модели замкнутой системы управления трёхуровневым АВН была реализована в программе Matlab/Simulink. Параметры модели представлены в таблице 2.1. Переходные процессы активной мощности, реактивной мощности, коэффициента модуляции и напряжения в звене постоянного тока при работе системы управления трёхуровневым АВН в режимах генерации и потребления реактивной мощности показаны рисунке 2.10. Моделирование проводилось при номинальном коэффициенте модуляции.

Таблица 2.1 – Параметры моделирования трёхуровневого АВН

Параметр	Обозначение	Ед. изм.	Значение
Номинальная мощность	P_{ABH}	$кВт$	10
Номинальный ток	I_{ABH}	$А$	27
Номинальное напряжение сети	E_c	$В$	380
Частота сети	f_c	$Гц$	50
Напряжение звена постоянного тока	U_{dc}	$В$	620
Номинальный коэффициент модуляции	m	$о.е.$	1.06
Индуктивность сетевого реактора	L	$мГн$	2.5
Емкость звена постоянного тока	C_{dc}	$мкФ$	6204
Параметры регулятора напряжения	$K_{ПРТ}$		0,47
	$K_{ИРТ}$		18,35
Параметры регулятора тока	$K_{ПРН}$		1,67
	$K_{ИРН}$		14,67

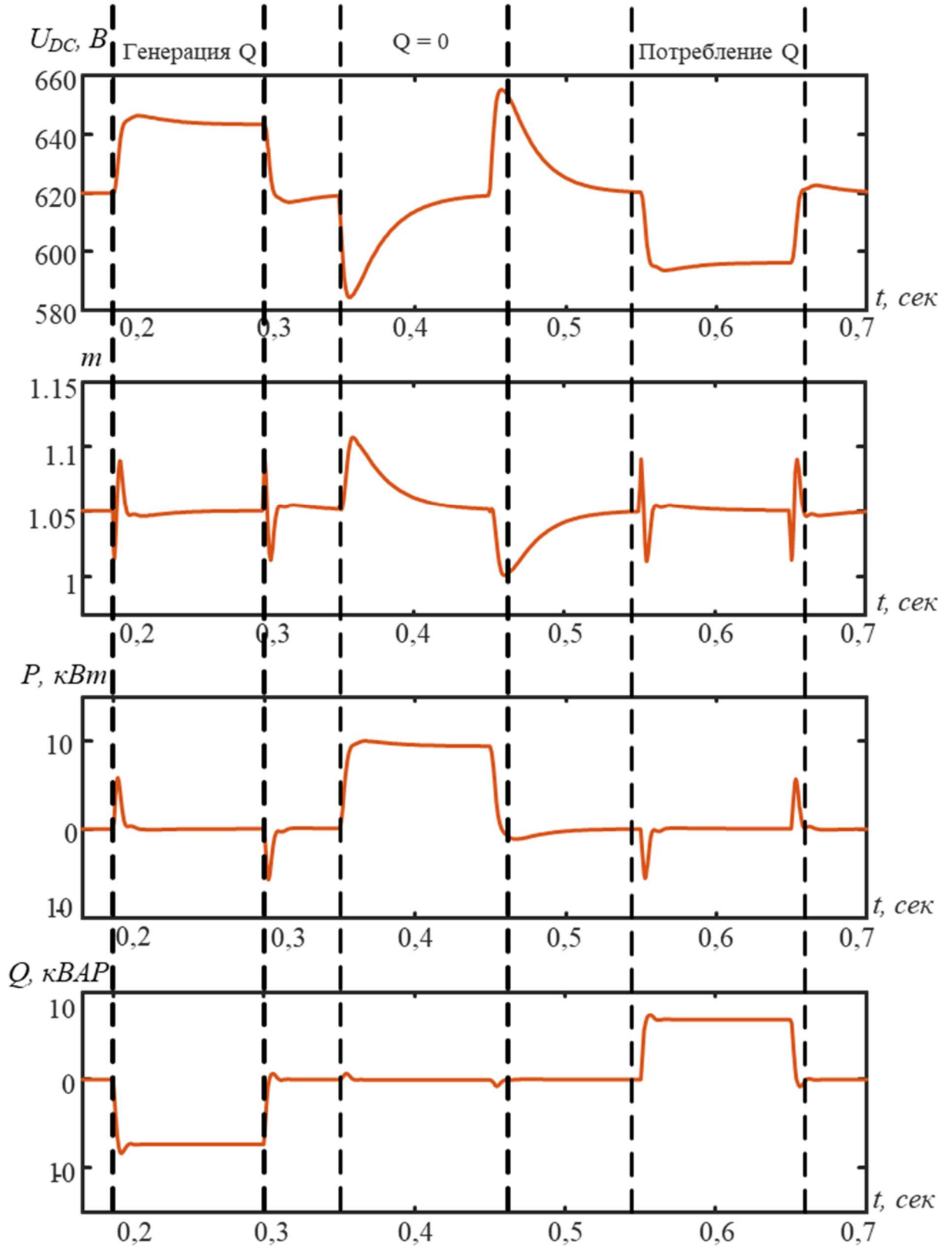


Рисунок 2.10 – Переходные процессы обработки системой управления АВН режимов генерации и потребления реактивной мощности

В момент времени 0,2 сек поступает задание на генерацию номинальной реактивной мощности 9 кВАР (см. рисунок 2.10). В этот момент коэффициент модуляции АВН отклоняется от номинального значения, и до момента времени 0,22 сек происходит переходный процесс отработки системы управления по управляющему сигналу; напряжение в звене постоянного тока повышается на 4% от номинального значения, а коэффициент модуляции восстанавливается на прежний номинальный уровень. В момент времени 0,3 сек АВН получает управляющий сигнал на завершение режима генерирования реактивной мощности, происходит переходный процесс отработки системы регулирования АВН в исходное состояние, соответствующее режиму работы без нагрузки. В период времени от 0,35 сек до 0,45 сек АВН работает в режиме выпрямления с потреблением номинальной активной мощности 10 кВт. В период времени от 0,55 сек до 0,65 сек АВН переходит в режим потребления реактивной мощности 9 кВАР при сниженном на 4% напряжении в звене постоянного тока от номинального значения. Оба режима являются аналогичными режимам СТАТКОМа, но отличаются тем, что компенсация реактивной мощности происходит не с помощью регулирования коэффициента модуляции, а путём изменения напряжения в звене постоянного тока. Это отличие является необходимым, ввиду того, что АВН не рассчитан на работу вне номинального значения коэффициента модуляции. Подробный анализ качества выходного напряжения АВН при различных значениях коэффициента модуляции будет рассмотрено в следующей Главе.

2.4. Выводы

1. Проведена линеаризация модели трёхуровневого АВН в малых отклонениях для анализа переходных процессов в области заданного значения напряжения звена постоянного тока. Полученная линеаризованная в малом модель представляет собой линейную систему уравнений (2.44), которая приближенно описывает движение моделируемой нелинейной системы в окрестностях траектории её невоз-

мощенного состояния, которая определяется решением исходной системы при конкретных внешних воздействиях и начальных условиях по координатам состояния системы.

2. Разработана математическая модель системы управления АВН в программе Matlab/Simulink, учитывающая трехуровневую топологию преобразователя, схему подключения к сети и алгоритмы программной ШИМ. Математическая модель позволяет проводить оценку качества системы автоматического регулирования, уровней индивидуальных гармоник и суммарных индексов гармонических искажений токов и напряжений.

3. Предложен способ управления АВН в режимах генерирования и потребления реактивной мощности, обеспечивающий постоянство номинального значения коэффициента модуляции при изменении уровня напряжения в звене постоянного тока на величину двойного падения напряжения на входном индуктивном сопротивлении.

ГЛАВА 3. ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ПШИМ с ИУГ

Известно, что качество преобразованной мощности силовыми полупроводниковыми преобразователями в основном определяется алгоритмом ШИМ. Анализ научной-технической литературы и экспериментальных данных, полученных на действующем оборудовании, определил метод программной ШИМ (ПШИМ) с избирательным удалением гармоник (ИУГ) основным для трёхуровневых АВН большой мощности. ПШИМ работает эффективно на низкой частоте переключений полупроводниковых модулей в составе многопульсных схем подключения к питающей сети [54, 55, 57, 59, 64]. Переключение при ПШИМ осуществляется по предварительно запрограммированным последовательностям переключений, выбираемых в зависимости от требуемого спектра напряжения преобразователя, из которого полностью исключают или подавляют наиболее негативно сказывающиеся на качестве тока гармоники [1, 25, 27, 28, 75-77, 79, 80].

3.1. Описание ПШИМ для трёхуровневого преобразователя

Униполярный трёхуровневый сигнал напряжения преобразователя может изменяться произвольное количество раз N за период в моменты времени α_N , как показано на рисунке 3.1.

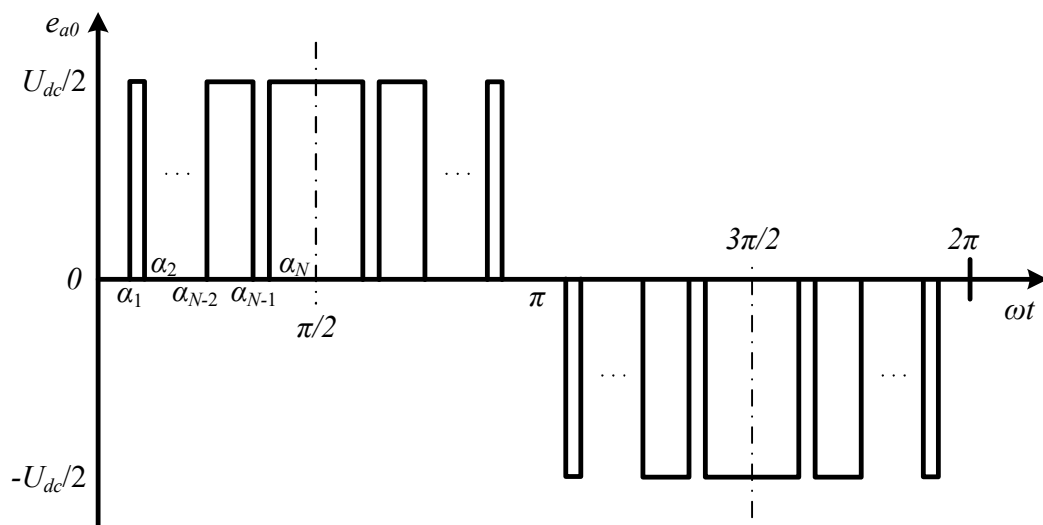


Рисунок 3.1 – Трёхуровневое униполярное напряжение преобразователя

Если $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ определяют моменты переключений N , то форма широтно-импульсно модулируемого напряжения преобразователя $e_{a0}(\omega t)$ может быть представлена рядом Фурье [68]

$$e_{a0}(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)), \quad (3.1)$$

где ω – угловая частота; U_{dc} – напряжение постоянного тока; n – номер гармоники; a_0, a_n и b_n – коэффициенты ряда Фурье.

Принимая во внимание четвертьволновую симметрию

$$\alpha_k = \pi - \alpha_{N-k+1} \quad k = 1, 2, \dots, N, \quad (3.2)$$

коэффициенты ряда Фурье оперяются как

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} e_{a0}(\omega t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot d(\omega t), \quad (3.3)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} e_{a0}(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) \cdot d(\omega t). \quad (3.4)$$

Используя свойство четвертьволновой симметрии при нечётном количестве N , коэффициенты ряда Фурье будут равны

$$a_n = \frac{U_{dc}}{2} \cdot \frac{4}{n\pi} \left(\sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right), \quad (3.5)$$

$$b_n = \frac{U_{dc}}{2} \cdot \frac{4}{n\pi} \left(\sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \sin(n\alpha_k) \right), \quad (3.6)$$

где k – порядковый номер угла переключения.

Математическое выражение для трёхуровневой формы напряжения получим путём подстановки (3.5) и (3.6) в (3.1):

$$e_{a0}(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{2U_{dc}}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right] \cdot \sin(n\omega t) \right). \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} \alpha_{2k-1}^0 = 30^\circ + 120^\circ \cdot k / (N + 1) - \Delta\alpha \\ \alpha_{2k}^0 = 30^\circ + 120^\circ \cdot k / (N + 1) + \Delta\alpha \\ \alpha_N^0 = 90^\circ - \Delta\alpha \end{cases} \quad (3.11)$$

где N – количество углов переключений; k – порядковый номер угла переключения; $\Delta\alpha$ – начальное рассогласование углов переключений для достижения результатов поиска.

На рисунках 3.2 – 3.5 представлены ПШИМ с ИУГ в диапазоне частот от 150 до 450 Гц, используемые для создания симметричной униполярной трёхуровневой формы напряжения АВН на интервале изменения коэффициента модуляции от 0 до 1,15 с шагом 0,01.

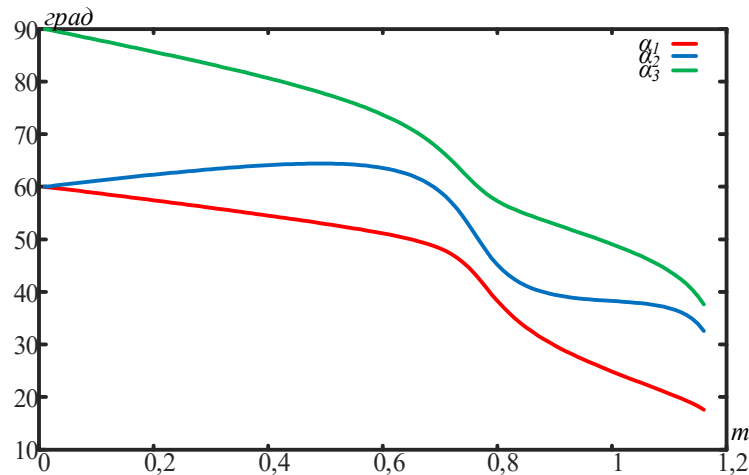


Рисунок 3.2 – Углы переключений ПШИМ с исключением 5 и 7 гармоник

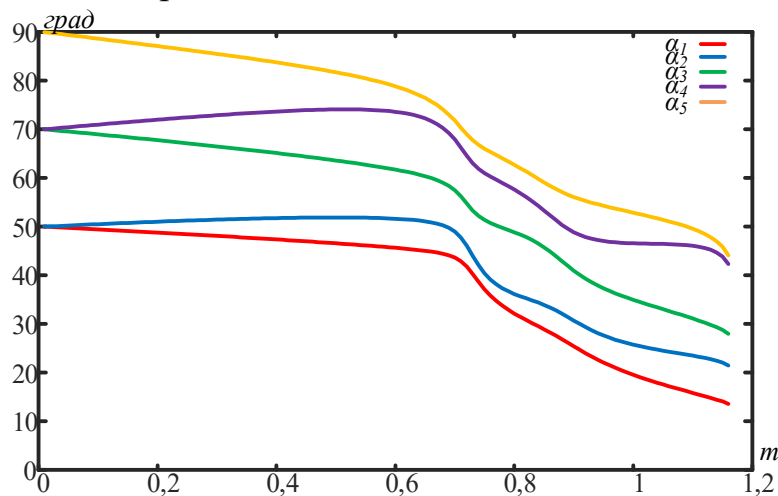


Рисунок 3.3 – Углы переключений ПШИМ с исключением 5, 7, 11 и 13 гармоник

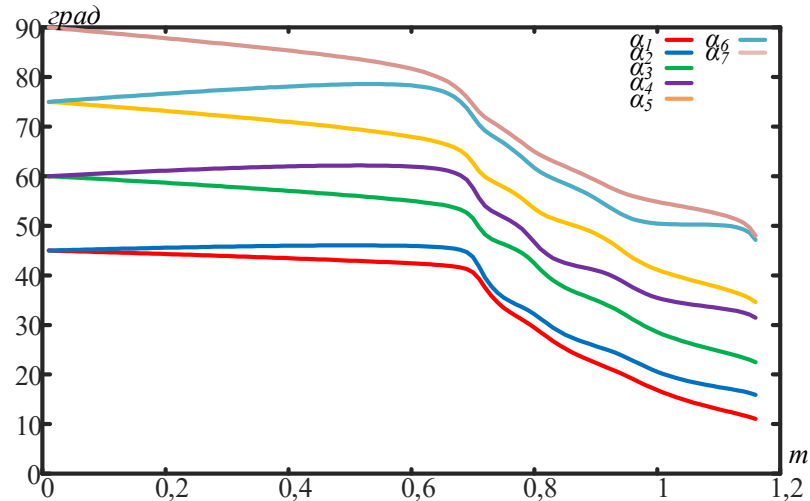


Рисунок 3.4 – Углы переключений ПШИМ с исключением 5, 7, 11, 13, 17 и 19 гармоник

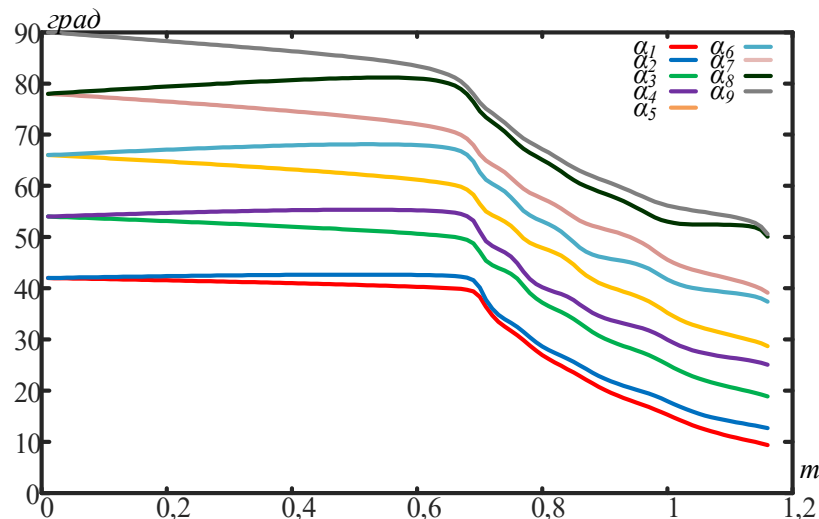


Рисунок 3.5 – Углы переключений ПШИМ с исключением 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23 и 25 гармоник

3.2. Исследование и оценка спектров напряжения и токов АВН

На рисунке 3.6 представлены принципиальная схема, трёхфазная и однофазная схемы замещения трёхуровневого АВН [139, 142 – 144]. Используя уравнение (3.7), получаем выражение для определения фазного напряжения преобразователя относительно нейтральной точки источника N в виде

$$e_N(\omega t) = e_{a0}(\omega t) - \frac{1}{3} \sum_{j=a}^{b,c} e_{j0}(\omega t) = \sum_{n=1,5,7,\dots}^{\infty} \left(\frac{2U_{dc}}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right] \cdot \sin(n\omega t) \right), \quad (3.12)$$

в котором исключаются гармоники кратные трём.

Представленные на рисунках 3.2 – 3.5 углы переключений подставляются в выражение (3.12) для вычисления амплитуд гармоник в спектре фазного напряжения E_{Nhm} . Амплитуда каждой гармоники рассчитывается согласно выражению

$$E_{Nhm\%} = \frac{E_{Nhm}}{E_{1m}} \cdot 100\% = \frac{E_{Nhm}}{\frac{2U_{dc}}{\pi} m \frac{\pi}{4}} \cdot 100\% = \frac{2E_{Nhm}}{U_{dc} m} \cdot 100\%. \quad (3.13)$$

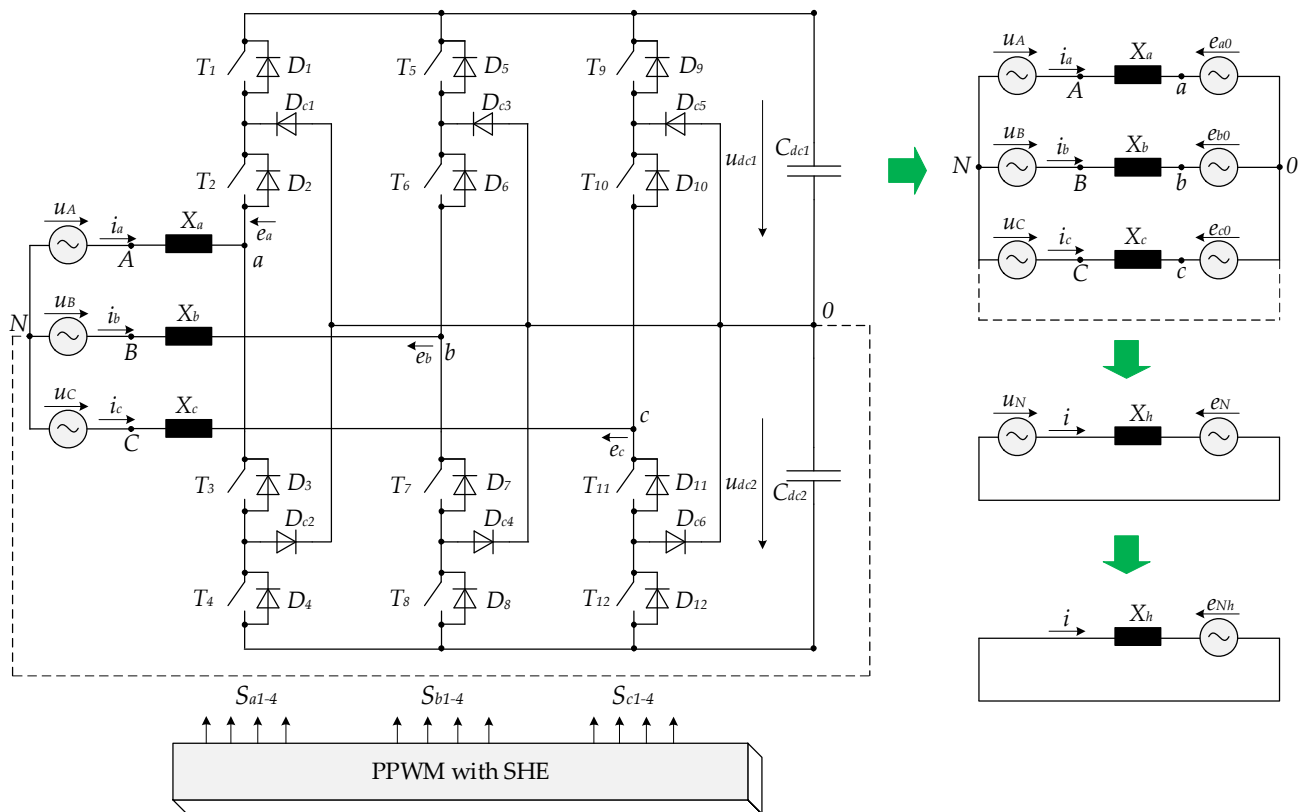


Рисунок 3.6 – Однофазная схема замещения трёхуровневого АВН

На рисунках 3.7 – 3.10 представлены результаты рассчитанных амплитуд гармоник $E_{Nhm\%}$ на интервале изменения коэффициента модуляции от 0 до 1,15 с шагом 0,01 для полученных четырёх шаблонов ПШИМ с ИУГ. Анализ поведения гармоник в спектре напряжения показал следующее [120 – 122]:

- 1) наибольшую амплитуду имеет гармоника, которая является первой после последней удаленной. Например, при ПШИМ с исключением 5 и 7 гармоник

(см. рисунок 3.7) наибольшую амплитуду имеет 11-я гармоника, при ПШИМ с исключением 5, 7, 11 и 13 гармоник (см. рисунок 3.8) наибольшую амплитуду имеет 17-я гармоника;

2) амплитуды ближайших неудалённых гармоник совпадают по амплитуде при одних и тех же коэффициентах модуляции. Например, амплитуды 23-й гармоники у ПШИМ с исключением 5, 7, 11, 13, 17 и 19 гармоник (см. рисунок 3.9) и 17-й гармоники у ПШИМ с исключением 5, 7, 11, 13 гармоник (см. рисунок 3.8) имеют одинаковые значения 23,54% при коэффициенте модуляции 1,01;

3) амплитуды неудаленных гармоник имеют нелинейную зависимость от коэффициента модуляции, но их максимальное значение не превышает 30,3%.

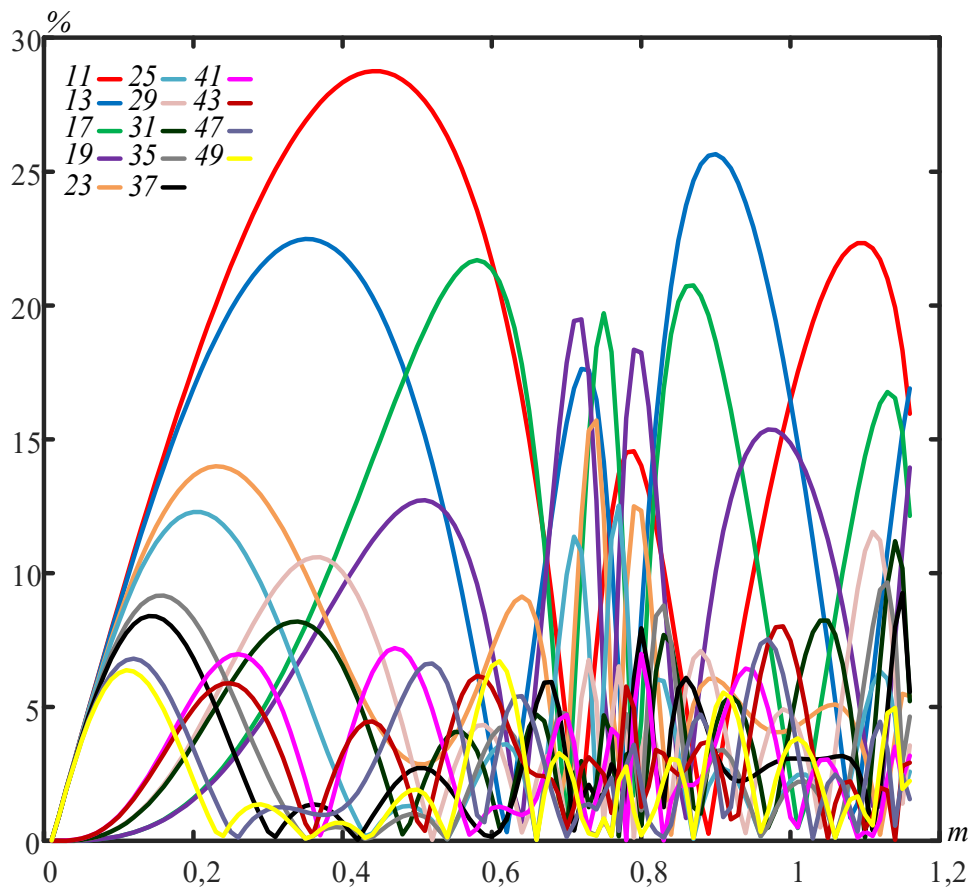


Рисунок 3.7 – Спектры напряжений трёхуровневого АВН при ПШИМ с исключением 5 и 7 гармоник

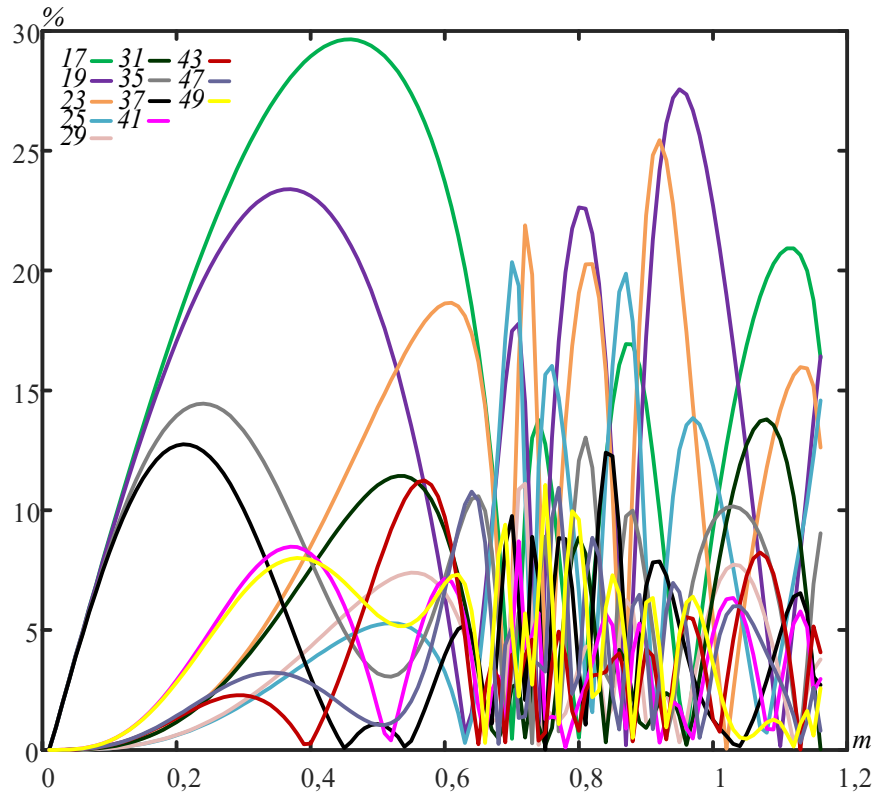


Рисунок 3.8 – Спектры напряжений трёхуровневого АВН при ПШИМ с исключением 5, 7, 11 и 13 гармоник

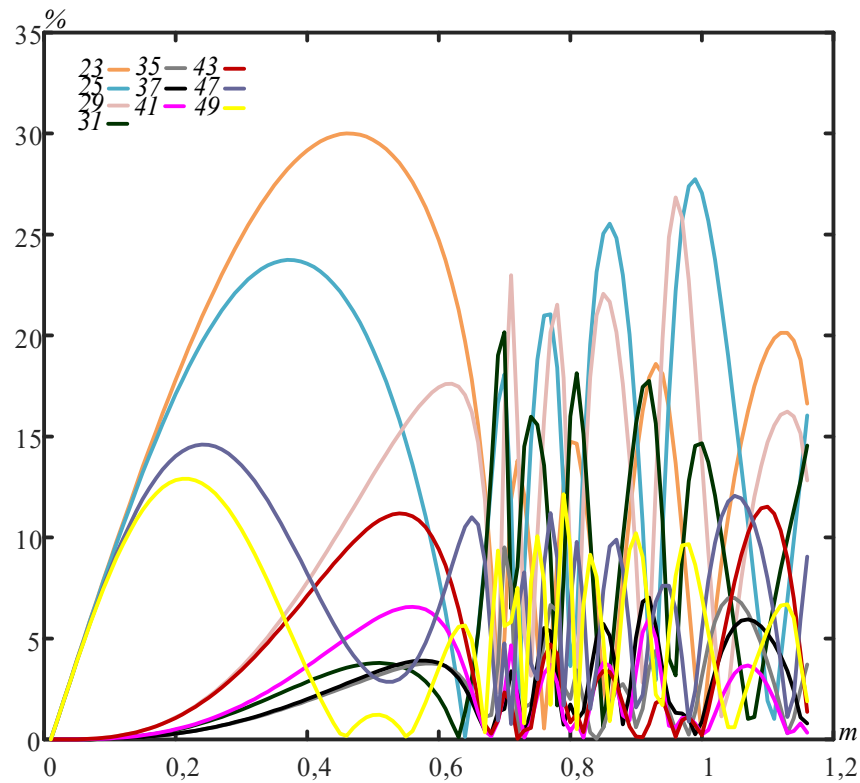


Рисунок 3.9 – Спектры напряжений трёхуровневого АВН при ПШИМ с исключением 5, 7, 11, 13, 17, 19 гармоник

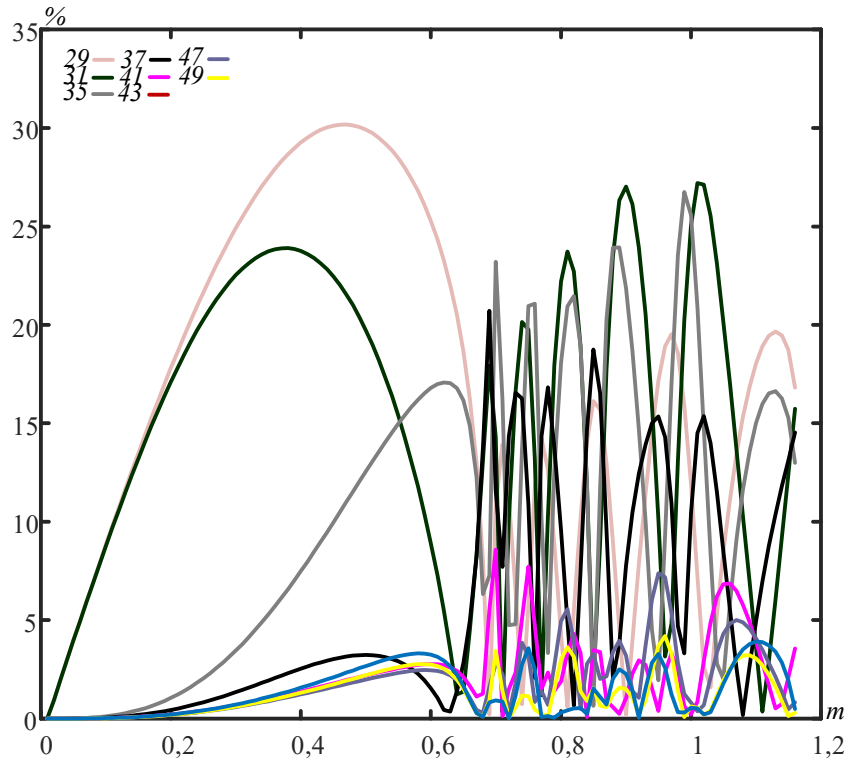


Рисунок 3.10 – Спектры напряжений трёхуровневого АВН при ПШИМ с исключением 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23 и 25 гармоник

Коэффициенты суммарных гармонических искажений $THD_{50\%}$ фазного напряжения трёхуровневого АВН рассчитывались по формуле

$$THD_{\%} = \sqrt{\sum_{n=5}^{50} E_{Nhm\%}^2} \cdot \quad (3.14)$$

На рисунке 3.11 показана зависимость $THD_{\%}$ напряжения АВН от коэффициента модуляции, где видно, что рассматриваемые шаблоны ПШИМ с ИУГ имеют плавный нисходящий тренд в диапазоне коэффициента модуляции от 0 до 0,65. На данном интервале прослеживается тенденция, что ПШИМ с большим количеством переключений имеют меньше искажений в сигнале напряжения. В диапазоне изменения коэффициента модуляции от 0,65 до 1,15, как укрупненно показано на рисунке 3.12, значения $THD_{\%}$ напряжения АВН имеют переменный нелинейный характер. Наглядно видно, что размах значений $THD_{\%}$ может достигать 20% между различными ПШИМ на интервале коэффициента модуляции от 0,65 до 1,15. Также

характерно следующее, что минимальные значения индекса искажений для рассмотренных ПШИМ с ИУГ находятся в диапазоне коэффициента модуляции от 1,03 до 1,11 (см. рисунок 3.12). Таким образом, повышение частоты переключений полупроводниковых модулей преобразователя с ПШИМ с целью удаления большего числа гармоник не приводит к улучшению качества преобразованного напряжения.

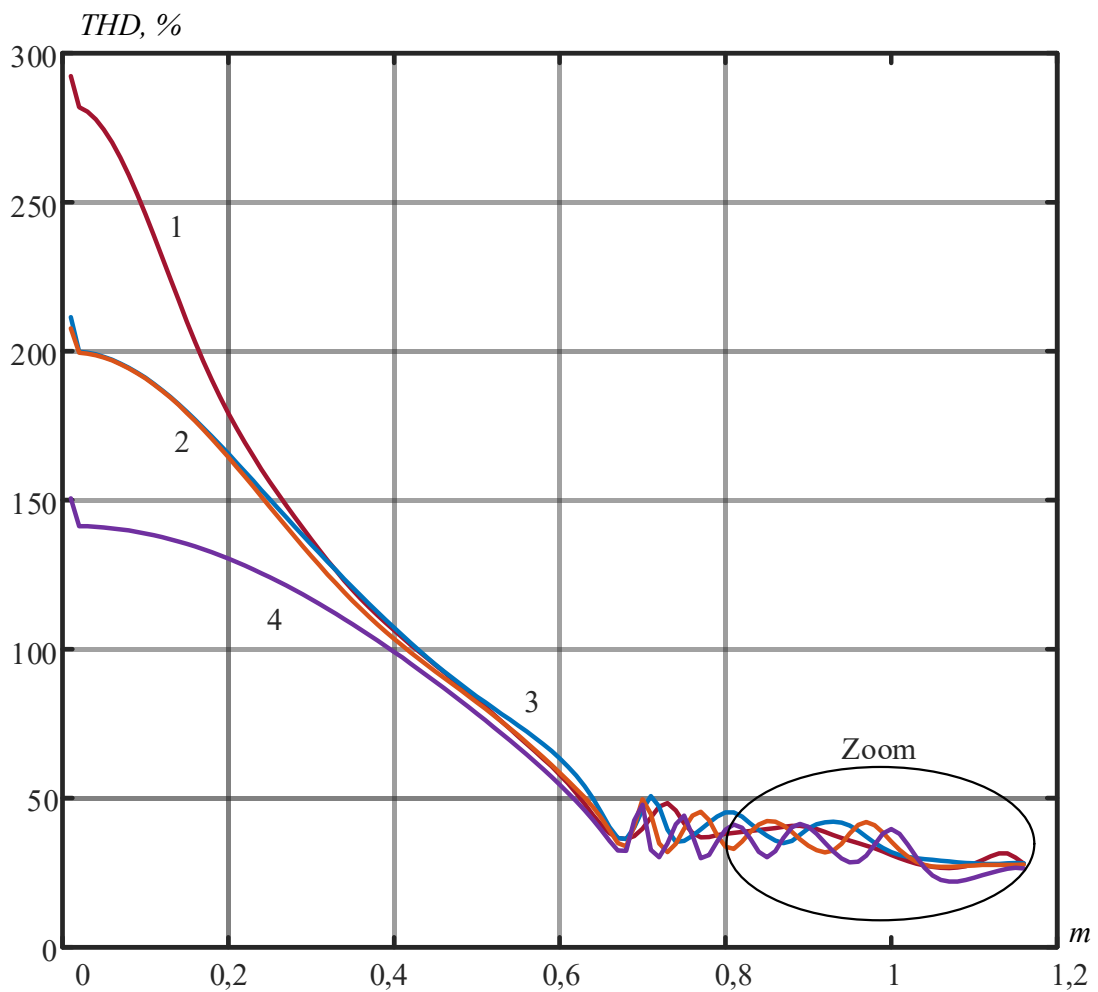


Рисунок 3.11 – Поведение THD% фазного напряжения трёхуровневого АВН в зависимости от коэффициента модуляции для четырёх шаблонов ПШИМ с ИУГ

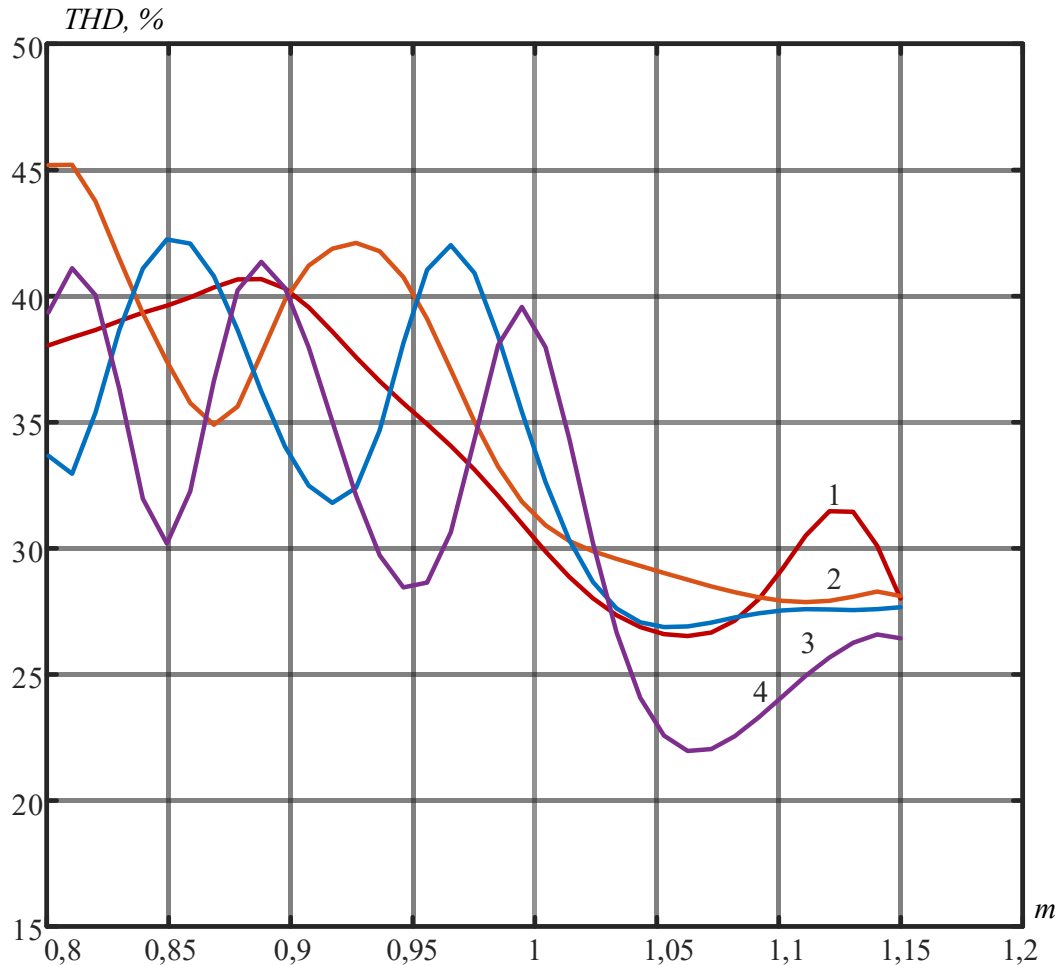


Рисунок 3.12 – Укрупнённая область поведения THD% фазного напряжения трёх-уровневого АВН в зависимости от коэффициента модуляции для четырёх шаблонов ПШИМ с ИУГ

Для расчёта гармоник тока используется эквивалентная однофазная схема замещения (см. рисунок 3.6), включающая эквивалентное индуктивное сопротивление X_h участка цепи

$$I_{hm} = \frac{U_{Nhm} - E_{Nhm}}{X_h}, \quad (3.15)$$

где h – порядковый номер гармоники 1, 5, 7, ...; X_h – индуктивное сопротивление участка цепи для h -й гармоники.

Первая гармоника тока определяется по формуле

$$I_{1m} = \frac{U_{N1m} - E_{N1m}}{X_h} \quad (3.16)$$

Принимая допущение, что напряжение источника U_{Nhm} не содержит высших гармоник, а $X_h = h\omega L$, то гармоники тока можно рассчитать в % относительно амплитуд гармоник фазного напряжения преобразователя по формуле

$$I_{hm\%} = \frac{E_{Nhm\%}}{h\omega L}, \quad (3.17)$$

где h – порядковый номер гармоники 5, 7, ...;

или в амперах согласно выражению

$$I_{hm} = \frac{E_{Nhm}}{h\omega L}. \quad (3.18)$$

На рисунках 3.13 – 3.16 показаны результаты рассчитанных амплитуд тока I_{hm} [A] на интервале изменения коэффициента модуляции от 0 до 1,15 с шагом 0,01 при $U_{dc} = 600$ В, $L = 2,5$ мГн для ранее рассчитанных шаблонов ПШИМ с ИУГ. Результаты представлены в амперах для удобства дальнейшего сравнения с экспериментальными измерениями. Результаты наглядно показывают поведение высших неугармоничных гармоник тока.

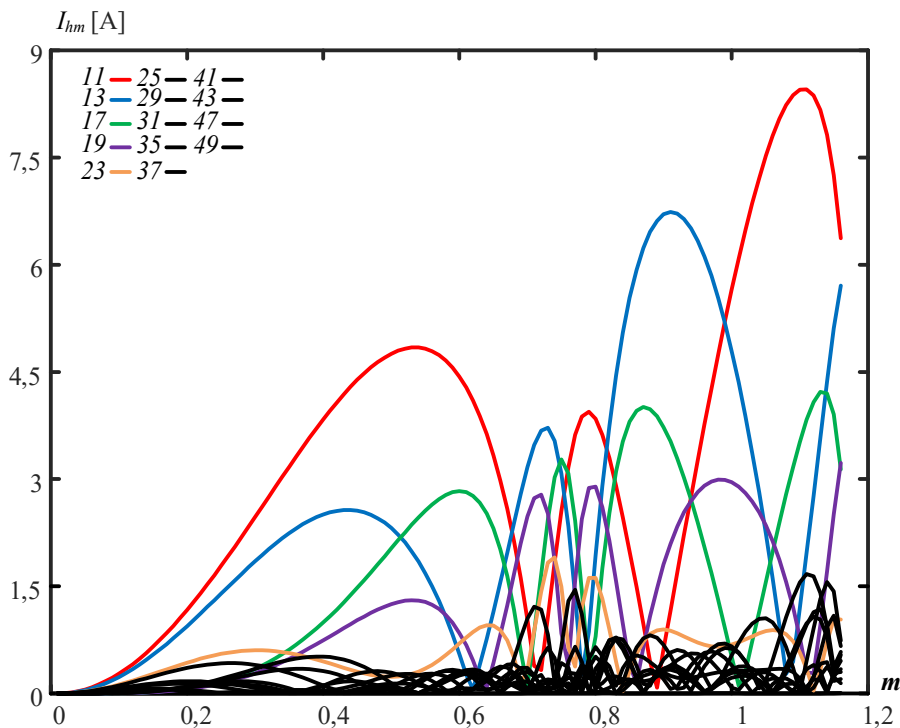


Рисунок 3.13 – Поведение неугармоничных гармоник в спектре тока трёхуровневого АВН в зависимости от m для ПШИМ с исключением 5 и 7 гармоник

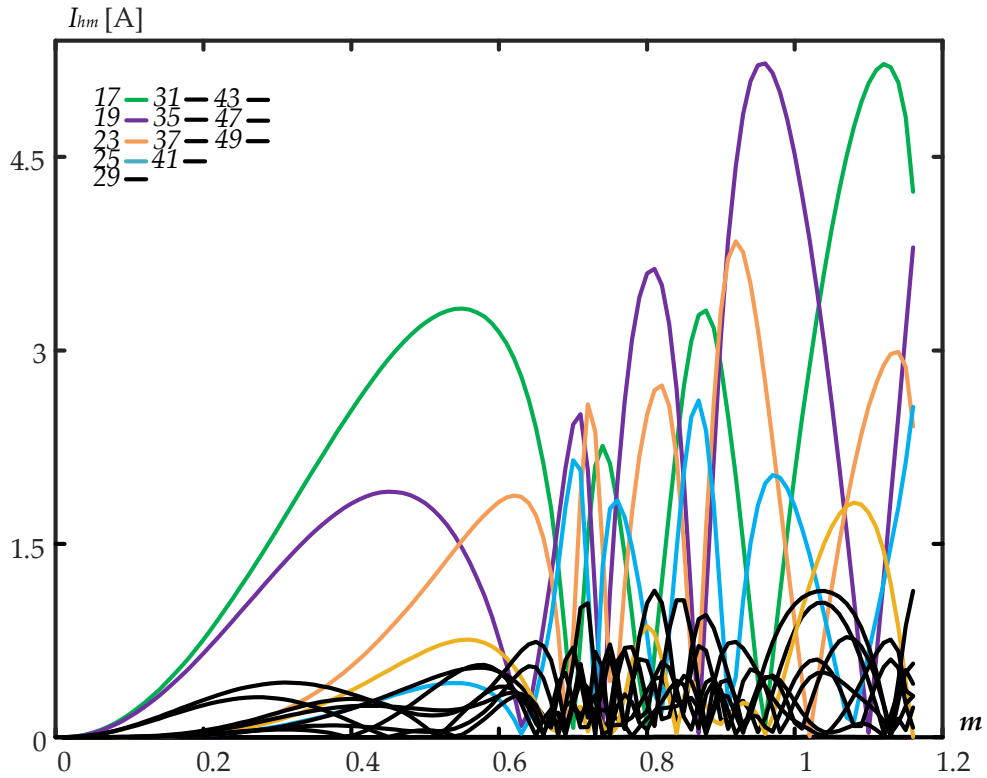


Рисунок 3.14 – Поведение неудаленных гармоник в спектре тока трёхуровневого АВН в зависимости от m для ПШИМ с исключением 5, 7, 11 и 13 гармоник

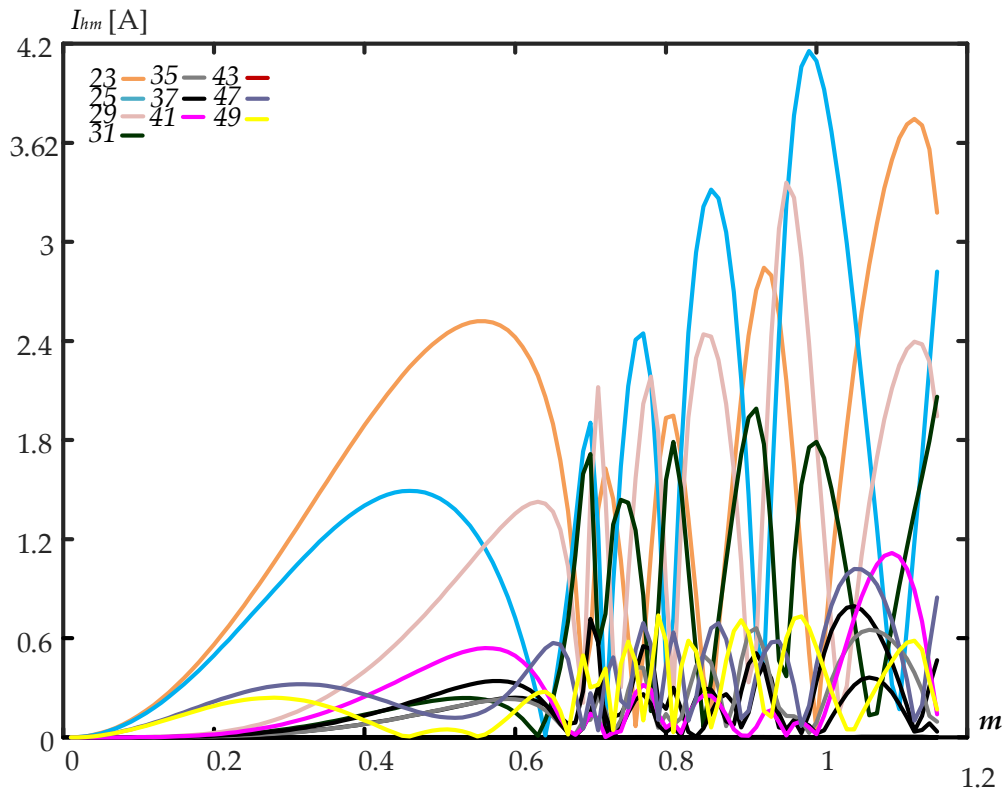


Рисунок 3.15 – Поведение неудаленных гармоник в спектре тока трёхуровневого АВН в зависимости от m для ПШИМ с исключением 5, 7, 11, 13, 17 и 19 гармоник

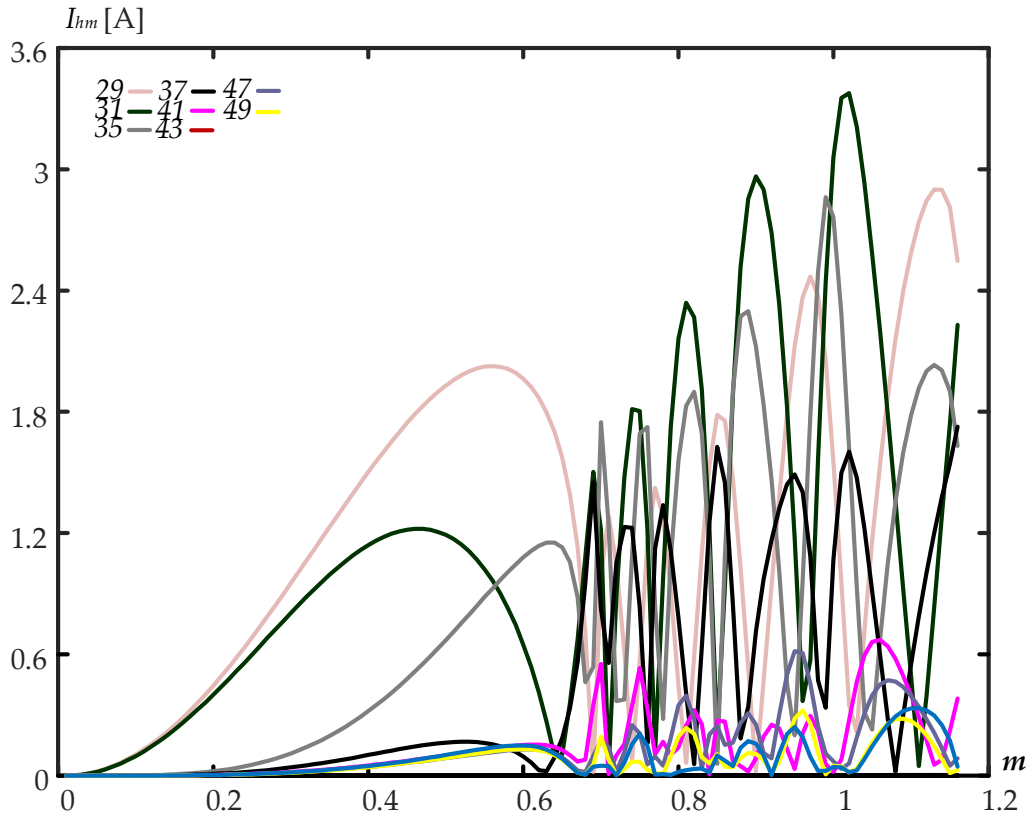


Рисунок 3.16 – Поведение неугармонических гармоник в спектре тока трёхуровневого АВН в зависимости от m для ПШИМ с исключением 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23 и 25 гармоник

3.3. Анализ многопульсных схем подключения АВН с ПШИМ

Функциональная схема имитационной модели системы управления объектом исследования показана на рисунке 3.17. Особенностью данной схемы является то, что сигналы трёхфазных токов i_{abc} и напряжений u_{abc} измеряются на первичной стороне фазосдвигающих трансформаторов T^{0° , T^{20° , T^{-20° . Данное техническое решение стало возможным ввиду отсутствия других потребителей.

Система управления АВН строится на основе векторного управления с синхронизацией по вектору напряжения сети. Линейные регуляторы выполняют пропорционально-интегральными (ПИ). Синтез регуляторов выполнен на основе подчиненного регулирования координат с последовательной коррекцией.

На рисунке 3.17 приняты следующие обозначения: T^{0° , T^{20° , T^{-20° – фазосдвигающие трансформаторы; ФАЧП $^{0^\circ}$, ФАЧП $^{20^\circ}$, ФАЧП $^{-20^\circ}$ – блоки синхронизации

напряжений со вторичными обмотками фазосдвигающих трансформаторов; i_{abc} и u_{abc} – мгновенные измеренные значения фазных токов и напряжений на первичной стороне фазосдвигающих трансформаторов в системе координат abc ; θ – угол пространственного вектора напряжения сети; θ^{0° , θ^{20° , θ^{-20° – вычисленные углы пространственных векторов напряжений вторичных обмоток фазосдвигающих трансформаторов; i_{dq} – мгновенные измеренные значения фазных токов на первичной стороне фазосдвигающих трансформаторов в системе координат $dq0$; $i_{dq}^{0^\circ}$, $i_{dq}^{20^\circ}$, $i_{dq}^{-20^\circ}$ – мгновенные измеренные значения фазных токов АВН в системе координат $dq0$; $i_{dqref}^{0^\circ}$, $i_{dqref}^{20^\circ}$, $i_{dqref}^{-20^\circ}$ – заданные значения фазных токов АВН в системе координат $dq0$; $u_{dq}^{0^\circ}$, $u_{dq}^{20^\circ}$, $u_{dq}^{-20^\circ}$ – мгновенные измеренные значения фазных ЭДС АВН в системе координат $dq0$; $u_{dc}^{0^\circ}$, $u_{dc}^{20^\circ}$, $u_{dc}^{-20^\circ}$ – мгновенные измеренные значения напряжений конденсаторов звена постоянного тока АВН; $u_{dc}^{0^\circ}$, $u_{dc}^{20^\circ}$, $u_{dc}^{-20^\circ}$ – заданные значения напряжений конденсаторов звена постоянного тока АВН; m^{0° , m^{20° , m^{-20° – коэффициенты модуляций АВН; α^{0° , α^{20° , α^{-20° – углы сдвига между напряжениями вторичных обмоток фазосдвигающих трансформаторов и фазных ЭДС АВН; L_{ABH} – индуктивность на входе АВН; L_{load} – индуктивность на выходе преобразователя частоты; $\PhiНЧ$ – широкополосные фильтры низких частот.

Имитационные модели для шестипульсных и двенадцатипульсных были построены аналогичным образом.

Запрограммированная форма переменных фазных ЭДС трёх трёхуровневых АВН с удалением 17 и 19 гармоник применяется для рассматриваемого объекта, что соответствует средней частоте переключений ключей порядка 150 Гц. Были получены три набора углов переключений для удаления гармоник в диапазоне средней частоты переключений от 150 Гц до 350 Гц и представлены в графическом виде на рисунке 3.18.

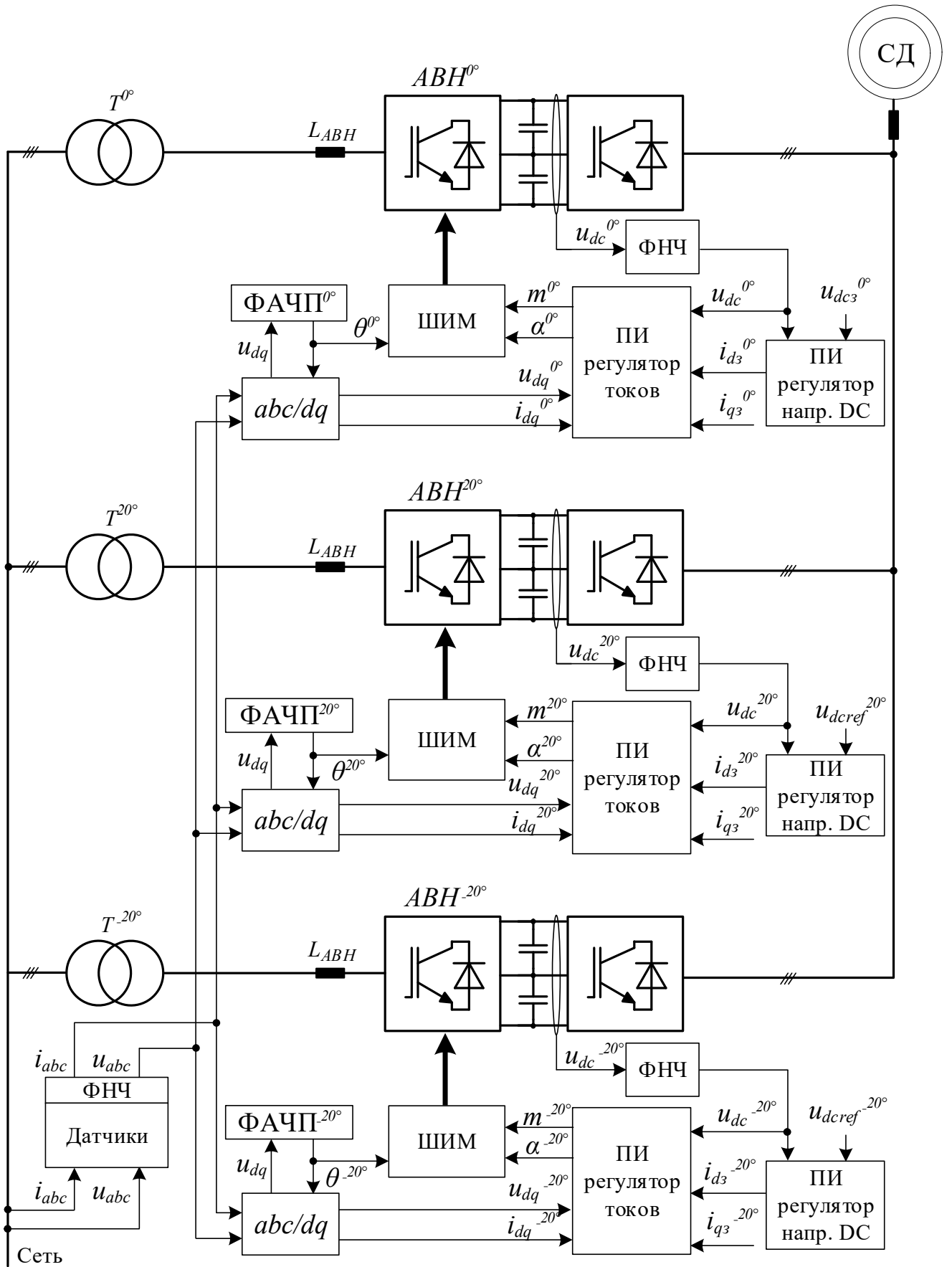
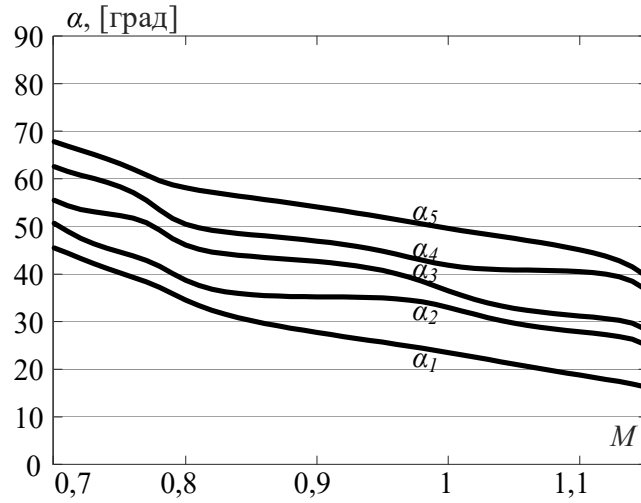
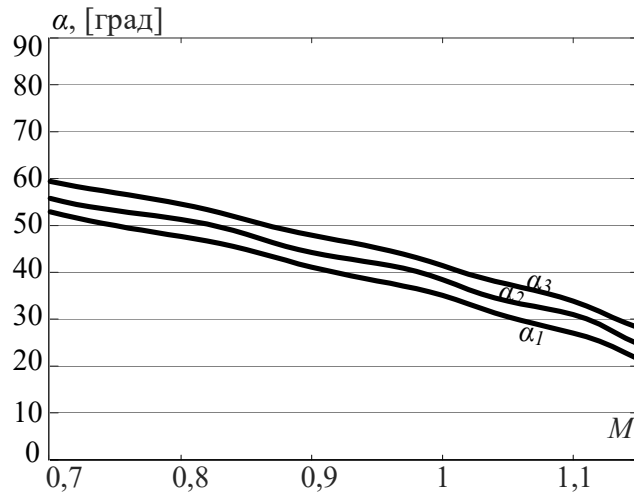


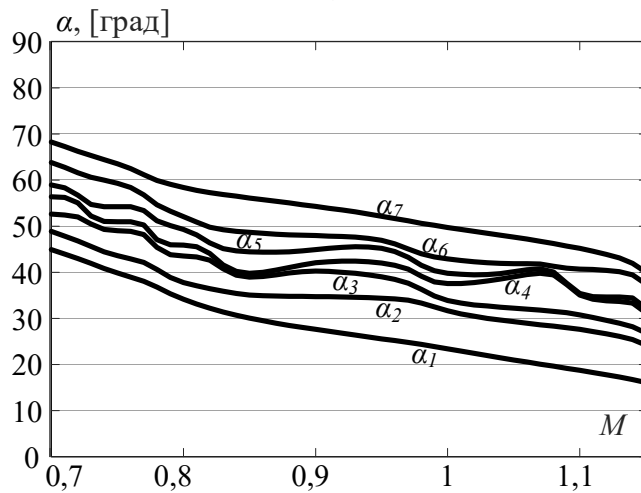
Рисунок 3.17 – Функциональная схема объекта исследования



а)



б)



в)

Рисунок 3.18 – Результаты расчёта трёх наборов углов переключений АВН: (а) набор 1 – удаление 5, 7, 17 и 19 гармоник; (б) набор 2 – удаление 17 и 19 гармоник; (в) набор 3 – удаление 5, 7, 17, 19, 35 и 37 гармоник

Анализ гармонических искажений напряжений и токов выполнен с помощью программного обеспечения Matlab/Simulink. Ниже показаны результаты моделирования токов исследуемого объекта при трёх наборах углов переключений.

На рисунке 3.19 представлены результаты моделирования номинального потребляемого тока трёхуровневым АВН I_{ABH} на вторичной обмотке одного из трёх фазосдвигающих трансформаторов. С помощью анализа полученных данных рассчитаны коэффициенты суммарных гармонических искажений (THD) и коэффициенты до 60-ой гармонической составляющей тока I_{ABH} .

На рисунках 3.20 и 3.21 можно отметить, что значения THD тока I_{ABH} при наборах 1 и 3 составляют около 40%, что в три раза меньше чем при наборе 2. Это связано с тем, что коэффициенты 5 и 7 гармонических составляющих тока I_{ABH} имеют наибольшее влияние в видимом спектре тока. Можно убедиться, что удаление 35 и 37 гармонических составляющих (набор 3) существенно не улучшает гармонический спектр тока I_{ABH} . Объясняется это тем, что значение индуктивного сопротивления на входе АВН является достаточным для пассивной фильтрации гармоник данного порядка.

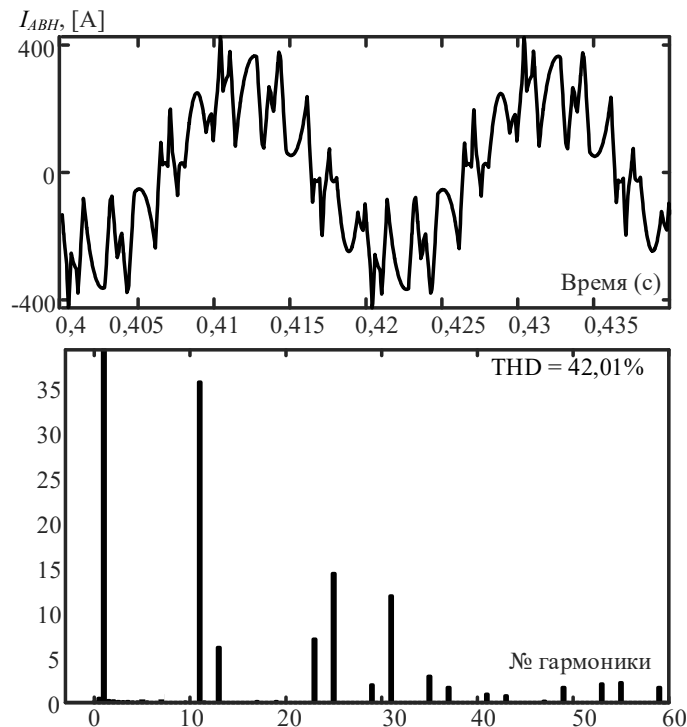


Рисунок 3.19 – Осциллограммы номинального потребляемого тока АВН на вторичной обмотке фазосдвигающего трансформатора для набора 1 ПШИМ

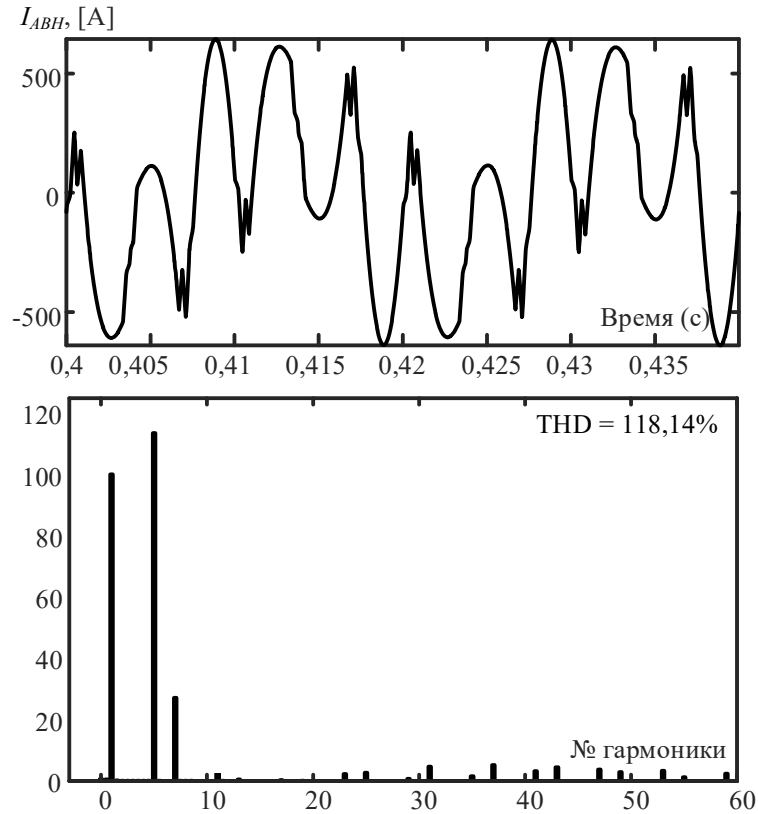


Рисунок 3.20 – Осциллограммы номинального потребляемого тока АВН на вторичной обмотке фазосдвигающего трансформатора для набора 2 ПШИМ

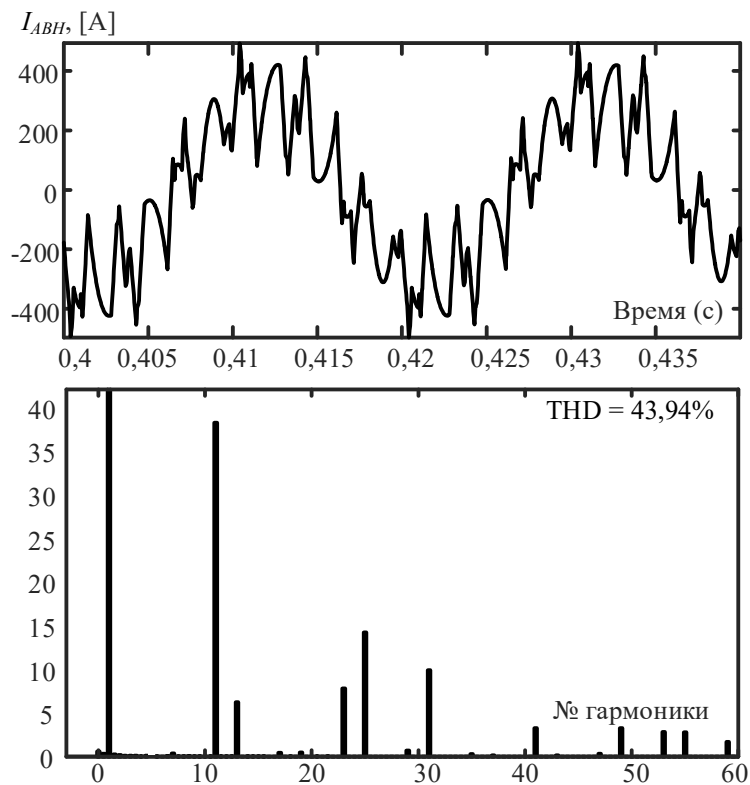


Рисунок 3.21 – Осциллограммы номинального потребляемого тока АВН на вторичной обмотке фазосдвигающего трансформатора для набора 3 ПШИМ

На рисунках 3.22–3.24 представлены результаты моделирования потребляемого тремя трёхуровневыми АВН при 18-пульсной схеме подключения номинального фазного тока сети I_c . На рисунке 3.24 видно, что ток сети при наборе 3 имеет наилучший показатель THD 4,26%, что на 2,31% меньше, чем при наборе 1, результаты которого показаны рисунке 3.22. Из результатов исследования видно, что качество потребляемого тока со стороны сети при наборе 1 с удалением 5, 7, 17 и 19 гармонических составляющих несколько хуже, чем при наборе 2 с удалением 17 и 19 гармонических составляющих. В этой связи возникает противоречие в определении наиболее предпочтительной формы напряжения АВН при запрограммированной ШИМ для рассматриваемого объекта. Перегревы трансформаторов могут возникать по причине наличия сильного искажения тока со стороны АВН, поэтому удаление 5 и 7 гармоник рекомендовано к постоянному использованию.

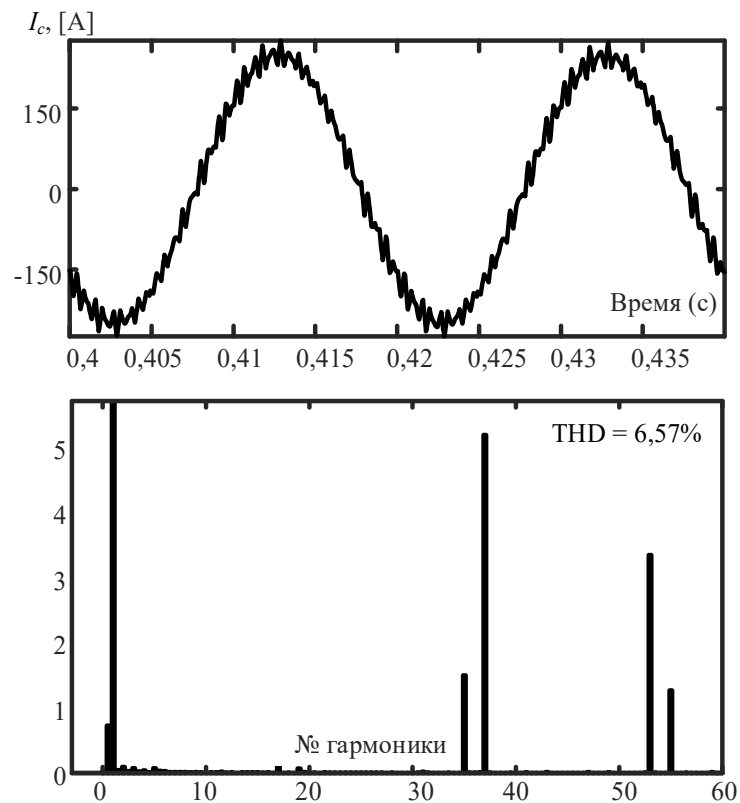


Рисунок 3.22 – Графики номинального потребляемого фазного тока на первичной стороне трансформатора тремя трёхуровневыми АВН для набора 1 ПШИМ при 18-пульсной схеме подключения

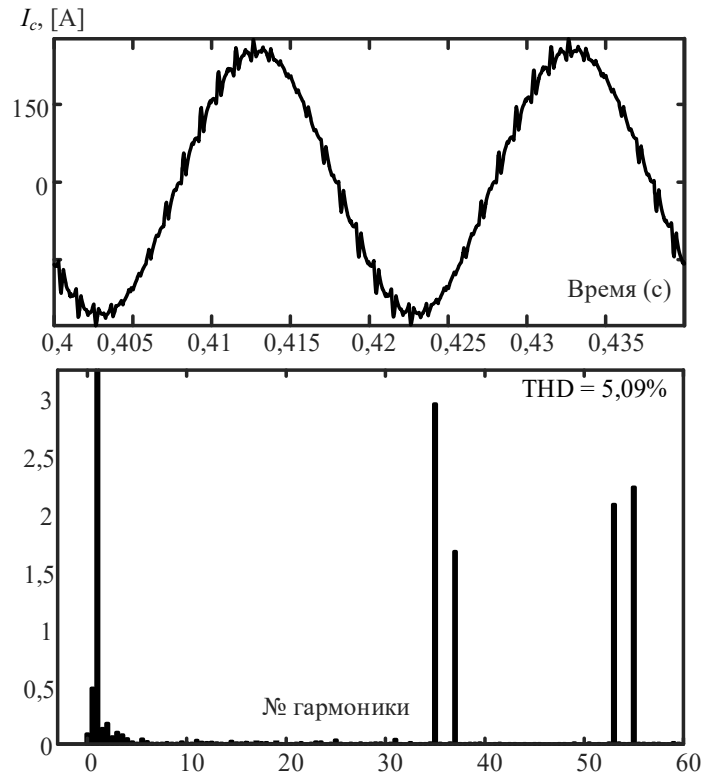


Рисунок 3.23 – Графики номинального потребляемого фазного тока на первичной стороне трансформатора тремя трёхуровневыми АВН для набора 2 ПШИМ при 18-пульсной схеме подключения

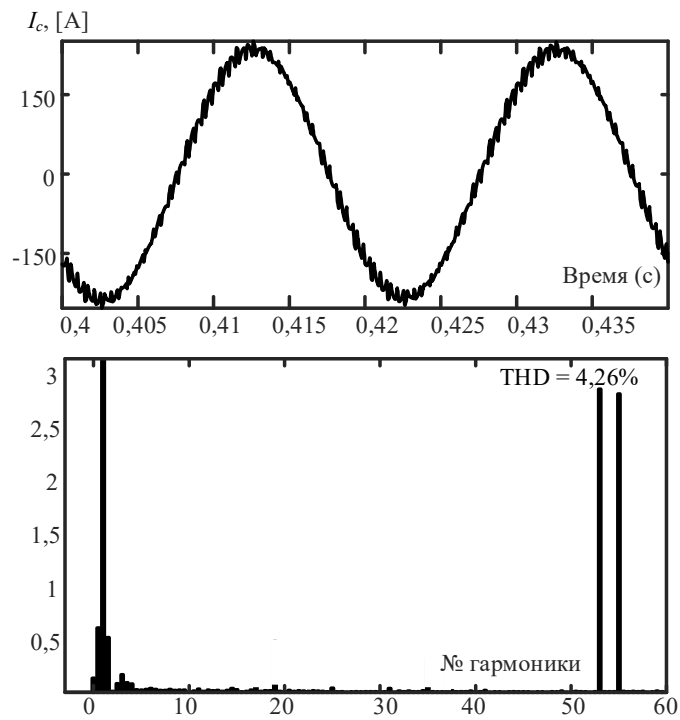


Рисунок 3.24 – Графики номинального потребляемого фазного тока на первичной стороне трансформатора тремя трёхуровневыми АВН для набора 3 ПШИМ при 18-пульсной схеме подключения

Чтобы обеспечить прямое и справедливое сравнение шестипульсных, двенадцатипульсных и восемнадцатипульсных схем подключений было проведено моделирование с идентичными номинальной мощностью АВН, сопротивлениями первичных и вторичных обмоток трансформаторов, параметрами питающей сети, коэффициентами модуляции и рассчитанных ранее шаблонами ПШИМ с ИУГ. Фазные токи сети и на вторичной стороне трансформатора с гармоническим спектром на показаны на рисунках 3.25 – 3.33.

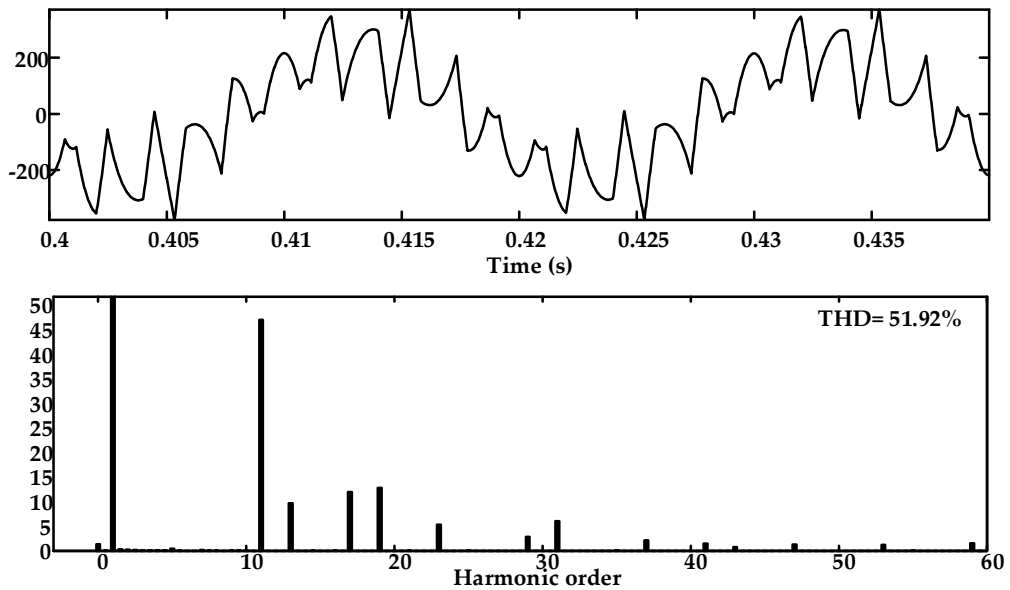


Рисунок 3.25 – Осциллограммы потребляемого фазного тока трёхуровневым АВН при 6-пульсной схеме подключения для набора 1 ПШИМ

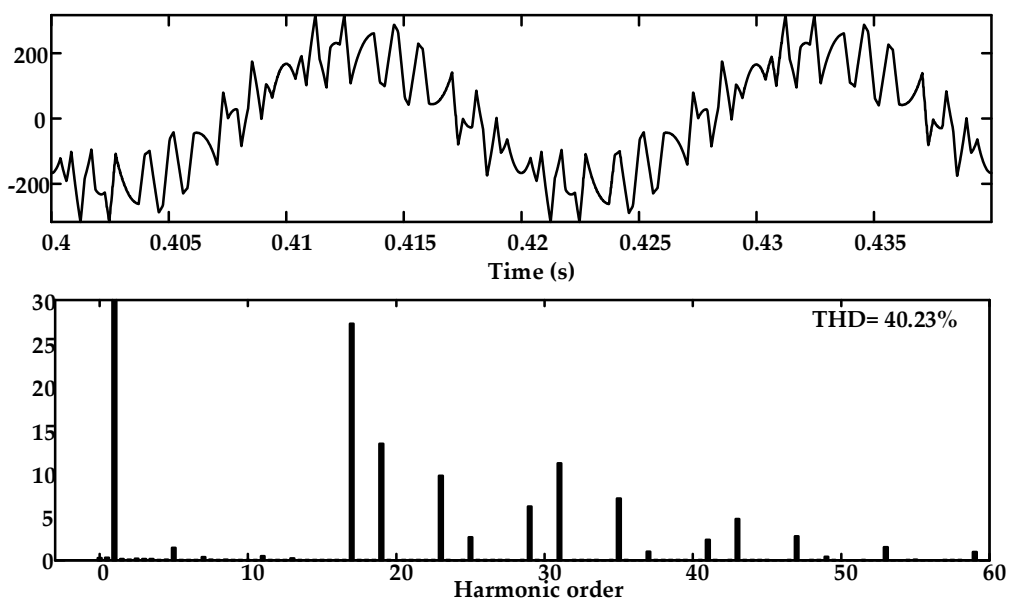


Рисунок 3.26 – Осциллограммы потребляемого фазного тока трёхуровневым АВН при 6-пульсной схеме подключения для набора 2 ПШИМ

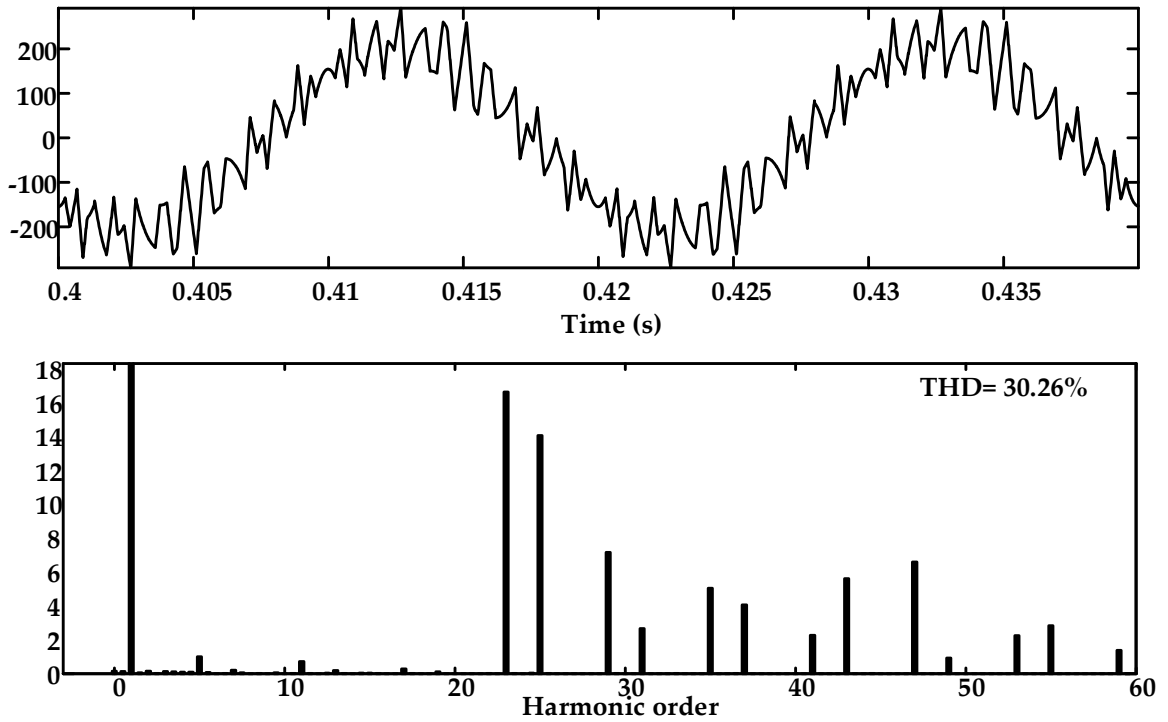


Рисунок 3.27 – Осциллограммы потребляемого фазного тока трёхуровневым АВН при 6-пульсной схеме подключения для набора 3 ПШИМ

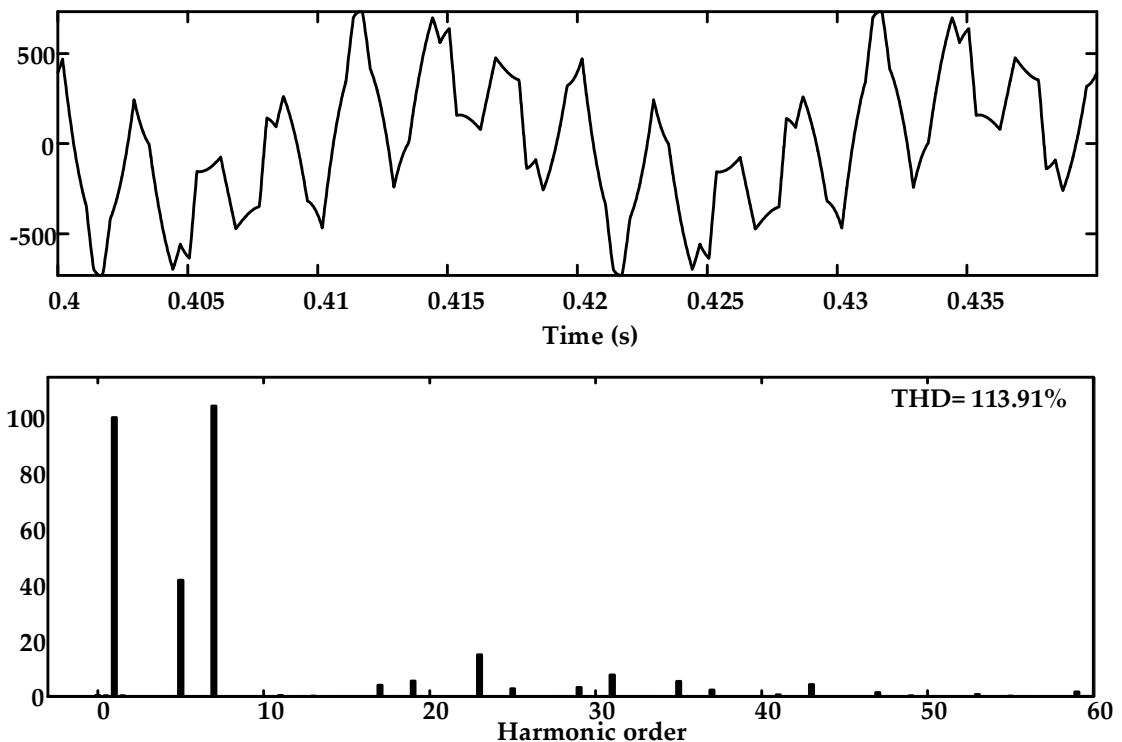


Рисунок 3.28 – Осциллограммы потребляемого фазного тока на вторичной стороне трансформатора трёхуровневым АВН при 12-пульсной схеме подключения для набора 1 ПШИМ

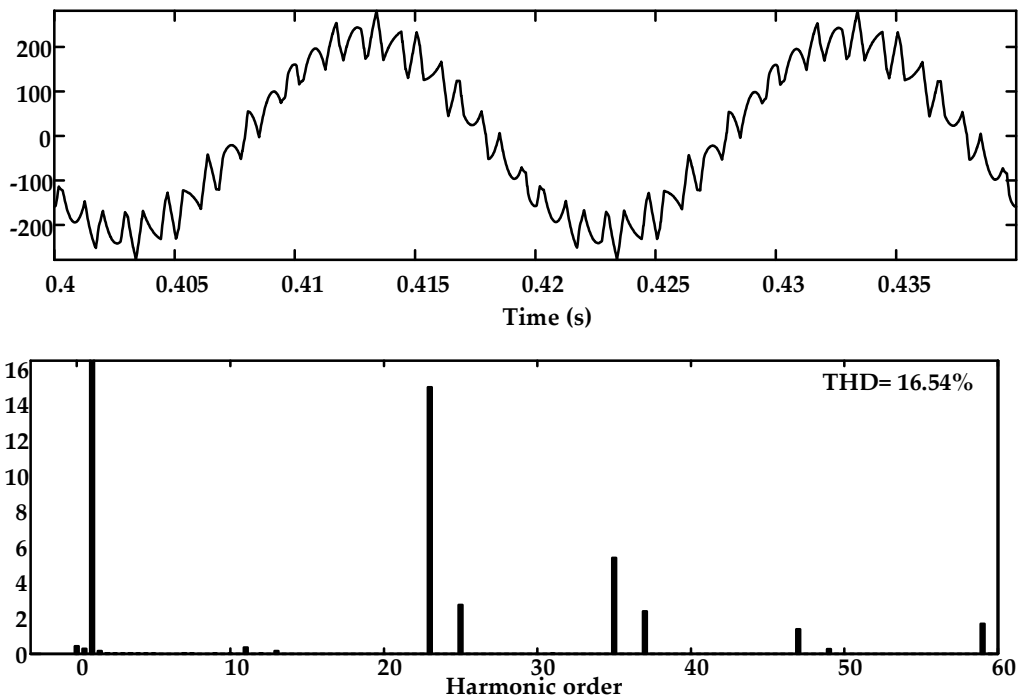


Рисунок 3.29 – Осциллограммы потребляемого фазного тока на первичной стороне трансформатора трёхуровневым АВН при 12-пульсной схеме подключения для набора 1 ПШИМ

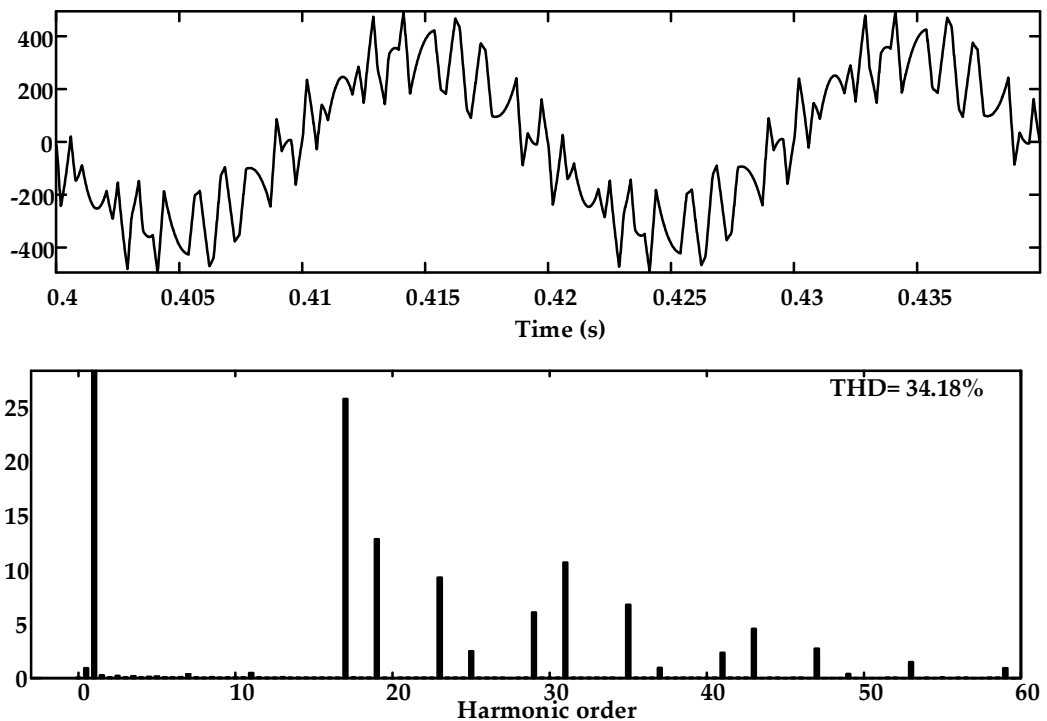


Рисунок 3.30 – Осциллограммы потребляемого фазного тока на вторичной стороне трансформатора трёхуровневым АВН при 12-пульсной схеме подключения для набора 2 ПШИМ

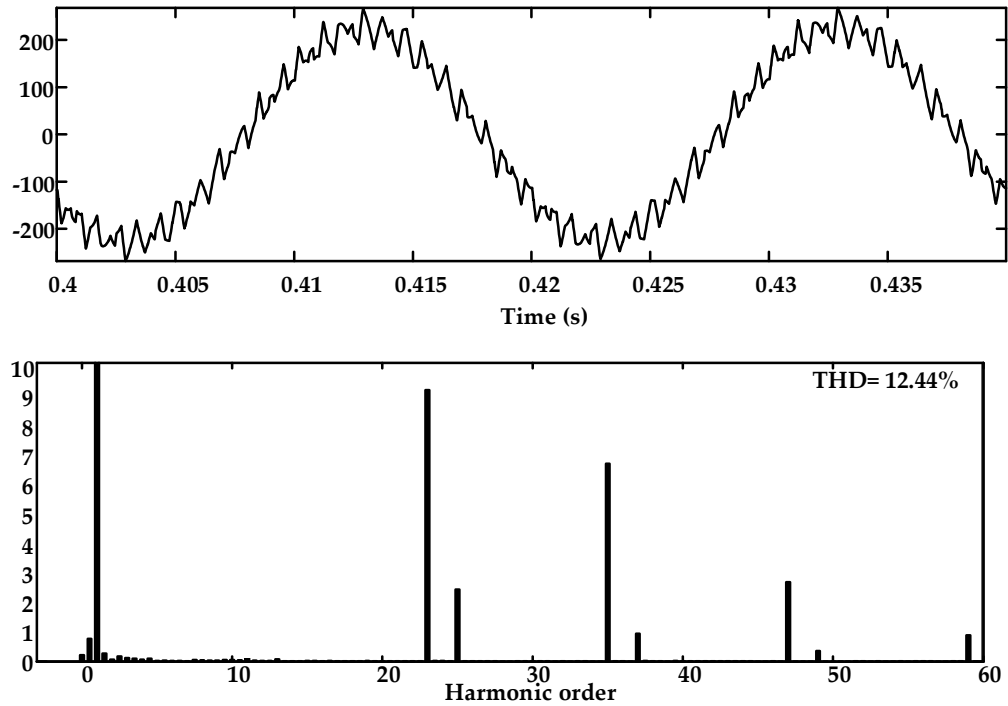


Рисунок 3.31 – Осциллограммы потребляемого фазного тока на первичной стороне трансформатора трёхуровневым АВН при 12-пульсной схеме подключения для набора 2 ПШИМ

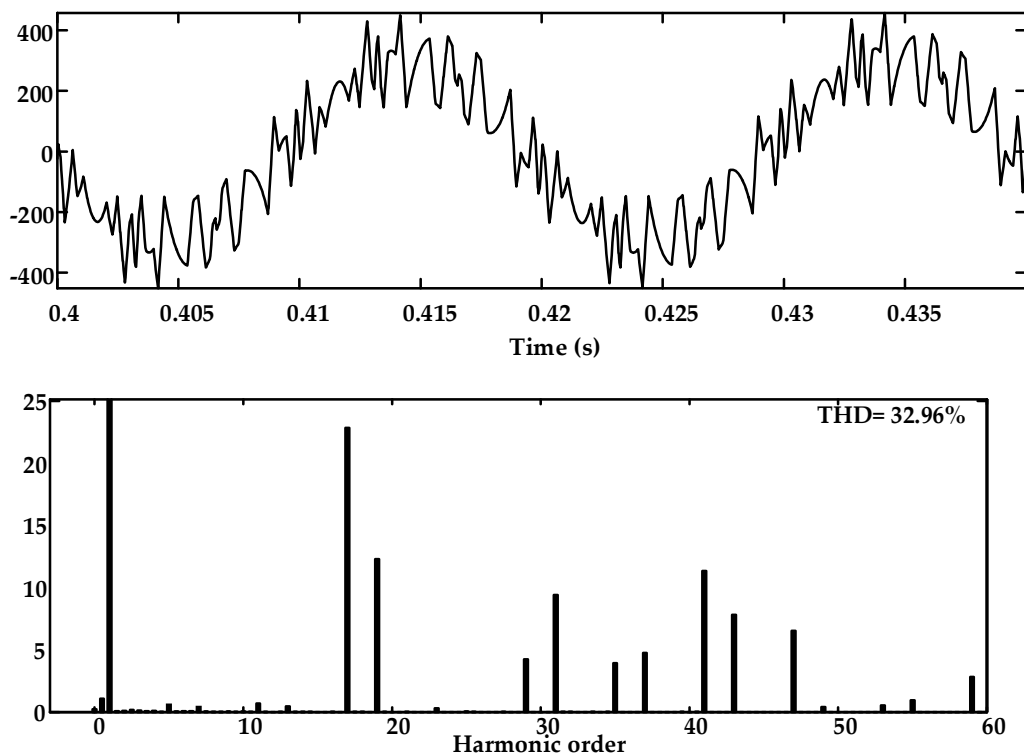


Рисунок 3.32 – Осциллограммы потребляемого фазного тока на вторичной стороне трансформатора трёхуровневым АВН при 12-пульсной схеме подключения для набора 3 ПШИМ

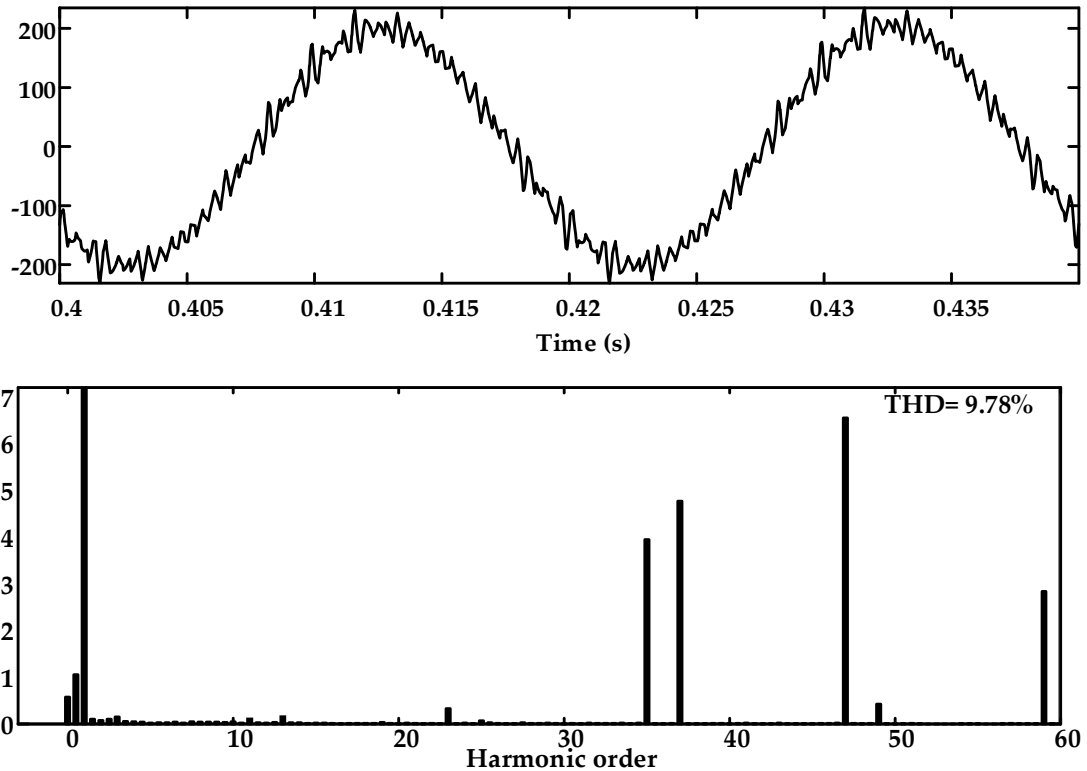


Рисунок 3.33 – Осциллограммы потребляемого фазного тока на первичной стороне трансформатора трёхуровневым АВН при 12-пульсной схеме подключения для набора 3 ПШИМ

Сравнительные показатели THD до 50-й гармонической составляющей записаны в сводную таблицу 3.1. По результатам исследования многопульсных схем с трёхуровневыми АВН можно сделать выводы о следующем:

1) 18-пульсная схема при частоте 150 Гц ПШИМ и удалении двух значимых гармоник 17 и 19 аналогичным образом демонстрирует плохой THD тока на вторичной стороне трансформатора 118,17% (см. рисунок 3.19). THD потребляемого из питающей сети тока составляет 6,57% (см. рисунок 3.22), что является низким результатом для частоты 150 Гц. При повышении частоты ПШИМ на 100 Гц с исключением 5 и 7 гармоник видно, что THD тока на вторичной обмотке трансформатора снижается в 3 раза до 42% (см. рисунок 3.20), а THD тока потребляемого из сети уменьшается на 15% до значения 5,09% (см. рисунок 3.23). Повышение частоты ПШИМ до 350 Гц с исключением с 5, 7, 17, 19, 35 и 37 гармонических составляющих позволяет получить значение THD сетевого тока 4,26% (см. рисунок 3.24), что является наилучшим из полученных результатов.

Таблица 3.1 – Сравнительный анализ токов 6-, 12- и 18-пульсных схем подключения АВН к питающей сети при номинальном коэффициенте модуляции

Схема подключения	Номер рисунка	Частота ПШИМ с ИУГ	Удаленные гармоники	ТНД _i первичной обмотки, %	ТНД _i вторичной обмотке, %
6-пульсная	3.25	150	5 и 7	51,92	51,92
	3.26	250	5, 7, 11 и 13	40,23	40,23
	3.27	350	5, 7, 11, 13, 17 и 19	30,26	30,26
12-пульсная	3.28 и 3.29	150	11 и 13	16,54	113,91
	3.30 и 3.31	250	5, 7, 11 и 13	12,44	34,18
	3.32 и 3.33	350	5, 7, 11, 13, 23 и 25	9,78	32,96
18- пульсная	3.19 и 3.22	150	17 и 19	6,57	118,4
	3.20 и 3.23	250	5, 7, 17 и 19	5,09	42,01
	3.21 и 3.24	350	5, 7, 17, 19, 35 и 37	4,6	43,94

2) 6-пульсная схема на самой низкой частоте 150 Гц ПШИМ с ИУГ при удалении двух значимых гармоник 5 и 7 (см. рисунок 3.25) показала наихудший ТНД тока потребляемого из сети на уровне 51,92%. Повышение частоты до 250 Гц (см. рисунок 3.26), а затем до 350 Гц (см. рисунок 3.27) позволило значительно снизить ТНД сетевого тока.

3) 12-пульсная схема на частоте 150 Гц ПШИМ при удалении двух значимых гармоник 11 и 13 (см. рисунки 3.28 и 3.29) демонстрирует ТНД тока потребляемого из сети на 16,54% меньше, чем при 6-пульсной схеме. ТНД тока на вторичной стороне трансформатора (см. рисунок 3.28) составляет 113,91%, что в два раза выше, чем при 6-пульсной схеме. Следует отметить, что при повышении частоты ПШИМ на 100 Гц с исключением ещё 5 и 7 гармонических составляющих, ТНД потребляемого из сети тока уменьшился на 15%, составляя 12,44% (см. рисунок 3.30), а ТНД тока на вторичной стороне трансформатора уменьшился в 4 раза до

34,18% (см. рисунок 3.31). Повышение частоты ПШИМ до 350 Гц с исключением с 5, 7, 11, 13, 23 и 25 гармонических составляющих (см. рисунок 3.32) привело снижению ТНД сетевого тока в 12-пульсной схеме, но ТНД тока вторичной обмотки трансформатора не изменился (см. рисунок 3.33).

4) 18-пульсная схема при прочих равных условиях позволяет снизить ТНД потребляемого тока в 2 раза по сравнению с 12-пульсной схемой и в 6 раз по сравнению с 6-пульсной.

5) Исключение 5 и 7 гармонических составляющих способствует не только улучшению ТНД тока на вторичной стороне трансформатора в многопульсных схемах подключения, но и даёт положительный эффект на качества тока, потребляемого из питающей сети.

3.4. Выводы

1. Предложен метод расчета индивидуальных и суммарных гармонических составляющих токов и напряжений АВН при ПШИМ с ИУГ. Методика позволяет исследовать поведение не удалённых гармоник в спектре тока трёхуровневого АВН в зависимости от коэффициента модуляции для любых шаблонов ПШИМ с ИУГ.

2. Результаты исследований качества преобразованного напряжения трёхуровневого АВН с ПШИМ с ИУГ показали наиболее благоприятный диапазон значений коэффициента модуляции от 1,05 до 1,1 по отношению к уровню суммарных гармонических искажений при различных алгоритмах ПШИМ для режимов регулирования реактивной мощности.

3. Результаты исследований многопульсных схем подключения трёхуровневого АВН к питающей сети показали необходимость исключения 5 и 7 гармоник для ПШИМ с ИУГ. Это способствует улучшению ТНД тока на вторичной стороне трансформатора в многопульсных схемах подключения и тока, потребляемого из питающей сети.

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

4.1. Верификация системы управления трёхуровневым АВН

Исследования выполнялись в лаборатории силовой преобразовательной техники. Прямой доступ к сигналам управления полупроводниковых модулей обеспечивается с помощью оптоволоконных входов. Гальванически развязанные датчики напряжения звена постоянного тока и переменного тока на входе преобразователя связаны с аналоговыми выходами. Защита от перенапряжения, перегрузки по току и перегрева встроена в каждую ячейку преобразователя и программируется пользователем с помощью встроенного микроконтроллера и сложного программируемого логического устройства (CPLD). Мезонинный модуль предназначен для передачи сигналов оптических входов и аналоговых выходов между CPLD и платформой управления BoomBox, включающая цифровой сигнальный процессор (DSP) и программируемую логическую интегральную схему (FPGA). Задачи управления преобразователем распределяются между DSP и FPGA. FPGA выполняет функции по контролю за правильным распределением импульсов управления IGBT, а DSP обрабатывает программу системы управления преобразователем. В качестве вычислительного ядра DSP используется 32 битный процессор Texas Instruments TMS320C28346 с тактовой частотой 300 МГц, имеющий 256 МБ NOR-флэш-памяти, 2 МБ оперативной памяти, 300 MIPS (с плавающей запятой).

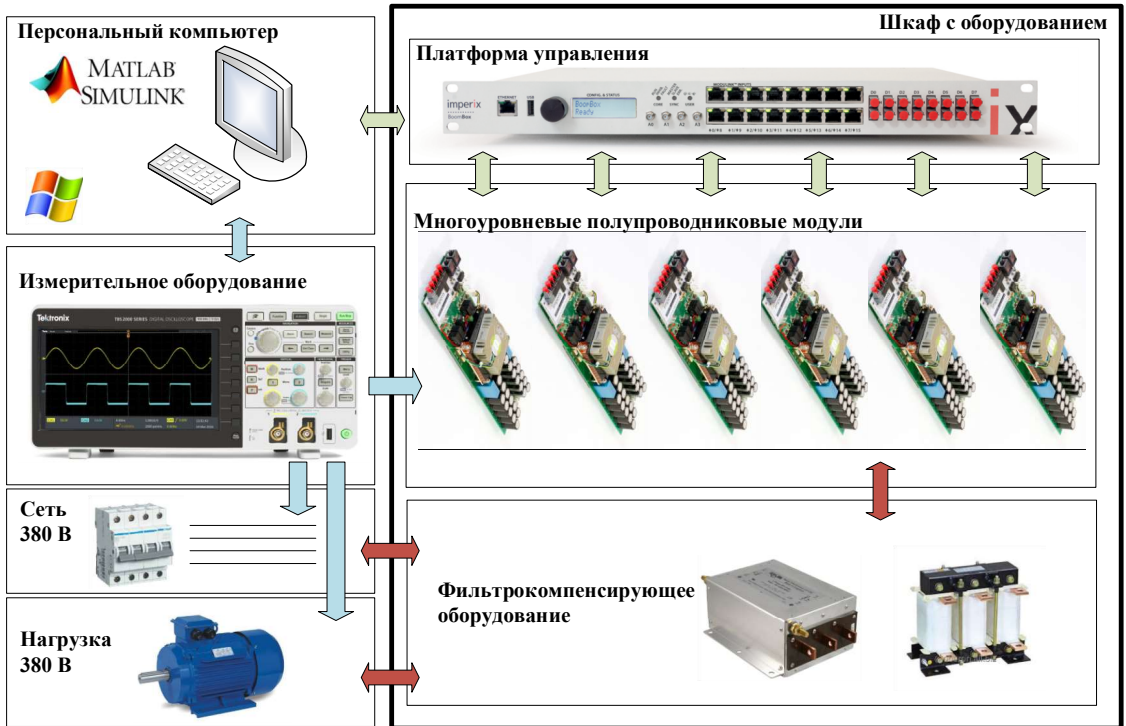
Подготовка программного кода для платформы управления выполнялась в среде Matlab/Simulink. Для снятия осциллограмм и измерения мгновенных значений напряжений на входе трёхуровневого преобразователя использовалось графическое программное обеспечение на базе Windows™ платформы управления BoomBox. Измерение сигналов напряжения выполнялось с помощью изолированных датчиков напряжения ModuLink в диапазоне ± 800 В с полосой пропускания 60 кГц, чувствительностью 2,46 мВ/В. Датчики подключаются к платформе управле-

ния BoomBox по принципу «plug & play» и получают питание напрямую от платформы управления. Выходной сигнал передается по встроенной в кабели типа RJ45 экранированной витой паре. Дополнительная проверка полученных осциллограмм проводилась с помощью осциллографа Tektronix TBS2072 с полосой пропускания 80 МГц и частотой дискретизации до 1 Гвыб/с, модель дифференциального пробника HVP-08.

Обобщенная схема состава аппаратных и программных средств исследовательского стенда представлена на рисунке 4.1. Характеристики лабораторного оборудования представлены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Состав лабораторного оборудования

IGBTs	1 × P924F33 Vincotech; напряжение, 600 V; ток, 30 A; частота переключений, 50 кГц.
Питающая сеть	380 В, 50 Гц
Ёмкость	6194 мкФ (для одной фазы); напряжение, 450 В
Индуктивность фазы	2.5 мГн
Датчик тока	1 × LEM HLSR 20-P/SP33; ток, ± 20 A; частота пропускания, 450 кГц; погрешность, ± 0.5%
Датчик напряжения	1 × resistive voltage divider + Avago ACPL-C87B; частота пропускания, 25 кГц; погрешность, ± 0,1%
ПЛИС	1 × Xilinx XC9536XL-10VQG44C
ЦСП	TMS320C28346, 300 MHz, 256 MB NOR flash memory, 2 MB RAM and 300 MIPS



а)



б)

Рисунок 4.1 – Лабораторная установка: а) состав оборудования; б) общий вид установки

Основной целью данного эксперимента является проверка адекватности математической модели системы управления трёхуровневого АВН в режиме регулирования реактивной мощности. Математическое описание было представлено в Главе 2. Верификация проходила следующим образом:

1. В программе блочного визуального программирования Matlab/Simulink с помощью библиотеки Imperix (для программирования платформы управления BoonBox) был разработан программный код системы управления трёхуровневым АВН. Рабочая область программы с системой управления показаны на рисунке 4.2, на которой представлены: система предзаряда конденсаторов звена постоянного тока; измерение трёхфазных токов и напряжений; блоки фильтрации сигналов; устройство фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ); подсистема регулирования вектора тока и напряжения в звене постоянного тока; блок расчета коэффициента модуляции и угла α ; подсистема формирования ПШИМ с ИУГ и блоки распределения импульсов на драйверы транзисторов.

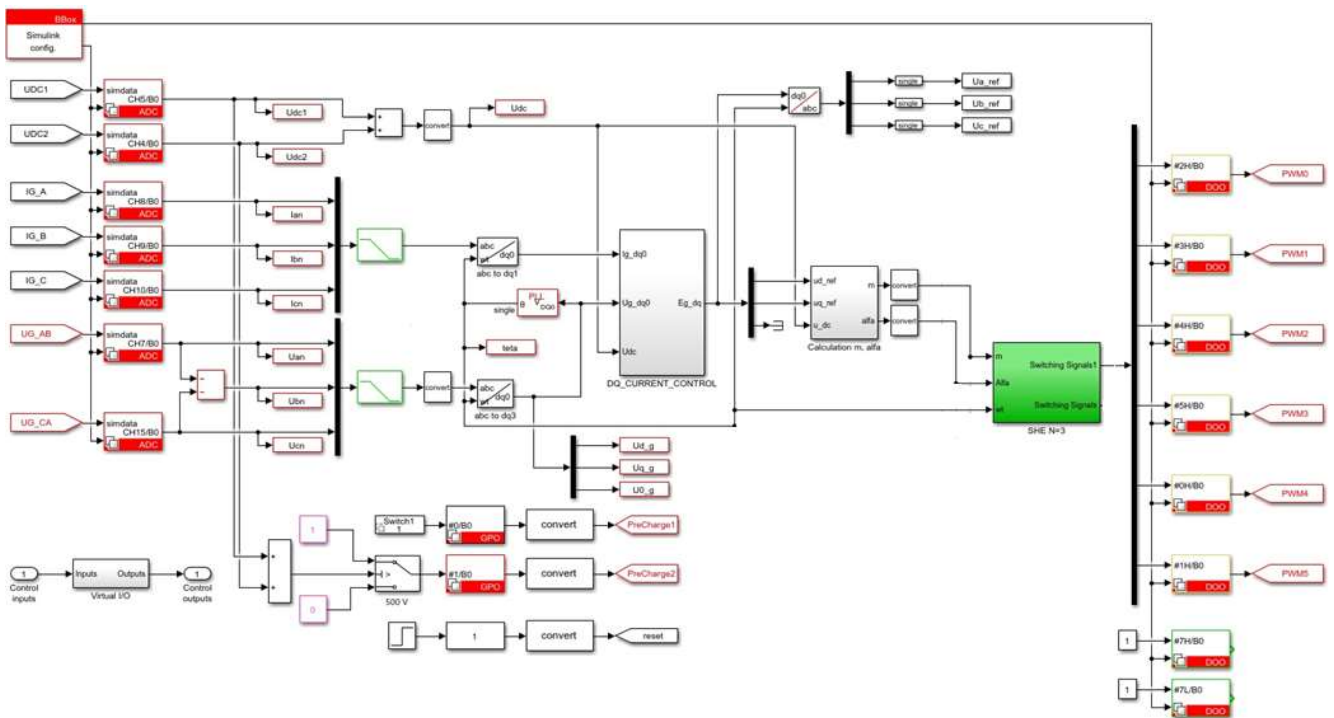


Рисунок 4.2 – Реализации программы для микроконтроллера в Matlab/Simulink

2. Разработанный блочный код компилирован в C/C++ код.
3. C/C++ код загружен через JTAG эмулятор в платформу управления BoonBox.

4. С помощью графического программного обеспечения на базе Windows™ платформы управления VoornBox записаны внутренние сигналы микроконтроллера.

5. Производилось сравнение результатов моделирования и данных с микроконтроллера. Математическая модель является адекватной, если разница результатов при сравнении не превышала инженерной точности. На рисунке 4.3 представлены результаты экспериментальных исследований и моделирование режимов работы АВН. Отклонение расчётных данных от экспериментальных составляет менее 6%.

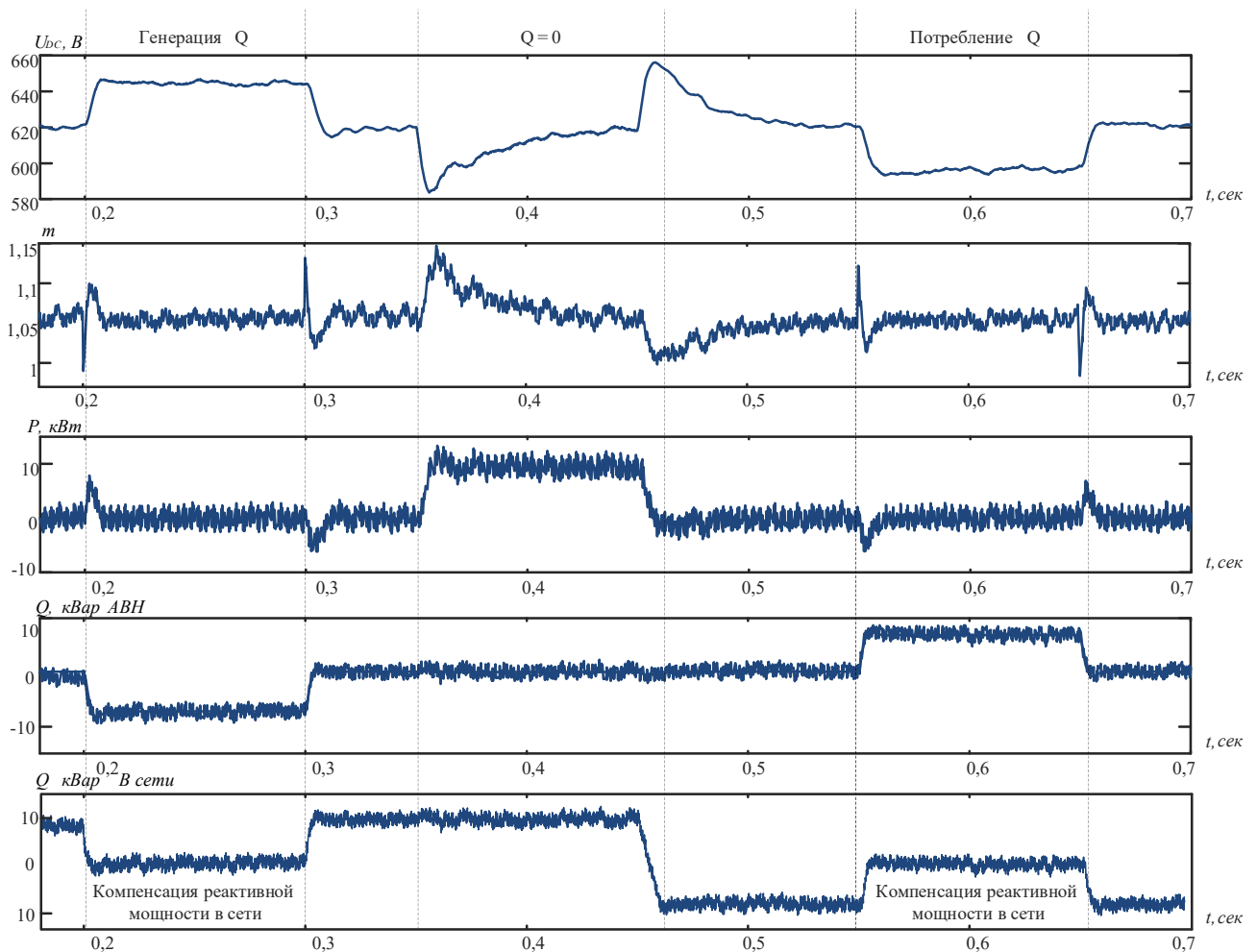


Рисунок 4.3 – Верификация настройки системы управления АВН в режиме потребления и генерирования реактивной мощности для компенсации реактивной мощности в питающей сети

4.2. Верификация метода расчёта спектров тока трёхуровневого АВН

Основная цель данного эксперимента заключается в проверке работоспособности метода расчёта спектров тока трёхуровневого АВН, приведенной в Главе 3.

Верификация проходила следующим образом:

1. В программе блочного визуального программирования Matlab/Simulink с помощью библиотеки Impregix был разработан программный код системы управления трёхуровневым АВН, включающий рассчитанные ранее последовательности ПШИМ с ИУГ.

2. Последовательности ПШИМ с ИУГ были загружены в память микроконтроллера в табличном виде через среду программирования Matlab/Simulink посредством JTAG эмулятора.

3. С помощью консольного USB-соединения с платформой управления BoomBox и программного обеспечения BoomBox Control осуществлялась запись измеренных токов в силовой схеме преобразователя.

4. Результаты моделирования и натуральных экспериментов сравнивались между собой. Предложенный метод показал сходимость результатов с инженерной точностью.

На рисунках 4.4 – 4.7 показаны осциллограммы: измеренных фазных напряжений АВН относительно нулевой точки звена постоянного тока; мгновенных значений потребляемого фазного тока $i_a(\omega t)$; амплитуд гармоник тока I_{hm} . Результаты получены для четырёх шаблонов ПШИМ с ИУГ.

На рисунках 4.8 – 4.11 показаны результаты сравнений гармоник тока в зависимости от коэффициента модуляции, полученные с помощью моделирования и посредством натуральных экспериментов.

В таблице 4.2 представлены результаты сравнения расчётных амплитуд тока с измеренными для трёх наиболее значимых гармоник при заданном коэффициенте модуляции.

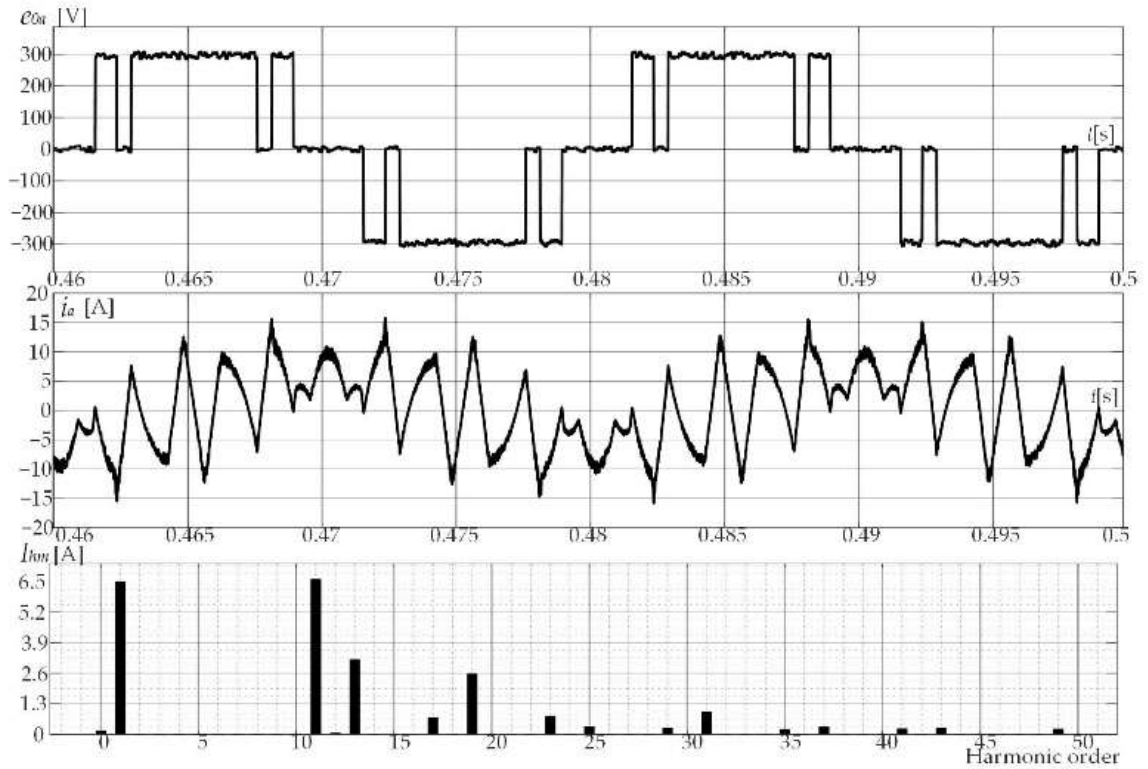


Рисунок 4.4 – Осциллограммы фазных напряжений и токов трёхуровневого АВН при $m = 1,02$ для ПШИМ с ИУГ №1 (удаление 5, 7)

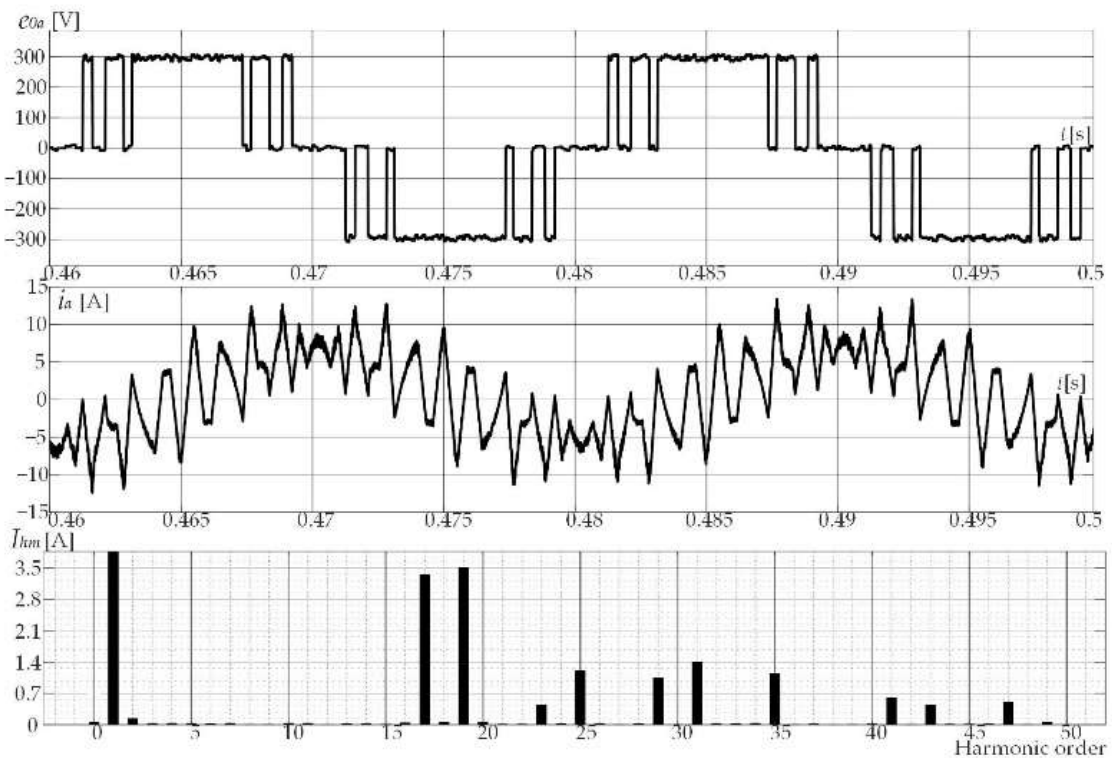


Рисунок 4.5 – Осциллограммы фазных напряжений и токов трёхуровневого АВН при $m = 1,02$ для ПШИМ с ИУГ №2 (удаление 5, 7, 11, 13)

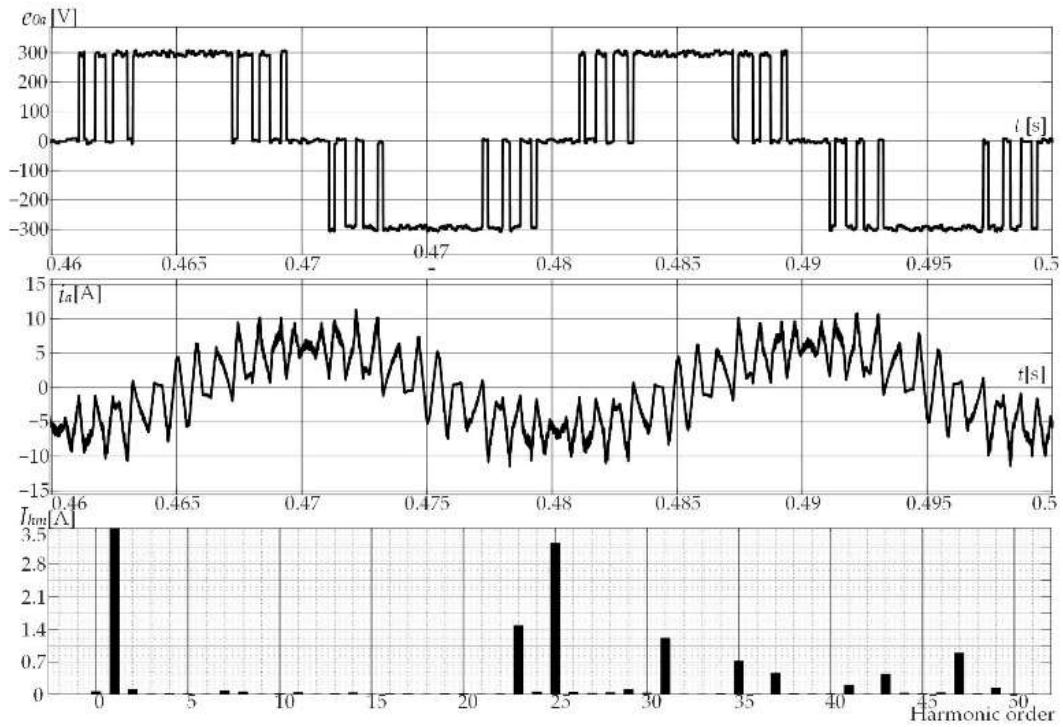


Рисунок 4.6 – Осциллограммы фазных напряжений и токов трёхуровневого АВН при $m = 1,02$ для ПШИМ с ИУГ №3 (удаление 5, 7, 11, 13, 17, 19)

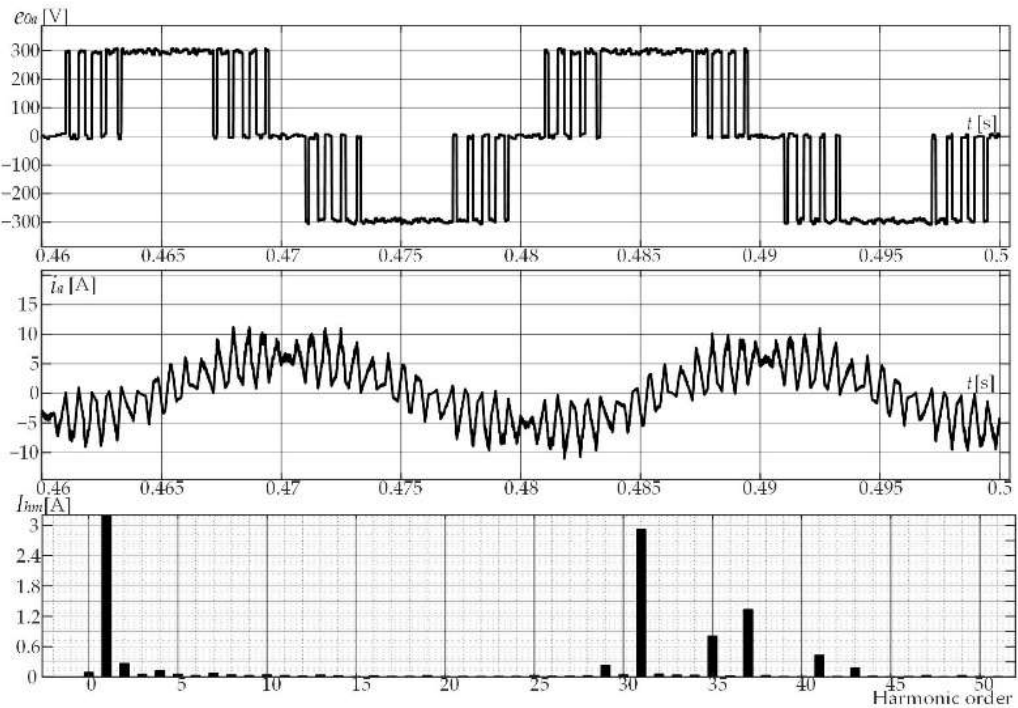


Рисунок 4.7 – Осциллограммы фазных напряжений и токов трёхуровневого АВН при $m = 1,02$ для ПШИМ с ИУГ №4 (удаление 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25)

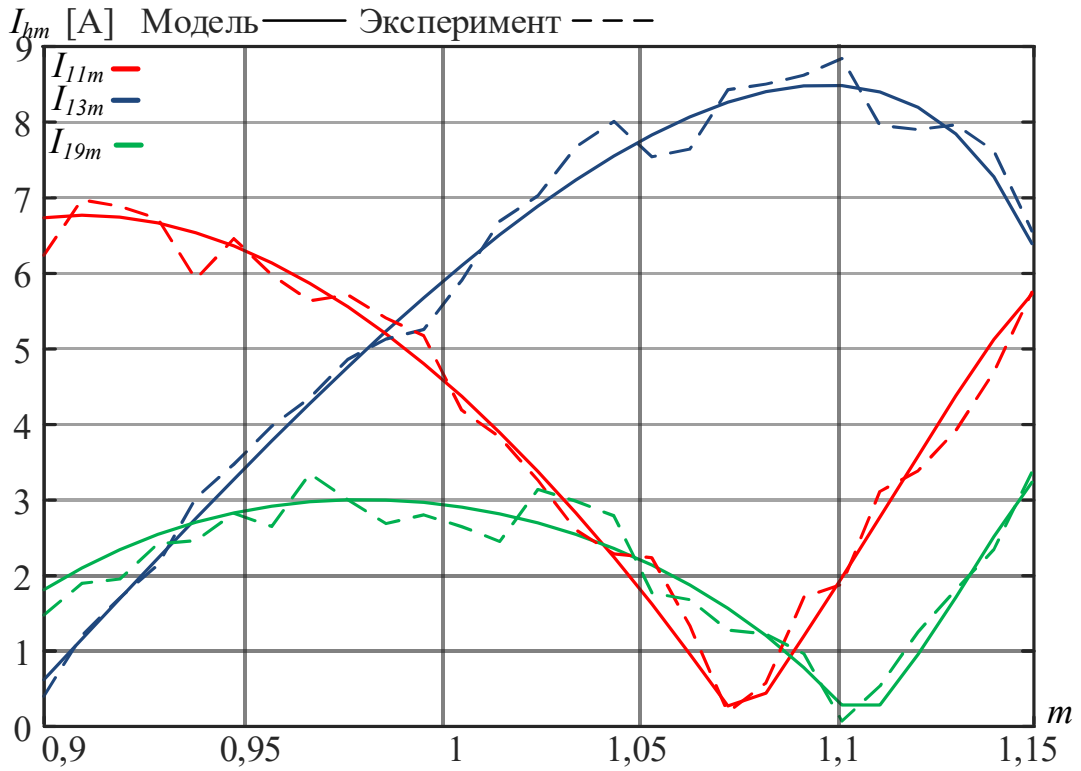


Рисунок 4.8 – Результаты сравнения наиболее значимых гармоник тока трёхуровневого АВН в диапазоне m от 0,9 до 1,15 для ПШИМ с ИУГ №1 (удаление 5, 7)

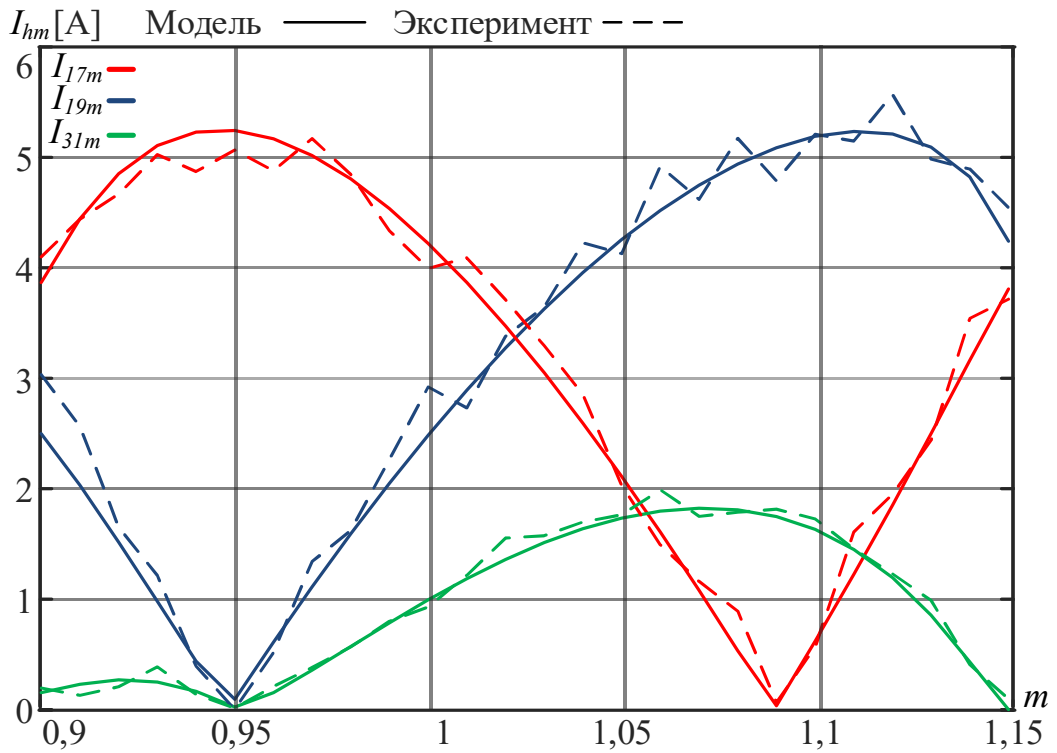


Рисунок 4.9 – Результаты сравнения наиболее значимых гармоник тока трёхуровневого АВН в диапазоне m от 0,9 до 1,15 для ПШИМ с ИУГ №2 (удаление 5, 7, 11, 13)

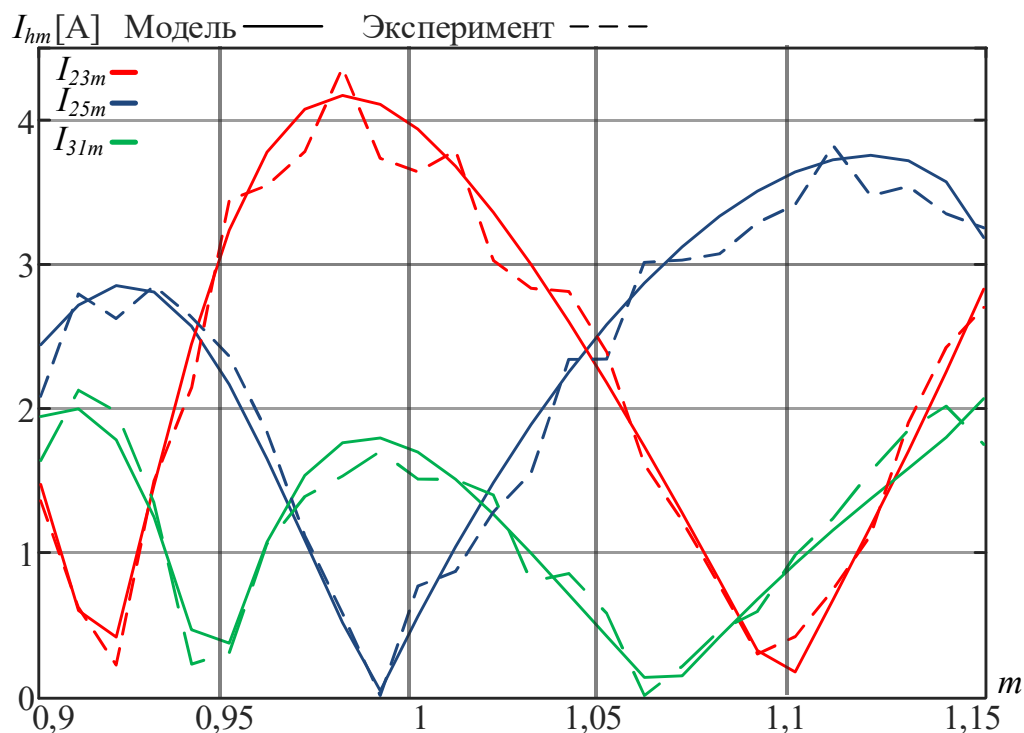


Рисунок 4.10 – Результаты сравнения наиболее значимых гармоник тока трёх-уровневого АВН в диапазоне m от 0,9 до 1,15 для ПШИМ с ИУГ №3 (удаление 5, 7, 1, 13, 17, 19)

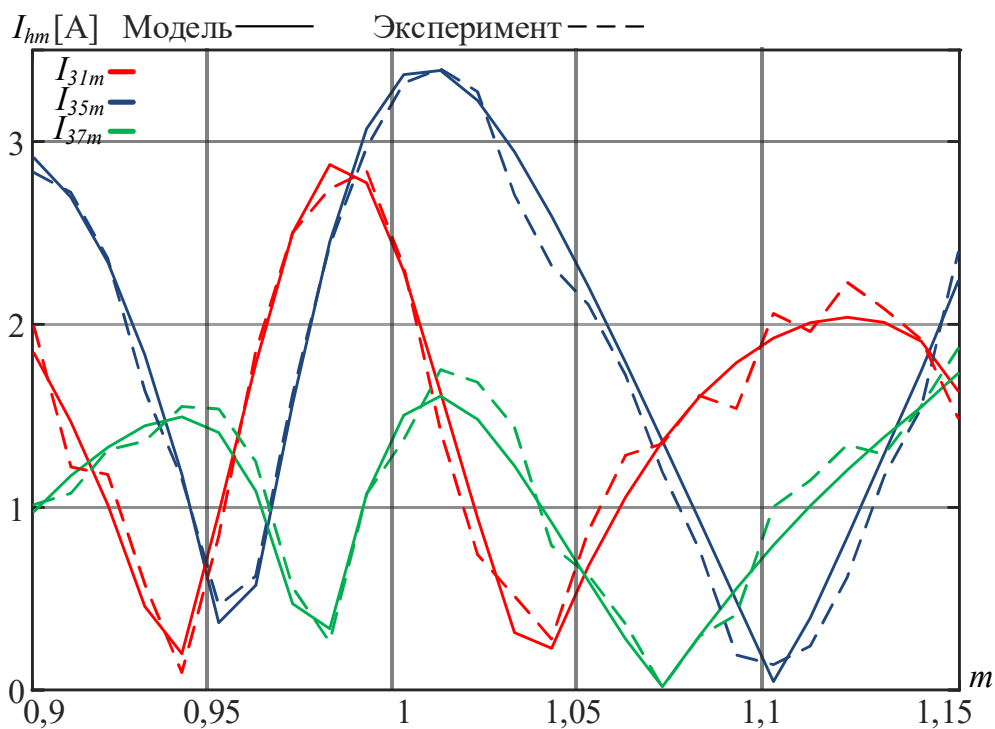


Рисунок 4.11 – Результаты сравнения наиболее значимых гармоник тока трёх-уровневого АВН в диапазоне m от 0,9 до 1,15 для ПШИМ с ИУГ №3 (удаление 5, 7, 1, 13, 17, 19, 23, 25)

Таблица 4.2 – Результаты сравнения расчётных амплитуд тока с измеренными при коэффициенте модуляции 1,02

ПШИМ	№1, N=3			№2, N=5			№3, N=7			№4, N=9		
№ гар- моники	11	13	19	17	19	31	23	25	31	31	35	37
Модель	6,89	3,38	2,70	3,28	3,47	1,36	1,48	3,36	1,27	3,10	0,91	1,48
Экспе- римент	6,50	3,50	2,80	3,40	3,50	1,40	1,40	3,40	1,30	2,95	0,86	1,41
Погреш- ность, %	5,63	3,51	3,82	3,78	0,73	2,82	5,70	1,13	2,50	4,84	5,49	4,71

Результаты сравнительного анализа рассчитанных по выражению (3.18) и измеренных амплитуд потребляемого тока трёхуровневого АВН показали хорошую сходимость. Как видно из таблицы 4.2, ошибка составляет не более 6%. Таким образом, это доказывает возможность использовать предложенный в Главе 3 метод расчёта неудалённых гармоник спектров напряжений и токов трёхуровневого АВН.

4.3. Сравнительный анализ ТНД токов и напряжений трёхуровневого АВН

Раздел посвящен сравнительному анализу ТНД токов и напряжений в схеме с трёхфазным трёхуровневым АВН с различными последовательностями переключений ПШИМ и мощностью сети. Результаты сравнения ТНД токов и напряжений были рассчитаны до 50-й (ТНД₅₀) гармоники и до 100-й (ТНД₁₀₀).

Исследование влияния трёхуровневого АВН с ПШИМ на ТНД токов и напряжений проводилось при различных соотношениях мощности АВН S_{conv} и мощности питающей сети S_{grid} . Был выбран диапазон S_{grid}/S_{conv} в пределах от 30 до 230, при этом учитывалась только активно-индуктивное сопротивление. Значения ТНД токов и напряжений были рассчитаны до 50-й гармоники и до 100-й при трёх различных потребляемых токах АВН $I = I_{rated}$, $I = 1,5I_{rated}$ и $I = 2I_{rated}$. Все полученные зависимости для ПШИМ с SHE3, SHE5, SHE7, SHE9, SHE11, SHE13, SHE15 и SHM13, SHM15 оформлены в виде графиков и показаны на рисунках 4.12–4.14. Анализ полученных результатов позволил констатировать следующие наблюдения [90 – 92].

На рисунке 4.12 видно, что THD напряжения сети U_{grid} имеет наибольшее искажение при I_{rated} , как для THD₅₀ U_{grid} , так и для THD₁₀₀ U_{grid} . С увеличением потребляемого тока от I_{rated} до $2I_{rated}$ снижается показатель THD₅₀ U_{grid} и THD₁₀₀ U_{grid} . С увеличением соотношения S_{grid}/S_{conv} снижаются THD₅₀ U_{grid} и THD₁₀₀ U_{grid} . Темп снижения заметно отличается в различных диапазонах S_{grid}/S_{conv} . Если сравнивать THD₅₀ U_{grid} и THD₁₀₀ U_{grid} между собой, то можно заметить существенные отличия в диапазоне S_{grid}/S_{conv} от 30 до 120, а, особенно, для SHM13 и SHM15. Видно, что THD₅₀ U_{grid} значительно меньше, чем THD₁₀₀ U_{grid} (в некоторых случаях в 5-7 раз). Если анализировать по показателю THD₁₀₀ U_{grid} , то при всех рассчитанных зависимостях он стремится к одинаковому значению.

Рисунок 4.13 показывает, что напряжения АВН как для THD₅₀ U_{AFE} , так и для THD₁₀₀ U_{AFE} не изменяется при возрастании тока от I_{rated} до $2I_{rated}$, а также при изменении S_{grid}/S_{conv} . Если сравнивать по показателю THD₅₀ U_{AFE} , то он отличается для каждой рассчитанной последовательности. Прослеживается положительное влияние увеличения частоты переключений АВН на качество напряжения. Если анализировать THD₁₀₀ U_{AFE} , то различия не так существенны, а иногда их нет.

На рисунке 4.14 представлен потребляемый ток АВН I_{AFE} . THD тока АВН I_{AFE} имеет наибольшее искажение при I_{rated} , как для THD₅₀ I_{AFE} , так и для THD₁₀₀ I_{AFE} . Это связано с тем, что с уменьшением потребляемого тока снижается коэффициент модуляции АВН, при котором спектр сигнала напряжения ухудшается. С увеличением потребляемого тока от I_{rated} до $2I_{rated}$ снижается THD₅₀ I_{AFE} и THD₁₀₀ I_{AFE} . Можно отметить, что THD₅₀ I_{AFE} и THD₁₀₀ I_{AFE} имеют при всех экспериментах одинаковые показатели или близкие к этому. Это связано с тем, что в спектре тока АВН I_{AFE} влияние оказывают гармоники до 50-й, а остальные подавляются индуктивным сопротивлением сети. С увеличением соотношения S_{grid}/S_{conv} плавно снижаются THD₅₀ I_{AFE} и THD₁₀₀ I_{AFE} .

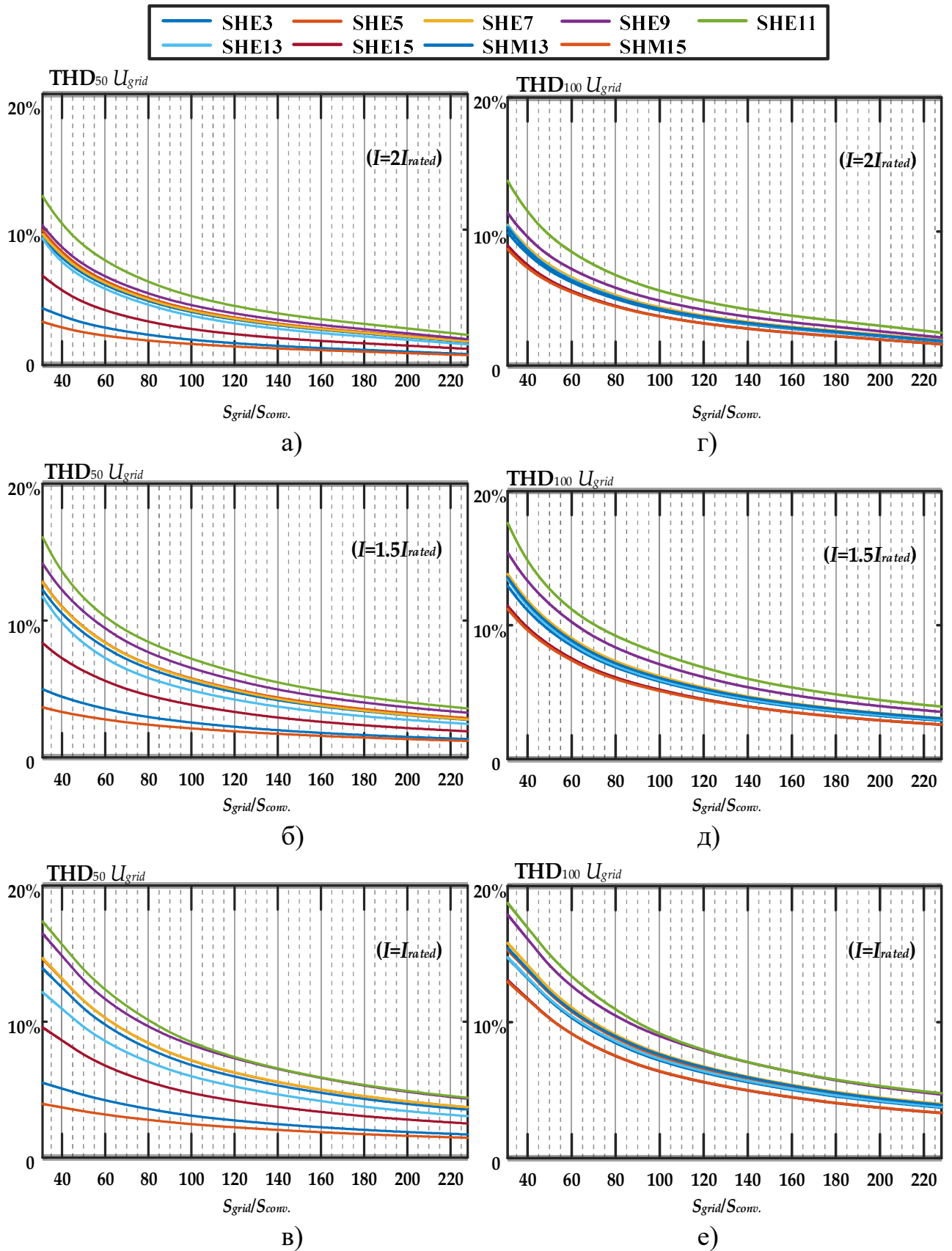
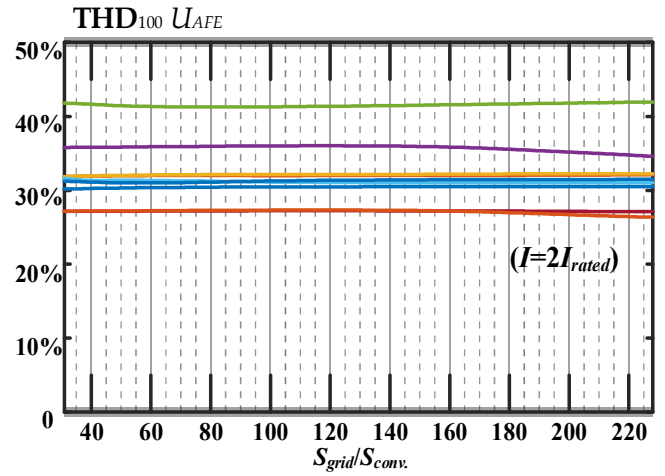
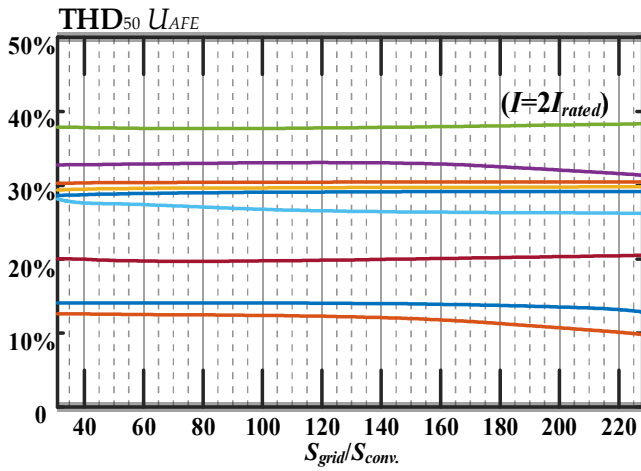
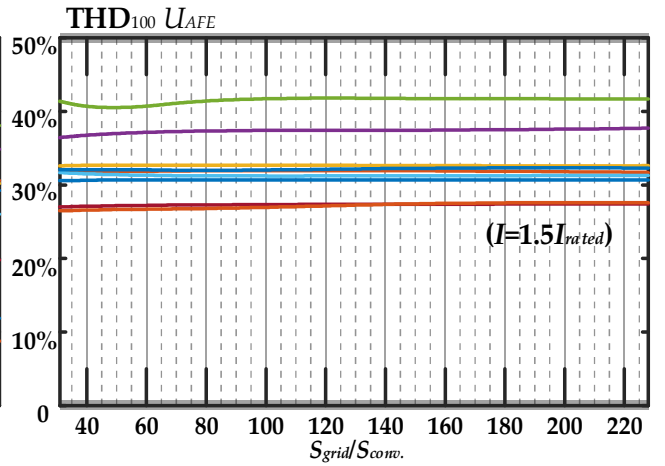
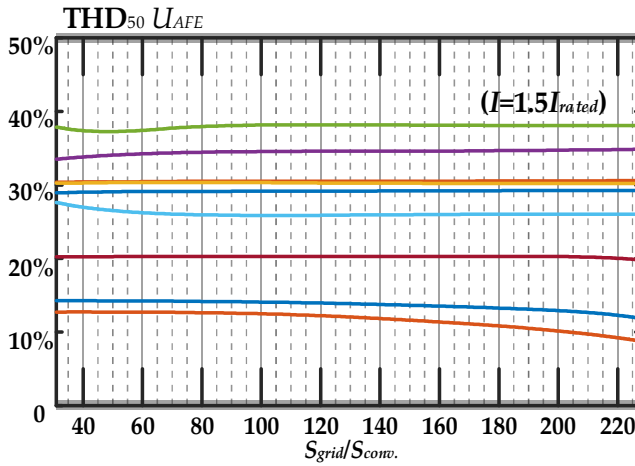


Рисунок 4.12 – Сравнение ТНД напряжения сети U_{grid} до 50-й гармоники (а-в) и до 100-й (г-е)



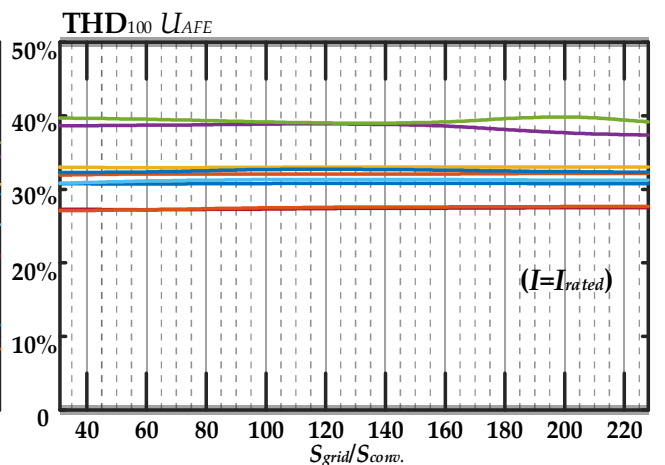
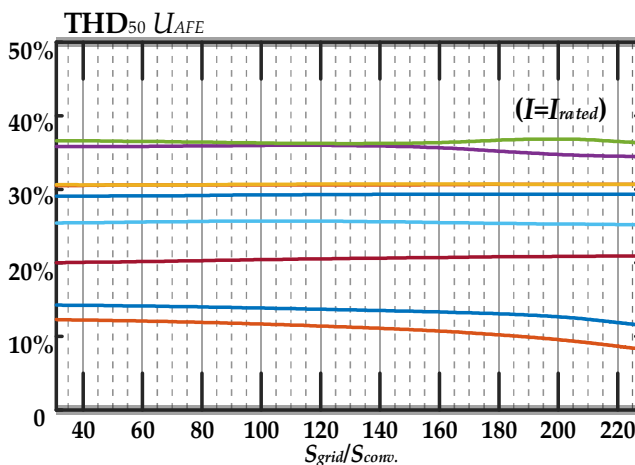
а)

г)



б)

д)



в)

е)

Рисунок 4.13 – Сравнение THD напряжения выпрямителя U_{AFE} до 50-й гармоники (а-в) и до 100-й (г-е)

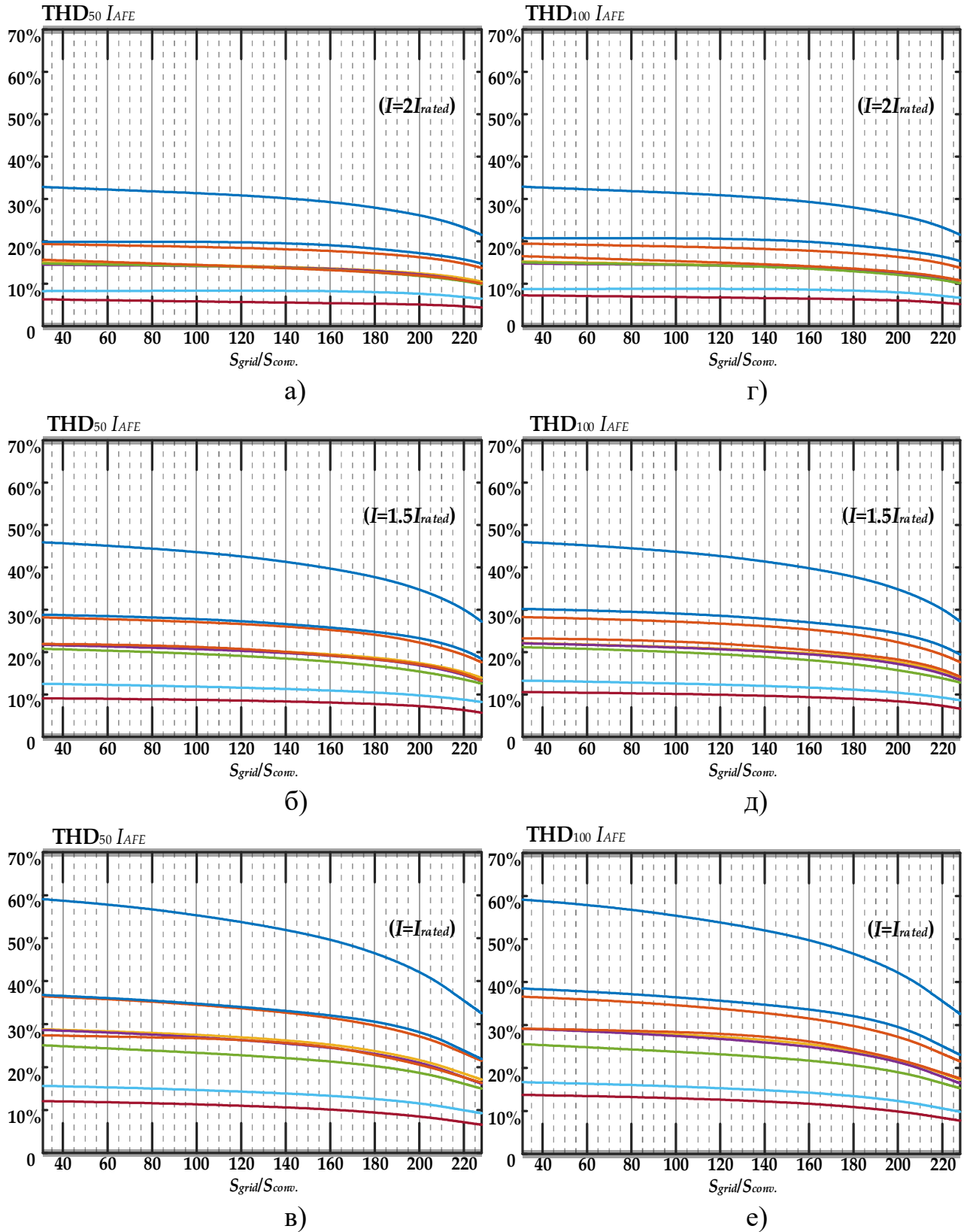


Рисунок 4.14 – Сравнение THD тока выпрямителя до 50-й гармоника (а-в) и до 100-й (г-е)

Было промоделировано влияние соотношения мощности сети и АВН при различных последовательностях ПШИМ для THD токов и напряжений. Результаты исследований показывают необходимость пересмотра существующих методик расчета значений THD токов и напряжений, приведенных в современных стандартах качества электроэнергии. В условиях использования мощных АВН расчет THD целесообразно выполнять до 100-й гармоники или более. В этом случае возможно выполнить более точную оценку обеспечений условий электромагнитной совместимости АВН с питающей сетью. Представленные результаты могут быть использованы исследователями и инженерами для обеспечения электромагнитной совместимости нелинейных потребителей в аналогичных схемах, а также для их проектирования.

4.4. Выводы

1. Проведены экспериментальные исследования режимов генерирования и потребления реактивной мощности на лабораторном исследовательском стенде для проверки адекватности разработанного способа управления АВН. Полученные экспериментальные результаты показали сходимость в пределах инженерной точности измеренных токов АВН при сравнении с результатами моделирования.

2. Проведены экспериментальные исследования на лабораторном исследовательском стенде для проверки адекватности метода расчета индивидуальных и суммарных гармонических составляющих токов и напряжений АВН при программной ШИМ с избирательным удалением гармоник. Полученные экспериментальные результаты подтвердили адекватность и работоспособность разработанного метода на примере шести алгоритмов программной ШИМ.

3. Полученные результаты могут быть рекомендованы к применению в системах рекуперативного электропривода большой мощности и автономных системах генерирования электрической энергии с целью повышения эффективности и улучшения качества преобразованной электроэнергии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Обзор схем подключения АВН к питающей сети определил наличие шестипульсных, двенадцатипульсных и восемнадцатипульсных вариантов решений на основе многообмоточных фазосдвигающих трансформаторов и отдельных трансформаторов со сдвигом вторичных обмоток. Существующие проблемы обеспечения качества преобразуемой мощности АВН связаны с низкой частотой переключений полупроводниковых модулей АВН, а также наличием высших неудалённых гармоник в кривой выходного напряжения. Обзор специализированных способов ШИМ для АВН определил основным методом ПШИМ с ИУГ.

2. Разработан способ управления активным выпрямителем напряжения, с помощью которого можно регулировать уровень напряжения в звене постоянного тока в зависимости от заданной реактивной мощности и коэффициента модуляции. Разработанный способ позволяет осуществить компенсацию реактивной мощности при постоянном номинальном коэффициенте модуляции ПШИМ с ИУГ.

3. Разработана математическая модель системы управления АВН для исследования режимов генерирования и потребления реактивной мощности в программе Matlab/Simulink, учитывающая трехуровневую топологию преобразователя, схему подключения к сети и алгоритмы ПШИМ с ИУГ. Математическая модель позволяет проводить оценку качества системы автоматического регулирования, уровней индивидуальных и суммарных гармонических составляющих токов и напряжений.

4. Результаты моделирования электромагнитных процессов в системе «Питающая сеть – трёхуровневый АВН» показали наиболее благоприятный диапазон значений коэффициента модуляции АВН от 1,05 до 1,1 по отношению к уровню суммарных гармонических искажений при различных алгоритмах ПШИМ с ИУГ.

5. Проведены экспериментальные исследования на лабораторном исследовательском стенде для проверки адекватности разработанного способа управления АВН в режимах генерирования и потребления реактивной мощности. Полученные экспериментальные результаты продемонстрировали компенсацию реактивной

мощности на уровне 10кВар, обеспечив при этом сходимость в пределах инженерной точности измеренных токов и напряжений АВН с результатами моделирования.

6. Проведены экспериментальные исследования на лабораторном исследовательском стенде для проверки адекватности метода расчета индивидуальных и суммарных гармонических составляющих токов и напряжений трёхуровневого АВН с ПШИМ с ИУГ. Полученные экспериментальные результаты подтвердили адекватность и работоспособность разработанного метода.

7. Полученные результаты могут быть рекомендованы к применению в системах рекуперативного электропривода большой мощности, автономных системах потребления и генерирования электрической энергии с целью повышения эффективности и улучшения качества преобразованной электроэнергии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Антоненко, А.С. Разработка метода ШИМ с запрограммированной последовательностью импульсов / А.С. Антоненко, А.С. Маклаков // XVI Всероссийская мультиконференция по проблемам управления (МКПУ – 2023): материалы мультиконференции: в 4 т. – Волгоград. – 11 – 15 сентября 2023 года. – том 4. – Волгоград: Волгоградский государственный технический университет, 2023. – С. 35 – 37.
2. Бакиров, С.М. Разработка устройства динамической компенсации реактивной мощности электродвигателей, используемых в составе электроприводов секций дождевальная машины / С.М. Бакиров // Вестник аграрной науки Дона. – 2020. – № 3 (51). – С. 78 – 87.
3. Баранов, И.А. Моделирование процессов компенсации реактивной мощности в системе тягового электроснабжения с помощью MATLAB-Simulink / И.А. Баранов, А.В. Агунов // Интеллектуальные технологии на транспорте. – 2021. – № 2 (26). – С. 5 – 12.
4. Белый, А.В. Новый метод компенсации реактивной мощности посредством активных выпрямителей для промышленных умных сетей / А.В. Белый, А.С. Маклаков, А.А. Радионов // Электротехнические системы и комплексы. – 2015. – № 2 (27). – С. 31 – 36.
5. Большаков, М.В. Применение компенсации реактивной мощности как мероприятие для повышения пропускной способности линии электропередачи / М.В. Большаков, Н.А. Лепехин // Современная школа России. Вопросы модернизации. – 2021. – № 9 – 1 (38). – С. 62 – 63.
6. Брованов, С.В. Методика расчета энергетических показателей качества преобразования энергии в трехуровневом инверторе напряжения / С.В. Брованов // Научный вестник НГТУ. – 2009. – № 3 (36). – С. 131 – 142.
7. Волков, А.В. Компенсация посредством активного фильтра реактивной мощности и мощности искажений в четырёхпроводной трёхфазной сети / А.В. Волков // Электротехника. – 2010. – № 7. – С. 41 – 51.

8. Воротников, И.Н. Способ управления устройством компенсации реактивной мощности в режиме реального времени при нестационарных нелинейных нагрузках / И.Н. Воротников, М.А. Мастепаненко, Ш.Ж. Габриелян, А.А. Шунина // Электротехника. – 2021. – № 7. – С. 50 – 54.

9. Иванов, А.Ю. Энергосберегающие технологии компенсации реактивной мощности и мощности искажений / А.Ю. Иванов, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко и др. // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 317, № 4. – С. 94 – 100.

10. Маклаков, А.С. Компенсация реактивности мощности в питающей сети посредством активных выпрямителей напряжения / А.С. Маклаков, А.А. Радионов, Т.А. Лисовская // Современные достижения университетских научных школ : Сборник докладов национальной научной школы-конференции, Магнитогорск, 23–24 ноября 2023 года. Том Выпуск 8. – Магнитогорск: Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова, 2023. – С. 63-68.

11. Маклаков, А.С. Исследование спектров тока 18-пульсной схемы подключения трёхуровневых активных выпрямителей / А.С. Маклаков, Т.А. Лисовская, Т. Цзин // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления. – 2022. – № 44. – С. 25 – 44.

12. Маклаков, А.С. Сравнительный анализ ТНД токов и напряжений трёхуровневого активного выпрямителя с различными последовательностями ПЗШИМ / А.С. Маклаков, Т. Цзин, Т.А. Лисовская // Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. – 2022. – Т. 9. – № 3. – С. 33 – 41.

13. Маклаков, А.С. Исследование поведения спектров напряжения двухуровневого АИН при ШИМ с удалением выделенных гармоник / А.С. Маклаков, А.С. Антоненко // Электротехнические системы и комплексы. – 2023. – № 2 (59). – С. 65 – 72.

14. Маклаков, А.С. Повышение энергоэффективности трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной средней точкой в составе электропривода

большой мощности: специальность 05.09.12 "Силовая электроника" : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Маклаков Александр Сергеевич, 2017. – 129 с.

15. Маклаков, А.С. Сравнительный анализ спектров тока в многопульсных схемах подключения к питающей сети трёхуровневых активных выпрямителей напряжения с предварительно запрограммированной широтно-импульсной модуляцией / А.С. Маклаков, А.А. Радионов, А.А. Николаев, Т.А. Лисовская // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2022. – Т. 65, № 4. – С. 44 – 49.

16. Маклаков, А.С. Возможности компенсации реактивной мощности в сети посредством высокоомощного рекуперативного электропривода переменного тока / А.С. Маклаков, А.А. Николаев, С.А. Линьков, Т.А. Лисовская // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2022. – Т. 18, № 3 – 4. – С. 65 – 74.

17. Маклаков, А.С. Алгоритм смены стратегий предварительно запрограммированной широтно-импульсной модуляции трехуровневого преобразователя / А.С. Маклаков, А.А. Радионов, Т. Цзин // Электротехнические системы и комплексы. – 2022. – № 3 (56). – С. 36 – 43.

18. Маклаков, А.С. Схемы подключения к сети мощных рекуперативных электроприводов клеток прокатных станов / А.С. Маклаков, А.А. Николаев, А.А. Радионов и др. // Электротехнические системы и комплексы. – 2022. – № 4 (57). – С. 42 – 53.

19. Маклаков, А.С. Исследование поведения неударенных гармоник в спектре напряжения трёхуровневого преобразователя с программной ШИМ / А.С. Маклаков, А.А. Николаев, Т.А. Лисовская // Современные достижения университетских научных школ : Сборник докладов национальной научной школы-конференции, Магнитогорск, 23–24 ноября 2023 года. Том Выпуск 8. – Магнитогорск: Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова, 2023. – С. 42 – 47.

20. Николаев, А.А. Разработка и исследование усовершенствованного алгоритма ШИМ активного выпрямителя с изменяемыми таблицами углов переключения / А.А. Николаев, И.Г. Гилемов // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. – 2020. – № 6. – С. 48 – 56.

21. Николаев, А.А. Улучшение качества напряжения в электрических сетях с активными выпрямителями за счет выбора оптимальных таблиц углов переключения ШИМ / А.А. Николаев, И.Г. Гилемов // Электротехнические системы и комплексы. – 2019. – № 4 (45). – С. 35 – 42.

22. Пашкин, И.А. Компенсация реактивной мощности в энергосистеме путём применения статического синхронного компенсатора реактивной мощности СТАТКОМ / И.А. Пашкин, Д.Г. Николайчук, А.О. Ставнистов, Ю.В. Мясоедов // Современная школа России. Вопросы модернизации. – 2022. – № 3-1 (40). – С. 31 – 33.

23. Радкевич, В.Н. Оценка степени снижения потерь активной мощности в линиях электропередачи при компенсации реактивной мощности / В.Н. Радкевич, М.Н. Тарасова // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. – 2016. – Т. 59, № 1. – С. 5 – 13.

24. Ребровская, Д.А. Линейная модель снижения потерь мощности в сетевой организации при компенсации реактивной мощности в сети потребителя / Д.А. Ребровская, А.В. Кузнецов // Математические методы в технике и технологиях. ММТТ. – 2019. – Т. 4. – С. 11 – 17.

25. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023619484 Российская Федерация. Система поиска углов переключений предварительно запрограммированной широтно-импульсной модуляции (система поиска углов переключений ПЗШИМ): № 2023619021; заявл. 11.05.2023; опубл. 11.05.2023 / А.С. Антоненко, А.С. Маклаков; заявитель Общество с ограниченной ответственностью «3В Сервис».

26. Храмшин, Т.Р. Математическая модель силовой схемы главных электроприводов прокатных станов / Т.Р. Храмшин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2014. – Вып. 1. – № 1. – С. 3 – 7.

27. Цзин Тао. Алгоритм смены шаблонов углов переключений ключей трёхуровневого преобразователя при широтно-импульсной модуляции с удалением выделенных гармоник / Цзин Тао, А. А. Радионов, А. С. Маклаков // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2020. – Т. 20, № 2. – С. 99-109. – DOI 10.14529/power200209. – EDN DYGLRL.

28. Цзин, Т. Разработка методов расчёта и алгоритма смены предварительно запрограммированных широтноимпульсных модулируемых последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трёхуровневого активного выпрямителя напряжения с фиксирующими диодами: дис. ... кан. техн. наук: 05.09.12 / Цзин Тао. – Челябинск, 2021.

29. Шрейнер, Р. Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов: учеб. пособие для вузов. Ч. 1. Электроприводы постоянного тока с подчиненным регулированием координат / Р.Т. Шрейнер // Урал. гос. проф.-пед. ун-т. – Екатеринбург: Издательство УГППУ. – 1997. – 277 с.

30. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер // Екатеринбург УРО РАН. – 2000. – С. 273 – 288.

31. Abu-Rub, H. Medium-Voltage Drives: Challenges and existing technology / H. Abu-Rub, S. Bayhan, S. Moinoddin, M. Malinowski, J. Guzinski // IEEE Power Electronics Magazine. – 2016. – № 3.– P. 29 – 41. – <https://doi.org/10.1109/MPEL.2016.2551802>.

32. Abu-Rub, H. Medium-voltage multilevel converters – State of the art, challenges, and requirements in industrial applications / H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, B. Ge // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – 57. – P. 2581 – 2596. –<https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2043039>.

33. Abu-Rub, H. Medium voltage drives-challenges and requirements. / H. Abu-Rub, A. Lewicki, A. Iqbal, J. Guzinski // Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Bari, Italy, 4 – 7 July 2016. – <https://doi.org/10.1109/ISIE.2010.5637205>.
34. Al-Hitmi, M. Selective harmonic elimination in a wide modulation range using modified newton–raphson and pattern generation methods for a multilevel inverter / M. Al-Hitmi, S. Ahmad, A. Iqbal, S Padmanaban, I. Ashraf // Energies. – 2018. – 11, P. 458. – <https://doi.org/10.3390/en11020458>.
35. Ali, Z. Generalized method for harmonic elimination in two and three level voltage sourced converters /Z. Ali, N. Christofides, M. Tahir, K. Saleem, M. Gul, S.R. ul Hasnain, B. Khan // Proceedings of the 2015 International Conference on Emerging Technologies (ICET), Peshawar, Pakistan, 19 – 20 December 2015. – P. 1 – 6. – <https://doi.org/10.1109/ICET.2015.7389186>.
36. Alonso Orcajo, G. Retrofit of a hot rolling mill plant with three-level active front end drives / G. Alonso Orcajo, D.J. Rodríguez, J.M. Cano, J.G. Norniella, G.P. Ardua, T.R. Llera, R.D. Cifrián // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2018. – V. 54. – № 3. – P. 2964 – 2974. – <https://doi.org/10.1109/tia.2018.2808159>.
37. Annoukoubi, M. Comparative study between the performances of a three-level and two-level converter for a Wind Energy Conversion System / M. Annoukoubi, A. Essadki, H. Laghrifat, T. Nasser // Proceedings of the 2019 International Conference on Wire-less Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), Fez, Morocco, 3 – 4 April 2019. – P. 1 – 6. – <https://doi.org/10.1109/WITS.2019.8723739>.
38. Arash, M. Current harmonics generated by multiple adjustable-speed drives in distribution networks in the frequency range of 2 – 9 kHz. / M. Arash, Z. Firuz, K. Dinesh, Y. Jalil, S. Rahul, K. Dirk // IEEE Trans. Ind. Appl. 2022. – 58. – P. 4744 – 4757.
39. Balasubramonian, M. Design and real-time implementation of SHEPWM in single-phase inverter using generalized hopfield neural network / M. Balasubramonian, V. Rajamani // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2014. – 61. – P. 6327 – 6336. – <https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2304919>.

40. Bernet, S. State of the art and developments of medium voltage converters – An overview / S. Bernet // *Prz. Elektrotechniczny*. – 2006. – 82. – P. 1 – 10.
41. Bhadra, S. Unified analytical solution for bipolar, unipolar, and multistep SHE converters /S. Bhadra, H. Patangia // *Proceedings of the 2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Florence, Italy, 27 – 30 May 2018*. – P. 1 – 5. – <https://doi.org/10.1109/ISCAS.2018.8351567>.
42. Birth, A. Generalized three-level optimal pulse patterns with lower harmonic distortion / A. Birth, T. Geyer, H.d.T. Mouton, M. Dorfling // *IEEE Trans. Power Electron.* – 2020. – 35.– P. 5741 – 5752. – <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2953819>.
43. Bocker, J. High dynamic control of a three-level voltage-source-converter drive for a main strip mill / J. Bocker, J. Janning, H. Jebenstreit // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 2002. – 49. – P. 1081 – 1092. – <https://doi.org/10.1109/TIE.2002.803220>.
44. Chen, J. Evaluation on the autoconfigured multipulse AC/DC rectifiers and their application in more electric aircrafts / J. Chen, Y. Shen, J. Chen, H. Bai, C. Gong, F. Wang // *IEEE Trans. Transp. Electrification*. – 2020. – 6. – P. 1721 – 1739. – <https://doi.org/10.1109/tte.2020.2983858>.
45. Cheng, J. Dynamic and steady state response analysis of selective harmonic elimination in high power inverters / J. Cheng, T. Xu, D. Chen, G. Chen // *IEEE Access*. – 2021. – vol. 9. – P. 75588 – 75598. – <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3082770>.
46. Chengsheng, W. Study on large power converter system for rolling mills. / W. Chengsheng, L. Chongjian, Z. Chunyi, L. Zhiming, Y. Qiongtao, D. Wei; L. Fan // *Proceedings of the 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), Novi Sad, Serbia, 4 – 6 September 2012*. – <https://doi.org/10.1109/epepemc.2012.6397220>.
47. Chengwu, L. Research on AFE technology in multi-inverter system / L. Chengwu, B. Dong // *Proc. 5th International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, Jan. 2013*. – P. 875 – 878.

48. Chowdhury, M. Validation of a real-time simulation model of a three-phase Active-Front-End (AFE) rectifier / M. Chowdhury, Z. Sütő // Proceedings of the 8th International Youth Conference on Energy (IYCE), Eger, Hungary, 6 – 9 July 2022. – P. 1 – 5. – <https://doi.org/10.1109/IYCE54153.2022.9857546>.

49. Cong, W. Analysis and experimental verification for multiple solutions of bipolar SHEPWM waveforms applied in control system of induction machines / W. Cong, F. Zhao, X. Guo, X. Wen, Y. Wang, X. Song // Proceedings of the 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, Beijing, China, 20 – 23 August 2011. – P. 1 – 4. – <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2011.6073544>.

50. Dahidah, M.S.A. A review of multilevel selective harmonic elimination PWM: Formulations, solving algorithms, implementation and applications / M.S.A. Dahidah, G. Konstantinou, V.G. Agelidis // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – vol. 30. – № 8. – P. 4091 – 4106.

51. de Carvalho Alves, M.D. Digital implementation of SHE-PWM modulation on FPGA for a multilevel inverter / M.D de Carvalho Alves, R.N.A. Leão e Silva Aquino // In Proceedings of Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE), Niteroi, Brazil, 1 – 6 May 2018. – <https://doi.org/10.1109/SBSE.2018.8395530>.

52. De Nazareth Ferreira, V. Design of high-reliable converters for medium-voltage rolling mills systems / V. De Nazareth Ferreira, A.F. Cupertino, H.A. Pereira, A.V. Rocha, S. Isaac Seleme, B. de Jesus Cardoso Filho // Proceedings of the 2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Cincinnati, OH, USA, 1 – 5 October 2017. – <https://doi.org/10.1109/ias.2017.8101826>.

53. Dybko, M.A. Mathematical Simulation Technique for Power Systems based on Di-ode-Clamped Multilevel VSC / M.A. Dybko, S.V. Brovanov, S.A. Kharitonov // Proceedings of the Eurocon 2013, Zagreb, Croatia, 1 – 4 July 2013. – P. 941 – 948. – <https://doi.org/10.1109/EUROCON.2013.6625095>.

54. Edpuganti, A. A Survey of Low Switching Frequency Modulation Techniques for Medium-Voltage Multilevel Converters. / A. Edpuganti, A.K. Rathore // IEEE Trans. Ind. Appl. – 2015. – 51. – P. 4212 – 4228. – <https://doi.org/10.1109/TIA.2015.2437351>.

55. Edpuganti, A. A survey of low-switching frequency modulation techniques for medium-voltage multilevel converters. / A. Edpuganti, A.K. Rathore // Proceedings of the 2014 IEEE Industry Application Society Annual Meeting, Vancouver, BC, Canada, 5 – 9 October 2014. – <https://doi.org/10.1109/IAS.2014.6978399>.
56. EN 50160. Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems. – Wroclaw University of Technology. Wroclaw, Poland, 2001.
57. Enjeti, P.N. Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: A critical evaluation / P.N. Enjeti, P.D. Ziogas, J.F. Lindsay // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1990. – vol. 26. – № 2. – P. 302 – 316.
58. Espinosa, E.E. Multicell AFE rectifier managed by finite control set–model predictive control / E.E. Espinosa, P.E. Melin, H.O. Garcés, C.R. Baier, J.R. Espinoza // IEEE Access. – 2021. – 9. – P. 137782 – 137792. – <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3116938>.
59. Ewanchuk, J. A five-nine-level twelve-switch neutral-point-clamped inverter for high-speed electric drives / J. Ewanchuk, J. Salmon, B.A. Vafakhah // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2011. – 47. – P. 2145 – 2153. – <https://doi.org/10.1109/TIA.2011.2161857>.
60. Fazel, S.S. Investigation and comparison of multi-level converters for medium voltage applications / S.S. Fazel, // Eng.D.-Technische Universität Berlin: Berlin, Germany. – 2007.
61. Fernandez-Rebolleda, H. Analysis and optimization of modulation transitions in medium-voltage high-power converters / H. Fernandez-Rebolleda, A. Sanchez-Ruiz, S. Ceballos, A. Perez-Basante, J.J. Valera-Garcia, G. Konstantinou, J. Pou // IEEE Trans. Power Electron. – 2021. – 36. – P. 9984 – 9993. – <https://doi.org/10.1109/tpel.2021.3060613>.
62. Ferreira, V.N. Design and selection of high reliability converters for mission critical industrial applications: A Rolling Mill Case Study / V.N. Ferreira, A.F. Cupertino, H.A. Pereira, A.V. Rocha, S.I. Seleme, B. Cardoso // IEEE Trans. Ind. Appl. – 2018. – 54. – P. 4938 – 4947. – <https://doi.org/10.1109/tia.2018.2829104>.

63. Franquelo, L.G. The age of multilevel converters arrives / L.G. Franquelo, J. Rodriguez, J.I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, M.A.M. Prats // IEEE Ind. Electron. Mag. – 2008, – 2, P. 28 – 39. – <https://doi.org/10.1109/MIE.2008.923519>.

64. Gabour, N.E.H. Enhanced harmonic elimination using genetic algorithm optimization in multilevel inverters / N.E.H. Gabour, F. Habbi, M. Bounekhla, E.G. Boudissa // Proceedings of the 18th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, Monastir, Tunisia, 22 – 25 March 2021.

65. Gasiyarov, V.R. Grid power control by medium voltage AC drives based on back-to-back converters / V.R. Gasiyarov, A.S. Maklakov, R.A. Lisovski // Proceedings of the 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), Moscow and St. Petersburg, Russia, 29 January – 1 February 2018. – <https://doi.org/10.1109/EIConRus.2018.8317175>.

66. Ge, B. An effective control technique for medium-voltage high-power induction motor fed by cascaded neutral-point-clamped inverter. / B. Ge, F.Z. Peng, B. Wu, A.T. de Almeida, H. Abu-Rub // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – 57. – P. 2659 – 2668. – <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2026761>.

67. Hoevenaars A. Active harmonic mitigation: What the manufacturers don't tell you / A. Hoevenaars, M. Farbis, M. McGraw // IEEE Industry Applications Magazine. – 2020.– V. 62.– P. 41 – 51.

68. Holmes, D.G. Programmed modulation strategies. In pulse width modulation for power converters: Principles and Practice / D.G. Holmes, T.A. Lipo // IEEE: Piscataway, NJ, USA. – 2003. – P. 383 – 431. – <https://doi.org/10.1109/9780470546284.ch9>.

69. IEC 61000-3-2:2019. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3 – 2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase). – Geneva, Switzerland. – 2019.

70. IEEE Std. 1531, IEEE Guide for application and specification of harmonic filters. – IEEE: New York, NY, USA. – 2003.

71. IEEE Std. 519-1992, IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. – IEEE: New York, NY, USA. – 1993.

72. Islam J. Opposition-based quantum bat algorithm to eliminate lower-order harmonics of multilevel inverters / J. Islam, S.T. Meraj, A. Masaoud, M.A. Mahmud, A. Nazir, M.A. Kabir, M.M. Hossain, F. Mumtaz // *IEEE Access*. – 2021. – vol. 9. – P. 103610 – 103626.
73. Janabi, A. Generalized Chudnovsky algorithm for real-time PWM selective harmonic elimination/modulation: Two-Level VSI example / A. Janabi, B. Wang, D. Czarkowski // *IEEE Trans. Power Electron.* – 2020. – 35. – P. 5437 – 5446.
74. Jiang, Y. Improved particle swarm optimization based selective harmonic elimination and neutral point balance control for three-level inverter in low-voltage ride-through operation / Y. Jiang, X. Li, C. Qin, X. Xing, Z. Chen // *IEEE Trans. Ind. Inform.* – 2022. – 18. – P. 642 – 652.
75. Jing, T. Formulations, solving algorithms, existing problems and future challenges of pre-programmed PWM techniques for high-power AFE converters: a comprehensive review / T. Jing, A. Maklakov, A. Radionov, V. Gasiyarov, Y. Liang // *Energies*. – 2022.– № 15.– P. 1696.
76. Jing, T. Research of a flexible space-vector-based hybrid PWM transition algorithm between SHEPWM and SHMPWM for three-level NPC inverters / T. Jing, A. Radionov, A. Maklakov, V. Gasiyarov // *Machines*. – 2020. – № 8.– P. 57.
77. Jing, T. Comparative Analysis of the SHEPWM and SHMPWM Techniques for the Three-Level NPC Inverter based on the THD of Voltage and Current / T. Jing, A.S. Maklakov, A.A. Radionov, T.A. Lisovskaya // *Proceedings 2020 Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research and Practice. – PEAMI 2020. – Magnitogorsk. – 25 – 26 сентября 2020. – Magnitogorsk. – 2020. – P. 113 – 118.*
78. Jing, T. A review of voltage source converters for energy applications / T. Jing, A.S. Maklakov // *Proc. 2018 International Ural Conference on Green Energy, Oct. 2018.* – P. 275 – 281.
79. Jing, T. Research on selective harmonic elimination technique based on particle swarm optimization / T. Jing, A.S. Maklakov, O.A. Gasiyarova // *IEEE Conference of*

Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus), Saint Petersburg and Moscow, Russia. – 2019. – P. 694 – 700. <https://doi.org/10.1109/eiconrus.2019.8656834>.

80. Jing, T. Research on hybrid SHEPWM based on different switching patterns. / T. Jing, A. Maklakov, A. Radionov, S. Baskov, A. Kulmukhametova // *Int. J. Power Electron. Drive Syst.* – 2019. – 10. – P. 1875 – 1884. – <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v10.i4.pp1875-1884>.

81. Khattak, F.A. Improved selective harmonics elimination strategy for multilevel inverters with optimal DC values / F.A. Khattak, H.U. Rehman // *Proceedings of the International Conference on Emerging Power Technologies*, Topi, Pakistan, 1 – 6 April 2021. – <https://doi.org/10.1109/ICEPT51706.2021.9435585>.

82. Kornilov, G.P. Increasing stability of electric drives of rolling mills with active front ends at voltage sag. / G.P. Kornilov, T.R. Khramshin, I.R. Abdulvelev // *Proceedings of the 2019 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS)*, Ufa, Russia, 21 – 25 October 2019. – <https://doi.org/10.1109/ICOECS46375.2019.8949945>.

83. Kornilov, G.P. Mathematical modeling of the metallurgical plants' electrotechnical complexes / G.P. Kornilov, A.A. Nikolaev, T.R. Khramshin // *Nosov Magnitogorsk State Technical University: Magnitogorsk, Russia.* – 2012.

84. Kouro, S. Recent Advances and industrial applications of multilevel converters / S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L.G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M.A. Pérez, J.I. Leon // *Ind. Electron. IEEE Trans.* – 2010. – 57. – P. 2553 – 2580. – <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2049719>.

85. Kouro, S. Powering the future of industry: high-power adjustable speed drive topologies / S. Kouro, J. Rodriguez, B. Wu, S. Bernet, M. Perez // *IEEE Ind. Appl. Mag.* – 2012. – 18. – P. 26 – 39. – <https://doi.org/10.1109/MIAS.2012.2192231>.

86. Leon J.I. The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics / J.I.

Leon, S. Kouro, L.G. Franquelo, J. Rodriguez, B. Wu // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2016. – vol. 63. – № 5. – P. 2688 – 2701.

87. Leon, J.I. Multilevel converters: Control and modulation techniques for their operation and industrial applications / J.I. Leon, S. Vazquez, L.G. Franquelo // Proc. IEEE. – 2017. – 105. – P. 2066 – 2081. – <https://doi.org/10.1109/JPROC.2017.2726583>.

88. Lisovskaya T.A. Linearization Small Deviation Model of Active Front End Rectifier / T.A. Lisovskaya, A.S. Maklakov, R.A. Lisovsky, T. Jing // Proceedings 2020 Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research and Practice, PEAMI 2020. – Magnitogorsk, 25 – 26 сентября 2020. – Magnitogorsk. – 2020. – P. 133 – 136.

89. Maklakov, A.S. Finding the best programmable PWM pattern for three-level active front-ends at 18-pulse connection / A.S. Maklakov, T. Jing, A.A. Radionov, V.R. Gasiyarov, T.A. Lisovskaya // Machines. – 2021. – № 9. – P. 127. – <https://doi.org/10.3390/machines9070127>

90. Maklakov, A.S. Comparative Analysis of Current and Voltage THD at Different Grid Powers for Powerful Active Front-End Rectifiers with Preprogrammed PWM / A.S. Maklakov, T. Jing, A.A. Nikolaev // Machines. – 2022. – 10. – P. 1139. – <https://doi.org/10.3390/machines10121139>.

91. Maklakov, A.S. Grid connection circuits for powerful regenerative electric drives of rolling mills: Review. / A.S. Maklakov, T. Jing, A.A. Nikolaev, V.R. Gasiyarov // Energies. – 2022. – 15. – P. 8608. – <https://doi.org/10.3390/en15228608>.

92. Maklakov, A.S. Integration prospects of electric drives based on back to back converters in industrial smart grid / A.S. Maklakov, A.A. Radionov // Proceedings of the 2014 12th International Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russia, 2 – 4 October 2014. – <https://doi.org/10.1109/APEIE.2014.7040790>.

93. Marquez Alcaide, A. Real-Time Selective Harmonic Mitigation Technique for Power Converters Based on the Exchange Market Algorithm / A. Marquez Alcaide, J.I. Leon, M. Laguna, F. Gonzalez-Rodriguez, R. Portillo, E. Zafra-Ratia, S. Vazquez, L.G.

Franquelo, S. Bayhan, H. Abu-Rub // *Energies*. – 2020. – 13. – P. 1659. – <https://doi.org/10.3390/en13071659>.

94. Martínez, C. Operating region for AFE configuration under variable frequency grid / C. Martínez, J. Rohten, M. Garbarino, M. Andreu, J. Silva, C. Baier, R. Morales // *Proceedings of the IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA), Valparaíso, Chile, 22 – 26 March 2021*. – P. 1 – 6. – <https://doi.org/10.1109/ICAACCA51523.2021.9465199>.

95. Memon, M.A. Asynchronous particle swarm optimization-genetic algorithm (AP-SO-GA) based selective harmonic elimination in a cascaded H-bridge multilevel inverter / M.A. Memon, M.D. Siddique, M. Saad, M. Mubin // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 2022. – 69. – P. 1477 – 1487.

96. Mittal, N. Multilevel inverters: a literature survey on topologies and control strategies / N. Mittal, B. Singh, S.P. Singh, R. Dixit, D. Kumar // *Proceedings of the 2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems, Allahabad, India, 1 – 11 December 2012*. – <https://doi.org/10.1109/ICPCES.2012.6508041>.

97. Moeini, A. Artificial neural networks for asymmetric selective harmonic current mitigation-PWM in active power filters to meet power quality standards / A. Moeini, M. Dabbaghjamanesh, J.W. Kimball, J. Zhang // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 2020. – <https://doi.org/10.1109/TIA.2020.3007596>.

98. Mohammad, S. Hybrid SHM-SHE pulse-amplitude modulation for high-power four-leg inverter / S. Mohammad, V. Hani, P. Ramon, K. Mohammad, S. Abdolreza, G.F. Leopoldo, A. Kamal // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 2016. – 63. – P. 7234 – 7242.

99. Mohammed S.A. A review of the state-of-the-art of power electronics for power system applications / S.A. Mohammed, M.A. Abdel-Moamen, B. Hasanin // *International Journal of Electronics and Communication Engineering*. – 2013. – V. 1. – № 1. – P. 43 – 52.

100. Moradi, A. Current harmonics generated by multi-power converters in distribution networks in the frequency range of 2 – 9 kHz / A. Moradi, J. Yaghoobi, F. Zare, D. Kumar, R. Sharma, D. Kroese // *Proceedings of the 2021 IEEE 19th International*

Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), Gliwice, Poland, 25 – 29 April 2021. – P. 534 – 540. – <https://doi.org/10.1109/PEMC48073.2021.9432621>.

101. Nabae, A. A new neutral-point-clamped PWM inverter / A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 1981. – vol. IA. – P. 518 – 523.

102. Nakajima, T. A converter transformer with series-connected line-side windings for a DC link using voltage source converters / T. Nakajima, H. Suzuki, K. Izumi, S. Sugimoto, H. Yonezawa, Y. Tsubota // Proceedings of the IEEE Power Engineering Society, 1999 Winter Meeting, New York, NY, USA, 31 January – 4 February 1999. – V. 2. – P. 1073 – 1078. – <https://doi.org/10.1109/PESW.1999.747351>.

103. Ni, Z. Control of Regenerative CHB Motor Drives at Fundamental Switching Frequency / Z. Ni, A.H. Abuelnaga, S. Badawi, S. ad Yuan, Y. Pan, M. Narimani, Z. Cheng, N.R. Zargari // IEEE Trans. Power Electron. – 2023. – 38. – P. 3352 – 3362. – <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3223678>.

104. Nikolaev, A.A. The dynamic operation investigation of an active rectifier control system with igct-thyristor switching angle table selection function / A.A. Nikolaev, I.G. Gilemov // 2022 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – 2022. – P. 492 – 497.

105. Nikolaev, A.A. Providing electromagnetic compatibility of high-power frequency converters with active rectifiers at internal power supply system of cherepovets steel mill / A.A. Nikolaev, I.G. Gilemov, M.V. Bulanov, V.I. Kosmatov // Proceedings of the International Scientific Technical Conference Alternating Current Electric Drives, Ekaterinburg, Russia. – 2021.

106. Nikolaev, A. Current electromagnetic compatibility problems of high-power industrial electric drives with active front-end rectifiers connected to a 6 – 35 kV power grid: a comprehensive overview / A. Nikolaev, A. Maklakov, M. Bulanov, I. Gilemov, A. Denisevich, M. Afanasev // Energies. – 2023. – 16. – P. 293. – <https://doi.org/10.3390/en16010293>.

107. Nikolaev, A.A. Quality improvement of electric power in the intra-factory electric net-works through the use of PWM algorithm selective harmonic mitigation / A.A. Nikolaev, M.V. Bulanov, K.A. Shakhbieva // Proceedings of the 2020 Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice (PEAMI), Magnitogorsk, Russia, 25 – 26 September 2020. – <https://doi.org/10.1109/PEAMI49900.2020.9234357>.

108. Nikolaev, A.A. Analysis of influence of frequency converters with active rectifiers on the power quality in internal power supply systems of industrial enterprises / A.A. Nikolaev, I.G. Gilemov, A.S. Denisevich // Proceedings of the International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, Moscow, Russia, 1 – 4 May 2018.

109. Okayama, H. Large capacity high performance 3-level GTO inverter system for steel main rolling mill drives / H. Okayama, R. Uchida, M. Koyama, S. Mizoguchi, S. Tamai, H. Ogawa, T. Fujii, Y. Shimomura // Proceedings of the IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting, San Diego, CA, USA, 6 – 10 October 1996. – <https://doi.org/10.1109/ias.1996.557012>.

110. Omara, A.M. Genetic algorithm optimization of SHE-PWM technique for paralleled two-module VSIs employed in electric drive systems / A.M. Omara, M. Sleptsov, M.K. El-Nemr // Proceedings of the 2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED), Moscow, Russia, 31 January – 2 February 2018. – P. 1 – 6. – <https://doi.org/10.1109/IWED.2018.8321380>.

111. Orcajo, G.A. Coordinated management of electrical energy in a steelworks and a wind farm / G.A. Orcajo, J.R. Diez, J.M. Cano, J.G. Norniella, J.F. Pedrayes González, C.H. Rojas // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2022.– V. 58.– № 4.– P. 5488 – 5502. – <https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3165521>.

112. Orcajo, G.A. Dynamic estimation of electrical demand in hot rolling mills / G.A. Orcajo, J. Rodríguez, P. Ardura, J.M. Cano, J.G. Norniella, R. Llera, D. Cifrián //

IEEE Transactions on Industry Applications. – 2016. – V. 52. – №3. – P. 2714 – 2723. – <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2533483>.

113. Padmanaban, S. Artificial neural network and Newton Raphson (ANN-NR) algorithm based selective harmonic elimination in cascaded multilevel inverter for PV applications / S. Padmanaban; C. Dhanamjayulu, B. Khan // IEEE Access. – 2021. – 9. – P. 75058 – 75070.

114. Pandit, P. Real-time power quality measurements from a conventional ac dragline / P. Pandit, J. Mazumdar, T. May, W.G. Koellner // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2010. – V. 46. – № 5. – P. 1755 – 1763. – <https://doi.org/10.1109/TIA.2010.2057470>.

115. Patil, S.D. Improved control strategy for harmonic mitigation in multilevel inverter / S.D. Patil, A. Kadu, P. Dhabe // Proceedings of the 5th International Conference on Intelligent Computing and Control Systems, Madurai, India, 6 – 8 May 2021. – <https://doi.org/10.1109/ICICCS51141.2021.9432280>.

116. Pontt, J. Mitigation of noneliminated harmonics of SHEPWM three-level multipulse three-phase active front end converters with low switching frequency for meeting standard / J. Pontt, J. Rodriguez, R. Huerta // IEEE-519-92. IEEE Trans. Power Electron. – 2004. – 19. – P. 1594 – 1600. – <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.836616>.

117. Pontt, J.A. Network-friendly low-switching-frequency multipulse high-power three-level PWM rectifier / J.A. Pontt, J.R. Rodriguez, A. Liendo, P. Newman, J. Holtz, J.M. San Martin // IEEE Trans. Ind. Electron. 2009. – 56. – P. 1254 – 1262. – <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2007998>.

118. Poon, J. Real-time selective harmonic minimization using a hybrid analog/digital computing method / J. Poon, M. Sinha, S.V. Dhople, J. Rivas-Davila // IEEE Trans. Power Electron. – 2022 – 37. – P. 5078 – 5088. – <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3126678>.

119. Prabhu, O. Optimized SHE-PWM technique for low distortion single phase MLI for PV standalone system / O. Prabhu, K. Jagdish, S.S. Balwinder // Proceedings of

the 2018 5th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (UPCON), 2 – 4 November 2018. – P. 1 – 6.

120. Radionov, A.A. Hybrid PWM on the basis of SVPWM and SHEPWM for VSI as part of 3L-BtB-NPC converter / A.A. Radionov, V.R. Gasiyarov, A.S. Maklakov // Proceedings of the IECON 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, China, 29 October – 1 November 2017. – P. 1232 – 1236. – <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8216210>.

121. Radionov, A.A. Reactive power compensation in industrial grid via high-power adjustable speed drives with medium voltage 3L-NPC BTB converters / A.A. Radionov, V.R. Gasiyarov, A.S. Maklakov, E.A. Maklakova // Int. J. Power Electron. Drive Syst. – 2017. – 8. – P. 1455 – 1466. – <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v8.i4.pp1455-1466>.

122. Radionov, A.A. Smart Grid for main electric drive of plate mill rolling stand / A.A. Radionov, A.S. Maklakov, V.R. Gasiyarov // Proceedings of the 2014 International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems (MEACS), Tomsk, Russia, 16 – 18 October 2014. – <https://doi.org/10.1109/MEACS.2014.6986842>.

123. Rai, N. Hybrid-GA based multiple solutions for selective harmonic elimination in bipolar PWM wave-forms / N. Rai, S. Chakravorty // Proceedings of the 2020 IEEE 5th International Conference on Computing Communication and Automation (ICCCA), Greater Noida, India, 30 – 31 October 2020. – P. 703 – 707. – <https://doi.org/10.1109/ICCCA49541.2020.9250800>.

124. Rajesh, D. Design and control of digital DC drives in steel rolling mills / D. Rajesh, D. Ravikumar, S.K. Bharadwaj, B.K.S. Vastav // Proceedings of the International Conference on Inventive Computation Technologies (ICICT), Coimbatore, India, 26 – 27 August 2016. – <https://doi.org/10.1109/INVENTIVE.2016.7830095>.

125. Rodriguez J. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications / J. Rodriguez, L. Jih-Sheng, F.Z. Peng // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. – V. 49. – № 4. – P. 724 – 738.

126. Rodriguez, J. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications // J. Rodriguez, L.G. Franquelo, S. Kouro, J.I. Leon, R.C. Portillo, M.A.M.

Prats, M.A. Perez // Proc. IEEE. – 2009. – vol. 97, № 11. – P. 1786 – 1817. – <https://doi.org/10.1109/JPROC.2009.2030235>.

127. Rodriguez, J. Multilevel voltage-source-converter for industrial medium-voltage drives / J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J.O. Pontt, S. Kouro // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2007. – 54. – P. 2930 – 2945. – <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.907044>.

128. Sadoughi, M. Selective Harmonic Elimination PWM for Cascaded H-bridge Multilevel Inverter with Wide Output Voltage Range Using PSO Algorithm / M. Sadoughi, A. Zakerian, A. Pourdadashnia, M. Farhadi-Kangarlu // Proceedings of the IEEE Texas Power and Energy Conference, College Station, TX, USA, 1 – 6 February 2021.

129. Safaeian, M. A MRAS based model predictive control for multi-leg based multi-drive system used in hot rolling mill applications / M. Safaeian, A. Jalilvand, A. Taheri // IEEE Access. – 2020. – 8. – P. 215493 – 215504. – <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3041310>.

130. Shenjian, Z. Suppressing the side effect of the grid background harmonics on grid inverter with selective harmonic elimination PWM / Z. Shenjian, Y. Cheng, Z. Yangfan, C. Wenjie, X. Dehong // Proceedings of the 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition, 5 – 8 November 2014. – P. 508 – 513.

131. Singh, B. Multipulse AC-DC converters for improving power quality: a review / B. Singh, S. Gairola, B.N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad // IEEE Trans. Power Electron. – 2008. – 23. – P. 260 – 281. – <https://doi.org/10.1109/TPEL.2007.911880>.

132. Slezhanovskii, O.V. Systems of subordinate regulation of ac electric drives with valve converters / O.V. Slezhanovskii, L.K. Datskovsky, I.S. Kuznetsov, E.D. Lebedev, L.M. Tarasenko // Energoatomizdat: Moscow, Russia. – 1983.

133. Song-Manguelle, J. Regenerative asymmetrical multi-level converter for multi-megawatt variable speed drives / J. Song-Manguelle, T. Thurnherr, S. Schroder, A. Rufer, J.M. Nyobe-Yome // Proceedings of the 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, USA, 12 – 16 September 2010. – <https://doi.org/10.1109/ecce.2010.5618343>.

134. Steczek, M. Combination of SHE- and SHM-PWM techniques for VSI DC-link current harmonics control in railway applications / M. Steczek, P. Chudzik, A. Szelağ // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2017. – 64. – P. 7666 – 7678. – <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2694357>.

135. Steczek, M. Application of grasshopper optimization algorithm for selective harmonics elimination in low-frequency voltage source inverter / M. Steczek, W. Jefimowski, A. Szelağ // Energies. – 2020. – 13. – P. 6426. – <https://doi.org/10.3390/en13236426>.

136. Vassilios, G.A. On attaining the multiple solutions of selective harmonic elimination PWM three-level waveforms through function minimization / G.A. Vassilios, I.B. Anastasios, C. Calum // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2008. – 55. – P. 996 – 1004.

137. Veillon, M. Feedback quantizer and non linear control applied to multi-cell AFE rectifier / M. Veillon, E. Espinosa, H. Garcés, P. Melín, M. Reyes, C. Baier, G. Mirzaeva // Proceedings of the 2021 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), Valparaíso, Chile, 6 – 9 December 2021. – <https://doi.org/10.1109/CHILECON54041.2021.9702974>.

138. Wang, L. Modeling and control of sustainable power systems: towards smarter and greener electric grids / L. Wang. – Springer: Hoboken, NJ, USA. – 2012.

139. Wang, P. A Regenerative hexagonal-cascaded multilevel converter for two-motor asynchronous drive / P. Wang, F. Liu, X. Zha, J. Gong, F. Zhu, X. Xiong // IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron. – 2017. – 5. – P. 1687 – 1699. – <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2017.2713043>.

140. Wang, Q. Comprehensive comparison between two-level, three-level, and hybrid three-level SiC inverter for high power high-speed drive system / Q. Wang, Y. Zhang, C. Li, W. Li, X. He // Proceedings of the 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), Nanjing, China, 29 November – 2 December 2020. – P. 1884 – 1889. – <https://doi.org/10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368102>.

141. Wu, B. High-power converters and AC drives / B. Wu, M. Narimani. – New Jersey: Wiley-IEEE Press. – 2017. – 480 p.

142. Yang, K. Real-time switching angle computation for selective harmonic control / K. Yang, M. Feng, Y. Wang, X. Lan, J. Wang, D. Zhu, W. Yu // IEEE Trans. Power Electron. – 2019. – 34. – P. 8201 – 8212. – <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2881448>.

143. Zhang, Y. Neutral-point potential balancing control strategy for three-level ANPC converter using SHEPWM scheme / Y. Zhang, C. Hu, Q. Wang, Y. Zhou, Y. Sun // Energies. – 2019. – 12. – P. 4328. – <https://doi.org/10.3390/en12224328>.

144. Zhang, Y. Hardware-in-loop simulation and application for high-power AC-DC-AC rolling mill driving system / Y. Zhang, J. Tan, J. Wang, J. Li // Proceedings of the 2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Sydney, NSW, Australia, 9 – 12 June 2015. – <https://doi.org/10.1109/PEDS.2015.7203385>.