

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

На правах рукописи

*Цзин Тао.*

Цзин Тао

**РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ РАСЧЁТА И АЛГОРИТМА СМЕНЫ  
ПРЕДВАРИТЕЛЬНО ЗАПРОГРАММИРОВАННЫХ ШИРОТНО-  
ИМПУЛЬСНО МОДУЛИРУЕМЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ  
ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МОДУЛЕЙ  
ТРЕХФАЗНОГО ТРЕХУРОВНЕВОГО АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ  
НАПРЯЖЕНИЯ С ФИКСИРУЮЩИМИ ДИОДАМИ**

Специальность 05.09.12 – «Силовая электроника»

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель  
доктор техн. наук, профессор  
Радионон А.А.

Челябинск – 2021

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1.  СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ АКТИВНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ.....	10
1.1.  Развитие и области применения активных выпрямителей напряжения.....	10
1.2.  Повышение мощности активных выпрямителей напряжения с помощью многоуровневых топологий преобразователей.....	16
1.2.1.  Многоуровневая топология преобразователей на основе фиксирующих диодов.....	17
1.2.2.  Многоуровневая топология преобразователей на основе навесных конденсаторов.....	19
1.2.3.  Многоуровневая топология преобразователей на основе мостовых каскадов.....	21
1.3.  Формирование напряжения на входе активного выпрямителя напряжения с помощью предварительно запрограммированной ШИМ.....	23
1.3.1.  Формы сигналов предварительно запрограммированной ШИМ для трёхуровневого активного выпрямителя напряжения.....	25
1.3.2.  Формирование требуемого спектра сигнала при предварительно запрограммированной ШИМ.....	30
1.4.  Проблемы электромагнитной совместимости активных выпрямителей напряжения с предварительно запрограммированной ШИМ.....	32
1.5.  Выводы и постановка задач исследования.....	34
ГЛАВА 2.  РАСЧЁТ ПРЕДВАРИТЕЛЬНО ЗАПРОГРАММИРОВАННЫХ ШИМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ.....	36
2.1.  Постановка задачи поиска предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений.....	36
2.2.  Поиск последовательностей углов переключений ПЗШИМ при удалении отдельных гармонических составляющих методом доверительных окрестностей с ломаным шагом.....	39

2.3. Поиск последовательностей углов переключений ПЗШИМ при удалении отдельных гармонических составляющих методом роя частиц .....	57
2.4. Поиск последовательностей углов переключений ПЗШИМ при подавлении коэффициентов отдельных гармонических составляющих методом барьерных функций.....	67
2.5. Выводы.....	71
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА СМЕНЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНО ЗАПРОГРАММИРОВАННЫХ ШИМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МОДУЛЕЙ ТРЁХФАЗНОГО ТРЁХУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ФИКСИРУЮЩИМИ ДИОДАМИ.	
.....	72
3.1. Области применения и требования к алгоритму смены различных последовательностей ПЗШИМ .....	72
3.2. Реализация алгоритма для трёхфазного трёхуровневого АВН.....	76
3.3. Реализация алгоритма для трёхфазного трёхуровневого АИН .....	89
3.4. Выводы.....	96
ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ .....	
4.1. Описание исследовательского стенда .....	97
4.2. Верификация предварительно-запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей.....	101
4.3. Верификация алгоритма смены предварительно-запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей .....	105
4.4. Выводы.....	111
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	112
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК .....	114

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность работы.** Эффективность работы и качество преобразованной электроэнергии полупроводниковых преобразователей в значительной степени зависит от выбора конкретной стратегии широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Существующий в настоящее время метод предварительно запрограммированной ШИМ (ПЗШИМ), основанный на использовании предварительно рассчитанных последовательностей переключений полупроводниковых модулей преобразователя, был специально разработан для минимизации потерь и повышения качества преобразованной электроэнергии. Исследование, развитие и усовершенствование стратегий ПЗШИМ имеет особую актуальность при проектировании и обеспечении электромагнитной совместимости трёхуровневых трёхфазных активных выпрямителей напряжения (АВН) с фиксирующими диодами, широко применяемых в промышленных мехатронных системах, автоматизированном электроприводе, возобновляемой и распределённой электроэнергетике.

Проблема расчёта требуемой последовательности переключений ПЗШИМ связана с выполнением требований нормативных показателей качества напряжения на входе преобразователя при низкой частоте переключений полупроводниковых модулей. В большинстве случаев только один локальный минимум целевой функции оптимизации может быть найден после значительных вычислительных затрат. Научно-обоснованные методы и алгоритмы расчёта последовательностей переключений ПЗШИМ, а также их смены в зависимости от различных режимов работы преобразователей, позволят увеличить эффективность и качество преобразованной мощности без увеличения частоты переключений полупроводниковых ключей.

На этом основании, можно сделать вывод об актуальности рассматриваемого в рамках диссертационной работы исследования.

**Степень научной разработанности проблемы.** Результаты теоретических и экспериментальных исследований алгоритмов ШИМ полупроводниковых преобразователей, методов синтеза их систем управления, качества преобразованной электроэнергии и электромагнитной совместимости опубликованы в трудах многих известных ученых: С.В. Брованов, А.А. Николаев, Т.Р. Храмшин, Р.Т. Шрейнер, D.G. Holmes, J. Holtz, B. Wu, J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng, Frede Blaabjerg,

Damoun Ahmadi, Mohamed S. A. Dahidah, Georgios Konstantinou, Vassilios G. Agelidis, Biswarup Das, J. Napoles, R. Portillo, J. I. Leon, M. A. Aguirre, L. G. Franquelo, Dehong Xu, Yangfan Zhang, G. Narayanan, Rajapandian Ayyanar, V. T. Ranganathan, Amirhossein Moeini, Hui Zhao, Shuo Wang, Kamal Al-Haddad и многие другие.

Анализ большого количества научных публикаций указанных авторов позволил определить проблемную область, связанную с методами расчёта предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей АВН, а также алгоритмов смены данных последовательностей.

**Объект исследования** – предварительно запрограммированные ШИМ последовательности переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами.

**Предмет исследования** – методы расчёта и алгоритм смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами.

**Целью диссертационной работы** является разработка методов поиска и алгоритма смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами.

**Идея работы** заключается в применении методов роя частиц и барьерных функций для поиска предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами с возможностью смены данных последовательностей в зависимости от требуемых показателей качества напряжения на входе АВН.

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

1. Проведен патентно-литературный обзор в области современного состояния трёхуровневых трёхфазных преобразователей, в особенности АВН, показывающий степень научной новизны идеи работы, основных научно-технических проблем и способов их решения;

2. Разработан метод расчёта предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного

трехуровневого АВН с фиксирующими диодами для создания обладающей четвертьволновой симметрией формы напряжения на входе АВН при удалении отдельных гармонических составляющих с возможностью получения нескольких последовательностей ПЗШИМ;

3. Разработан метод расчёта предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами для создания обладающей четвертьволновой симметрией формы напряжения на входе АВН при подавлении отдельных гармонических составляющих;

4. Разработан алгоритм смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами, позволяющий осуществить смену различных последовательностей ПЗШИМ без увеличения средней частоты переключений полупроводниковых модулей в пределах периода напряжения на входе АВН;

5. Проведены экспериментальные исследования на лабораторном исследовательском стенде для проверки адекватности разработанных методов расчёта и алгоритма смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами.

**Методы исследования.** Результаты исследований получены с помощью использования аналитических и численных методов решения нелинейных уравнений, методов оптимизации функций, функции Уолша, тригонометрического ряда Фурье, метода роя частиц, логических операций, численного моделирования, теории автоматического управления. Разработанные методы расчетов и алгоритмы реализованы в программе Matlab с помощью встроенных функций *fsolve* и *fmincon*. Результаты экспериментальных исследований получены на лабораторном исследовательском стенде – модульный интеграционно-исследовательский комплекс «Многоуровневый силовой электронный преобразователь».

**Достоверность** научных положений, выводов и рекомендаций диссертационного исследования подтверждается проверкой адекватности полученных результатов на основании достаточно малого расхождения теоретических и экспериментальных данных.

**Положения, выносимые на защиту:**

1. Метод расчёта предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами для создания обладающей четвертьволновой симметрией формы напряжения на входе АВН при удалении отдельных гармонических составляющих с возможностью получения нескольких последовательностей без необходимости использования начальных углов переключений;

2. Метод расчёта предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами для создания обладающей четвертьволновой симметрией формы напряжения на входе АВН при подавлении отдельных гармонических составляющих;

3. Алгоритм смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами, позволяющего осуществить переключение между различными последовательностями углов переключений;

4. Результаты расчета предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами.

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

1. Разработан метод расчёта предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами на основе метода роя частиц;

2. Рассчитана предварительно запрограммированная ШИМ последовательность переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого

АВН с фиксирующими диодами, позволяющая обеспечить требуемый международными стандартами качества уровень коэффициента гармонических искажения (КГИ) и отдельных гармонических составляющих при 13 переключений за четверть периода напряжения на входе АВН;

3. Разработан алгоритм смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трёхуровневого АВН с фиксирующими диодами, позволяющий осуществить смену заданных последовательностей ПЗШИМ без увеличения средней частоты переключений полупроводниковых модулей в пределах периода напряжения на входе АВН.

**Практическая значимость** работы состоит в том, что разработанные методы расчёта являются универсальными и могут быть использованы для поиска любых предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого преобразователя. Полученные результаты расчетов последовательностей переключений могут быть использованы при проектировании трехуровневых преобразователей для любых областей применения. Использование на практике разработанного алгоритма смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами повысит КПД и улучшит показатели качества потребляемой электроэнергии. Результаты исследований внедрены в учебный процесс при подготовке аспирантов по специальностям 05.09.12 «Силовая электроника» в Южно-Уральском государственном университете.

**Апробация работы.** Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на: международной научно-технической конференции «Электротехнические комплексы и системы», г. Челябинск, Россия, 2018 и 2021 г.г.; международной научно-технической конференции молодых исследователей в области электротехники и электроники (англ. IEEE north west Russia section young researchers in electrical and electronic engineering conference), г. Санкт-Петербург, Россия, 2019 г.; научном семинаре аспирантов «Электротехнические комплексы и системы автоматизации в металлургии» (англ. IEEE Russian Workshop on



Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice), г. Магнитогорск, Россия, 2019–2020 г.г.; 45-й ежегодной конференции сообщества IEEE по промышленной электронике (англ. the 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IES) (IECON)), г. Лиссабон, Португалия, 2019 г.; научно-технических семинарах кафедры мехатроники и автоматизации Южно-Уральского государственного университета (2018–2021 г.г.).

**Публикации.** Основное содержание работы опубликовано в 11 печатных трудах, в том числе 2 статьи в ведущих рецензируемых научных журналах, рекомендованных Высшей аттестационной комиссией Минобрнауки России, 9 статей в изданиях, индексируемых в международных системах цитирования Scopus и WoS.

**Личный вклад автора.** Программная и аппаратная реализация методов расчёта и алгоритма, проверка теоретических и практических результатов работы были выполнены автором лично. Постановка проблемы, цели и задач работы, а также анализ результатов выполнялись автором совместно с научным руководителем.

**Структура и объем работы.** Диссертационная работа состоит из введения, 4-х глав, заключения, списка литературы из 189 наименований. Работа изложена на 135 страницах машинописного текста, в том числе 82 рисунка и 11 таблиц.

**Соответствие научной специальности:** исследование, проводимое в рамках диссертационной работы, соответствует формуле и области исследования, приведенных в паспорте специальности 05.09.12, в частности: первое, второе и четвертое научные положения соответствует п. 5 (разработка научных подходов, методов, алгоритмов и программ, обеспечивающих адекватное отражение в моделях физической сущности электромагнитных процессов и законов функционирования устройств силовой электроники); третье научное положение соответствует п. 2 (теоретический анализ и экспериментальные исследования процессов преобразования (выпрямления, инвертирования, импульсного, частотного и фазочастотного регулирования и т.п.) в устройствах силовой электроники с целью улучшения их технико-экономических и эксплуатационных характеристик) и п. 3 (оптимизация преобразователей, их отдельных, функциональных узлов и элементов).

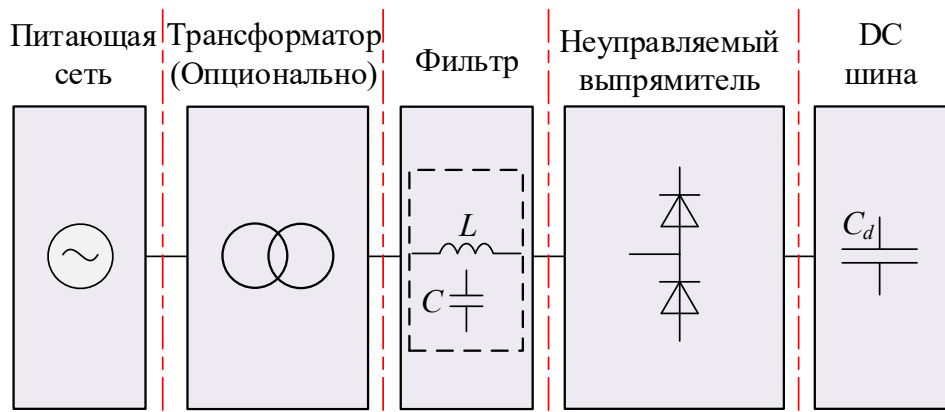
# **ГЛАВА 1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ АКТИВНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ**

В данной главе основное внимание будет уделено активным выпрямителями напряжения (АВН) и устройствам на их основе в области больших мощностей и высоких напряжений, так как именно здесь наука и производство по настоящее время сталкивается с проблемами энергосбережения и обеспечения качества электроэнергии.

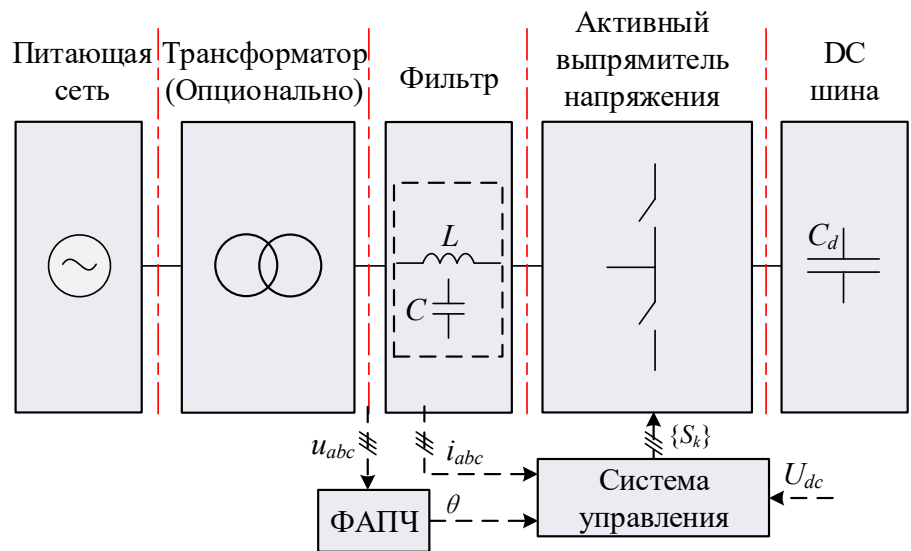
## **1.1. Развитие и области применения активных выпрямителей напряжения**

Развитие выпрямителей электрической энергии связано с совершенствованием элементной базы, которая начинается с конца 19-го века, когда для получения постоянного или переменного тока стали использовать электромеханические преобразователи, в основном, на основе синхронных и асинхронных двигателей и генераторов. Следующий этап развития берёт начало на рубеже 20-го века и характеризуется переходом от электромеханических преобразователей на ртутные выпрямители для получения постоянного тока. Затем, с середины 20-го века происходит становление третьего (последнего) этапа, при котором полупроводниковые приборы полностью вытесняют ртутные и электромеханические выпрямители. К настоящему времени на базе различной полупроводниковой элементной базы широко распространены три типа выпрямителей электрической энергии: диодные (неуправляемые), активные (на базе транзисторов или запираемых тиристоров) и матричные (на базе двунаправленных транзисторных модулей). Дальнейшее развитие выпрямителей характеризуется совершенствованием методов и алгоритмов их управления на основе высокопроизводительной микропроцессорной техники, созданием многоуровневых топологий, а также использованием новых полупроводниковых материалов [1, 2].

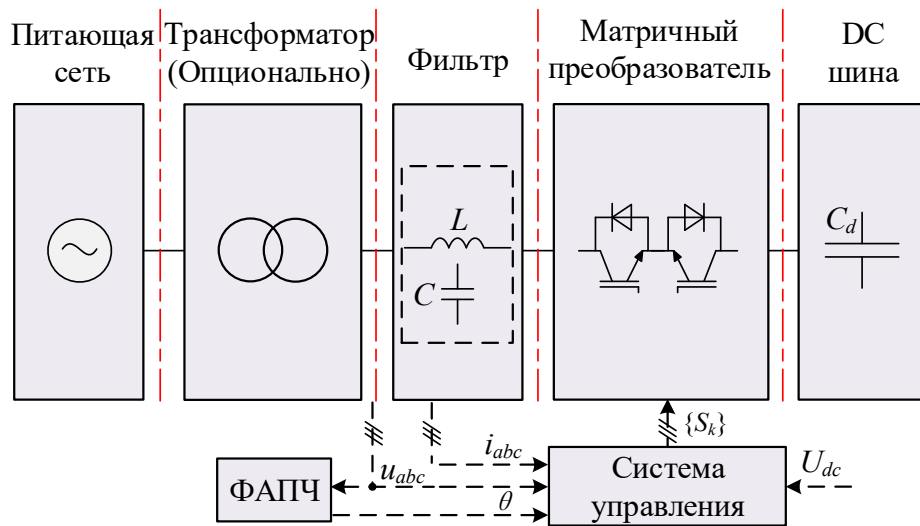
На рисунке 1.1 показаны наиболее часто используемые системы силовой преобразовательной техники на основе выпрямителей. Основными компонентами данных систем являются: компоненты питающей сети, понижающий трансформатор, фильтр, выпрямитель, звено постоянного тока, синхронизирующее устройство и система управления [3, 4].



а)



б)



в)

Рисунок 1.1 – Типовые системы силовой электроники на основе выпрямителей: а) диодные; б) активные; в) матричные выпрямители

Системы на мощных диодных выпрямителях (см. рисунок 1.1, *а*) широко применяются в регулируемых автоматизированных электроприводах переменного тока и дуговых печах, где не требуется рекуперация электрической энергии в питающую сеть. Отсутствие рекуперации, в частности для электропривода, требует установки блоков тормозных резисторов, что в ряде случаев существенно снижает энергетическую эффективность системы.

Устойчивое развитие энергосберегающих технологий в промышленности и энергетике привели к широкому распространению систем на основе активных выпрямителей напряжения (АВН) (см. рис. 1.1, *б*). Устройство под названием активный выпрямитель (АВ) (с англ. active front-end (AFE)) имеет несколько общепринятых названий, встречаемых в научной и технической литературе: повышающий ШИМ-выпрямитель (с англ. PWM boost rectifier), автономный выпрямитель напряжения (с англ. voltage source rectifier (VSR)), сетевой инвертор (с англ. grid inverter/converter), рекуперативный выпрямитель (с англ. regenerative rectifier), двунаправленный преобразователь (с англ. bidirectional converter).

В составе регулируемого электропривода переменного тока следует использовать определение «активный выпрямитель» (AFE), где под словом «активный» подразумевается не только возможность осуществления двунаправленного обмена активной мощности между питающей сетью и электродвигателем, но и управлять фазовым сдвигом и амплитудой переменного напряжения/тока выпрямителя. В научной литературе и на практике встречаются активные выпрямители тока (АВТ), но значительно реже чем АВН, поэтому в данной диссертационной работе рассматривается последний [5–8].

Матричные выпрямители на основе матричных преобразователей (см. рисунок 1, *в*) ещё не получили широкого распространения и применяются в структуре преобразователей частоты компактных мехатронных модулей низкой мощности. Основная идея матричного преобразователя направлена на исключение промежуточного звена постоянного тока накопления энергии. В научной литературе суще-

ствуют немногочисленные исследования данных выпрямителей при работе в системах силовой электроники вместо активных выпрямителей, но как показывают результаты исследований, они уступают в технико-экономических показателях.

На основании обширного патентно-литературного обзора сделан вывод, что применение систем силовой преобразовательной техники на основе активных выпрямителей для рекуперации энергии является самым эффективным решением в области энергосберегающих систем электропривода и распределенной энергетики. Многие учёные и инженеры по всему миру продолжают работать над совершенствованием данных систем. В целом, основные причины, по которым активные выпрямители широко используются это – двунаправленное управление потоком электрической энергии с заданным  $\cos(\varphi)$ ; обеспечение требований международных стандартов электромагнитной совместимости; высокий коэффициент полезного действия (95–98%). На рисунке 1.2 показаны основные области применения АВН и устройств на их основе. Ниже перечислены основные устройства для указанных областей (см. рисунок 1.2) [9–13]:

- Электропривод в составе электротехнических комплексов и системы лёгкой и тяжелой промышленности, электротранспорт (устройства – преобразователи частоты (ПЧ) с АВН);
- Гибкие системы передачи переменного тока (устройства – статические компенсаторы реактивной мощности и активные фильтры для регулирования реактивной мощности и гармонических искажений в точке подключения нелинейных потребителей электрической энергии к питающей сети);
- Высоковольтные сети постоянного тока (устройства – сетевые инверторы для подключение слабых сетей электроснабжения и независимое управление мощностью);
- Системы генерирования электрической энергии (устройства – ПЧ с сетевыми инверторами для ветрогенераторов и систем генерирования электрической энергией на базе солнечных батарей).

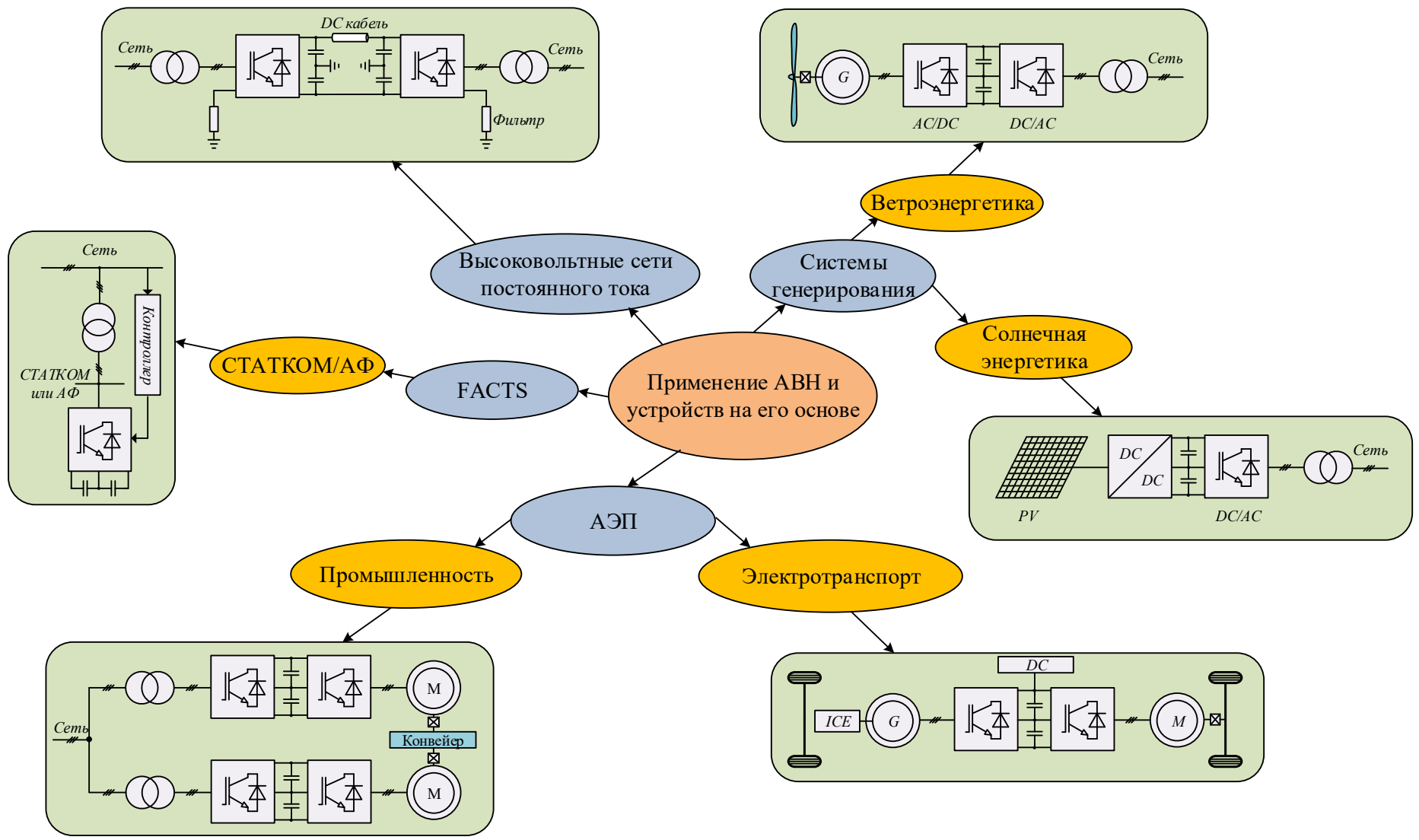


Рисунок 1.2 – Типовые применения АВН в области большой мощности

Полупроводниковая элементная база, указанных в таблице 1.1 устройств, включает запираемые тиристоры (gate turn-off (GTO)), биполярные транзисторы с изолированным затвором (с англ. insulated gate bipolar transistor (IGBT)), запираемые тиристоры с интегрированным управлением (с англ. insulated gate commutated thyristor (IGCT)), инжекционные транзисторы с обогащенным затвором (с англ. injection enhanced gate transistor (IEGT)).

В таблице 1.1 показаны основные производители данных устройств, которые серийно выпускаются в области большой мощности и высокого напряжения [14–24].

Таблица 1.1 – Серийно-выпускаемые высокомоощные преобразователи на основе АВН

<b>Производитель</b>	<b>Тип</b>	<b>Мощность, МВт</b>	<b>Напряжение, кВ</b>	<b>Модули</b>
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
Приводная техника (Россия)	MT1000 MT2000	0,45–5,6	0,4, 0,68	IGBT

## 1.2. Повышение мощности активных выпрямителей напряжения с помощью многоуровневых топологий преобразователей

Предельные значения токов и напряжений силовых полупроводниковых приборов позволяют использовать двухуровневые АВН в области малой или средней мощности, обычно до 1 МВт. С увеличением преобразуемой мощности необходимо предпринимать новые технические решения, где разработка многоуровневых топологий преобразователей является наиболее эффективной. В настоящее время многоуровневые АВН позволяют обеспечить электромагнитную совместимость мощных потребителей электрической энергии в диапазоне от десятков до сотен мегаватт.

Среди многоуровневых топологий наиболее эффективными являются: фиксация нулевой точки (с англ. neutral-point-clamped (NPC)), навесные конденсаторы (с англ. flying capacitor (FC)) и каскадный мост (с англ. cascaded H-bridge (CHB)). На основе топологии навесных конденсаторов или каскадных мостов разработаны модульные многоуровневые преобразователи (с англ. Modular multilevel converter (MMC)). Таким образом, топологии АВН можно классифицировать, как показано на рисунке 1.3 [25, 26].

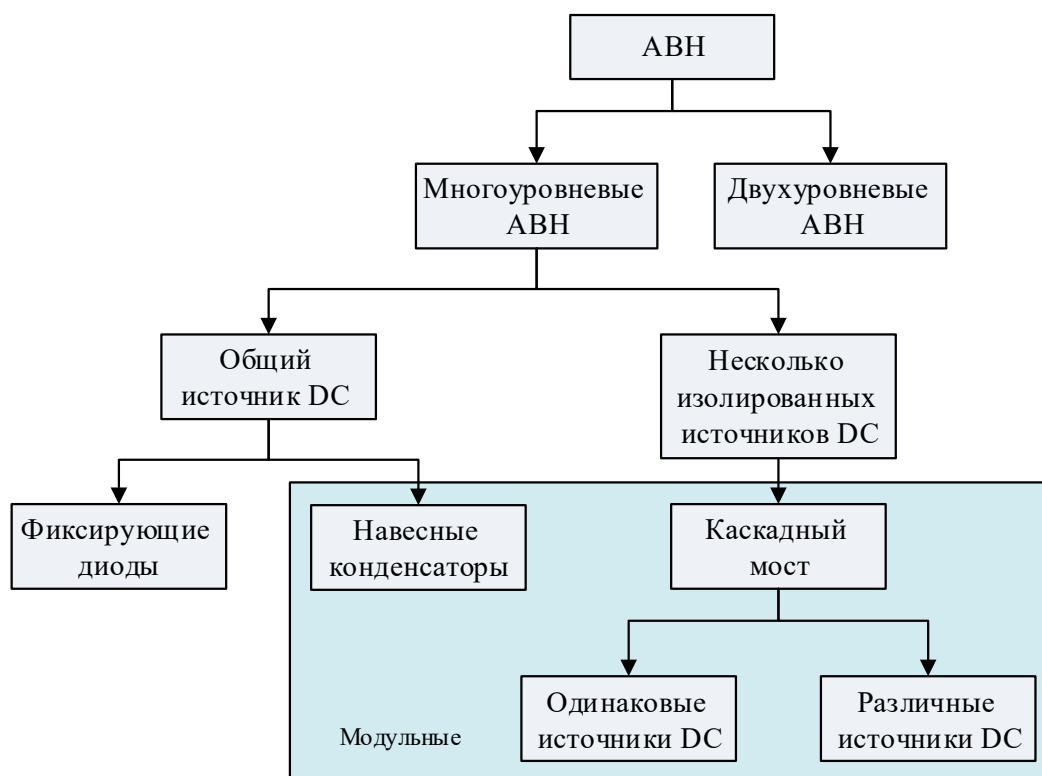


Рисунок 1.3 – Топологии преобразователей для АВН



### 1.2.1. Многоуровневая топология преобразователей на основе фиксирующих диодов

Топология построения многоуровневых преобразователей, при которой нулевой уровень напряжения на входе преобразователя формируется с помощью подключения к нейтральной точке звена постоянного тока (средней точке конденсаторов), получила название Neutral Point Clamped (NPC). Данная топология, обычно, ограничивается тремя уровнями, и в связи с чем, в научной литературе NPC преобразователи часто называют сокращённо «трёхуровневыми» [27–30]. В основном, для подключения к нейтральной точке звена постоянного тока применяются фиксирующие диоды (диодная фиксация (с англ. diode-clamped)), но существуют схемы на полностью управляемых полупроводниковых модулях, которые легли в основу NPC с активной фиксацией (с англ. active neutral point clamped (ANPC)) [31–33].

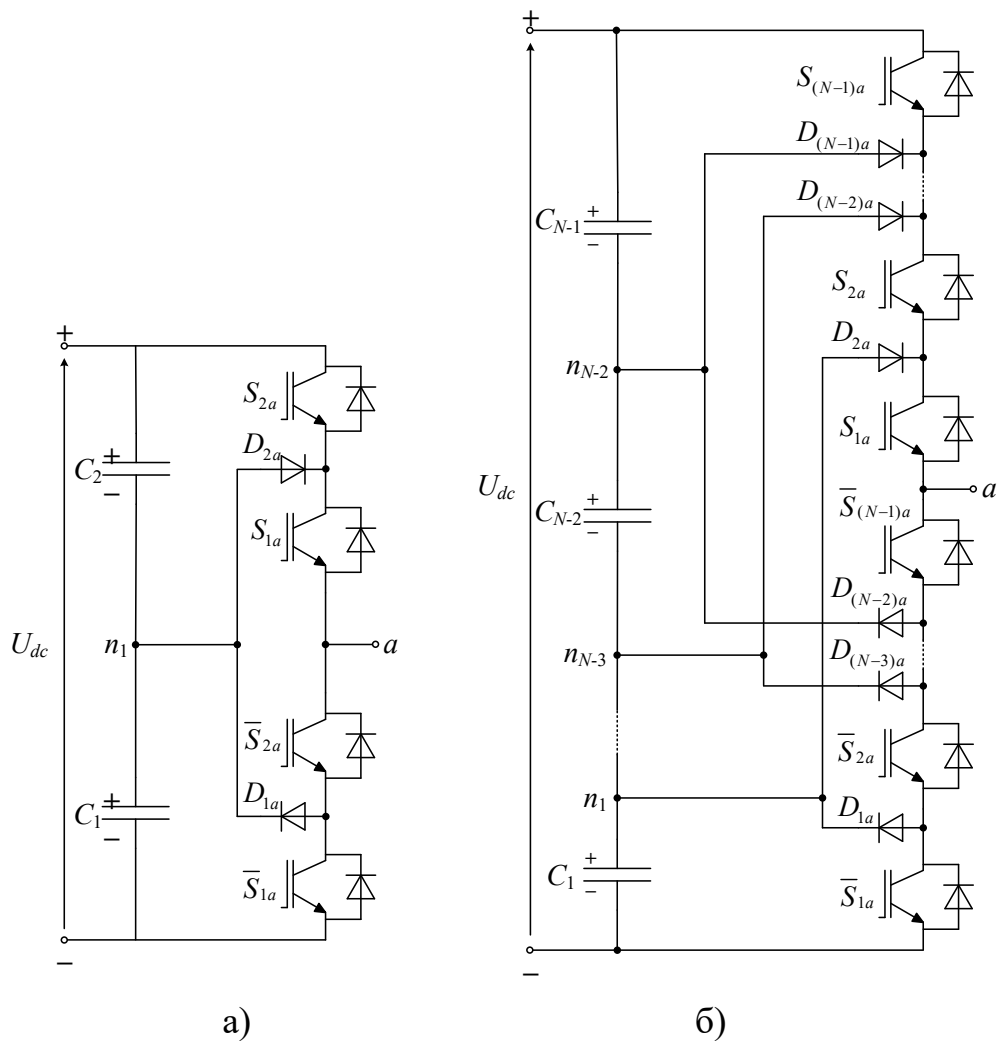


Рисунок 1.4 – Многоуровневая топология Neutral Point Clamped

На рисунке 1.4, *а* показана фазная стойка трёхуровневого преобразователя по NPC топологии, а на рисунке 1.4, *б* –  $N$ -уровневого, состоящего из  $2 \cdot (N-1)$  обратных и  $(N-1) \cdot (N-2)$  фиксирующих диодов, где  $N$  – количество уровней напряжения. Суммарное напряжение звена постоянного тока  $U_{dc}$   $N$ -уровневого преобразователя распределяется в равном соотношении по эквивалентным ёмкостям звена постоянного тока  $C_1, C_2, \dots, C_{N-1}$ .

На рисунке 1.5 показаны контуры протекания фазного тока трёхуровневого преобразователя в положительном (красный контур по часовой стрелке) и отрицательном (зелёный контур против часовой стрелки) направлениях. На рисунке 1.5 *а* и *б* видно, что положительный и отрицательный уровень напряжения на входе преобразователя  $U_{an}$  формируется при протекании тока через два последовательно соединённых полупроводниковых модуля  $S_{1a}, S_{2a}$  или  $\bar{S}_{1a}, \bar{S}_{2a}$ , которыми являются либо полностью управляемые ключи, либо диоды. Нулевой уровень напряжения на входе преобразователя  $U_{an}$  формируется при протекании тока через полностью управляемые ключи  $S_{1a}$  или  $\bar{S}_{2a}$  и фиксирующие диоды  $D_{1a}$  или  $D_{2a}$ , как показано на рисунке 1.5 *а*. Каждый полупроводниковый прибор получает только половину напряжения звена постоянного тока.

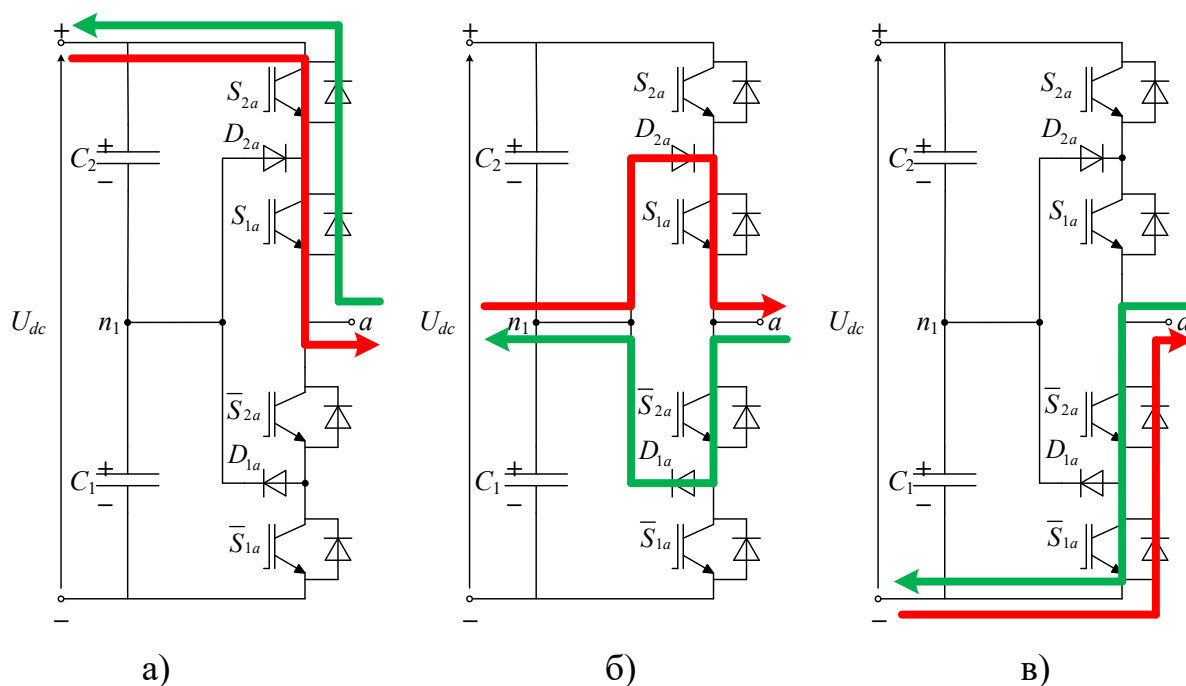


Рисунок 1.5 – Контур протекания тока трёхуровневого преобразователя при топологии на основе фиксирующих диодов

## 1.2.2. Многоуровневая топология преобразователей на основе навесных конденсаторов

Топология построения многоуровневых преобразователей, при которой увеличение уровней напряжения на входе преобразователя формируется посредством подключения навесных конденсаторов, получила название Flying Capacitors (FCs) [34–36]. На рисунке 1.6, *а* показана фазная стойка трёхуровневого преобразователя по FCs топологии, а на рисунке 1.6, *б* –  $N$ -уровневого, включающая  $2 \cdot (N-1)$  полностью управляемых ключа и  $(N-2)$  навесных конденсаторов, где  $N$  – количество уровней напряжения на входе преобразователя [37, 38].

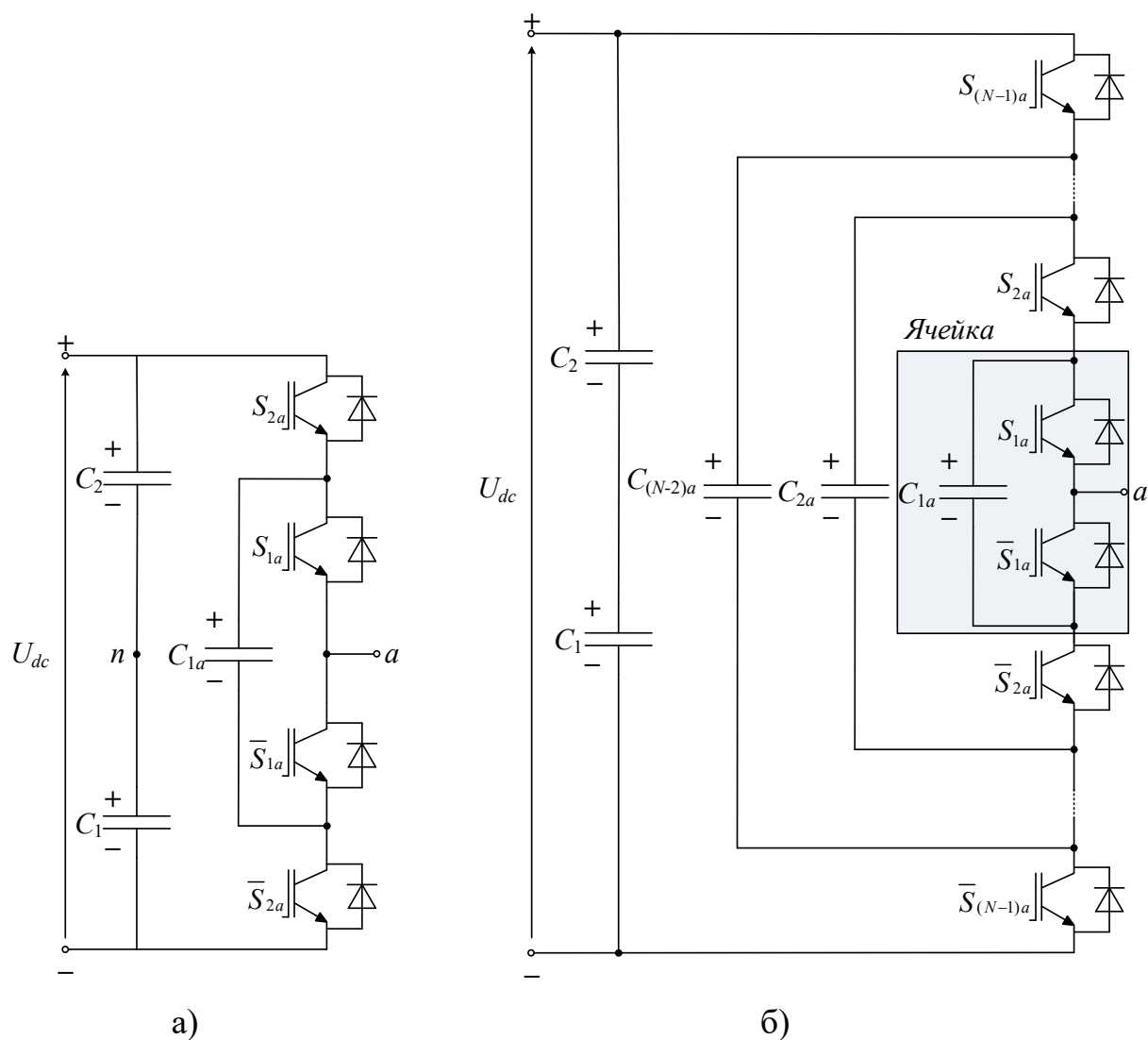


Рисунок 1.6 – Многоуровневая топология Flying Capacitors

На рисунке 1.7, а и г видно, что положительный и отрицательный уровень напряжения на входе преобразователя формируется аналогично NPC топологии. Нулевой уровень напряжения на входе преобразователя  $U_{an}$  формируется при протекании тока через  $S_1$  или  $\bar{S}_2$  полупроводниковые модули и навесной конденсатор, как показано на рисунке 1.7, б и в. Как и при NPC топологии, каждый ключ получает только половину напряжения звена постоянного тока.

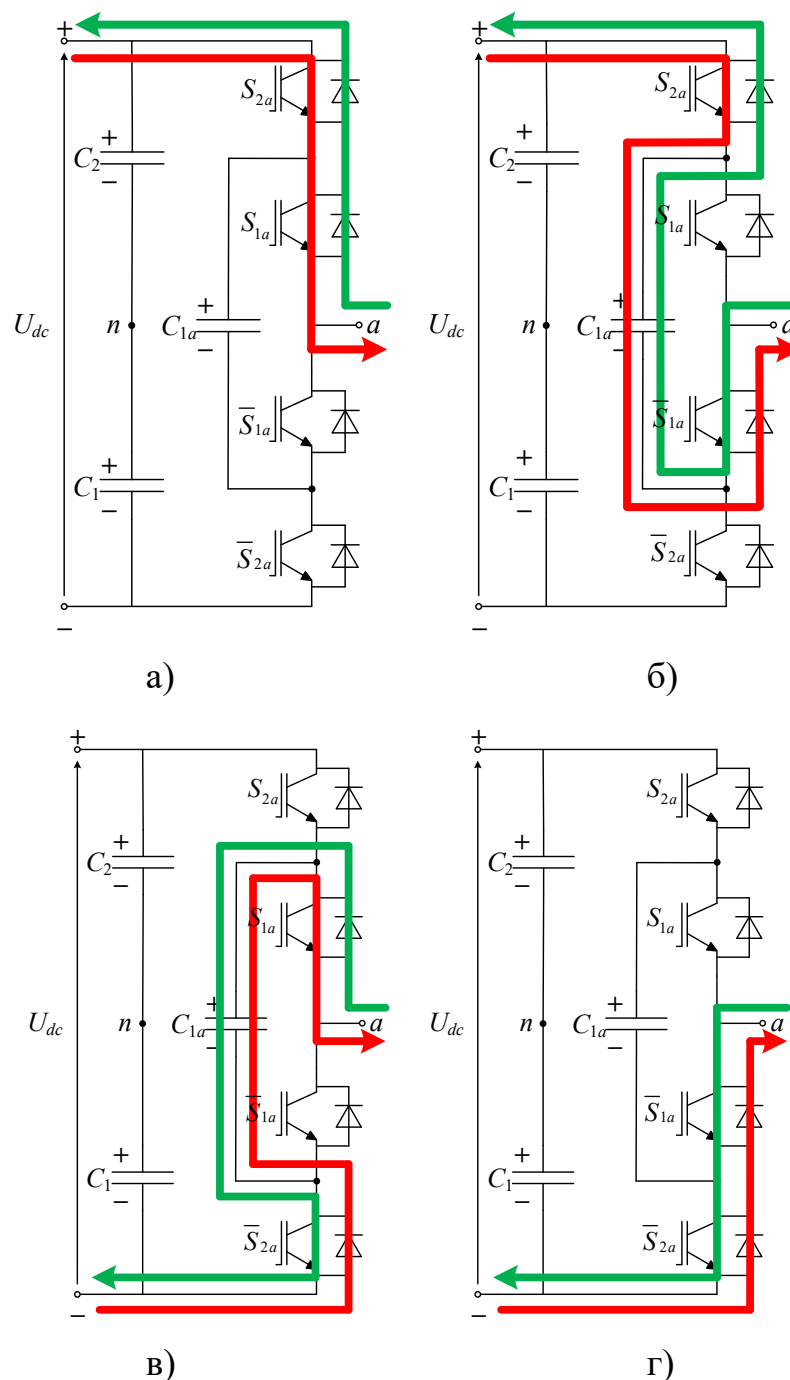


Рисунок 1.7 – Контуры протекания тока трёхуровневого преобразователя при топологии навесных конденсаторов

### 1.2.3. Многоуровневая топология преобразователей на основе мостовых каскадов

Топология построения многоуровневых преобразователей, при которой увеличение уровней напряжения на входе преобразователя формируется посредством последовательного соединения однофазных мостовых преобразователей, называется *каскадной* (с англ. cascaded H-bridge (CHB) [39]. На рисунке 1.8, *а* показана фазная стойка трёхуровневого преобразователя по *каскадной* топологии, а на рисунке 1.8, *б* – *N*-уровневого. Источники питания звена постоянного тока для каждого моста выполняются изолированными, в связи с чем, существует необходимость во многообмоточном трансформаторе [40, 41].

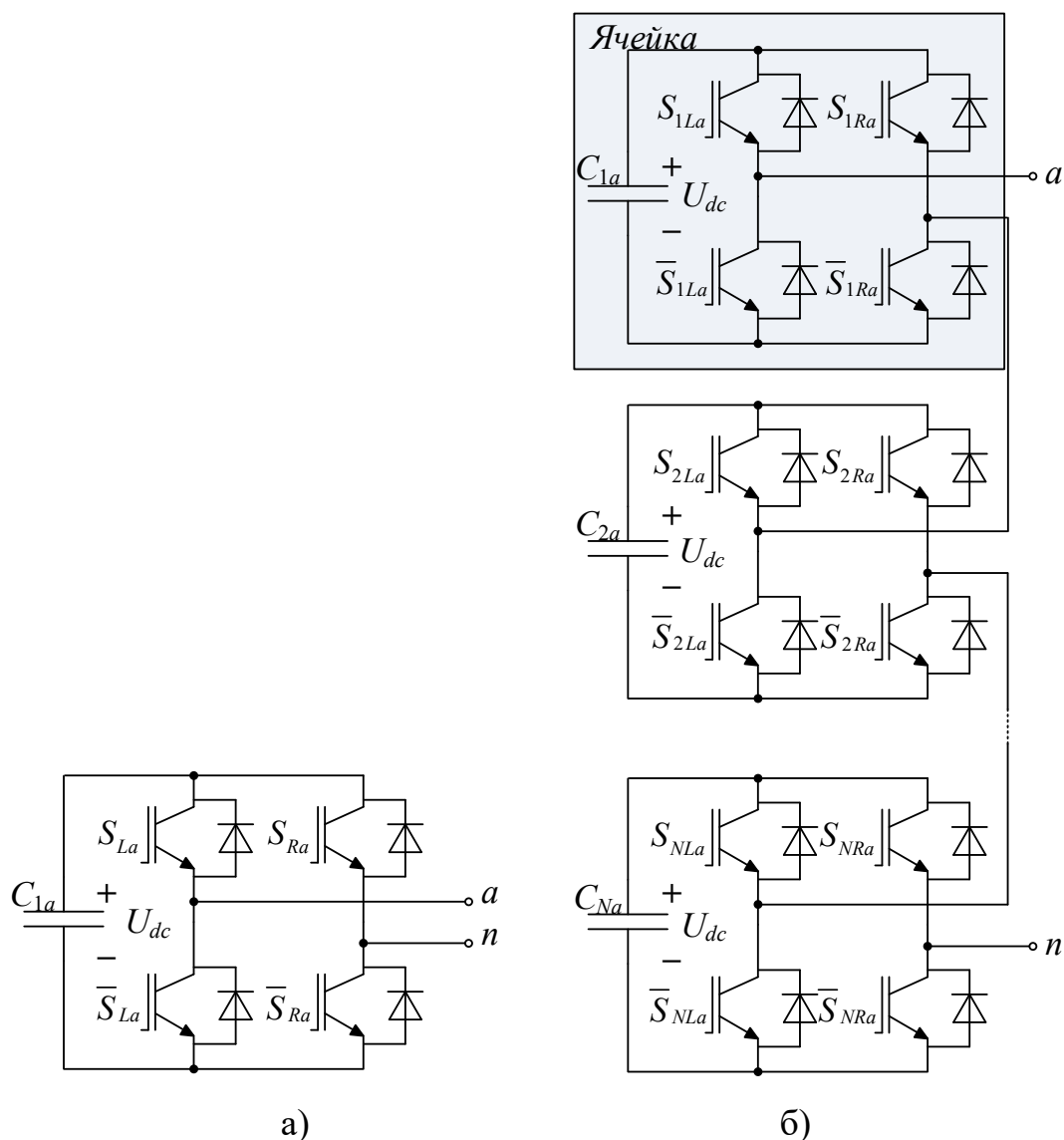


Рисунок 1.8 – Многоуровневая топология cascaded H-bridge

На рисунке 1.9 а и г показано, что положительный и отрицательный уровень напряжения на входе преобразователя  $U_{an}$  формируются при протекании тока через два диагонально противоположных полупроводниковых модуля  $S_{La}$ ,  $\bar{S}_{Ra}$  или  $S_{Ra}$ ,  $\bar{S}_{La}$ . Нулевой уровень напряжения на входе преобразователя  $U_{an}$  формируется при протекании тока через верхние  $S_{La}$  и  $S_{Ra}$  или нижние полупроводниковые модули  $\bar{S}_{La}$  и  $\bar{S}_{Ra}$ , как показано на рисунке 1.9 б и в. Следует отметить, что каждый из ключей получает полное напряжение звена постоянного тока.

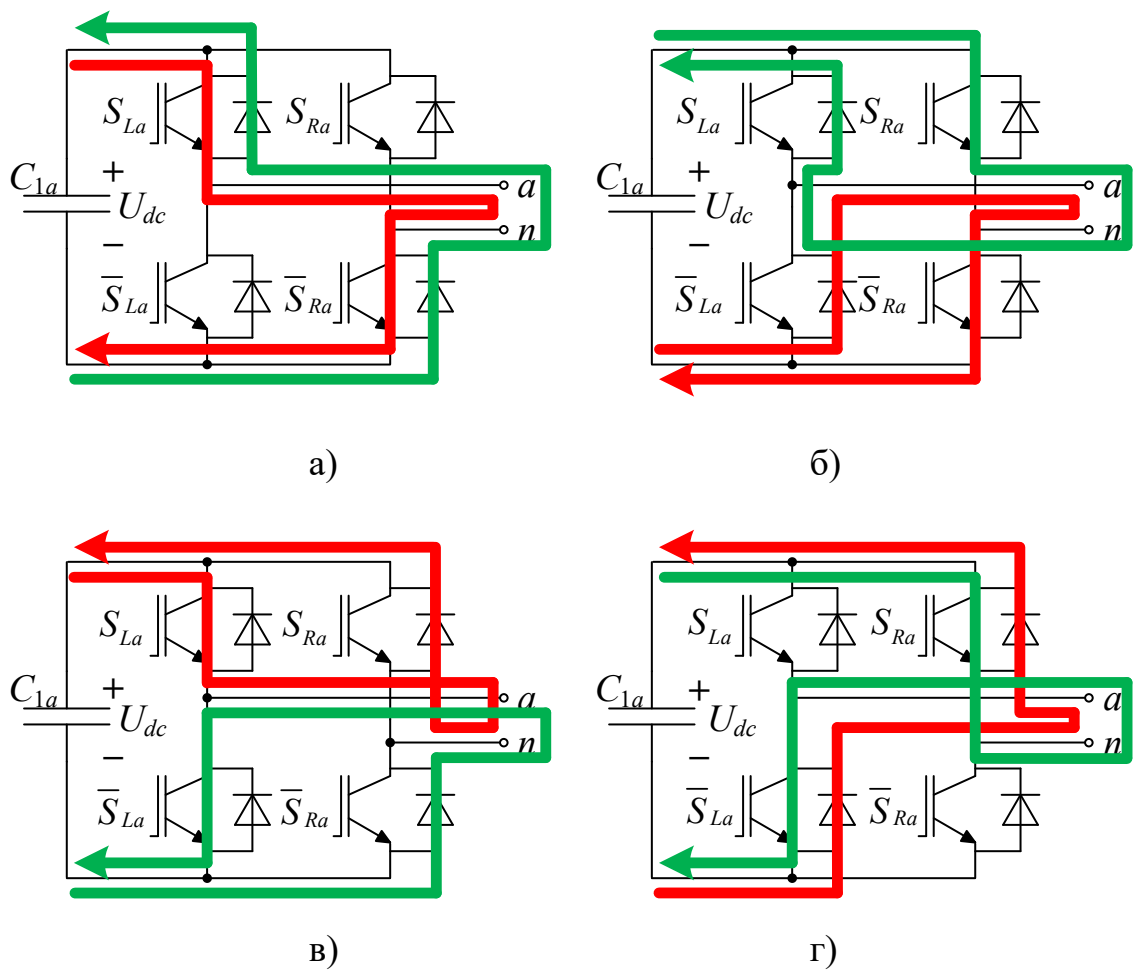


Рисунок 1.9 – Контуры протекания тока трёхуровневого преобразователя при каскадной топологии

В таблице 1.2 перечислены необходимые компоненты рассмотренных выше многоуровневых топологий преобразователей и в таблице 1.3 указано количество возможных состояний полупроводниковых модулей (при трёхфазной реализации).

Таблица 1.2 – Количество и состав основных компонентов многоуровневых топологий преобразователей

Топология	Уровни	Фиксирующие диоды	Наборы навесных конденсаторов	Ключи	Наборы конденсаторов звена постоянного тока
NPC	3	6	0	12	2
	$N$	$3(N-1)(N-2)$	0	$6(N-1)$	$N-1$
FC	3	0	2	12	2
	$N$	0	$N-1$	$6(N-1)$	$N-1$
CHB	3	0	0	12	3
	$N$	0	0	$6(N-1)$	$\frac{3(N-1)}{2}$

Таблица 1.3 – Количество состояний полупроводниковых модулей

Топология	Уровни	Количество возможных состояний	Количество различных состояний
NPC	3	27	19
	$N$	$N^3$	$N^3 - (N-1)^3$
FC	3	64	19
	$N$	$2^{3(N-1)}$	$N^3 - (N-1)^3$
CHB	3	64	19
	$N$	$2^{3(N-1)}$	$N^3 - (N-1)^3$

### 1.3. Формирование напряжения на входе активного выпрямителя напряжения с помощью предварительно запрограммированной ШИМ

Качество напряжения на входе любого преобразователя во многом определяется выбором конкретного алгоритма широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Существует множество опубликованных научно-технических материалов в этой области исследования, что затрудняет понимание методов ШИМ. Часто встречаются в названиях статей такие формулировки, как «новая стратегия ШИМ» или «улучшен-

ный метод ШИМ», которые оказываются лишь частным случаем одного из известных алгоритмов ШИМ [42–44]. Проанализировав достаточное количество научной литературы было классифицировано три основных метода ШИМ:

1. синусоидальная ШИМ – переключение полупроводниковых модулей осуществляется в моменты сравнений на каждом периоде модуляции задающего сигнала синусоидальной формы с сигналом несущей частоты (СШИМ);

2. пространственно-векторная ШИМ – переключение полупроводниковых модулей осуществляется по заранее заданным последовательностям на каждом периоде модуляции в зависимости от положения пространственного вектора напряжения на входе преобразователя (ПВШИМ);

3. предварительно запрограммированная ШИМ – переключение полупроводниковых модулей осуществляется по предварительно запрограммированным последовательностям переключений, выбираемых в зависимости от коэффициента модуляции и угла поворота пространственного вектора напряжения на входе преобразователя (ПЗШИМ).

С 1990-х годов наблюдается ряд явных тенденций в развитии последнего метода – «предварительно запрограммированная ШИМ», направленных на решение научно-технических задач в сферах электромагнитной совместимости, энергоэффективности и увеличению выходной мощности АВН на основе многоуровневых топологий преобразователей.

Формирование будущей стратегии ПЗШИМ начинается в начале 1960-х годов, когда было замечено, что гармоники низкого порядка могут быть удалены из напряжения на входе преобразователя путем добавления нескольких углов переключения в прямоугольное напряжение [45]. Данная идея получила развитие и спустя несколько лет [46, 47] было применено преобразование ряда Фурье для математического описания гармонического спектра модулируемого сигнала напряжения на входе преобразователя и выведена система нелинейных уравнений. В последующих исследованиях последовательности переключений были рассчитаны таким образом, чтобы низшие гармоники были равны нулю, но при этом основная гармоника оставалась на предварительно заданном значении. С момента своего появления ПЗШИМ



вызвала огромный исследовательский интерес у специалистов в области силовой преобразовательной техники во всём мире и была развита для многих областей применения, в основном, для высоковольтных и мощных АВН, где обеспечение электромагнитной совместимости и коммутационные потери являются серьезными проблемами и их решение имеет первостепенное значение. ПЗШИМ показала следующие достоинства по сравнению с СШИМ с ПВШИМ [48]:

- 1) повысился КПД и улучшились показатели качества преобразованного напряжения на входе преобразователя;
- 2) повысилось значение действующего напряжения на входе преобразователя;
- 3) снизились требования к фильтрации сигналов обратной связи токов и напряжений на входе преобразователя;
- 4) появилась возможность обхода зоны резонансов токов и напряжений без дополнительной фильтрокомпенсирующей аппаратуры;
- 5) появилась возможность оставлять неконтролируемыми гармоники кратные трём в трехфазной системе напряжений на входе преобразователя;
- 6) появилась возможность в регулировании уровней отдельных гармонических составляющих и суммарного индекса гармонических искажений напряжения/тока.

### **1.3.1. Формы сигналов предварительно запрограммированной ШИМ для трёхуровневого активного выпрямителя напряжения**

В научно-технической литературе исследовались различные формы сигналов, в том числе: биполярные, униполярные [49-52], ступенчатые и многоуровневые [53, 54]. Свойства формы сигнала, такие как симметрия [55], количество и амплитуда уровней напряжения [56, 57] являются одинаково важными факторами при нахождении углов переключений ПЗШИМ.

Выбор подходящего метода и поиск аналитического решения системы нелинейных уравнений для формирования сигнала напряжения на входе преобразователя с помощью ПЗШИМ являются главными проблемами реализации данного метода модуляции. Множество методов решений были предложены для получения требуемых последовательностей переключений для различных форм сигналов

ПЗШИМ, такие как итерационные подходы [58], методы оптимизации [59, 67] и результирующая теория [68, 69].

Математическое выражение функции модулируемого сигнала напряжения на входе преобразователя  $u(\omega t)$  при ПЗШИМ основано на разложении в ряд Фурье и вычислении углов переключения  $\alpha$ , с помощью которых удаляют/контролируют выбранные гармоники низкого порядка. В общем виде выражение для  $u(\omega t)$  записывается как

$$u(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)), \quad (1.1)$$

где  $\omega$  – угловая частота;  $n$  – номер гармоники;  $a_0$ ,  $a_n$  и  $b_n$  – коэффициенты ряда Фурье:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \cdot d(\omega t), \\ a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) \cdot d(\omega t), \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot d(\omega t). \end{aligned} \quad (1.2)$$

Для получения двухуровневых форм сигналов на основе выражение (1.1) следует учитывать только количество переключений в пределах одного периода. Однако для получения форм многоуровневых сигналов требуется учитывать два фактора:

- 1) количество углов переключений в пределах одного периода;
- 2) распределение углов переключений по различным уровням сигнала.

Второй фактор увеличивает сложность решения выражения (1.1), так как влияет на сходимость и непрерывность функции  $u(\omega t)$ . Его можно опустить в случае ступенчатой формы сигнала, когда необходимо только одно переключение при переходе на каждый новый уровень.

Наиболее распространенная форма напряжения на входе преобразователя обладает четвертьволновой симметрией. При данной форме существенно упрощается выражение (1.1) [70]. Постоянная составляющая  $a_0$ , четные гармоники и синусоидальные коэффициенты нечетных гармоник равны нулю, что приводит уравнение (1.1) для трёхуровневой формы сигнала к виду

$$u(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left( \frac{4}{n\pi} \left[ \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right] \cdot \sin(n\omega t) \right). \quad (1.3)$$

где  $N$  – количество переключений;  $k$  – порядковый номер угла переключения от 1 до  $N$ ;

Типовая форма трёхуровневого сигнала при четвертьволновой симметрии показана на рисунке 1.10. Углы переключений в пределах четверти периода должны находиться в следующем соотношении:

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi / 2. \quad (1.4)$$

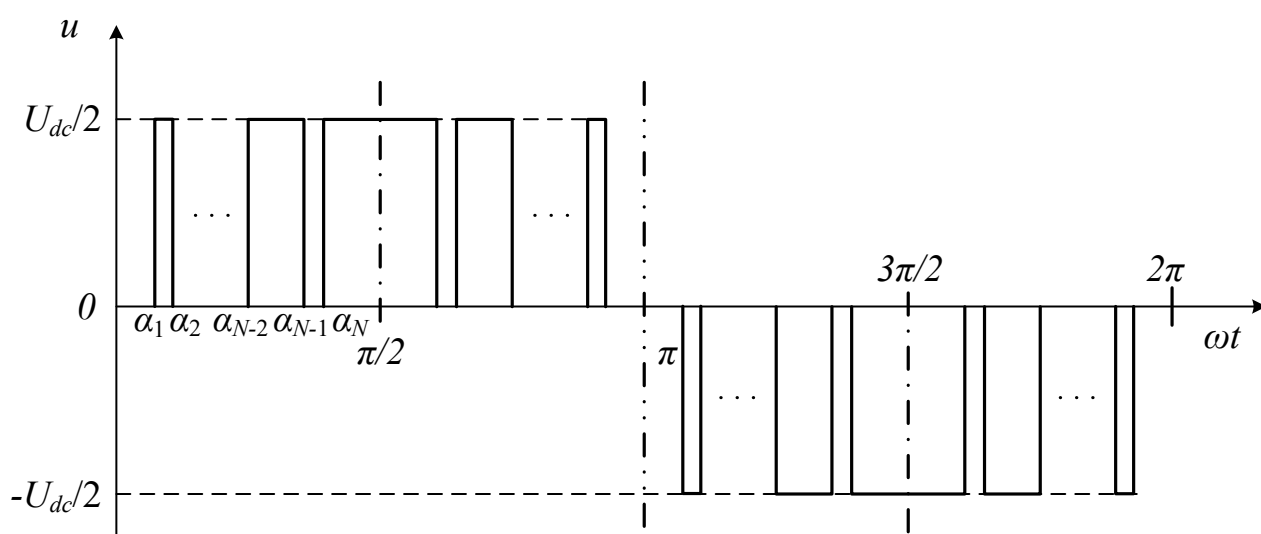


Рисунок 1.10 – Форма трёхуровневого сигнала при четвертьволновой симметрии

Следующим известным подходом для формирования выходного сигнала является создание полуволновой симметрии, при которой используется  $2N$  углов переключений, распределенных по одному полупериоду сигнала. Как при двухуровневых, так и при многоуровневых сигналах, полуволновая симметрия расширяет число доступных решений выражения (1.1) и может улучшить качество выходного напряжения преобразователя по сравнению с четвертьволновой симметрией [71]. Данная форма сигнала исключает постоянную составляющую, а также чётные гар-

моники, но необходимо контролировать как синусные, так и косинусные составляющие нечетных гармоник. Выражение для  $u(\omega t)$  при полуволновой симметрии записывается в виде

$$u(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{2}{n\pi} \left[ \sum_{k=1}^{2N} (-1)^{k+1} \sin(n\alpha_k) \right] \cos(n\omega t) + \frac{2}{n\pi} \left[ \sum_{k=1}^{2N} (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right] \sin(n\omega t) \right). \quad (1.5)$$

На рисунке 1.11 представлена типовая форма трёхуровневого сигнала при полуволновой симметрии. Углы переключений в пределах половины периода находятся в следующем соотношении:

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \dots < \alpha_{2N} < \pi. \quad (1.6)$$

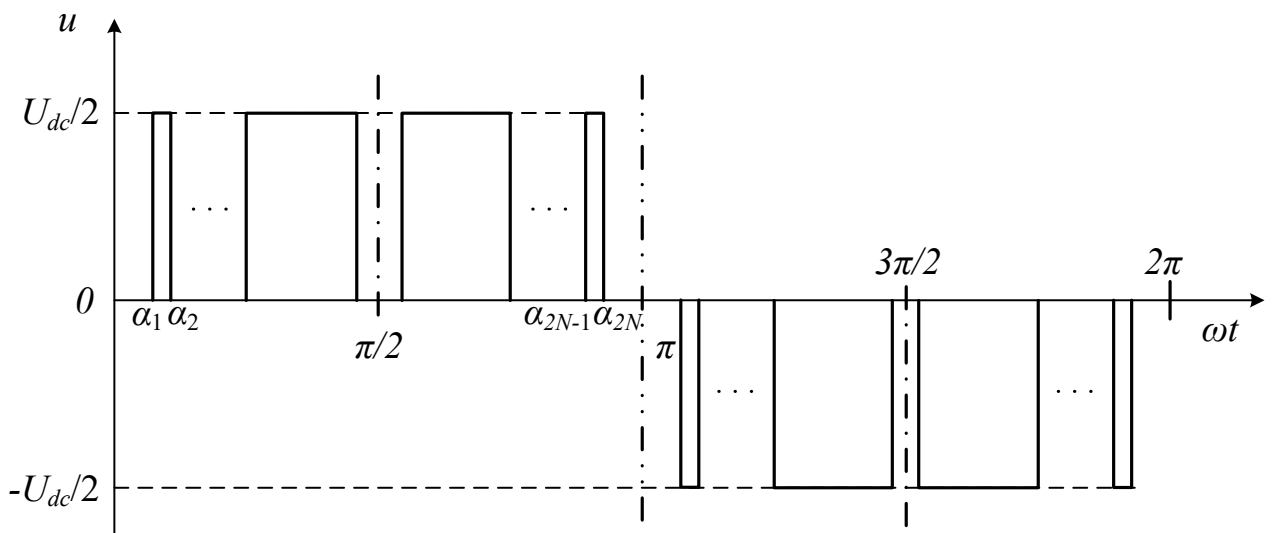


Рисунок 1.11 – Форма трёхуровневого сигнала при полуволновой симметрии

Последним известным подходом является создание форм с несимметричностью как двухуровневых, так и многоуровневых сигналов [72, 73]. В этом случае, все нечётные и чётные гармоники, а также постоянная составляющая должны подавляться или контролироваться [74]. Требуется  $4N + 2$  углов переключений на полном периоде сигнала напряжения на входе преобразователя. Это существенно повышает сложность решения выражения (1.1), а также получаемых в итоге гармонических спектров сигналов. Выражение для  $u(\omega t)$  при несимметричности формы записывается в виде

$$u(\omega t) = \frac{1}{4\pi} \left[ \sum_{k=1}^{4N} (-1)^k \cdot \alpha_k \right] + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \begin{array}{l} \frac{2}{n\pi} \left[ \sum_{k=1}^{4N} (-1)^k \sin(n\alpha_k) \right] \cos(n\omega t) \\ + \frac{2}{n\pi} \left[ \sum_{k=1}^{4N} (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \sin(n\omega t) \end{array} \right). \quad (1.7)$$

На рисунке 1.12 представлена типовая форма трёхуровневого несимметричного сигнала. Углы переключений находятся в пределах всего периода в следующем соотношении:

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \dots < \alpha_{4N} < 2\pi. \quad (1.8)$$

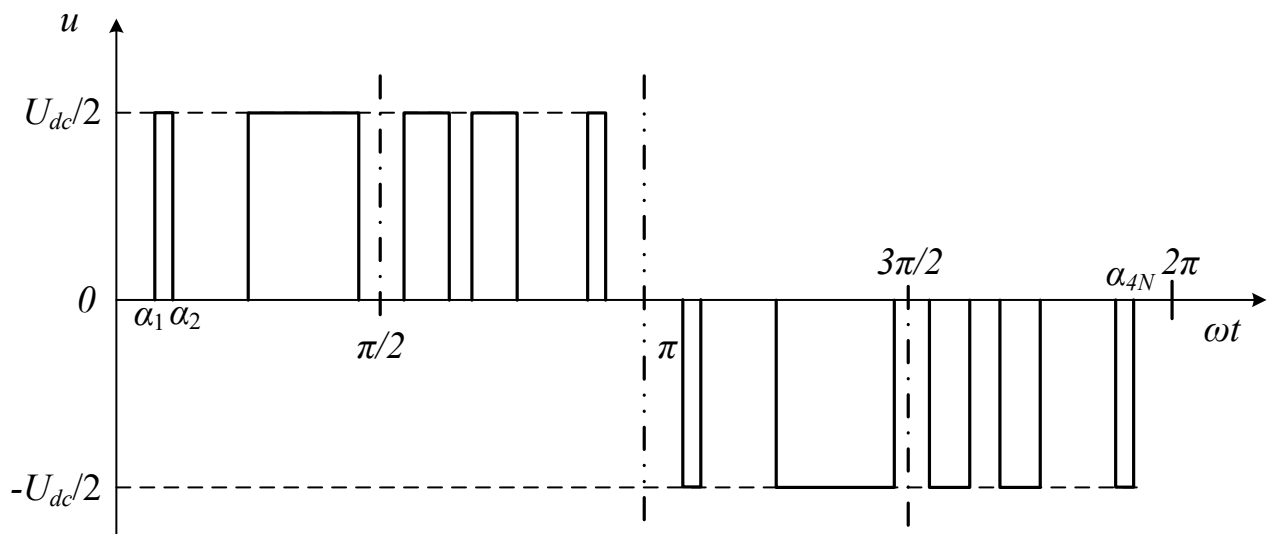


Рисунок 1.12 – Форма трёхуровневого несимметричного сигнала

Рассмотренные выше три варианта основаны на предположении, что формы сигнала состоят из равных по амплитуде уровней. Это справедливо для большинства многоуровневых топологий преобразователей (например, NPC и FC), однако в случае с каскадной топологии, появляется возможность генерировать форму сигнала напряжения на входе преобразователя с различными амплитудами для каждого уровня [75–77]. Таким образом может быть сформулирован четвертый подход к формированию сигналов ПЗШИМ – неравные/переменные уровни напряжения.

### 1.3.2. Формирование требуемого спектра сигнала при предварительно запрограммированной ШИМ

В научной литературе предложены несколько подходов к формированию спектров сигналов с помощью ПЗШИМ. Все они основаны на поиске углов переключений  $\alpha$  по определённому критерию оптимальности. Среди них можно классифицировать два основных:

*А) Удаление отдельных гармонических составляющих (с англ. – selective harmonic elimination (SHE)) [78–103].*

SHE является самым распространённым подходом к реализации алгоритмов ПЗШИМ. Впервые он был продемонстрирован в 1973 году для двухуровневого АВН с целью устранения ряда гармоник низкого порядка в спектре напряжения на входе АВН. В качестве примера реализации данного подхода рассмотрим форму напряжения на входе трехуровневого преобразователя с четвертьволновой симметрией, показанную на рисунке 1.10. Данная форма задается последовательностью переключений полупроводниковых модулей АВН в заранее заданные моменты времени с помощью предварительно рассчитанных углов переключений  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$  в количестве  $N$  штук за четверть периода напряжения на входе АВН и находящихся в интервале от 0 до  $\pi/2$  при условии, что  $0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2$ .

Максимальное количество углов переключений  $N$  можно определить в виде

$$N = \frac{f_{swave}}{f}, \quad (1.9)$$

где  $f_{swave}$  – средняя частота переключений полупроводниковых ключей АВН;  $f$  – частота напряжения на входе АВН.

Ввиду четвертьволновой симметрии формы сигнала после преобразования Фурье остаются только нечетные синусоидальные компоненты  $b_n$

$$\begin{cases} a_n = 0 \\ b_n = \begin{cases} 0, \\ \frac{4}{n\pi} \frac{U_{dc}}{2} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k), \end{cases} \end{cases}, \quad (1.10)$$

где  $U_{dc}$  – напряжение звена постоянного тока АВН.

Количество гармонических составляющих, которые можно приравнять к нулю в системе (1.10) ограничено количеством переключений полупроводниковых модулей и может быть рассчитано по формуле

$$q = N - 1. \quad (1.11)$$

Выражение (1.10) определяет связь между углами переключений и гармоническим спектром сигнала на входе АВН как

$$\begin{cases} U_1 = \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cdot \cos(\alpha_k) = \frac{\pi}{4} \cdot M \\ U_n = \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cdot \cos(n \cdot \alpha_k) = 0, \quad \text{где } n = 5, 7, 11, \text{К} . \end{cases} \quad (1.12)$$

где  $U_1$  – уровень основной гармоники;  $U_n$  – уровень  $n$ -ой гармоники;  $M$  – индекс модуляции, определяемый в пределах от нуля до максимального значения  $\frac{4}{\pi}$ .

Можно получить множество решений системы уравнений (1.12) в виде последовательностей углов переключений  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$  в области ограничений  $0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi / 2$ . Среди всех решений выбирают наиболее предпочтительные.

*Б) Подавление отдельных гармонических составляющих (с англ. – selective harmonic mitigation (SHM)) [104–124]*

SHM была впервые применена в 2007 году для трехуровневого преобразователя с фиксирующими диодами мощностью 150 кВА. Данный подход основан на обеспечении норм качества напряжения, в частности, – коэффициента гармониче-

ских искажений (КГИ) и уровней отдельных гармонических составляющих напряжения на входе АВН. В качестве примера реализации данного подхода рассмотрена форма напряжения на входе трёхуровневого преобразователя (см. рисунок 1.10). Выражение, определяющее связь между углами переключений и гармоническим спектром сигнала, имеет вид

$$\begin{cases} \left| \frac{\pi}{4} \cdot M - U_1 \right| \leq L_1 \\ \frac{1}{|U_1|} \cdot \frac{4}{n \cdot \pi} \cdot \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cdot \cos(n \cdot \alpha_k) \leq L_n, \quad \text{где } n = 5, 7, 11, \dots, 49. \end{cases} \quad (1.13)$$

где  $L_1$  – ограничение, определяющее уровень первой гармоники в зависимости от коэффициента модуляции;  $L_n$  – ограничения уровня каждой  $n$ -ой гармонической составляющей.

Наборы углов переключений  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$  находятся в области ограничений  $0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi / 2$ . SHM позволяет найти последовательности углов переключений полупроводниковых модулей АВН в пределах установленных ограничений  $L_n$ , которыми являются требования стандартов качества электроэнергии.

#### **1.4. Проблемы электромагнитной совместимости активных выпрямителей напряжения с предварительно запрограммированной ШИМ**

Обзор научной литературы показал, что основными факторами, влияющими на спектр напряжения и тока на входе АВН с ПЗШИМ являются: точность синхронизации с питающей сетью, частота пропускания контура регулирования тока, предварительно запрограммированная ШИМ последовательность переключений полупроводниковых модулей, искажения напряжения и импеданс сети, пассивные фильтры, быстродействие системы управления АВН, частота дискретизации, баланс напряжений звена постоянного тока.

Неправильная настройка параметров ПИ-регуляторов контуров  $dq$  вектора сетевого тока может привести к существенным колебаниям коэффициента модуляции и задающего угла сдвига между напряжением сети и напряжением на входе



АВН, которые приведут к неправильному формированию последовательностей переключений ключей АВН. К этому же эффекту приводят неотфильтрованные искажения в каналах обратных связей контуров регулирования фазных токов и фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) при синхронизации с вектором напряжения сети.

Ёмкость кабельных соединений и параметры линейных фильтров могут стать причиной резонансных эффектов на частотах переключений ключей АВН, приводящие к сильным искажениям в питающей сети, сигналах обратных связей системы управления, и как следствие, – к выходу из строя АВН или другого оборудования в общей точке подключения. Таким образом, все упомянутые факторы тесно связаны друг с другом и требуют глубокого анализа проблем обеспечения электромагнитной совместимости АВН с ПЗШИМ [125–127].

Несмотря на сложность точной настройки системы управления АВН с ПЗШИМ и множеству сопутствующих проблем, системы на их основе продолжают активно применяться. Производители (см. таблицу 1.1) гарантируют обеспечение электромагнитной совместимости своих устройств, но опираясь только на КГИ и показатели коэффициентов отдельных гармонических составляющих не выше 50й гармоники. Это обуславливается тем, что в настоящее время стандарты электромагнитной совместимости (ГОСТ, IEEE, IEC и т.д.) не регулируют вышеуказанные показатели в диапазоне между 2,5 и 150 кГц, предоставляя производителям проектировать АВН, генерирующие удовлетворительные уровни коэффициентов отдельных гармонических составляющих только до 50-й гармоники. Опубликованные исследования в ведущем мировом научно-рецензируемом журнале IEEE Industry Applications Magazine в 2020 году авторами А. Hoevenaars, М. Farbis и М. McGraw [147] призывают к необходимости разработки новых стандартов качества электроэнергии для решения проблемы обеспечения электромагнитной совместимости работающих на сеть высокоомощных ШИМ преобразователей.

Проведенные исследования в научно-исследовательской лаборатории силовой преобразовательной техники Южно-Уральского государственного университета, результаты которых опубликованы в статьях [128–133], показывают возможности повышения качества напряжения на входе АВН при правильном выборе

предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей. Научные коллективы Магнитогорского государственного технического университета им Г.И. Носова, выполнявшие научно-исследовательские работы на крупных металлургических предприятиях России, результаты которых опубликованы в трудах [134–146], также подтверждают наличие нерешённых научно-технических проблем по обеспечению электромагнитной совместимости мощных АВН.

### **1.5. Выводы и постановка задач исследования**

Аналитический обзор современного состояния технологий выпрямления электрической энергии устройствами в области больших мощностей и высоких напряжений показал актуальность проводимых исследований и развития методов расчёта и выбора предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазных трёхуровневых АВН. Научная работа в данном направлении позволит решить научно-технические проблемы при проектировании АВН и обеспечении электромагнитной совместимости с питающей статором. Было обнаружено, что в литературе отсутствуют методики по реализации алгоритмов смены последовательностей переключений ПЗШИМ при удалении и подавлении отдельных гармонических составляющих имеющих форму с четвертьволновой симметрией.

На основании проведённого обзора были сформулированы **задачи диссертационного исследования:**

1. Разработка метода расчёта предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трёхуровневого АВН с фиксирующими диодами для создания обладающей четвертьволновой симметрией формы напряжения на входе АВН при удалении отдельных гармонических составляющих с возможностью получения нескольких последовательностей ПЗШИМ;

2. Разработка метода расчёта предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного

трехуровневого АВН с фиксирующими диодами для создания обладающей четвертьволновой симметрией формы напряжения на входе АВН при подавлении отдельных гармонических составляющих;

3. Разработка алгоритма смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами, позволяющего осуществить смену различных последовательностей ПЗШИМ без увеличения количества средней частоты переключений полупроводниковых модулей в пределах периода напряжения на входе АВН;

4. Проведение экспериментальных исследований на лабораторном исследовательском стенде для проверки адекватности разработанных методов расчёта и алгоритма смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами.

## ГЛАВА 2. РАСЧЁТ ПРЕДВАРИТЕЛЬНО ЗАПРОГРАММИРОВАННЫХ ШИМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ

### 2.1. Постановка задачи поиска предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений

За последние несколько десятилетий исследователи и специалисты в области силовой преобразовательной техники приложили большие усилия при расчёте предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых ключей для различных топологий построения преобразователей.

Первые подходы к решению систем уравнений (1.12) и (1.13) были основаны на итерационных численных методах, таких как метод градиентного спуска, Ньютон – Рафсон и т.д. Результат решения данными методами во многом зависит от правильного выбора начальных углов переключений. Найти необходимые начальные значения для простых форм сигналов ПЗШИМ при удалении отдельных гармонических составляющих [148] оказалось возможно аналитическим методом с помощью функции Уолша, однако для подавления отдельных гармонических составляющих в области заданных ограничений или для многоуровневых сигналов это достигается только эмпирическим методом. Тем не менее, в литературе рассматриваются некоторые способы определения начальных значений, такие как алгоритмы прогнозирования [149], которые вычисляют начальные значения, а затем применяют алгоритм Ньютон – Рафсон для получения точного решения в пределах одной или двух итераций.

Рассмотренные в Главе 1 две основные стратегии ПЗШИМ можно переформулировать в задачу оптимизации, в которой решения систем уравнений (1.12) и (1.13) используются в целевой функции минимизации с заданными ограничениями. Для удаления отдельных гармонических составляющих целевая функция записывается в виде

$$E = \left(U_1 - \frac{\pi}{4} \cdot M\right)^2 + K + U_q^2 \rightarrow \min, \quad (2.1)$$

а для подавления отдельных гармонических составляющих как

$$E = \sqrt{\frac{U_5^2 + U_7^2 + U_{11}^2 + K + U_{49}^2}{U_1^2}} \rightarrow \min, \quad (2.2)$$

При решении задач оптимизации (2.1) и (2.2) могут быть использованы различные алгоритмы поиска минимума функции, среди которых наиболее перспективными являются: генетический алгоритм, метод роя частиц и империалистические конкурентные алгоритмы. Наличие правильной формулировки задачи алгоритмов поиска последовательностей углов переключений ПЗШИМ является одной из необходимых составляющих обеспечения электромагнитной совместимости преобразователей. При отсутствии понимания целесообразности поиска тех или иных углов переключений становится невозможным достижения необходимого результата.

Метод ПЗШИМ получает дополнительные преимущества при использовании в многопульсных схемах подключения АВН к питающей сети [150–152]. Многопульсные схемы являются простым и эффективным способом снижения влияния работы силовых полупроводниковых преобразователей на показатели качества питающего напряжения, в частности, – КГИ и коэффициенты отдельных гармонических составляющих напряжений и токов. Эти схемы применяются для наращивания суммарной мощности и обеспечения электромагнитной совместимости АВН. На рисунках 2.1–2.3 показаны наиболее часто используемые схемы подключения АВН к питающей сети, указаны диапазоны номинальных мощностей и средние частоты переключений ключей.

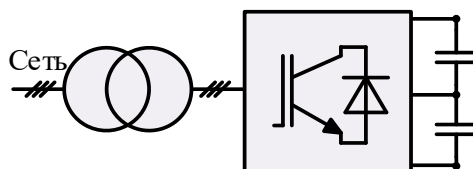


Рисунок 2.1 – Шестипульсная схема подключения к сети. (номинальная мощность 0.2~1 МВт, средняя частота переключений: 150~2000 Гц, значимые гармоники  $6n \pm 1$  ( $n=1,2,3,\dots$ ))

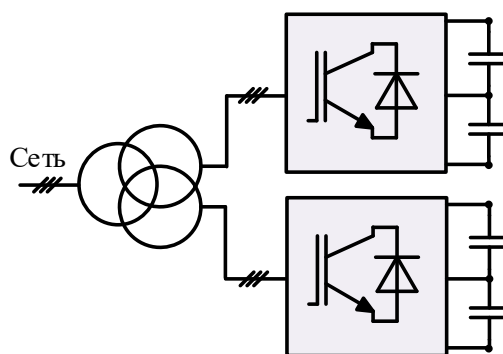


Рисунок 2.2 – Двенадцатипульсная схема подключения к сети (номинальная мощность 1~10 МВт, средняя частота переключений 150~1000 Гц, значимые гармоники  $12(n+1)\pm 1$  ( $n=1,2,3,\dots$ ))

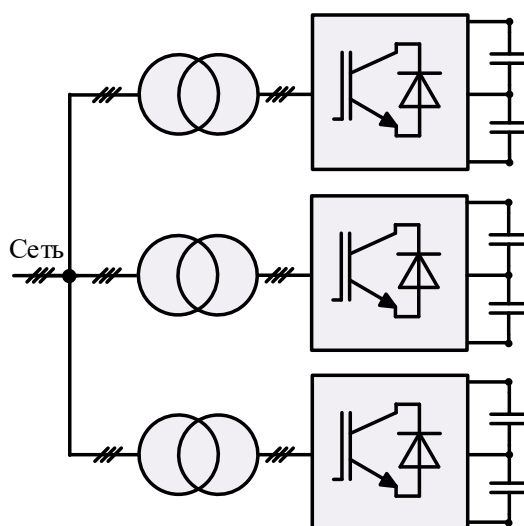


Рисунок 2.3 – Восемнадцатипульсная схема подключения к сети (номинальная мощность 10~20МВт, средняя частота переключений 150~600 Гц, значимые гармоники  $18(n+1)\pm 1$  ( $n=1,2,3,\dots$ ))

Таким образом, для правильной постановки задачи следует учитывать следующие факторы: схему подключения АВН к питающей сети; частоту переключения полупроводниковых модулей АВН; возможные резонансы токов/напряжений в точке подключения к питающей сети; настройку системы управления АВН; тепловые режимы работы силовых компонентов АВН.

## 2.2. Поиск последовательностей углов переключений ПЗШИМ при удалении отдельных гармонических составляющих методом доверительных окрестностей с ломаным шагом

Решение системы нелинейных уравнений (1.12), описывающую ШИМ форму напряжения с удалением отдельных гармонических составляющих может быть получено с помощью множества математических методов. В ходе диссертационного исследования было опробовано несколько, среди которых метод доверительных окрестностей с ломаным шагом показал наилучшие результаты.

Основной проблемой данного метода, как и остальных итерационных численных методов, является необходимость задания начальных углов переключений, от которых во многом зависит результат успешной минимизации целевой функции. Было использовано следующее выражение для определения начальных углов переключений полупроводниковых модулей трёхуровневого АВН с обладающей четвертьволновой симметрией ШИМ формой напряжения с удалением отдельных гармонических составляющих, которое выводится на основании спектральных разложений сигналов с помощью функций Уолша [153]

$$\begin{cases} \alpha_{2k-1}^0 = 30^\circ + 120^\circ \cdot k / (N + 1) - \Delta\alpha \\ \alpha_{2k}^0 = 30^\circ + 120^\circ \cdot k / (N + 1) + \Delta\alpha \\ \alpha_N^0 = 90^\circ - \Delta\alpha \end{cases}, \quad (2.3)$$

где  $N$  – количество углов переключений;  $k = 1, 2, \dots, (N - 1) / 2$  – порядковый номер угла переключения;  $\Delta\alpha = 0 \text{ К } 0,5$  – начальное рассогласование углов переключения для достижения лучших результатов поиска.

На рисунке 2.4 представлена обобщённая блок-схема разработанного алгоритма поиска последовательностей углов переключений полупроводниковых модулей трёхуровневого преобразователя при удалении отдельных гармонических составляющих методом доверительных окрестностей с ломаным шагом.

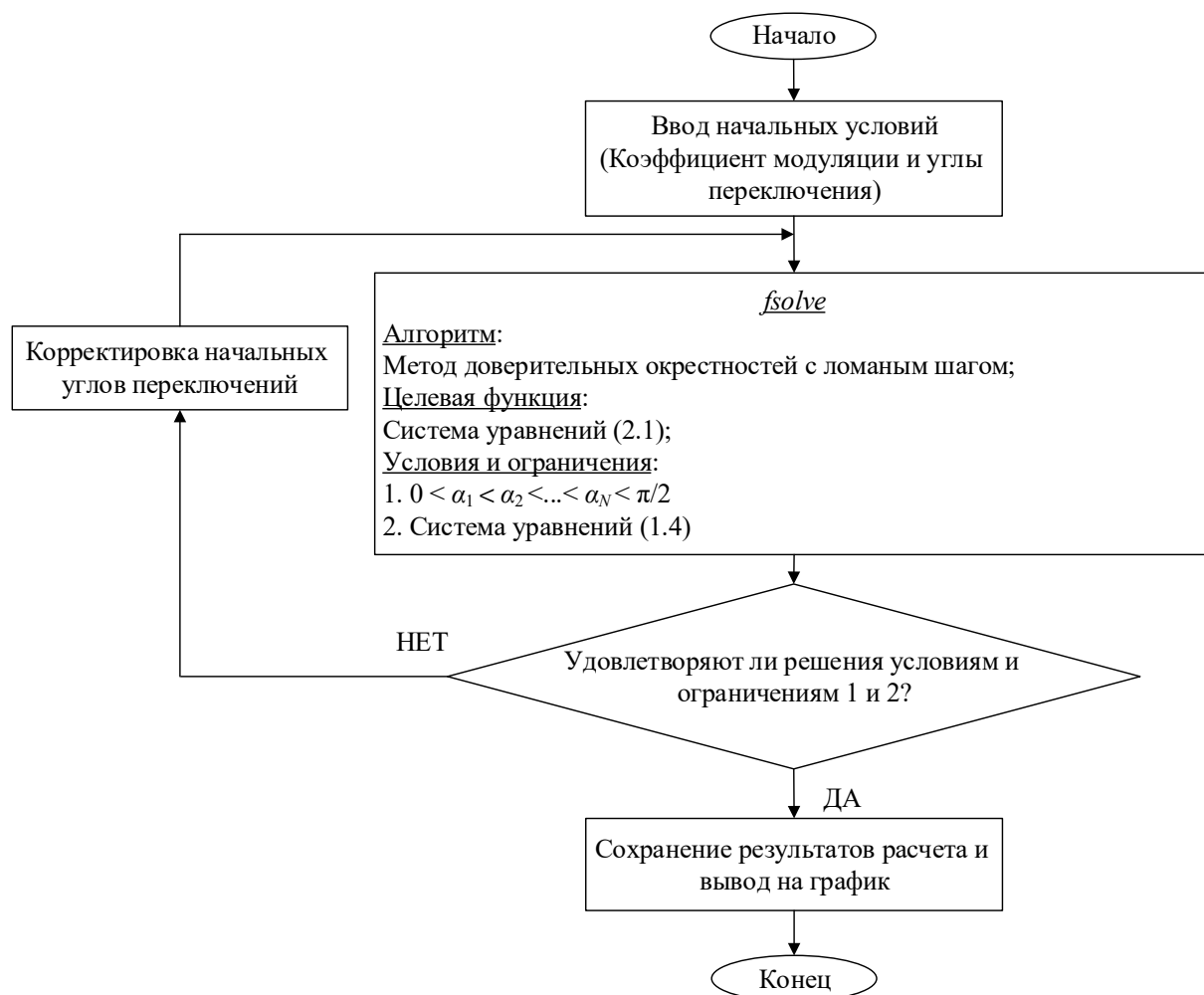


Рисунок 2.4 – Блок-схема алгоритма поиска последовательностей углов переключений ПЗШИМ при удалении отдельных гармонических составляющих методом доверительных окрестностей с ломаным шагом

Алгоритм поиска (см. рисунок 2.4) состоит из следующих основных шагов:

Шаг 1. Ввод исходных данных: начальные углы переключений и коэффициенты модуляции;

Шаг 2: Выбор метода доверительных окрестностей с ломаным шагом (используется функция *fsolve* программы Matlab). Определение ограничений переменных целевой функции (см. выражение (1.4)). Определение целевой функции минимизации (см. выражение (2.1));



Шаг 3: Запуск алгоритма поиска. В случае успешной минимизации целевой функции результаты углов переключений сохраняются и цикл алгоритма заканчивается, в противном случае необходимо корректировать начальные условия и/или увеличивать количество итераций.

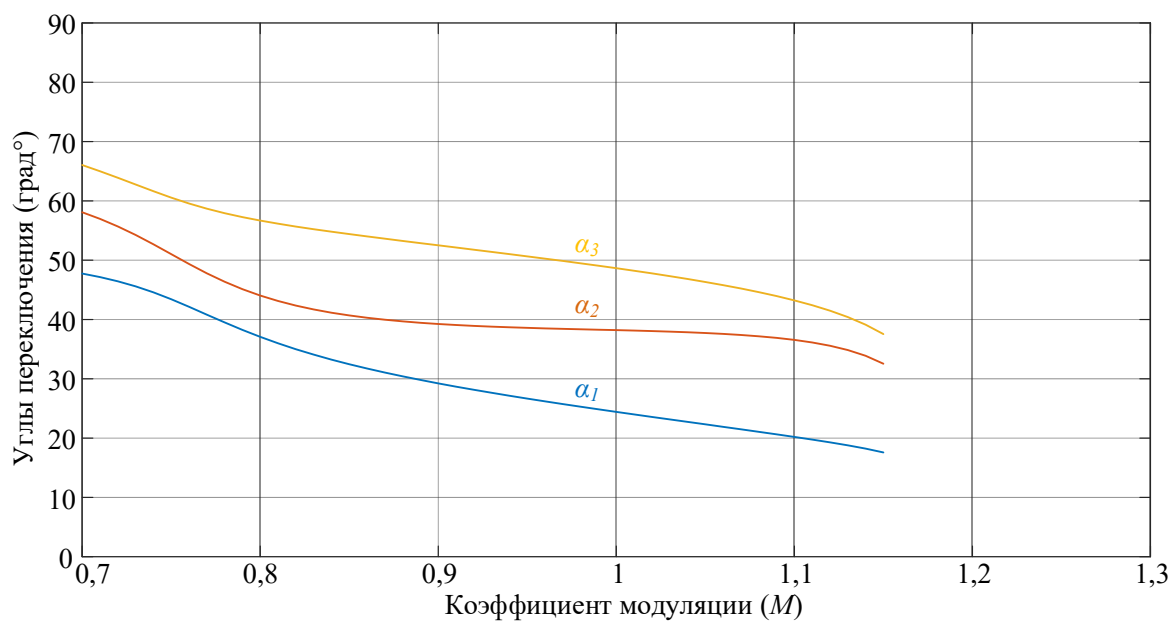
С помощью выражения (2.3) и разработанного алгоритма (см. рисунок 2.4) были получены последовательности углов переключений полупроводниковых модулей для шестипульсных, двенадцатипульсных и восемнадцатипульсных схем подключения к питающей сети. В таблице 2.1 представлены начальные углы переключений, где в первом столбце указаны номера ШИМ последовательностей: №1 – 5 и 7; №2 – 5, 7, 11 и 13; №3 – 5, 7, 11, 13, 17 и 19; №4 – 5, 7, 11, 13, 17, 19; 23 и 25; №5 – 5, 7, 11, 13, 17, 19; 23, 25; 29 и 31; №6 – 5, 7, 11, 13, 17, 19; 23, 25; 29, 31, 35 и 37; №7 – 5, 7, 11, 13, 17, 19; 23, 25; 29, 31, 35, 37, 41 и 43; №8 – 5, 7, 11, 13, 17, 19; 23, 25; 29, 31, 35, 37, 41, 43, 47 и 49; №9 – 5, 7, 11, 13, 17, 19; 23, 25; 29, 31, 35, 37, 41, 43, 47, 49, 53 и 55; №10 – 11, 13, 23 и 25; №11 – 5, 7, 11, 13, 23 и 25; №12 – 5, 7, 17 и 19; №13 – 17, 19, 35 и 37; №14 – 5, 7, 17, 19, 35 и 37. На рисунках 2.5–2.15 показаны графические зависимости рассчитанных последовательностей переключений в диапазоне коэффициента модуляции от 0,7 до 1,15 и спектр напряжения на входе преобразователя при коэффициенте модуляции 0,8.

Рассчитанные последовательности переключений (см. рисунки 2.5, а – 2.18, а), имеют нисходящий плавный тренд с небольшими колебаниями траекторий. Сильные колебания могут стать причиной нестабильной работы преобразователя и привести к ложным переключениям полупроводниковых модулей, и как следствие, к снижению КПД. Возможны случаи, как на рисунке 2.17 а, где для некоторых коэффициентов модуляции нет действительного решения при заданных начальных углах переключений. Это требует их изменений, а затем рассчитывают новые последовательности переключений и объединяют их в одну последовательность.

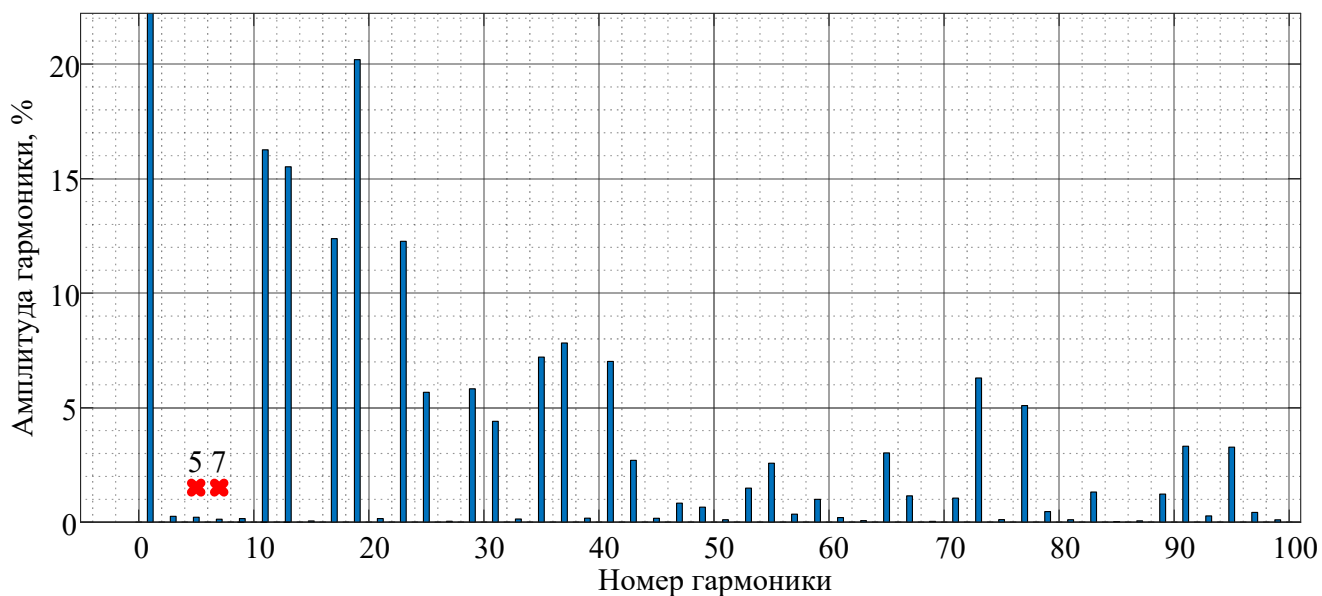
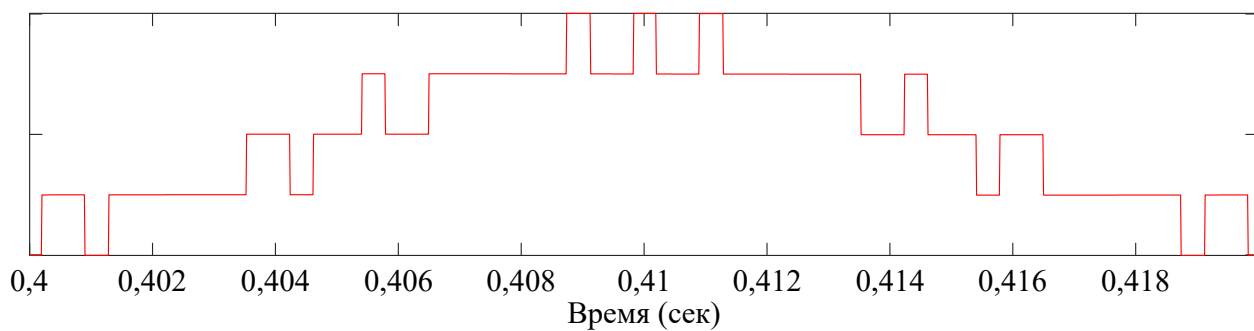
Рисунки 2.5, б – 2.18, б демонстрируют исключение выделенных гармонических составляющих из напряжения на входе преобразователя. Наиболее значимые гармоники в спектре напряжения при последовательностях №1–9 (см. рисунки 2.5, б – 2.13, б) находятся на средней частоте переключения полупроводниковых модулей, но с многопульсными схемами данная зависимость не прослеживается (см. рисунки 2.14, б – 2.18, б).

Таблица 2.1 – Начальные углы переключений

№		$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$\alpha_6$	$\alpha_7$	$\alpha_8$	$\alpha_9$	$\alpha_{10}$	$\alpha_{11}$	$\alpha_{12}$	$\alpha_{13}$	$\alpha_{14}$	$\alpha_{15}$	$\alpha_{16}$	$\alpha_{17}$	$\alpha_{18}$	$\alpha_{19}$
Для шестипульсной схемы подключения трёхуровневого трёхфазного АВН																				
1	$N=3$	59,7	60,3	89,7																
2	$N=5$	49,7	50,3	69,7	70,3	89,7														
3	$N=7$	44,7	45,3	59,7	60,3	74,7	75,3	89,7												
4	$N=9$	41,5	42,5	53,5	54,5	65,5	66,5	77,5	78,5	89,5										
5	$N=11$	39,5	40,5	49,5	50,5	59,5	60,5	69,5	70,5	79,5	80,5	89,5								
6	$N=13$	38,1	39,1	46,6	47,6	55,2	56,2	63,8	64,8	72,4	73,4	80,9	81,9	89,5						
7	$N=15$	37	38	44,5	45,5	52	53	59,5	60,5	67	68	74,5	75,5	82	83	89,5				
8	$N=17$	36,1	37,1	42,8	43,8	49,5	50,5	56,2	57,2	62,8	63,8	69,5	70,5	76,2	77,2	82,8	83,8	89,5		
9	$N=19$	35,5	36,5	41,5	42,5	47,5	48,5	53,5	54,5	59,5	60,5	65,5	66,5	71,5	72,5	77,5	78,5	83,5	84,5	89,5
Для двенадцатипульсной схемы подключения трёхуровневого трёхфазного АВН																				
10	$N=5$	65,5	66,5	77,5	78,5	89,5														
11	$N=7$	53,5	54,5	65,5	66,5	77,5	78,5	89,5												
Для восемнадцатипульсной схемы подключения трёхуровневого трёхфазного АВН																				
12	$N=5$	59,7	60,3	74,7	75,3	89,7														
13	$N=5$	21,6	38,899	46,45	67,76	85,412														
14	$N=7$	55,2	56,2	63,8	64,8	72,3	73,3	89,5												

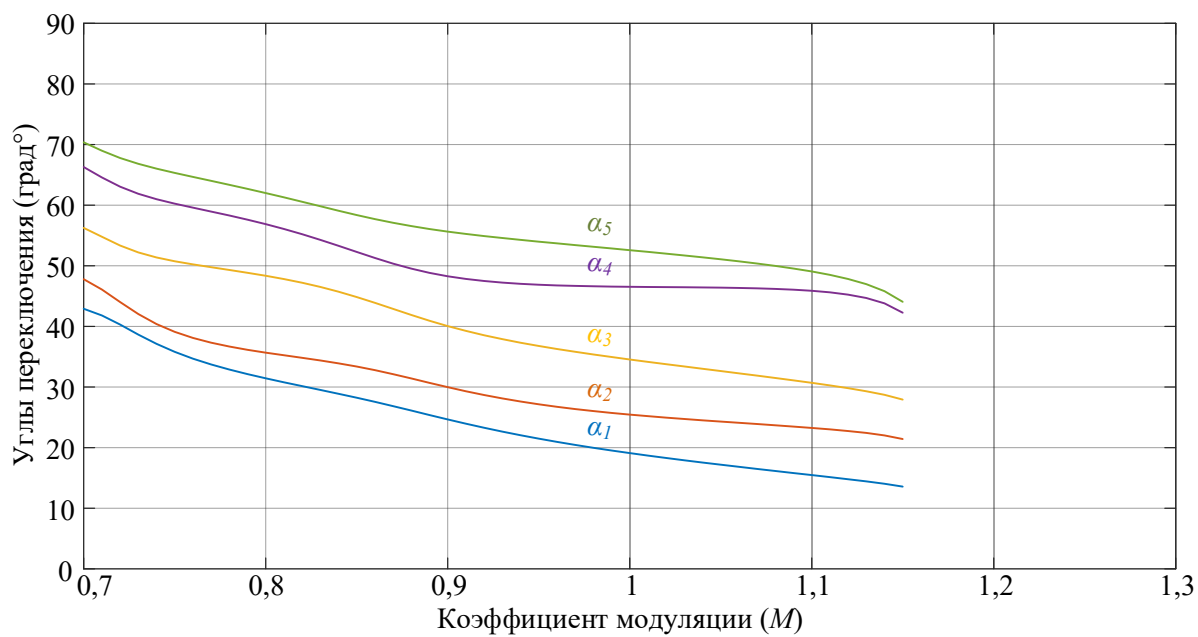


а)

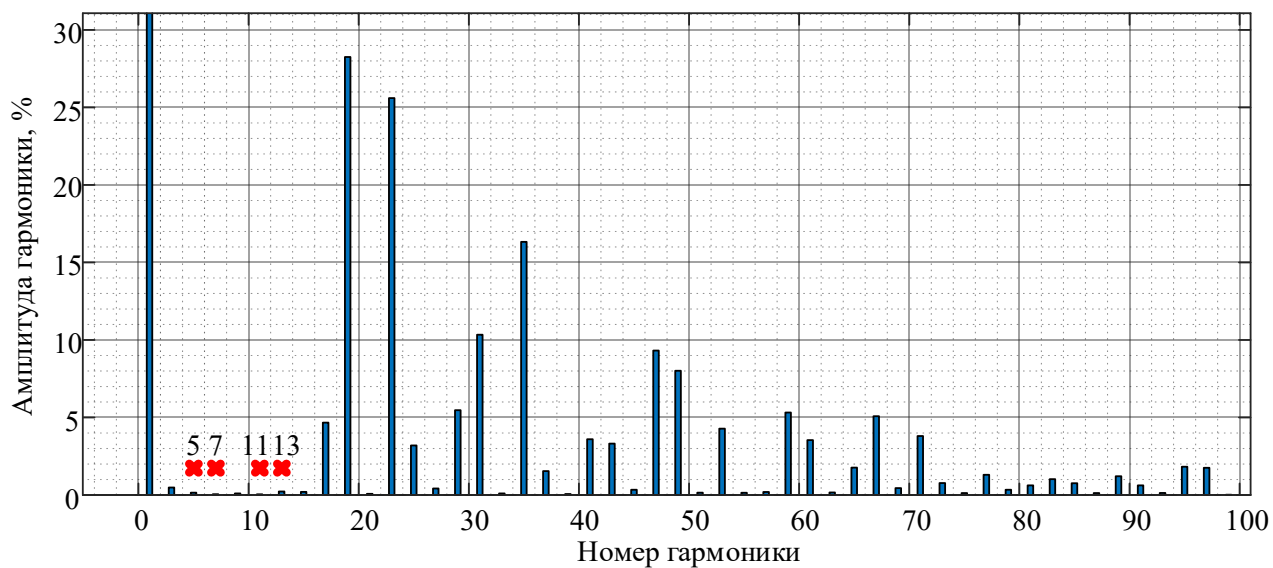
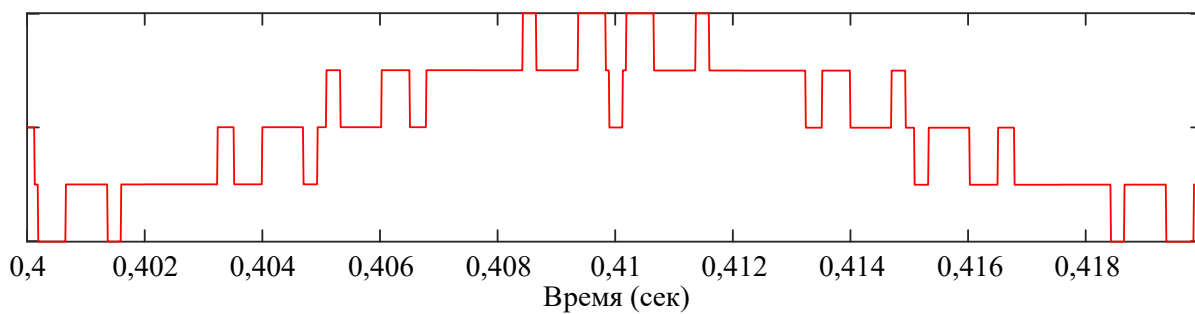


б)

Рисунок 2.5 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №1: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M = 0,8, f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 150$  Гц)

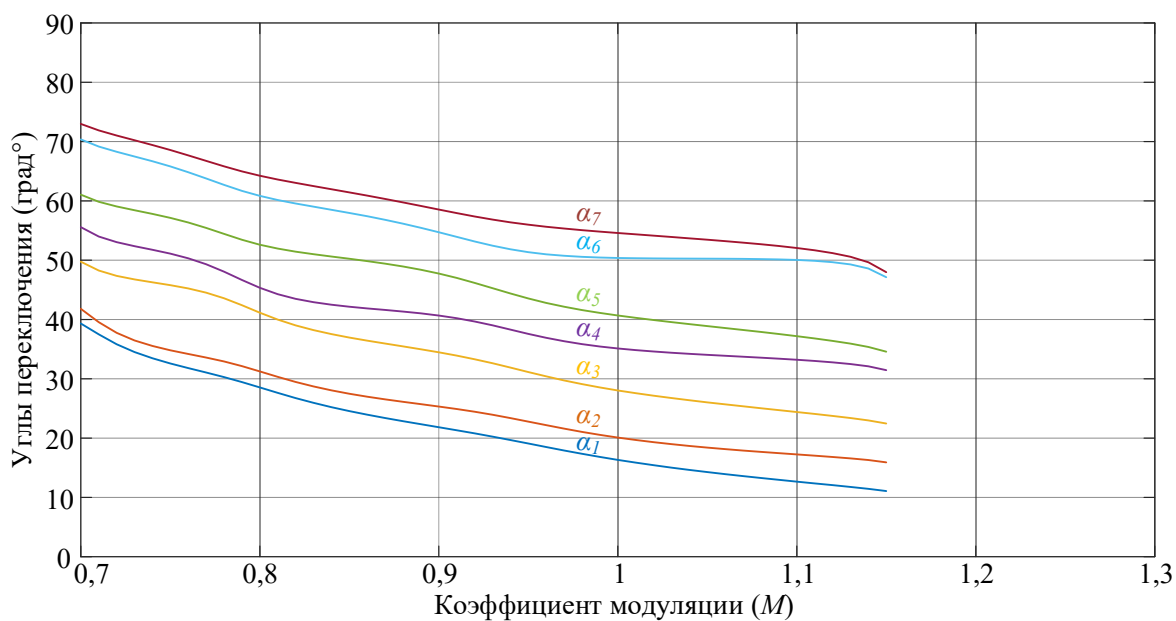


а)

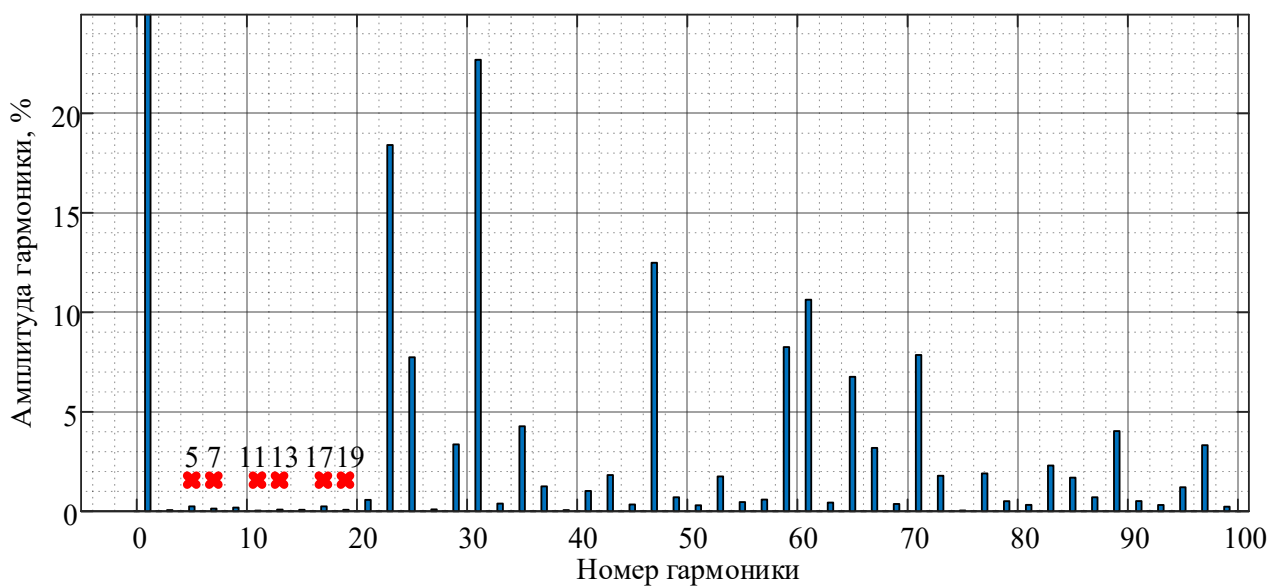
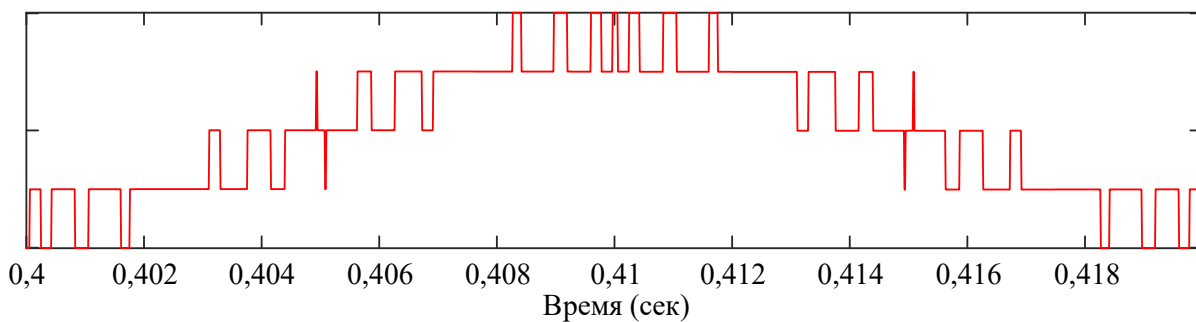


б)

Рисунок 2.6 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №2: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M = 0,8, f_1 = 50 \text{ Гц}, f_{sw} = 250 \text{ Гц}$ )

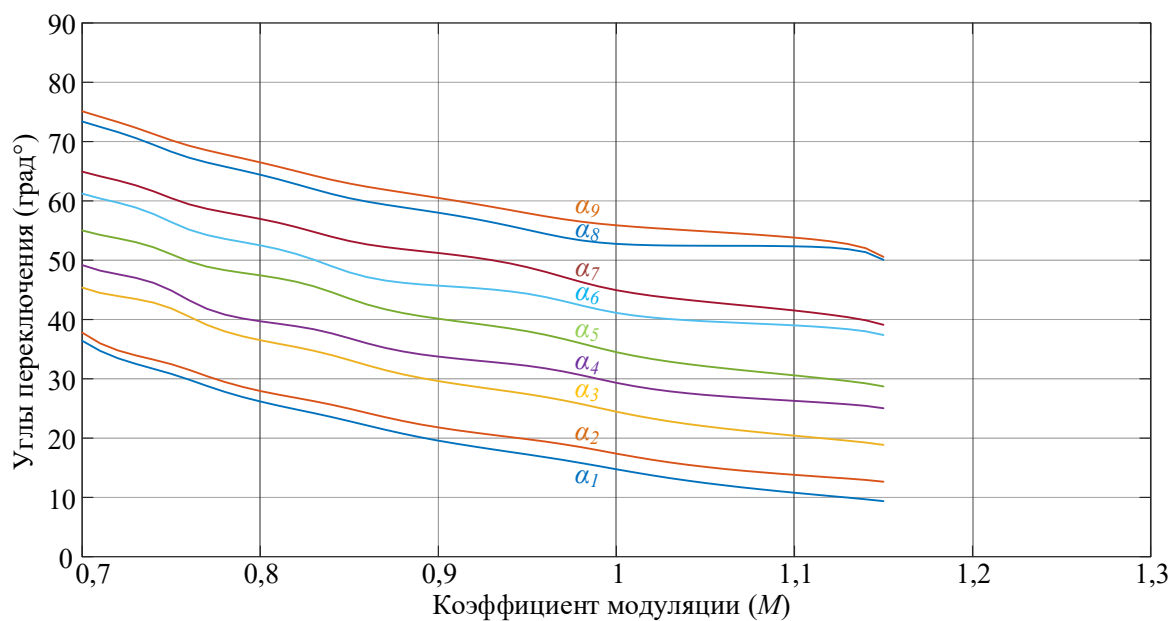


а)

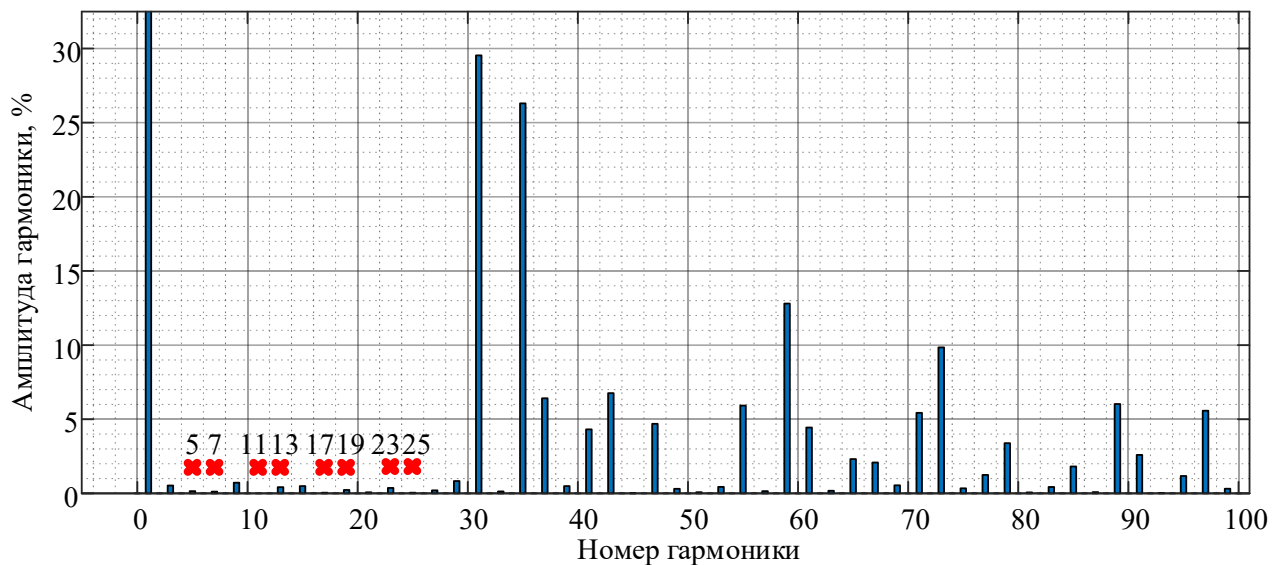
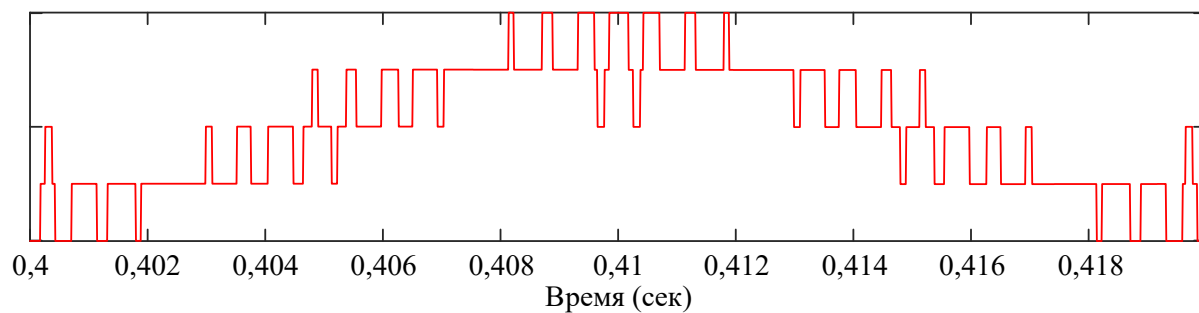


б)

Рисунок 2.7 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №3: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M = 0,8, f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 350$  Гц)

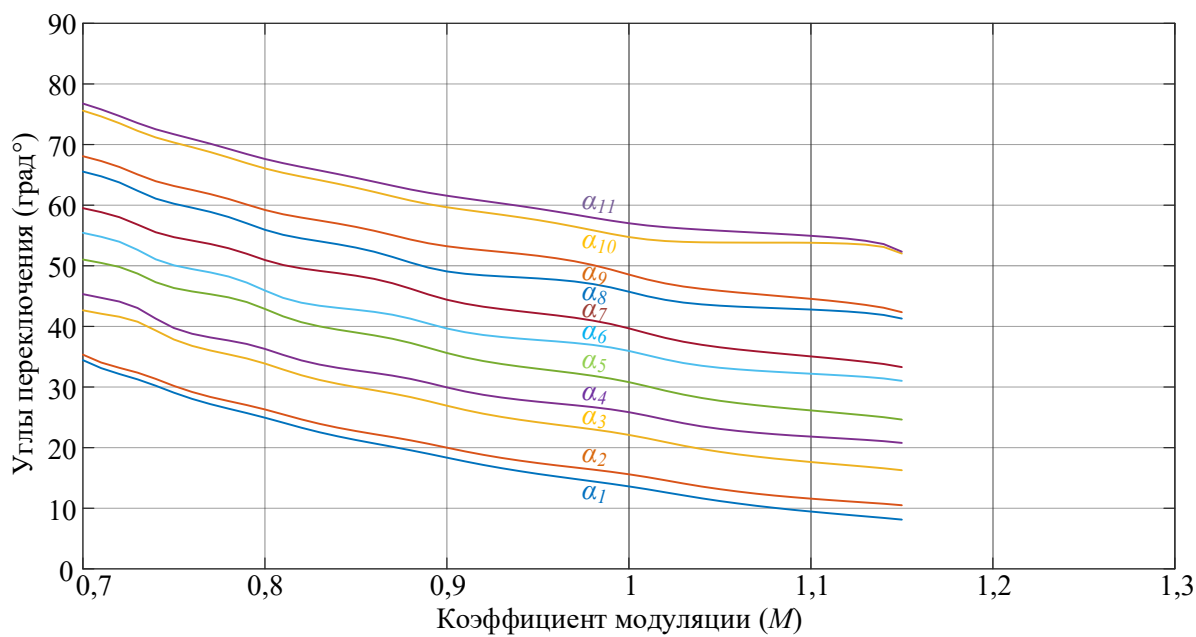


а)

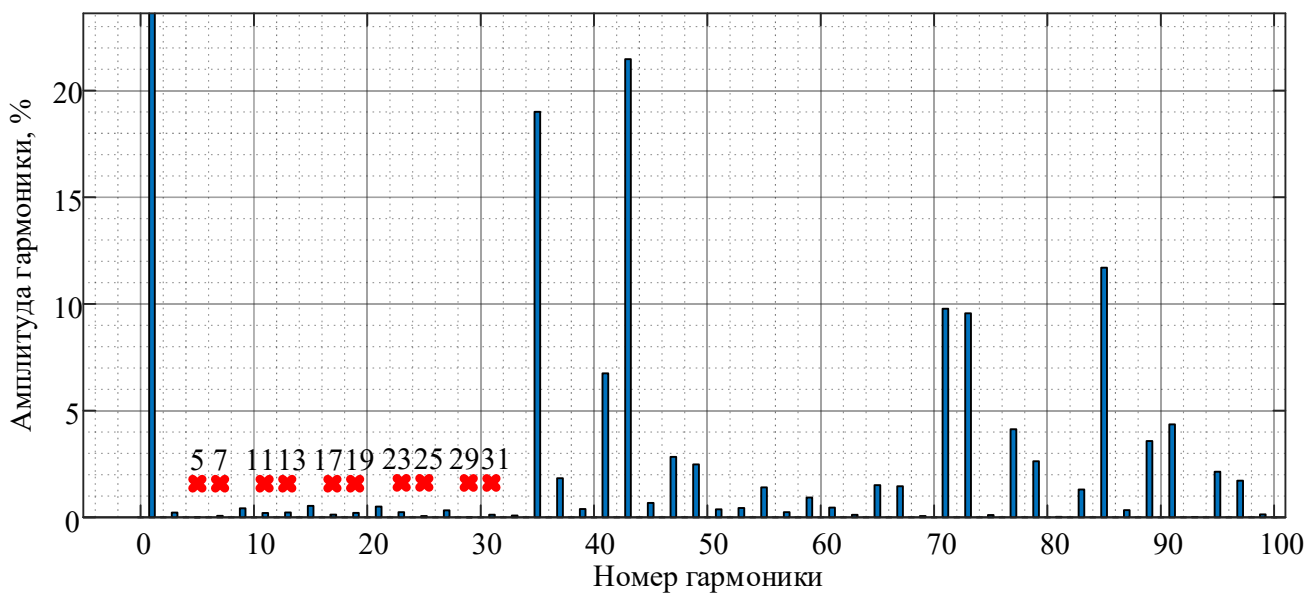
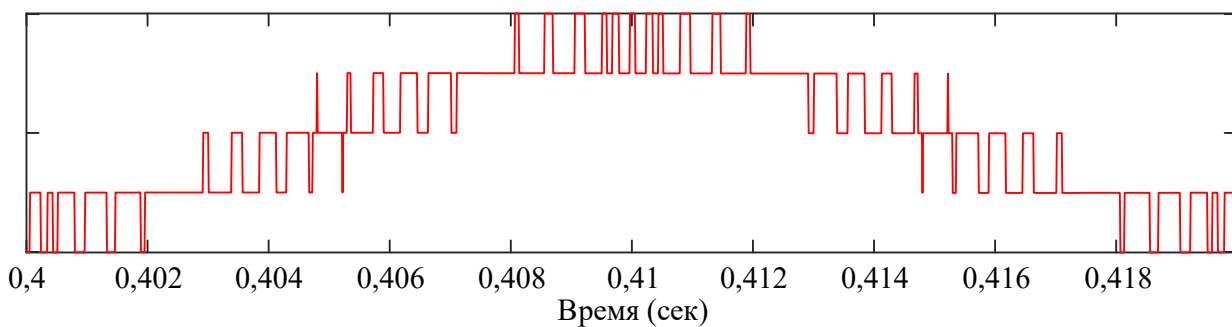


б)

Рисунок 2.8 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №4: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M = 0,8$ ,  $f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 450$  Гц)

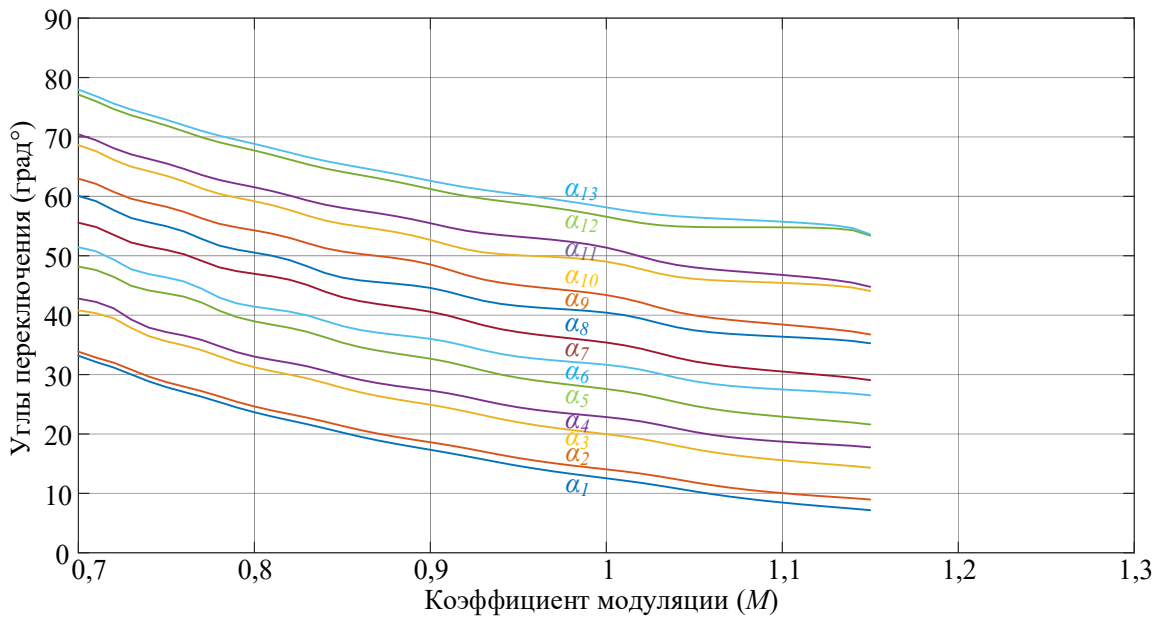


а)

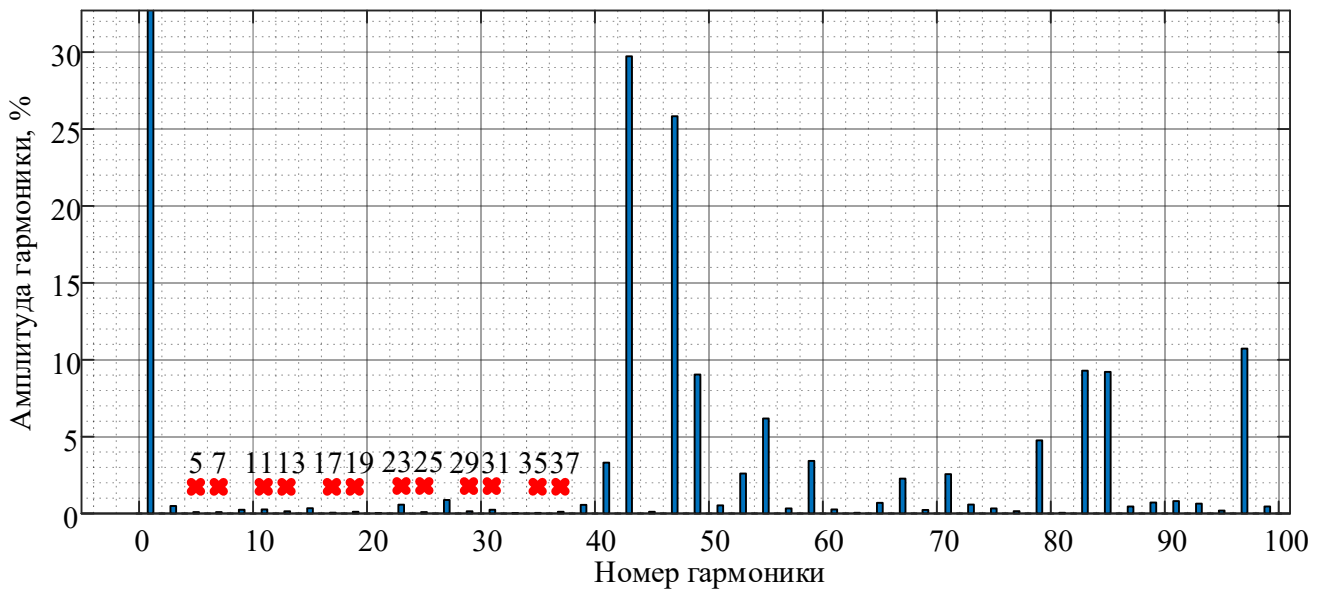
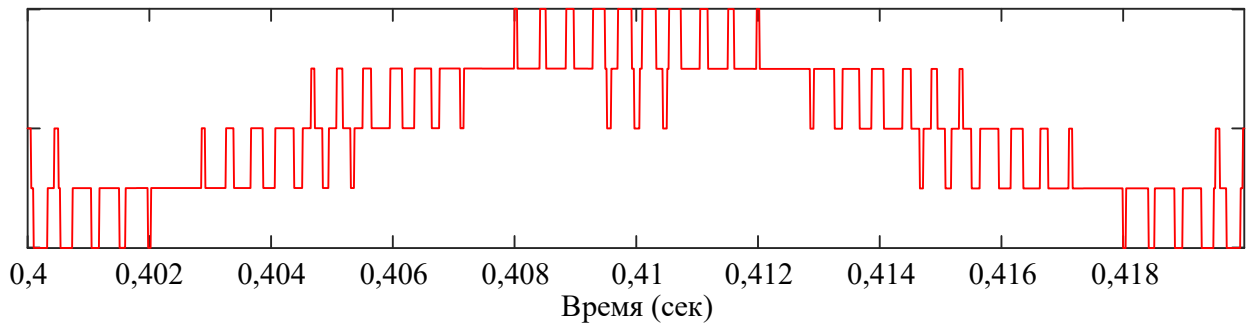


б)

Рисунок 2.9 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №5: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M = 0,8$ ,  $f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 550$  Гц)



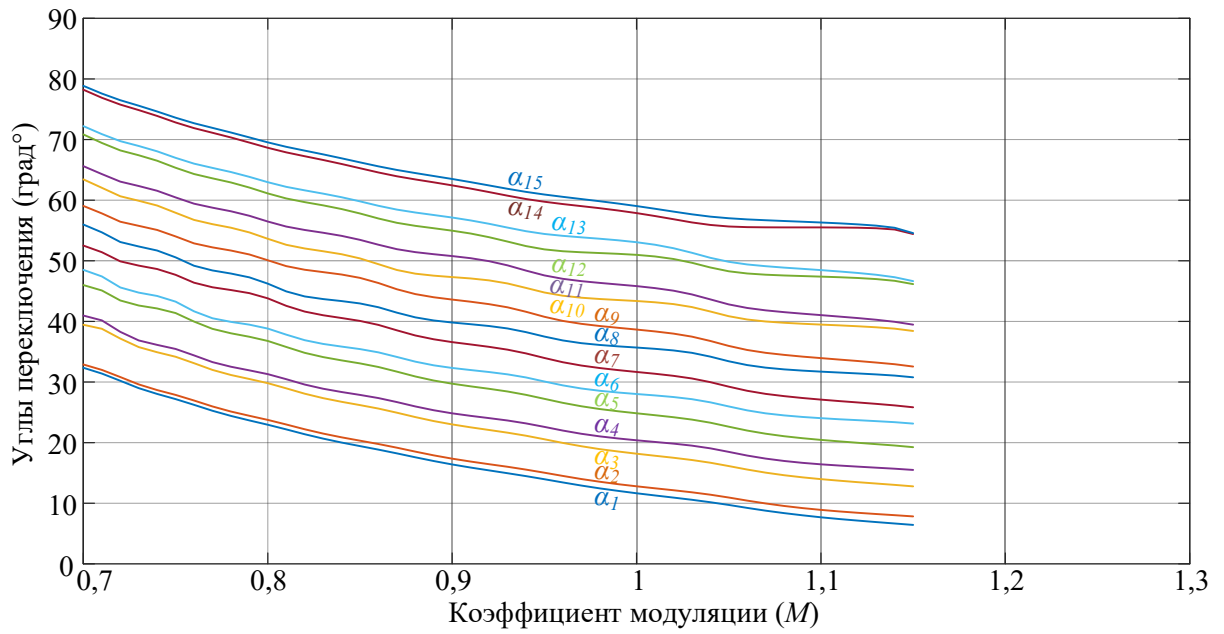
а)



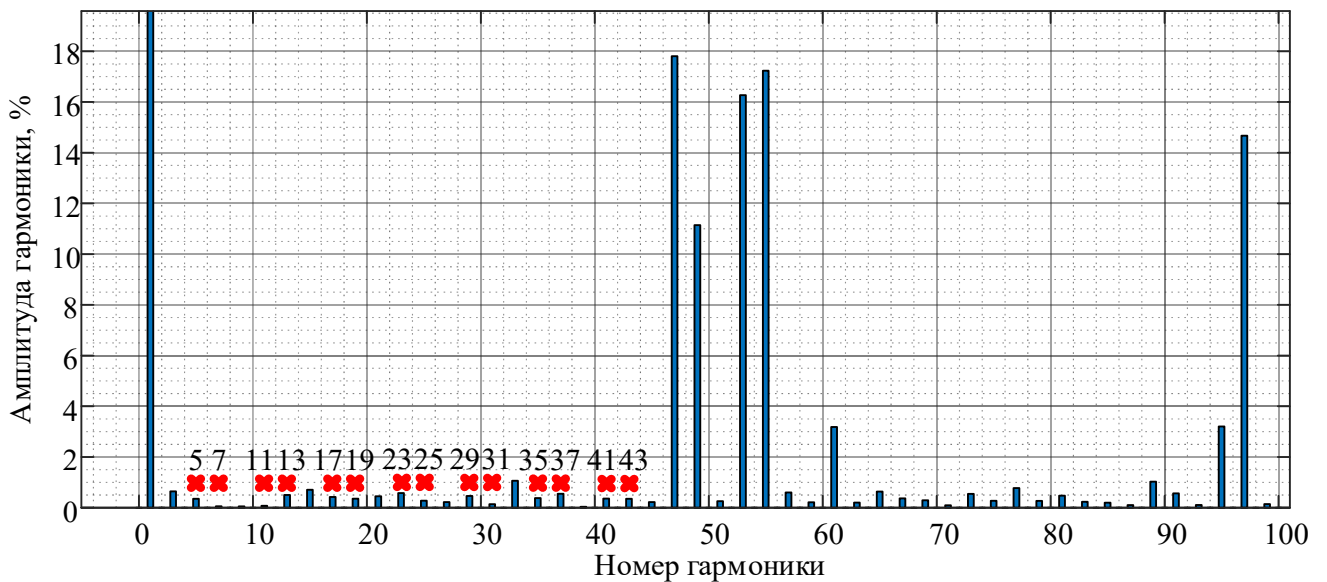
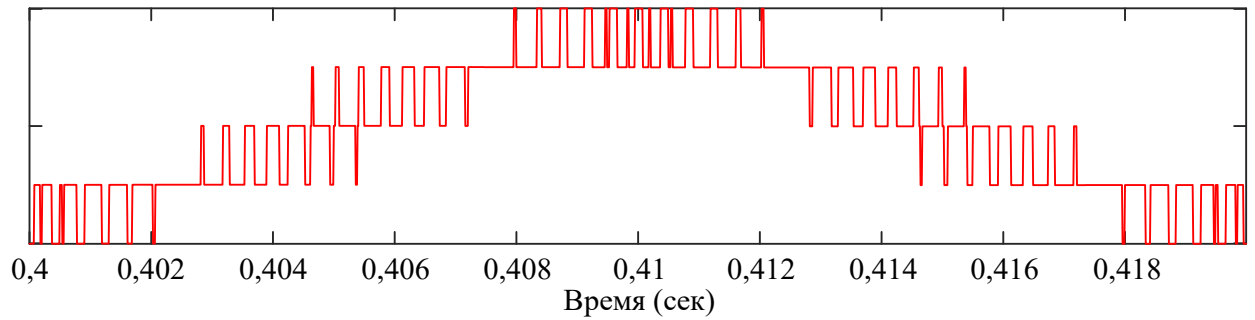
б)

Рисунок 2.10 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №6: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M = 0,8$ ,  $f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 650$  Гц)



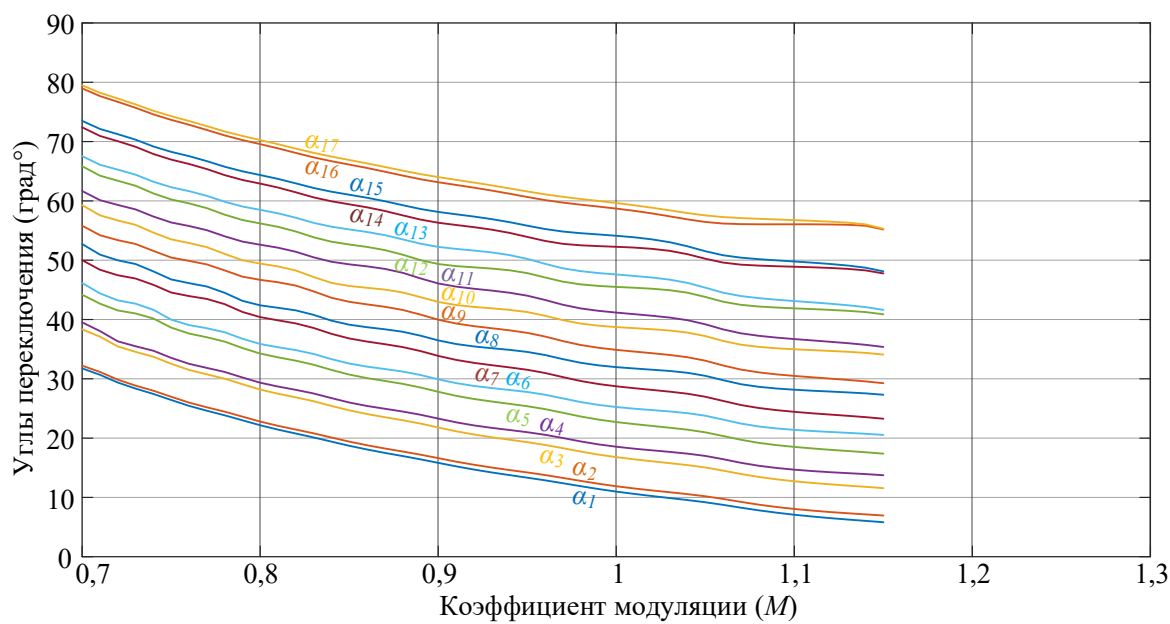


а)

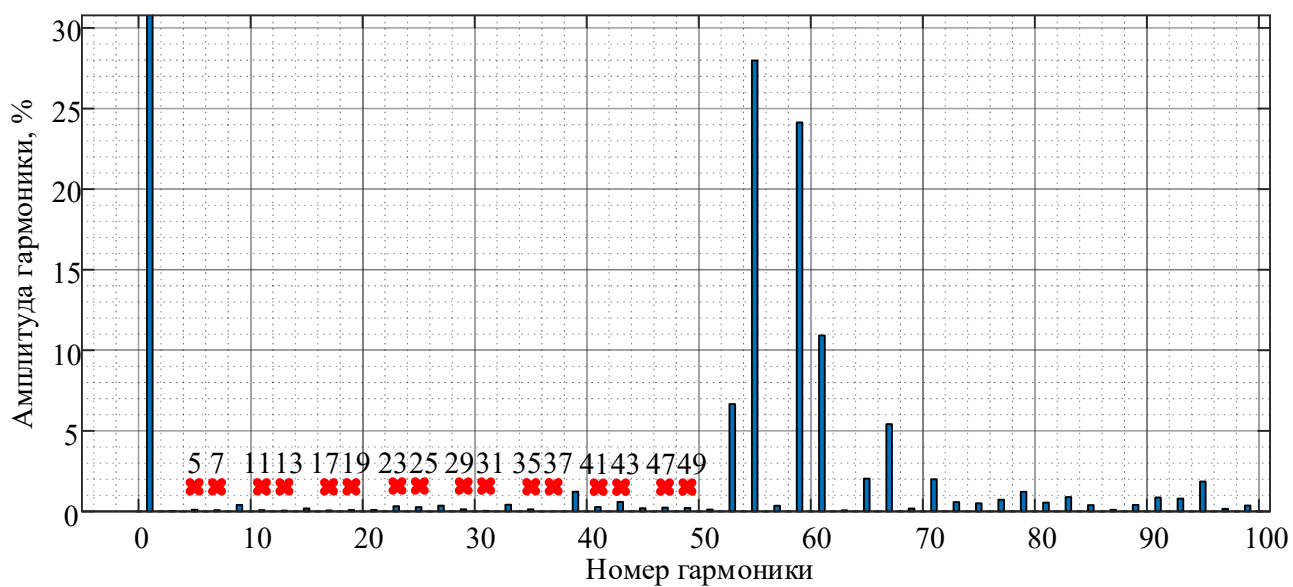
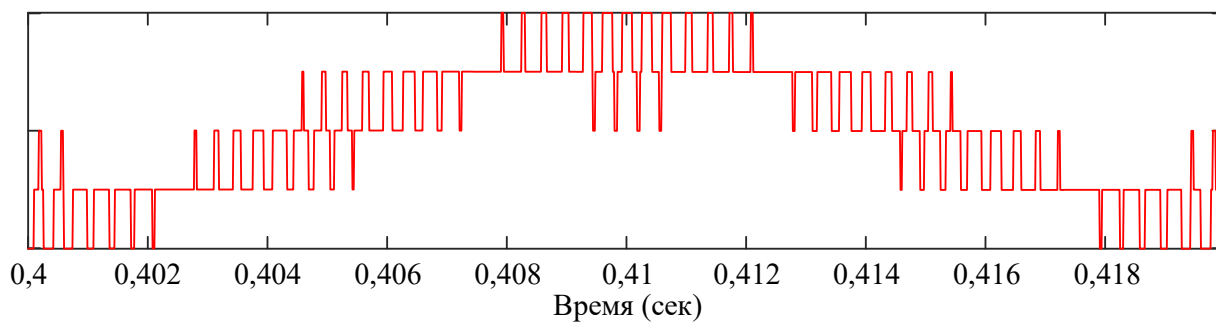


б)

Рисунок 2.11 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №7: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M = 0,8$ ,  $f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 750$  Гц)

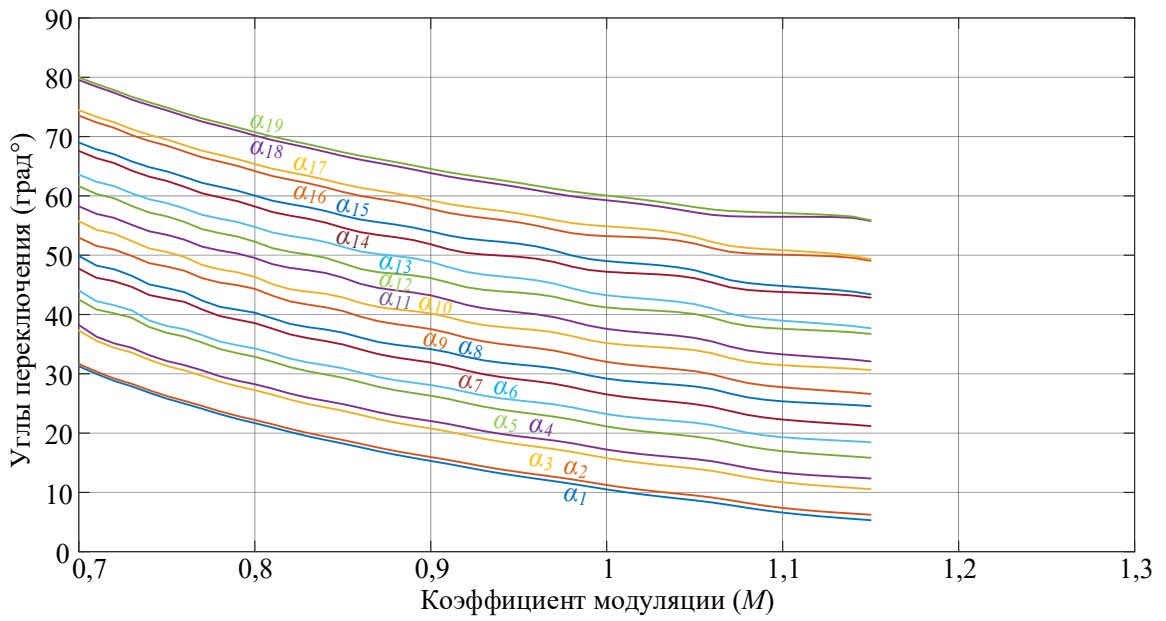


а)

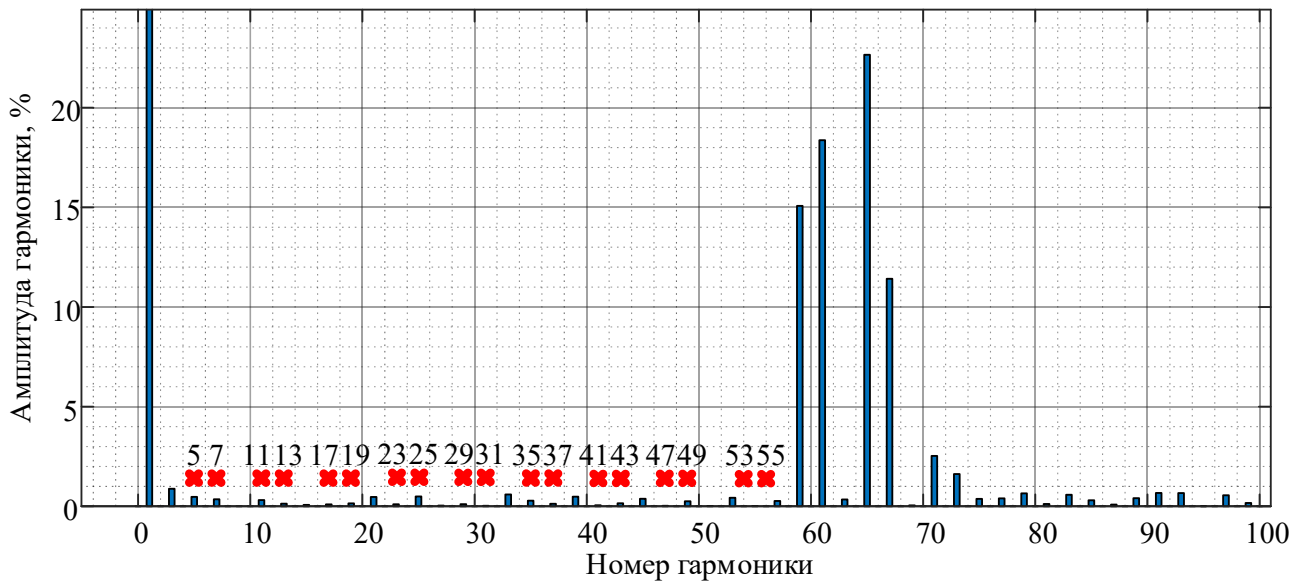
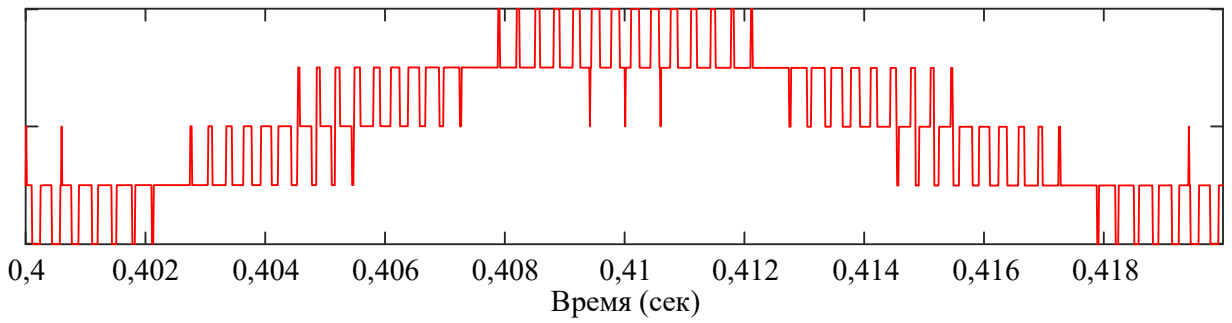


б)

Рисунок 2.12 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №8: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M = 0,8, f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 850$  Гц)

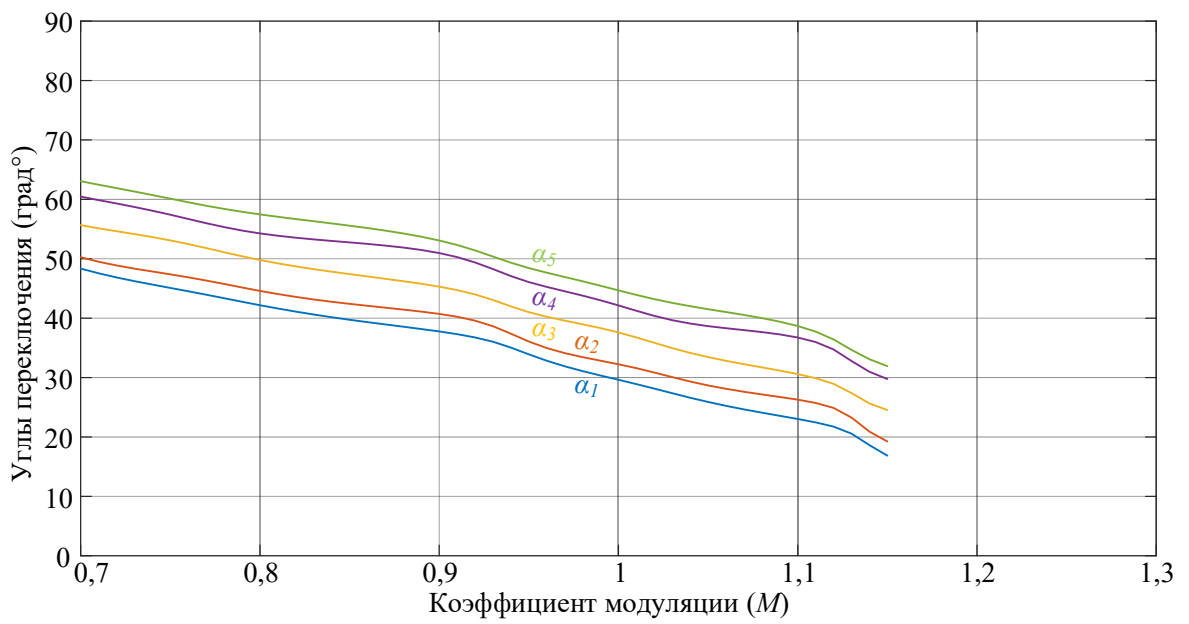


а)

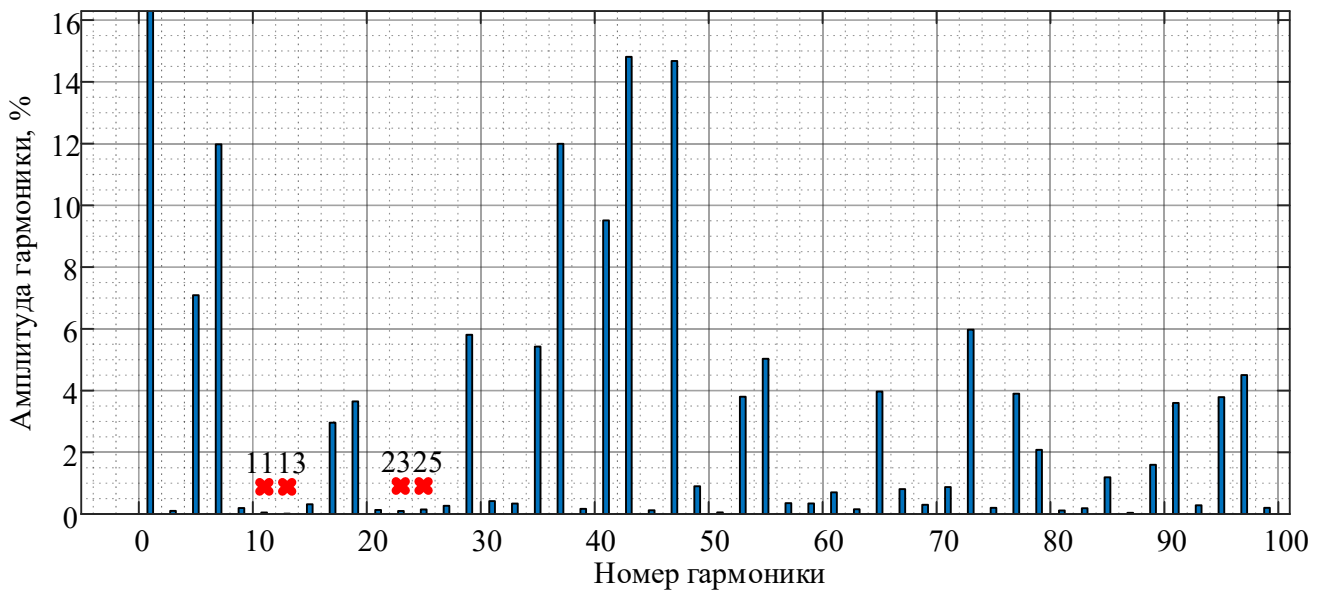
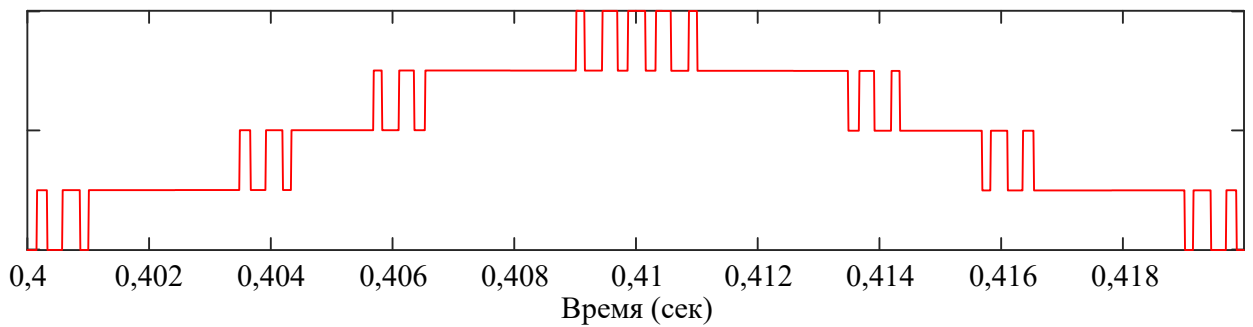


б)

Рисунок 2.13 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №9: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M = 0,8, f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 950$  Гц)

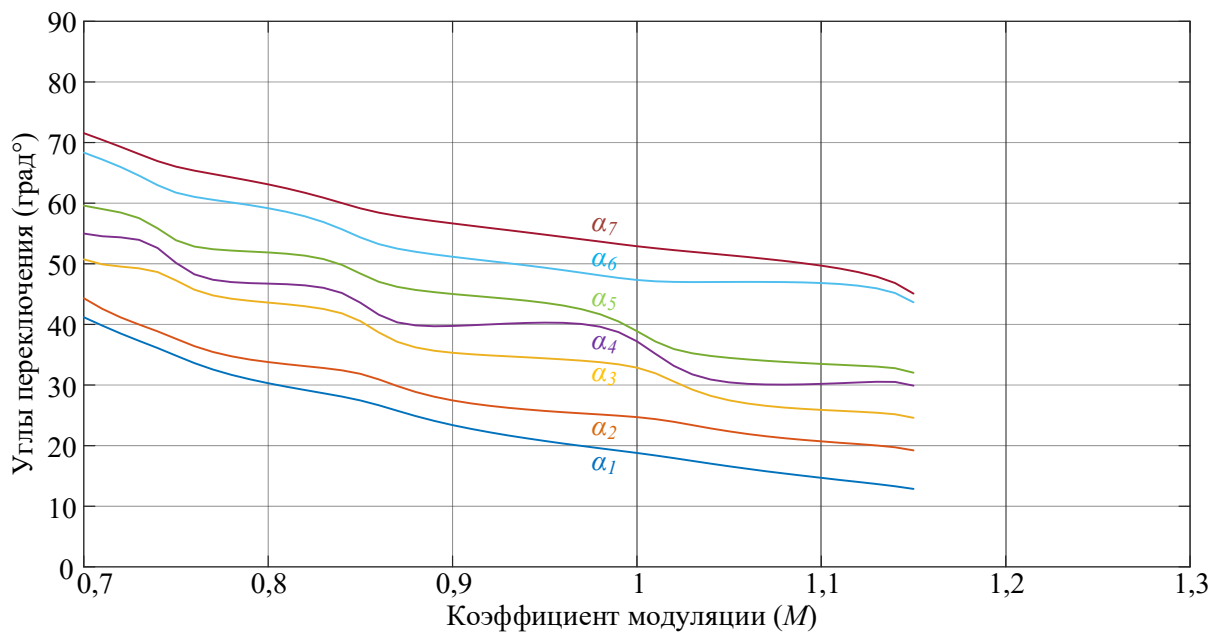


а)

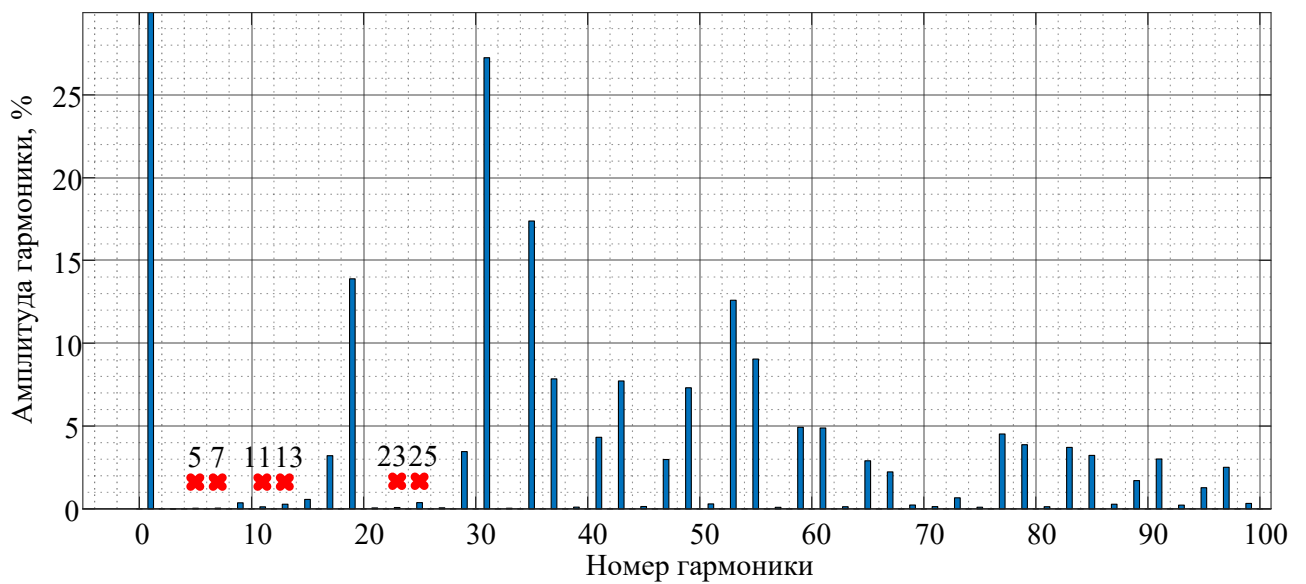
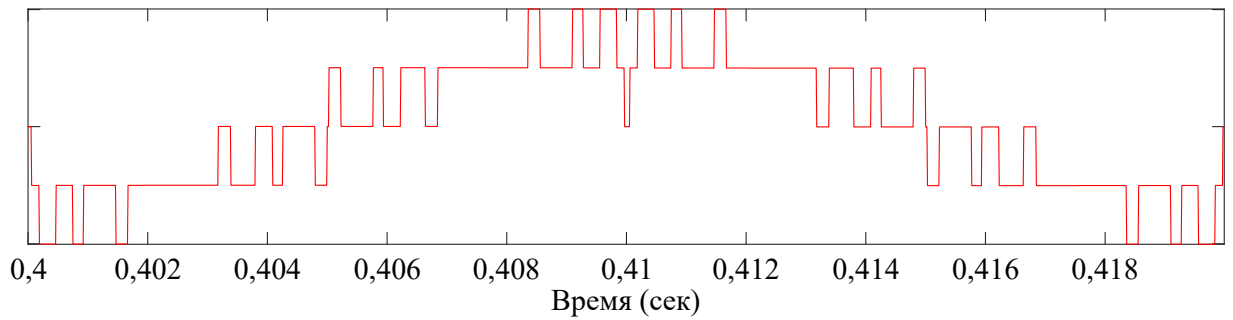


б)

Рисунок 2.14 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №10 (а), мгновенные значения и спектр линейного напряжения на входе трёх-уровневого преобразователя (б) ( $M = 0,8$ ,  $f_i = 50$  Гц,  $f_{sw} = 250$  Гц)

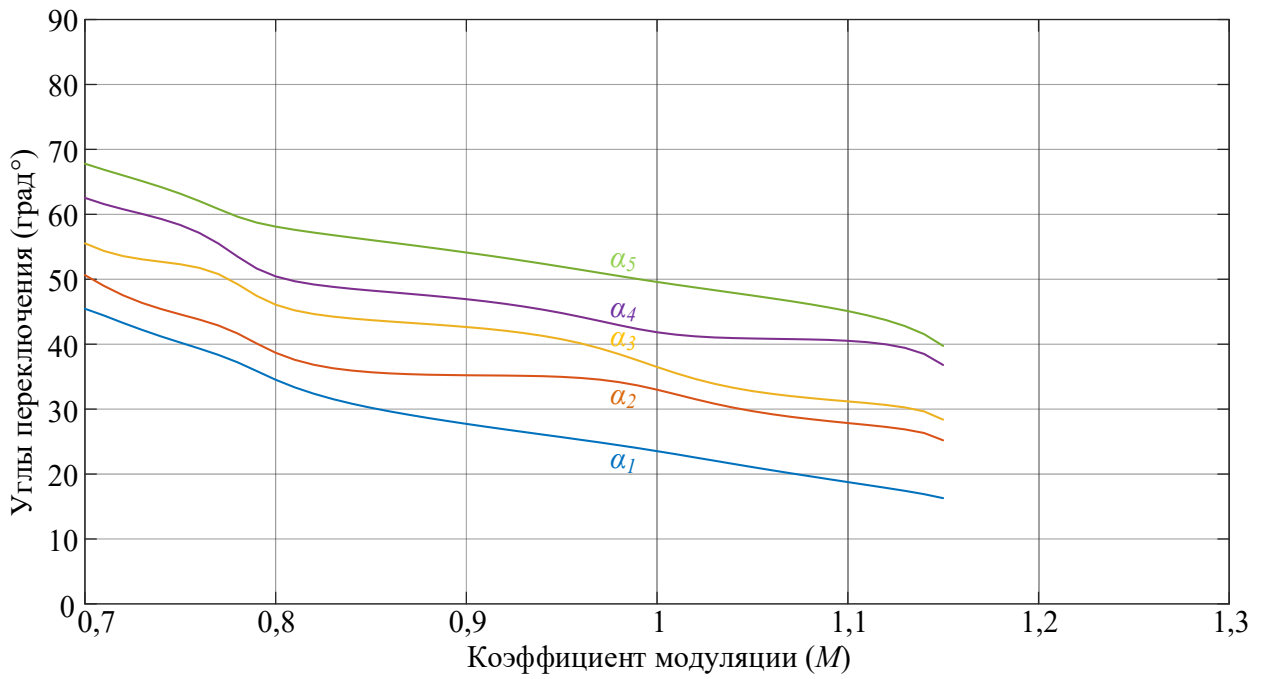


а)

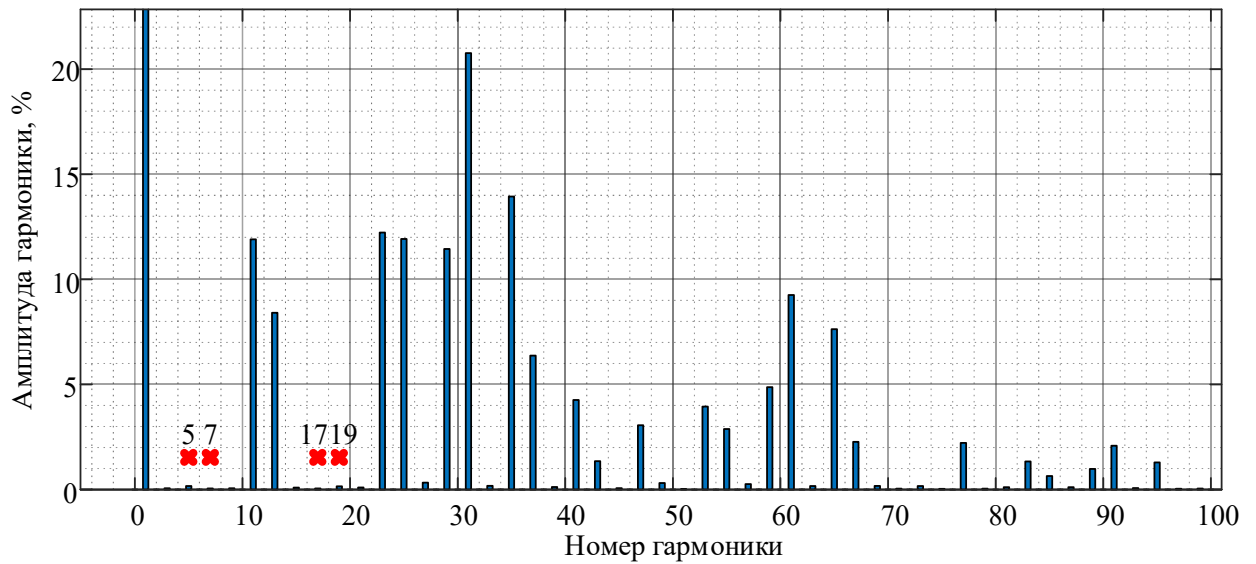
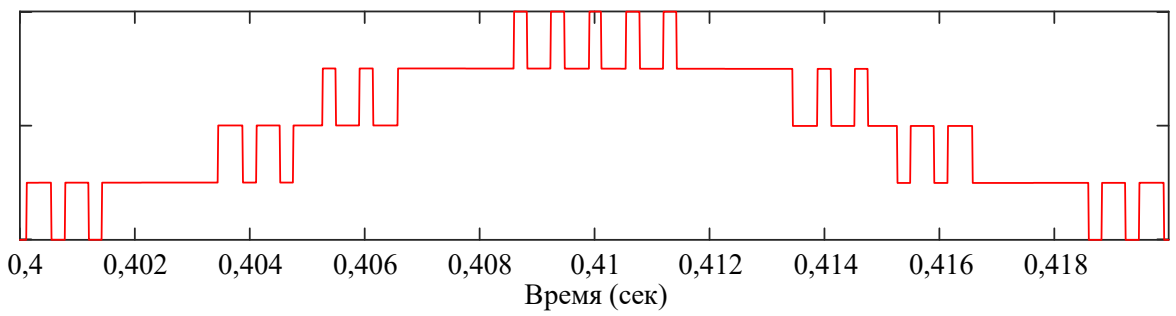


б)

Рисунок 2.15 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №11: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёх-уровневого преобразователя ( $M = 0,8$ ,  $f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 350$  Гц)

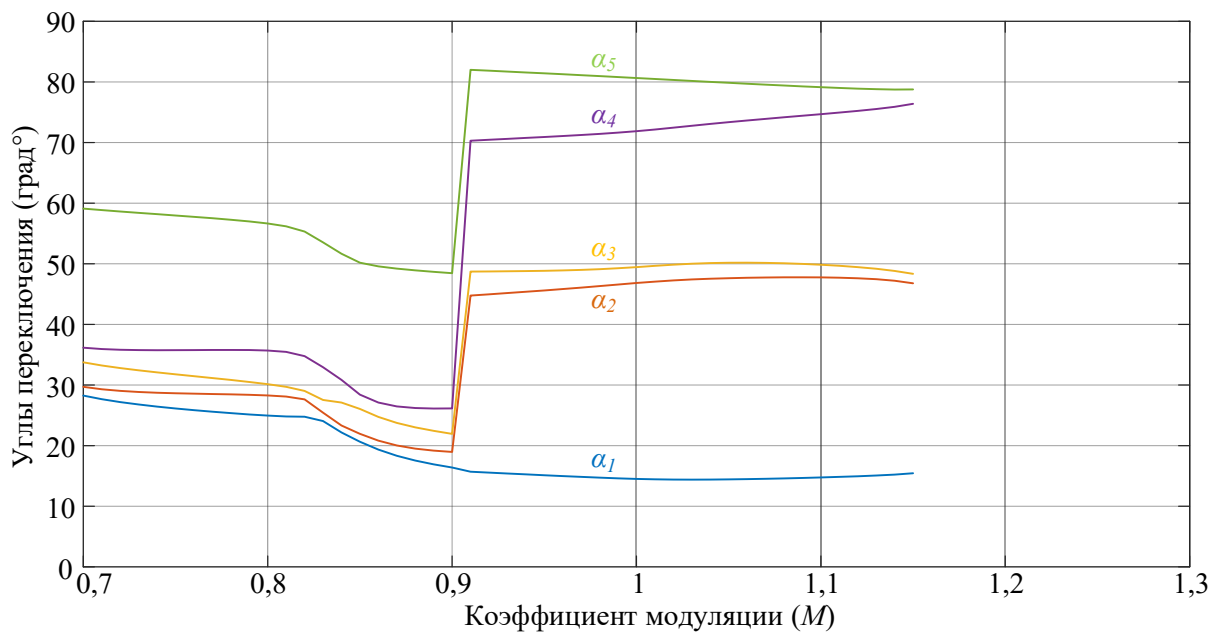


а)

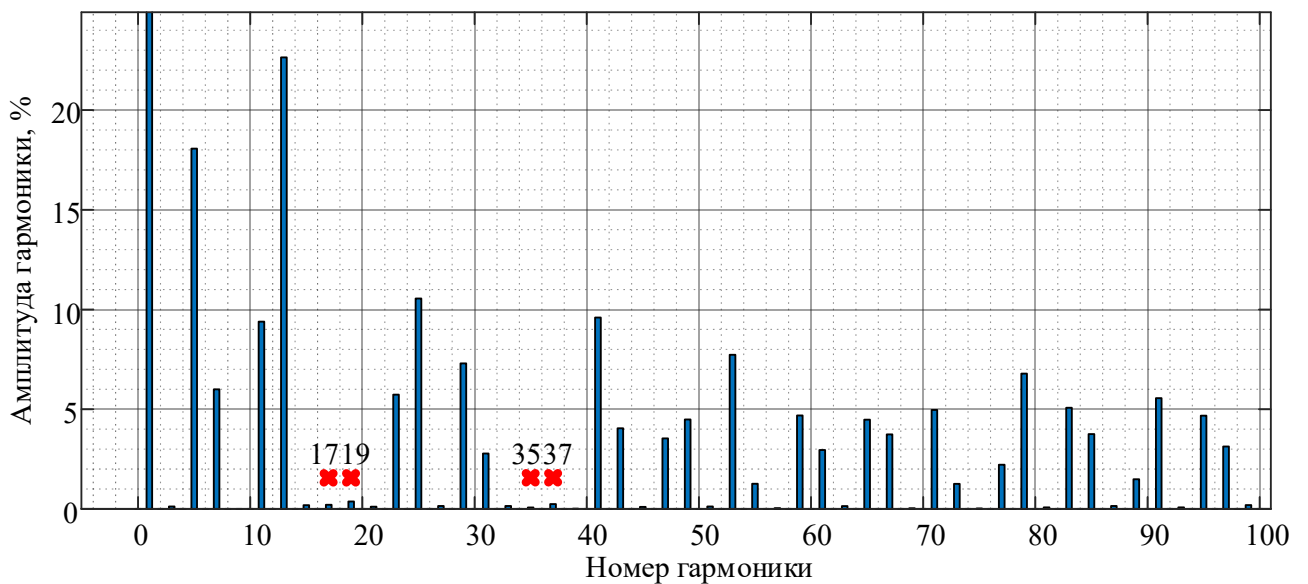
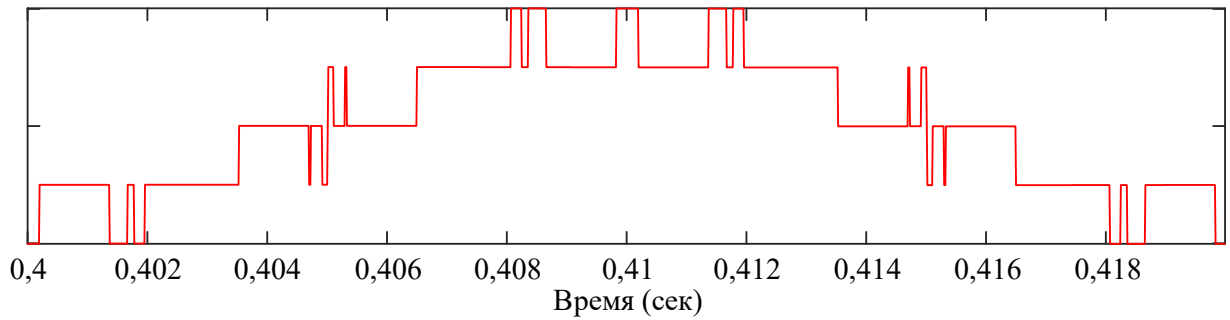


б)

Рисунок 2.16 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №12: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёх-уровневого преобразователя ( $M = 0,8$ ,  $f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 250$  Гц)

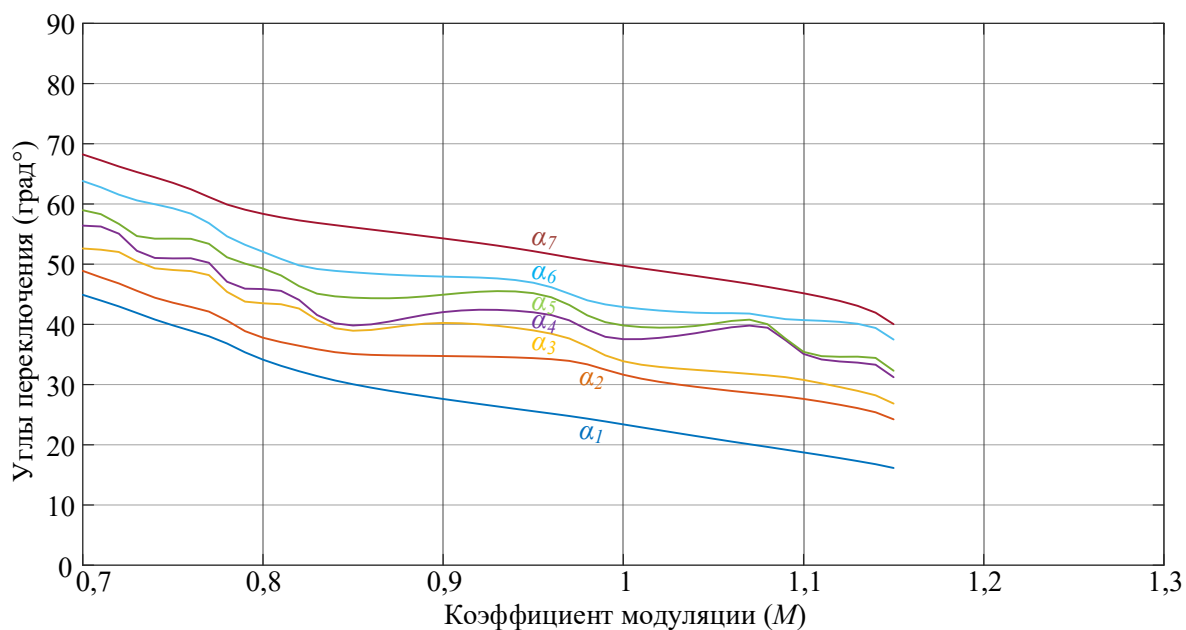


а)

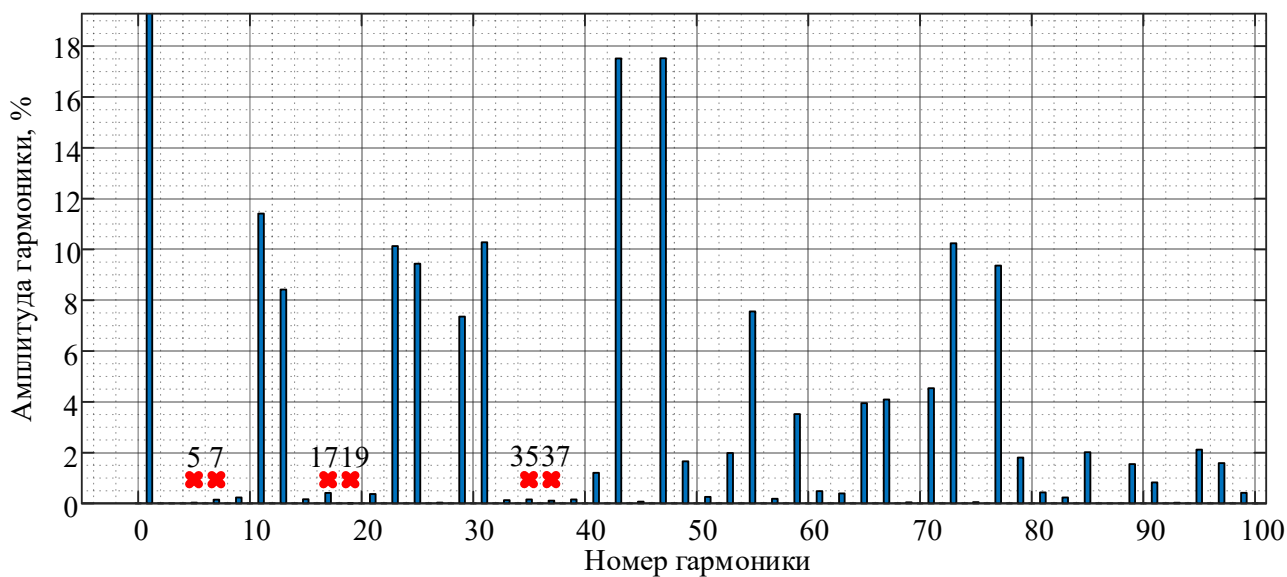
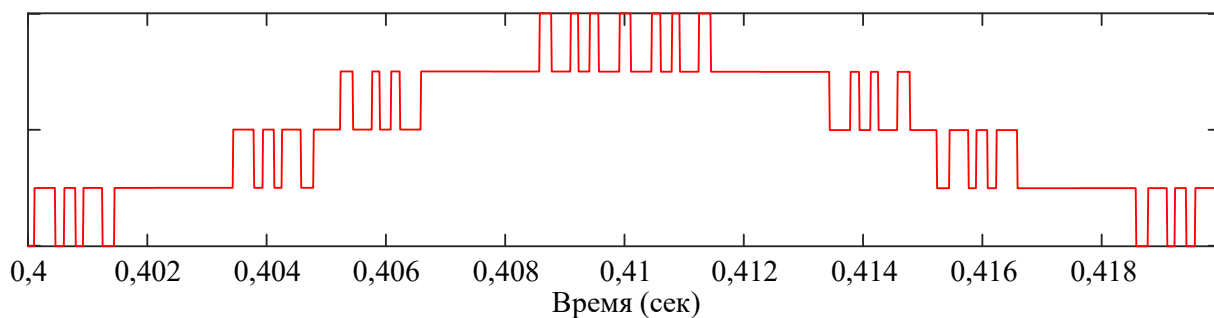


б)

Рисунок 2.17 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №13: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёх-уровневого преобразователя ( $M = 0,8$ ,  $f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 250$  Гц)



а)



б)

Рисунок 2.18 – Результаты расчета последовательностей углов переключений №14: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёх-уровневого преобразователя ( $M = 0,8, f_1 = 50 \text{ Гц}, f_{sw} = 350 \text{ Гц}$ )



### 2.3. Поиск последовательностей углов переключений ПЗШИМ при удалении отдельных гармонических составляющих методом роя частиц

Метод роя частиц (МРЧ) – это популяционный алгоритм эвристического и стохастического поиска, предложенный Кеннеди и Эберхартом в 1995 году. Данный алгоритм основан на движении «роя частиц» в  $D$ -мерной области поиска. МРЧ не требует определения начальных значений переменных, ввиду того, что множество «частиц роя» распределены по всему пространству поиска и обладают собственным случайным вектором скорости. При запуске алгоритма на первой итерации все частицы роя меняют своё положение в пространстве поиска. Затем, в новых положениях вычисляется значение целевой функции оптимизации для каждой частицы роя. После этого происходит сравнение рассчитанных значений целевой функции. Алгоритм определяет наилучшее рассчитанное значение целевой функции  $pbest_i^k$  и глобально наилучшее  $gbest^k$ , анализируя при этом данные всех частиц роя в пространстве поиска. На следующей итерации все частицы роя меняют вектор скорости перемещения в пространстве поиска таким образом, чтобы переместиться к наилучшему значению, рассчитанному на предыдущей итерации  $pbest_i^k$ , а также приблизиться к лучшей глобальной позиции  $gbest^k$ . На рисунке 2.19 представлена векторная диаграмма, поясняющая вышесказанное для одной частицы роя [154–157].

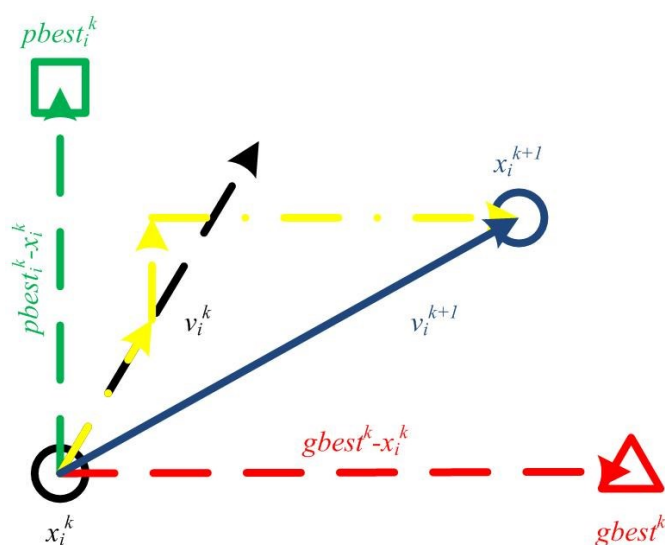


Рисунок 2.19 – Принцип метода МРЧ на примере одной частицы роя

На рисунке 2.19 вектор скорости частицы роя  $v_i = [v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD}]$  вычисляется с помощью выражения

$$v_i^{k+1} = \omega^k v_i^k + c_1 r_1 (pbest_i^k - x_i^k) + c_2 r_2 (gbest^k - x_i^k), \quad (2.4)$$

где  $k$  – номер итерации;  $\omega$  – инерционный вес;  $c_1$  и  $c_2$  – весовые коэффициенты;  $r_1$  и  $r_2$  – случайные числа  $[0, 1]$ .

Вторая  $c_1 r_1 (pbest_i^k - x_i^k)$  и третья  $c_2 r_2 (gbest^k - x_i^k)$  составляющие выражения (2.4) называются когнитивной и социальной компонентами. Координаты вектора положения частицы роя  $x_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD}]$  изменяются в пространстве поиска на основании выражения

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1}. \quad (2.5)$$

Составляющая  $\omega^k v_i^k$  выражения (2.4) позволяет корректировать скорость движения частицы роя на последующей итерации в зависимости от скорости движения частицы роя на предыдущей итерации. Осуществляется это с помощью коэффициента инерции  $\omega^k$ , обеспечивающий баланс движения роя частиц к локальным и глобальным минимумам во всём пространстве поиска. Чем больше значение  $\omega^k$ , тем быстрее рой частиц переместится к глобальному минимуму функции оптимизации, а чем меньше его значение, тем рой частиц будет стремиться к локальному минимуму. Коэффициент  $\omega^k$  следует выбирать таким образом, чтобы исключить сходимость в локальных минимумах. В данной диссертационной работе значение  $\omega^k$  является переменным в зависимости от номера итерации согласно следующему выражению

$$\omega^k = \omega_{\max} - \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{iter_{\max}} \cdot k, \quad (2.6)$$

где  $k$  – номер итерации;  $\omega_{\min}$  и  $\omega_{\max}$  – минимальный и максимальный весовые коэффициенты инерции,  $iter_{\max}$  – максимальное количество итераций.

С помощью выражения (2.6) значения коэффициента  $\omega^k$  постепенно уменьшаются в зависимости от номера итерации.

Для поиска последовательностей углов переключений ПЗШИМ при удалении отдельных гармонических составляющих МРЧ был разработан алгоритм, блок-схема которого представлена на рисунке 2.20. Описание алгоритма следующее:

Шаг 1. Выбор размера популяции роя частиц  $N=25$ ; выбор размерности пространства поиска роя частиц  $D=3$  (в зависимости от количества углов переключений от  $\alpha_1$  до  $\alpha_D$ ); выбор максимального количества итераций  $iter_{max}=125$ ; выбор инерционного веса  $\omega_{min}=0,2$  и  $\omega_{max}=0,7$ ; выбор весовых коэффициентов  $c_1=1,5$  и  $c_2=1,5$ ; выбор границ пространства поиска для случайной инициализации вектора положения каждой частицы роя от  $x_{min}=0$  до  $x_{max}=\pi/2$ ; выбор начальной скорости каждой частицы случайным образом от  $v_{min}=\pi/10$  до  $v_{max}=-\pi/10$ ; выбор коэффициента модуляции  $M$  от 0,7 до 1,15 с шагом 0,01.

Шаг 2. Выбор целевой функции минимизации согласно выражению (2.1) в ограничениях  $0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_D < \frac{\pi}{2}$ . Целевая функция оптимизации минимизируется при неизвестных  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ , и записывается как

$$E = (U_1 - \frac{\pi}{4} \cdot M)^2 + U_5^2 + U_7^2 \rightarrow \min. \quad (2.7)$$

ШАГ 3: Запуск алгоритма расчёта. Разработанный МРЧ реализован в программе Matlab с помощью m-файла. Найденные результаты расчёта сохраняются в виде массива данных и выводятся на график. Данный этап повторяется до тех пор, пока не будет получено достаточное количество различных последовательностей переключений ПЗШИМ.

Один из результатов расчёта методом МРЧ последовательности переключений ПЗШИМ для удаления 5-й и 7-й гармонических составляющих напряжения на входе трехуровневого трёхфазного преобразователя показан на рисунке 2.21, где видно, что зависимости углов переключений от коэффициента модуляции (см. рисунок 2.21, а), мгновенные значения напряжения на входе преобразователя и его спектр (см. рисунок 2.21, б) отличаются от результатов расчётов, полученных методом доверительных окрестностей с ломаным шагом (см. рисунок 2.5). Результаты сравнения двух последовательностей при коэффициенте модуляции 0,7 и 0,9 приведены в таблице 2.2.

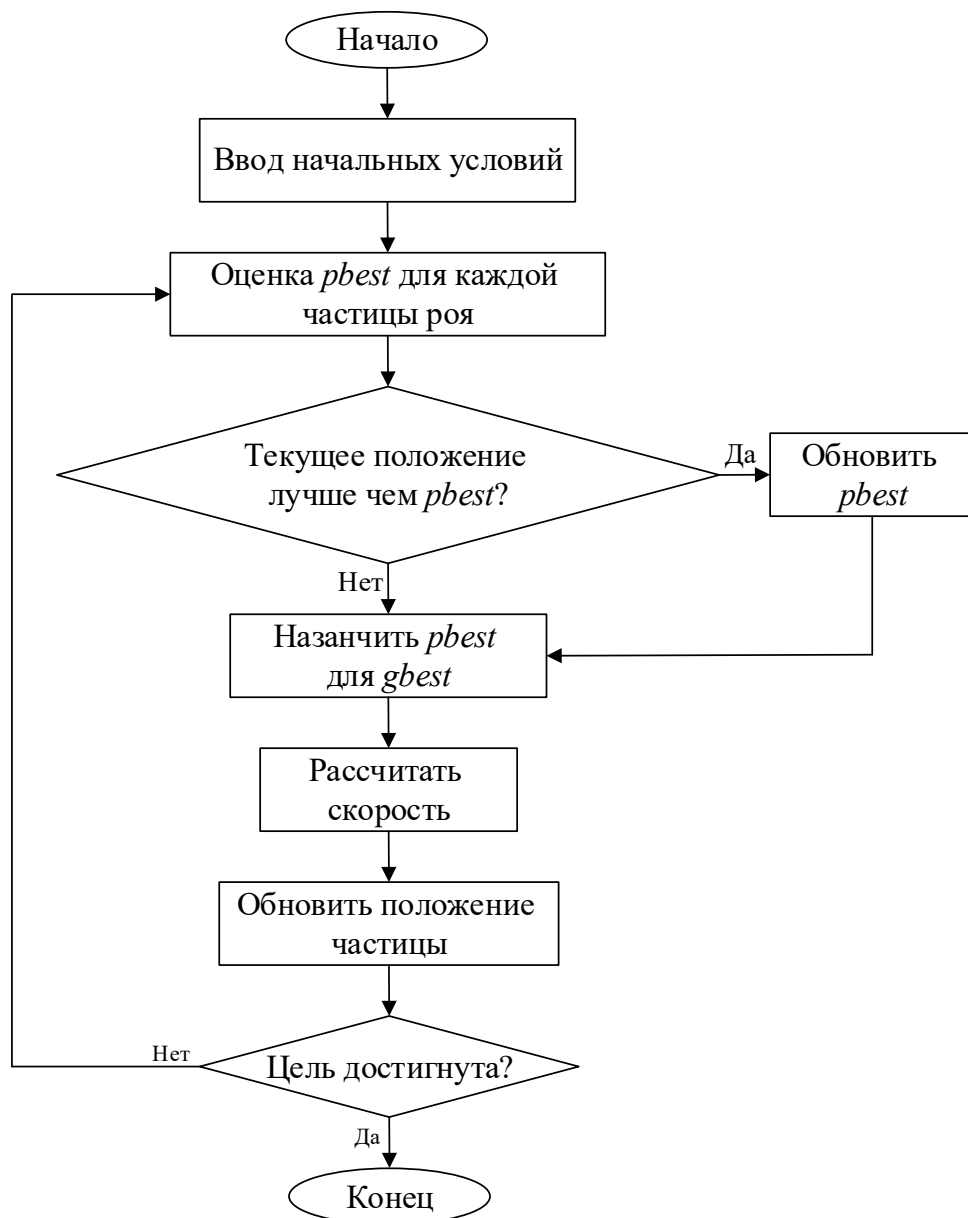
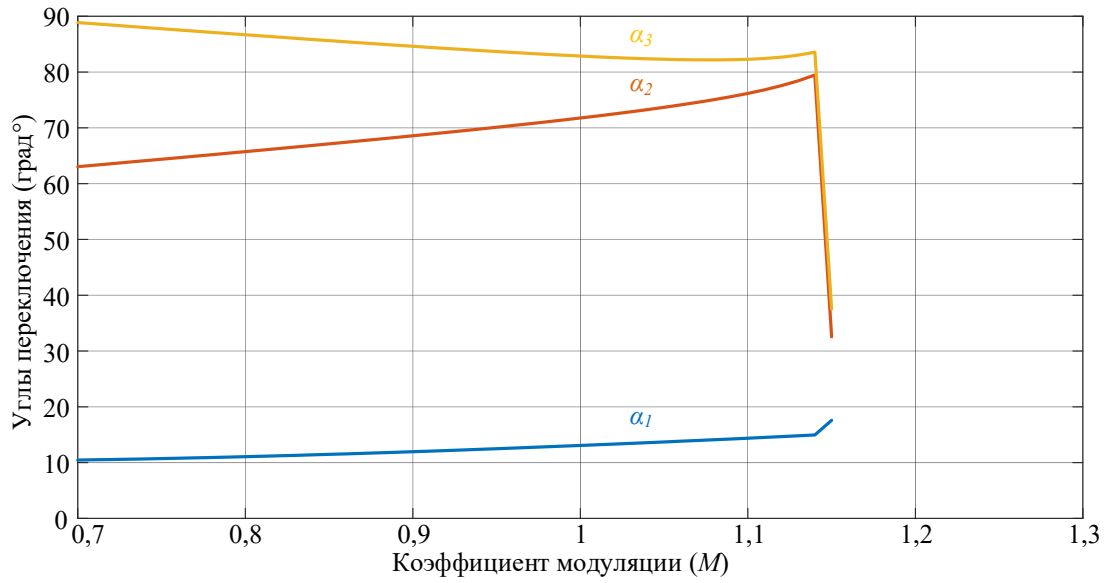


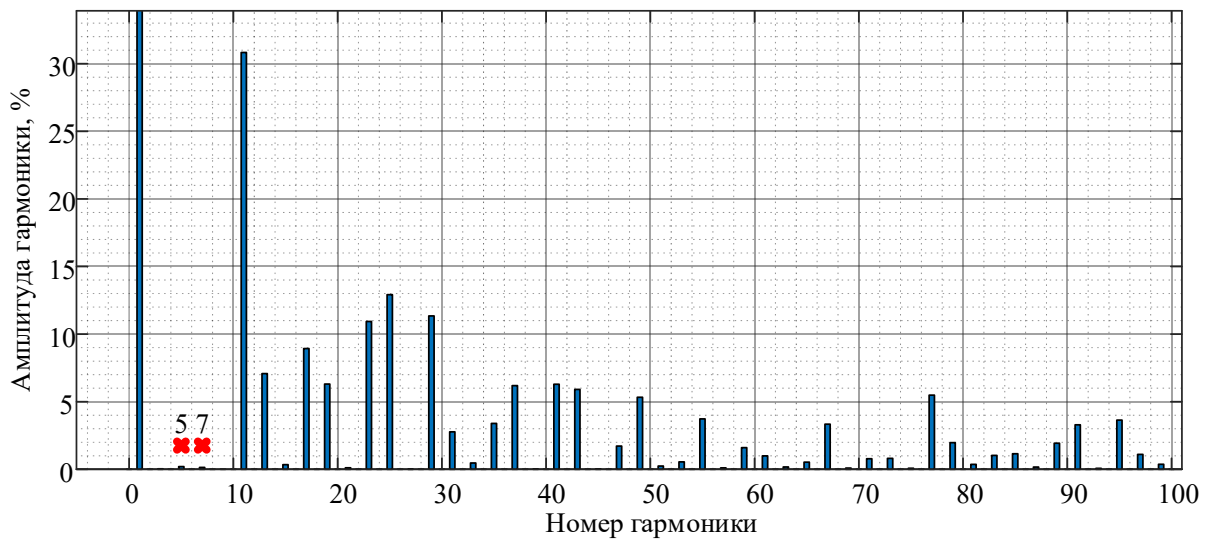
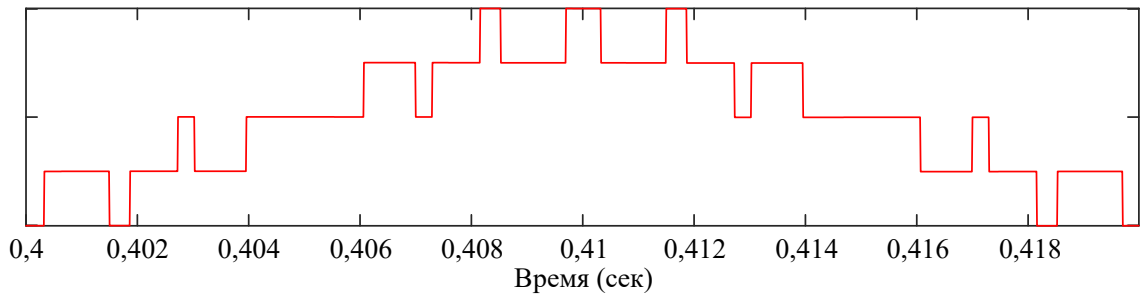
Рисунок 2.20 – Блок схема алгоритма МРЧ

Таблица 2.2 – Сравнение двух последовательностей

		$M = 0,7$		$M = 0,9$	
		Послед. 1	Послед. 2	Послед. 1	Послед. 2
УП (°)	$\alpha_1$	47,74	10,46	29,22	11,95
	$\alpha_2$	58,08	63,04	39,24	68,58
	$\alpha_3$	66,04	88,87	52,50	84,62
КГИ (%)		43,58	39,71	39,61	36,88



а)



б)

Рисунок 2.21 – Результаты расчета последовательности углов переключений при удалении 5 и 7 гармонических составляющих алгоритмом МРЧ: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M=0,8, f_1=50$  Гц,  $f_{sw}=150$  Гц)

Последовательности переключений на рисунке 2.5 и рисунке 2.21 были проанализированы на предмет показателя КГИ напряжения на входе преобразователя. Полученные ранее результаты расчёта были подставлены в уравнение (1.3), а затем рассчитаны КГИ по формуле

$$КГИ = \sqrt{\frac{U_5^2 + U_7^2 + U_{11}^2 + K + U_{49}^2}{U_1^2}}. \quad (2.8)$$

Полученные результаты оформлены в виде графика и показаны на рисунке 2.22.

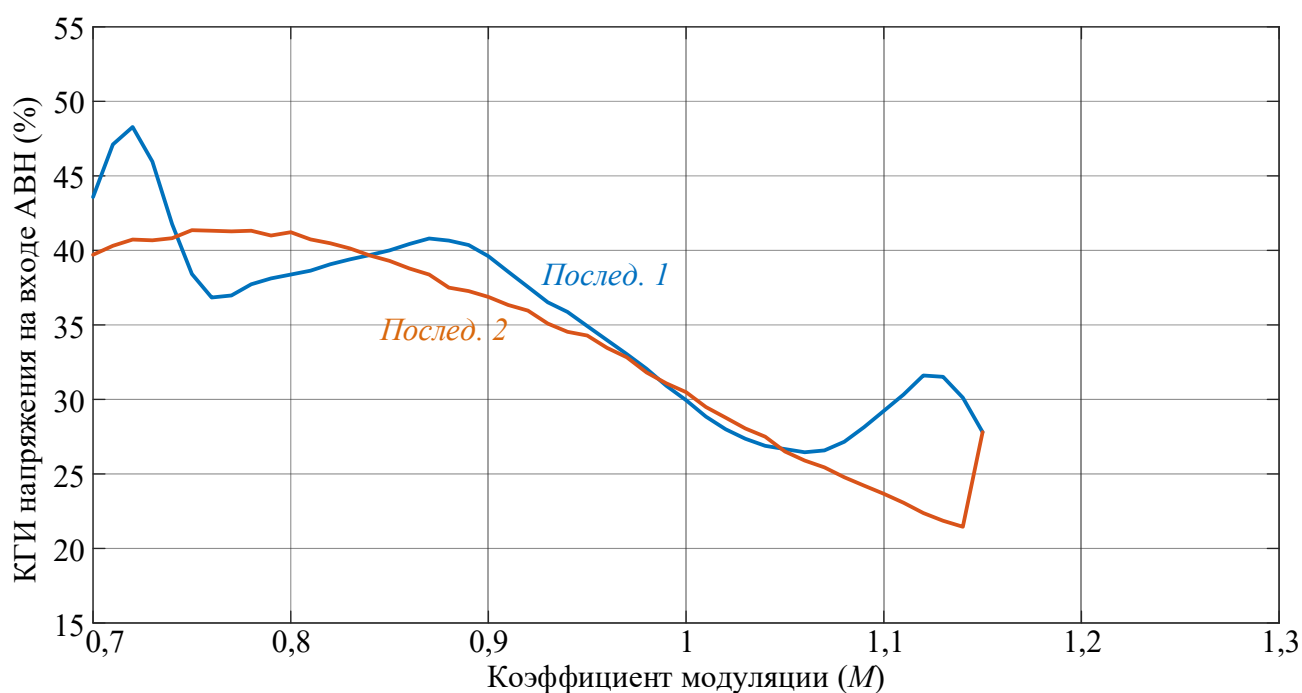


Рисунок 2.22 – Зависимости КГИ для двух последовательностей углов переключений ПЗШИМ

Показатель КГИ оказался различным (см. рисунок 2.22) практически на всём диапазоне изменения  $M$ , но при этом обе последовательности переключений ПЗШИМ успешно удаляют 5 и 7 гармонические составляющие спектра напряжения на входе преобразователя (см. рисунок 2.5 б и 2.21 б).

Для дополнительной демонстрации работы разработанного алгоритма на основе МРЧ представлены результаты его работы для удаления 5, 7, 11 и 13 гармони-

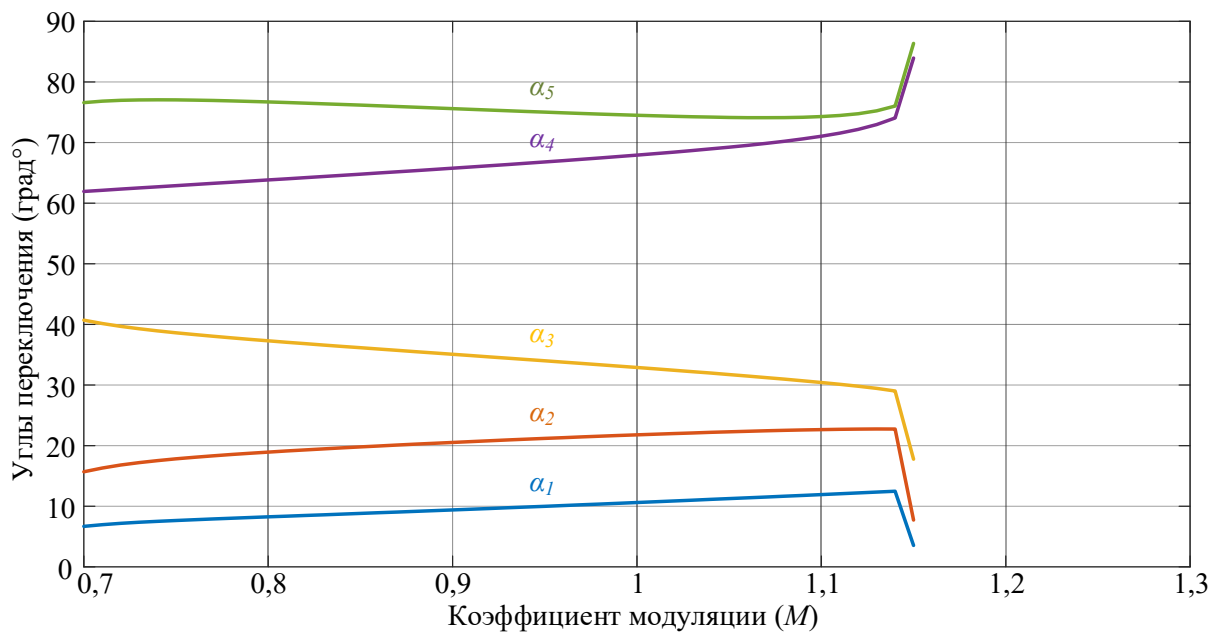
ческих составляющих напряжения на входе трехуровневого трёхфазного преобразователя. В соответствии с выражением (2.1) целевая функция оптимизации минимизируется при неизвестных  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$ , и записывается как

$$E = (U_1 - \frac{\pi}{4} \cdot M)^2 + U_5^2 + U_7^2 + U_{11}^2 + U_{13}^2 \rightarrow \min . \quad (2.7)$$

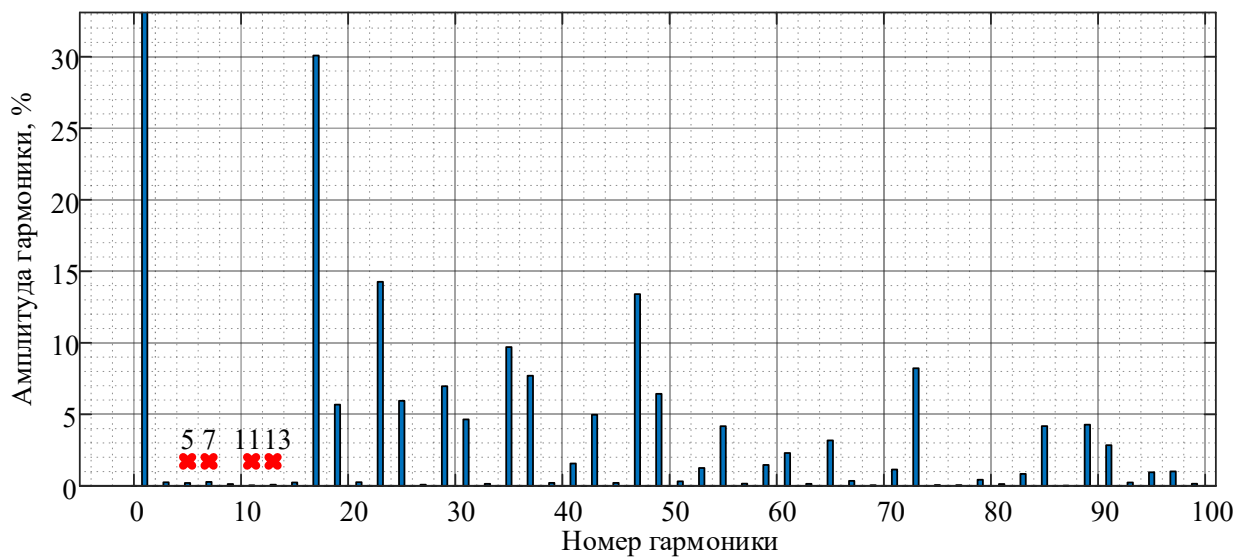
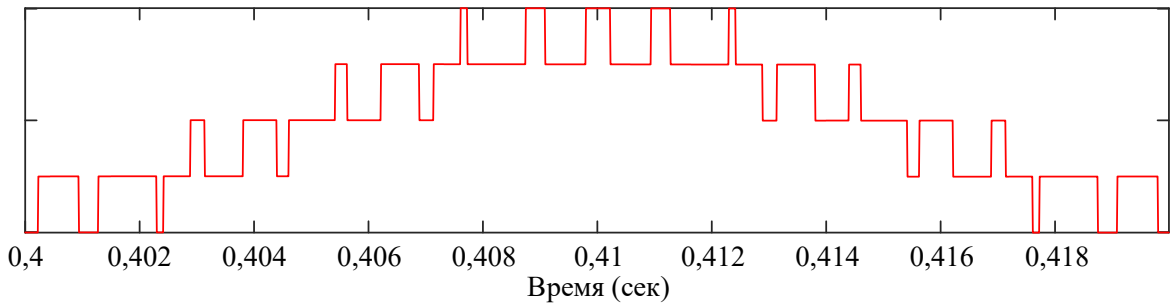
Результаты расчёта двух последовательностей переключений ПЗШИМ методом МРЧ показаны на рисунке 2.23 и рисунке 2.24, где также найдены отличия от результатов расчета, полученных методом доверительных окрестностей с ломаным шагом (см. рисунок 2.6), – значения углов переключений от коэффициента модуляции (см. рисунок 2.23, *a* и см. рисунок 2.24, *a*), мгновенных значений напряжения на входе преобразователя и его спектры (см. рисунок 2.23, *б* и см. рисунок 2.24, *б*). Результаты сравнения двух последовательностей при коэффициенте модуляции 0,7 и 0,9 приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3 – Сравнение трёх последовательностей переключений ПЗШИМ при удалении 5, 7, 11 и 13 гармоник

		$M = 0,7$			$M = 0,9$		
		Послед. 1	Послед. 2	Послед. 3	Послед. 1	Послед. 2	Послед. 3
УП (°)	$\alpha_1$	42,91	6,67	15,39	24,65	9,39	16,73
	$\alpha_2$	47,78	15,68	51,04	29,97	20,53	50,61
	$\alpha_3$	56,25	40,70	59,53	40,05	35,07	56,69
	$\alpha_4$	66,29	61,93	72,32	48,27	65,77	77,52
	$\alpha_5$	70,36	76,58	89,37	55,63	75,59	87,09
КГИ (%)		51,05	35,12	36,88	41,26	39,27	33,22



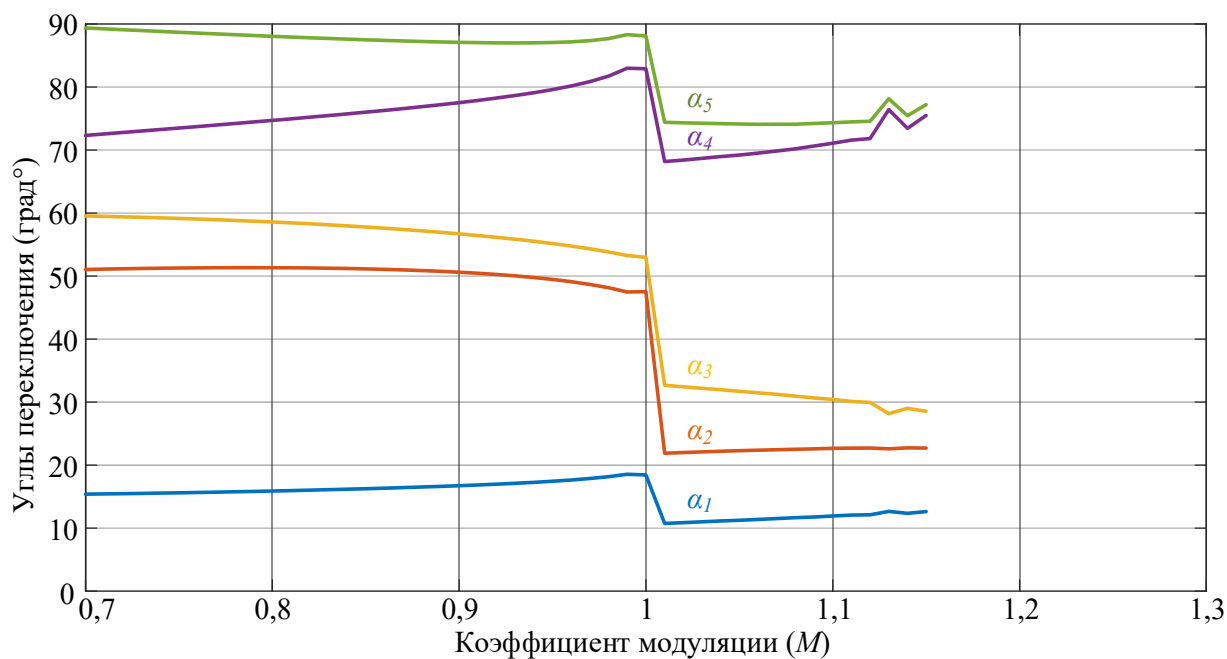
а)



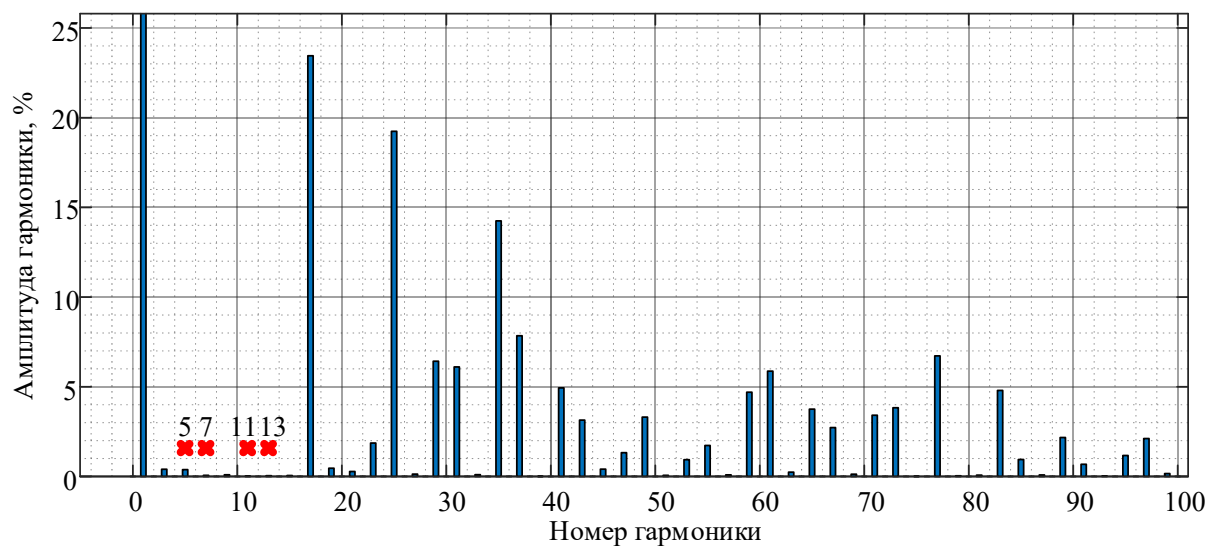
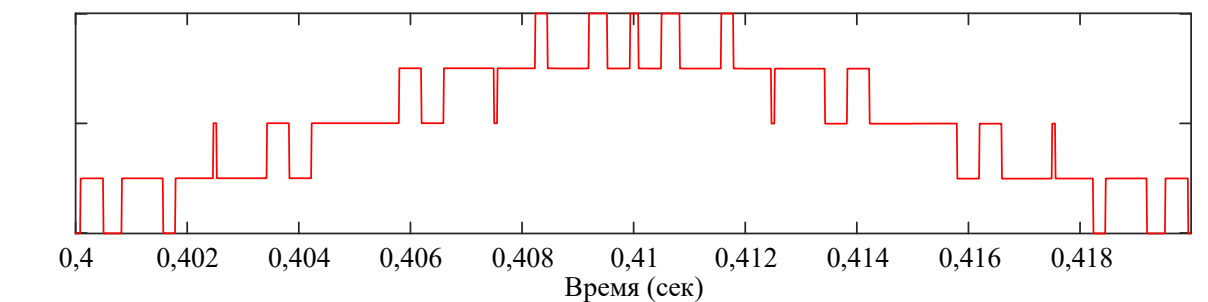
б)

Рисунок 2.23 – Результаты расчета Последовательности 2 углов переключений при удалении 5, 7, 11 и 13 гармонических составляющих алгоритмом МРЧ: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M=0,8, f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 250$  Гц)





а)



б)

Рисунок 2.24 – Результаты расчета Последовательности 3 углов переключений при удалении 5, 7, 11 и 13 гармонических составляющих алгоритмом МРЧ: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M=0,8, f_1=50$  Гц,  $f_{sw}=250$  Гц)

Последовательности переключений на рисунке 2.6, рисунке 2.23 и рисунке 2.24 были проанализированы на предмет показателя КГИ с помощью выражений (1.3) и (2.7). Полученные результаты оформлены в виде графика и показаны на рисунке 2.25.

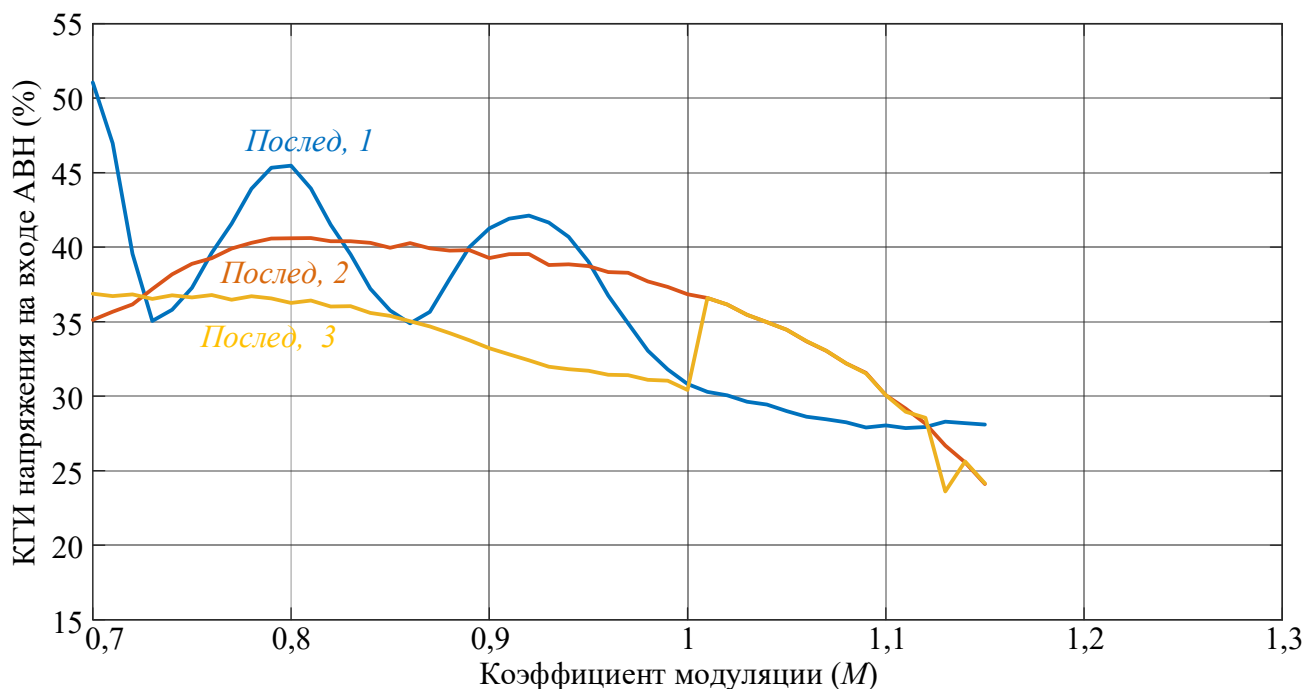


Рисунок 2.25 – Зависимости КГИ для трёх последовательностей углов переключений ПЗШИМ

КГИ оказался различным (см. рисунок 2.25) практически на всём диапазоне изменения  $M$ , но при этом, все три последовательности переключений ПЗШИМ успешно удаляют 5, 7, 11 и 13 гармонические составляющие спектра напряжения на входе преобразователя (см. рисунок 2.6 б, рисунок 2.23 б и рисунок 2.24 б).

На основании проведённых расчётов и анализа можно сделать вывод, что разработанный алгоритм на основе МРЧ для поиска последовательностей углов переключения ПЗШИМ с удалением гармонических составляющих из спектра напряжения на входе преобразователя позволяет получить больше результатов без необходимости перебора начальных условий.

## **2.4. Поиск последовательностей углов переключений ПЗШИМ при подавлении коэффициентов отдельных гармонических составляющих методом барьерных функций**

Решение системы нелинейных уравнений (1.13), описывающее ШИМ форму напряжения с подавлением отдельных гармонических составляющих является более сложной задачей, чем при удалении отдельных гармонических составляющих. Это связано с увеличением количества переменных целевой функции и их взаимовлиянии. В данной диссертационной работе был применён метод барьерных функций для поиска последовательностей углов переключений ПЗШИМ, реализованный с помощью функции *fmincon* программы Matlab пакета Optimization toolbox. Обобщенный цикл алгоритма поиска состоит из следующих основных шагов [158–160]:

Шаг 1. Ввод исходных данных: начальные углы переключений, коэффициент модуляции;

Шаг 2. Выбор метода барьерных функций (используется функция *fmincon* программы Matlab). Определение ограничений переменных целевой функции (см. выражения (1.4) и (1.13)). Определение целевой функции минимизации (см. выражение (2.2));

Шаг 3. Запуск алгоритма поиска. В случае успешной минимизации целевой функции результаты последовательностей углов переключений сохраняются и цикл алгоритма заканчивается, в противном случае необходимо корректировать начальные условия, ограничения переменных целевой функции и/или увеличивать количество итераций.

На рисунке 2.26 представлена обобщённая блок-схема разработанного алгоритма поиска последовательностей углов переключений полупроводниковых модулей трёхуровневого преобразователя. При написании диссертационной работы удалось найти решения системы уравнений (1.13) с 13-ю (см. рисунок 2.27) и 15-ю (см. рисунок 2.28) углами переключений с подавлением 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, 41, 43, 47, 49 гармонических составляющих.

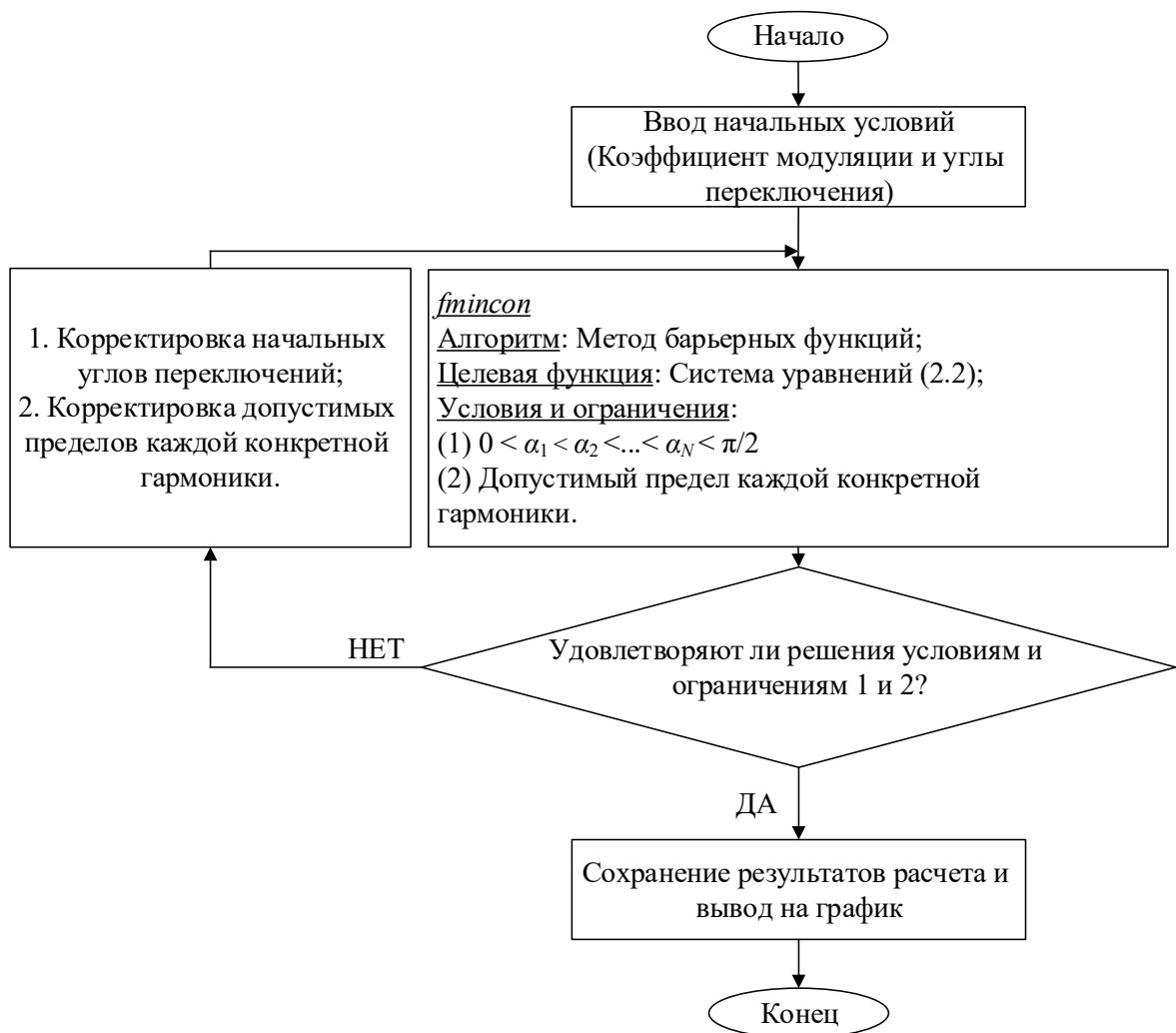
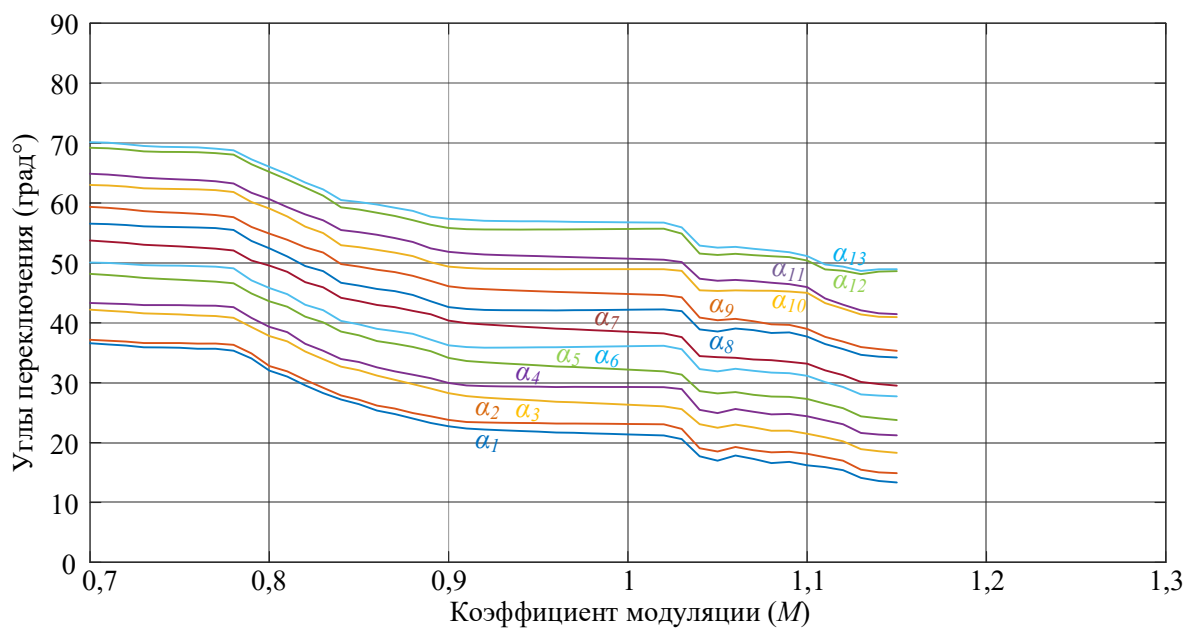


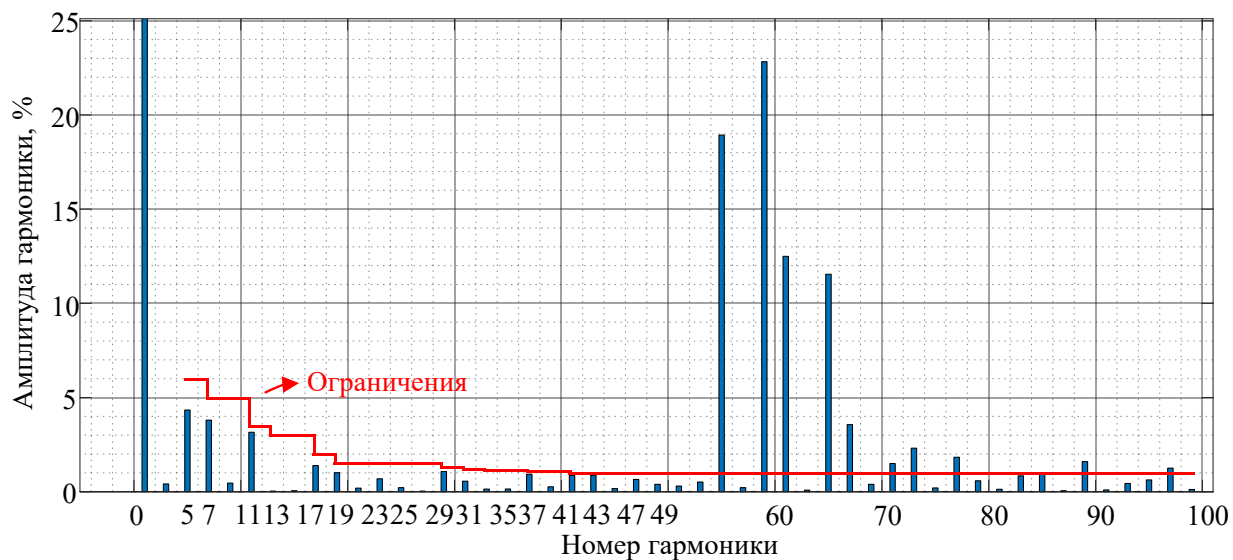
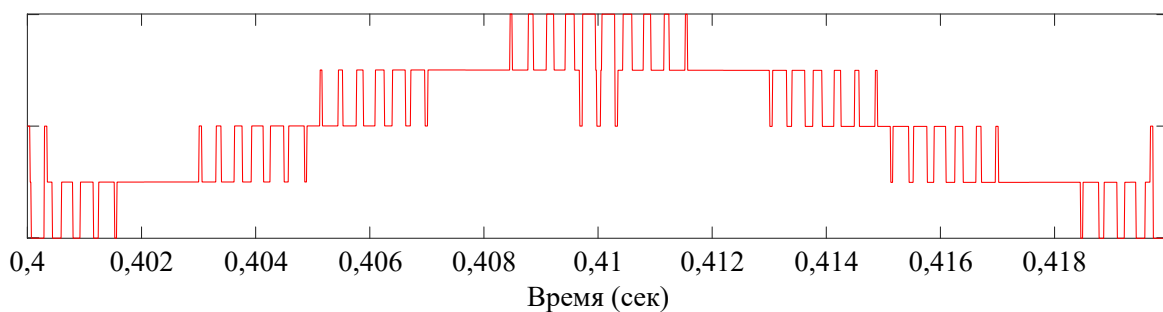
Рисунок 2.26 – Блок-схема алгоритма поиска последовательностей углов переключений ПЗШИМ при подавлении отдельных гармонических составляющих методом барьерных функций

Таблица 2.4 – Начальные углы переключений

	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$\alpha_6$	$\alpha_7$	$\alpha_8$	$\alpha_9$	$\alpha_{10}$	$\alpha_{11}$	$\alpha_{12}$	$\alpha_{13}$	$\alpha_{14}$	$\alpha_{15}$
$N=$	22.	23.	28.	29.	34.	36.	40.	42.	46.	49.	51.	55.	57.		
13	64	72	15	86	04	12	31	48	02	27	74	72	22		
$N=$	29.	30.	35.	36.	41.	42.	47.	49.	53.	56.	59.	62.	64.	69.	69.
15	69	07	80	49	75	99	77	77	44	31	05	79	55	02	85

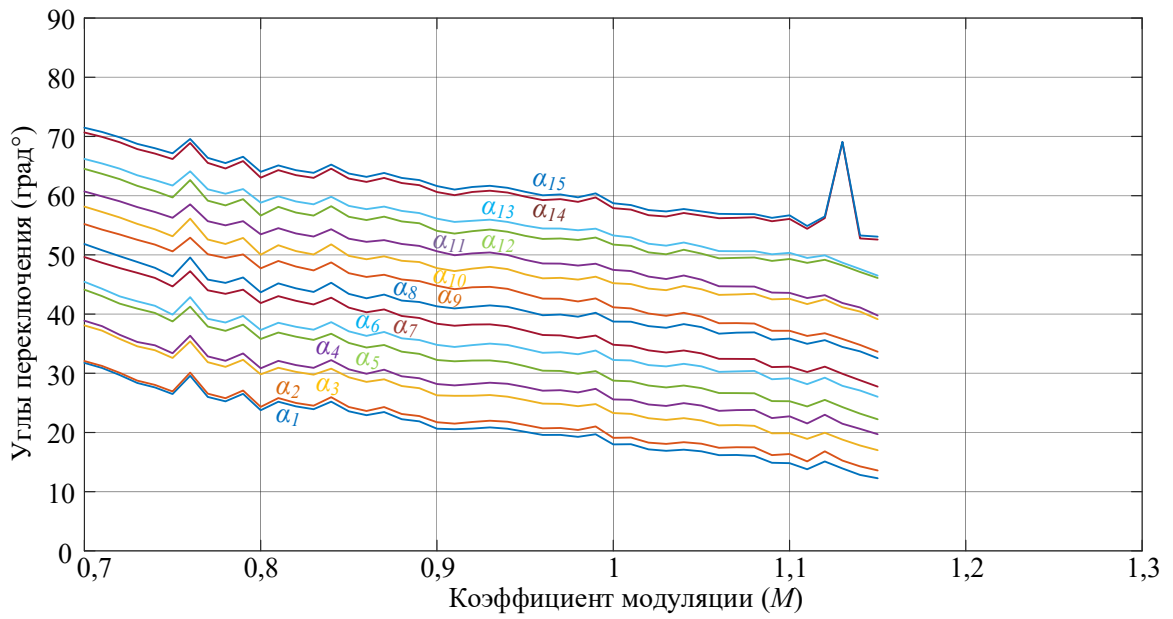


а)

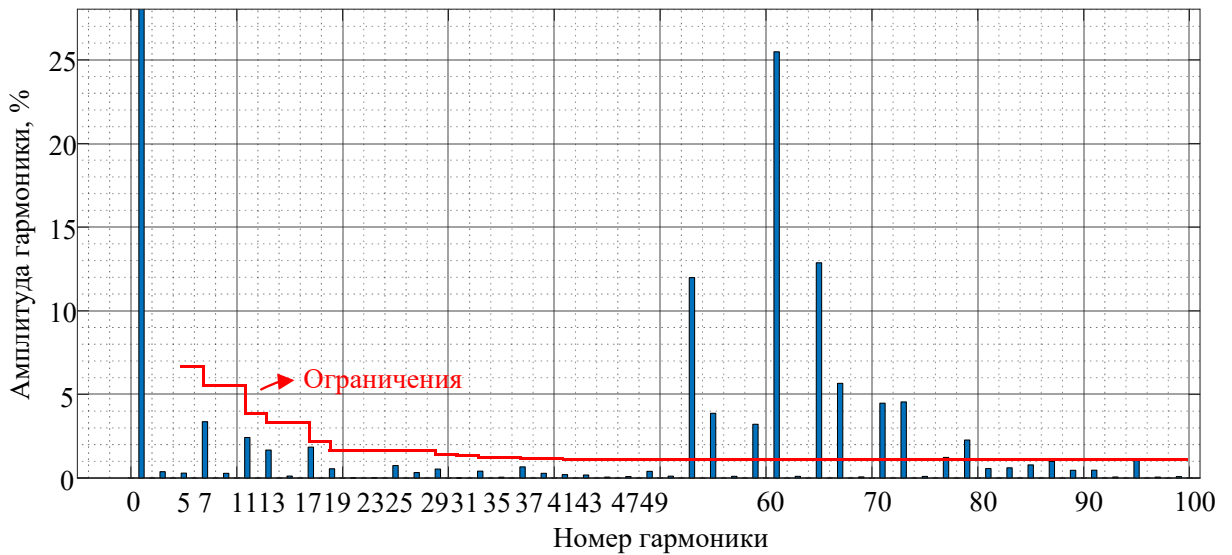
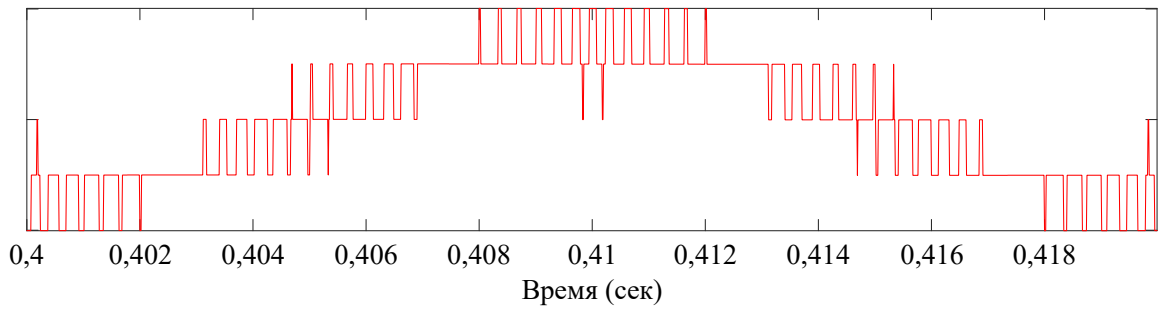


б)

Рисунок 2.27 – Результаты расчета последовательности при 13 углах переключений при подавлении 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, 41, 43, 47, 49 гармонических составляющих: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M = 0,8$ ,  $f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 650$  Гц)



а)



б)

Рисунок 2.28 – Результаты расчета последовательности при 15 углах переключений при подавлении 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, 41, 43, 47, 49 гармонических составляющих: (а) мгновенные значения и (б) спектр линейного напряжения на входе трёхуровневого преобразователя ( $M = 0,8, f_1 = 50$  Гц,  $f_{sw} = 750$  Гц)

На рисунке 2.27, б и рисунке 2.28, б хорошо видно, что значения каждой отдельной гармонической составляющей ниже 50-й находятся ниже установленных международными стандартами электромагнитной совместимости пределов [161, 162]. Последовательность при 13 углах переключений (см. рисунок 2.27) позволила практически полностью исключить 13-ю, 25-ю и 35-ю гармонические составляющие из спектра напряжения на входе АВН. Последовательность при 15 углах переключений (см. рисунок 2.28) позволила практически полностью исключить 5-ю, 23-ю, 31-ю, 35-ю, 41-ю, 43-ю и 47-ю гармонические составляющие из спектра напряжения на входе АВН при заданном коэффициенте модуляции.

Таким образом, полученные решения последовательностей углов переключений при каждом отдельном коэффициенте модуляции представляют собой комбинацию удаления и подавления гармонических составляющих. Также следует отметить, что уровни подавляемых гармоник будут изменяться в зависимости от коэффициента модуляции.

## **2.5. Выводы**

1. Разработан метод расчёта предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами на основе метода роя частиц с возможностью получения нескольких последовательностей без необходимости перебора начальных углов переключений;

2. Разработан алгоритм смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами, позволяющий осуществить смену различных последовательностей ПЗШИМ без увеличения количества средней частоты переключений полупроводниковых модулей в пределах периода напряжения на входе АВН;

3. Рассчитана предварительно запрограммированная ШИМ последовательность переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами, позволяющая обеспечить требуемый международными стандартам качества уровень КГИ и отдельных гармонических составляющих при 13-и переключений за четверть периода напряжения на входе АВН.

### **ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА СМЕНЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНО ЗАПРОГРАММИРОВАННЫХ ШИМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МОДУЛЕЙ ТРЁХФАЗНОГО ТРЁХУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ФИКСИРУЮЩИМИ ДИОДАМИ**

В данной главе предложен алгоритм смены рассчитанных в Главе 2 предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трёхуровневого преобразователя с фиксирующими диодами.

#### **3.1. Области применения и требования к алгоритму смены различных последовательностей ПЗШИМ**

Изменение метода или алгоритма ШИМ в процессе работы преобразователя может существенно повысить его эффективность. Ниже приведено достаточное количество научных работ, имеющих тому подтверждение.

В работах [163, 164] авторы предложили для выравнивания напряжений относительно средней точки конденсаторов звена постоянного тока трёхфазного трёхуровневого преобразователя с фиксирующими диодами на основе метода СШИМ временно переключаться на его ПВШИМ. В работах [165, 166] авторы продемонстрировали гибридный алгоритм ПВШИМ, который в процессе работы преобразователя меняет таблицы состояний переключений полупроводниковых модулей в зависимости от частоты вектора напряжения на входе преобразователя. Это позволило существенно снизить количество переключений ключей и повысить КПД системы. Опубликованные результаты исследований в трудах [167–171] демонстрируют возможности существенно повысить КПД автономных инверторов напряжения в составе ПЧ и сетевых инверторов ветроэнергетических и солнечных систем генерирования электрической энергии с помощью гибридного алгоритма ШИМ, который в установившемся режиме выбирает ПЗШИМ, а в динамическом режиме ПЗШИМ. Существуют и другие исследования, подтверждающие превосходство гибридных алгоритмов ШИМ по сравнению с классическими [172–179].



Однако стоит отметить, что в научной литературе до сих пор не раскрыты преимущества возможности смены одной последовательности ПЗШИМ на другую. Кроме того, обзор литературы показал, что не уделено внимание к требованиям логической и программной реализации алгоритмов смены различных методов ШИМ.

В рамках идеи данной диссертационной работы сформулированы требования к разрабатываемому алгоритму смены последовательностей ПЗШИМ:

1. Значения коэффициента модуляции и угла сдвига напряжения на входе преобразователя от напряжения сети являются одинаковыми для всех последовательностей ПЗШИМ;

2. Переход от одной последовательности ПЗШИМ к другой происходит по специальному сигналу без остановки ШИМ модулятора;

3. В любой момент времени любая последовательность ПЗШИМ формирует три возможных комбинации ключей [P], [O] или [N] для каждой фазы преобразователя, которые необходимо учитывать. Смена различных последовательностей ПЗШИМ возможна при полном отсутствии или только при одном различии в формируемых состояниях [P], [O], [N]. Далее представлено подробное описание данного требования.

Все моменты смены последовательностей ПЗШИМ можно разделить на четыре варианта в зависимости от формируемых состояний [P], [O], [N]:

1. Вариант 1 – формируемые состояния [P], [O], [N] не изменяются;
2. Вариант 2 – изменяется одно состояние [P], [O], [N];
3. Вариант 3 – изменяется два состояния [P], [O], [N];
4. Вариант 4 – изменяются все состояния [P], [O], [N].

Вариант 1 смены двух последовательностей ПЗШИМ показан на рисунке 3.1, демонстрирующий переход без изменения формируемых состояний [P], [O], [N] – из состояния [POO] последовательности ПЗШИМ №1 переходим в состояние [POO] последовательности ПЗШИМ №2. Смена последовательностей осуществляется в момент появления сигнала смены последовательностей переключений (Сигнал смены ПП).

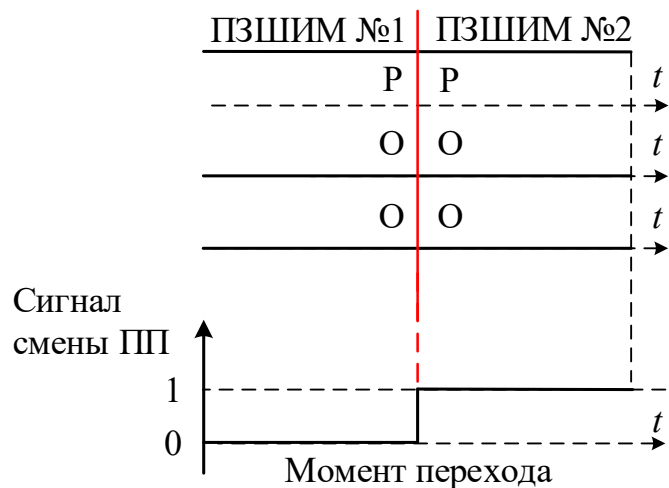


Рисунок 3.1 – Формируемые состояния [P], [O], [N] не изменяются

На рисунке 3.2 показан Вариант 2 смены двух последовательностей ПЗШИМ. В момент появления сигнала смены ПП переход также выполняется. В данном рассматриваемом случае происходит изменение только одного состояния [P], [O], [N] – из состояния [PON] последовательности ПЗШИМ №1 переходим в состояние [POO] последовательности ПЗШИМ №2. Смена последовательностей осуществляется в момент появления сигнала смены ПП.

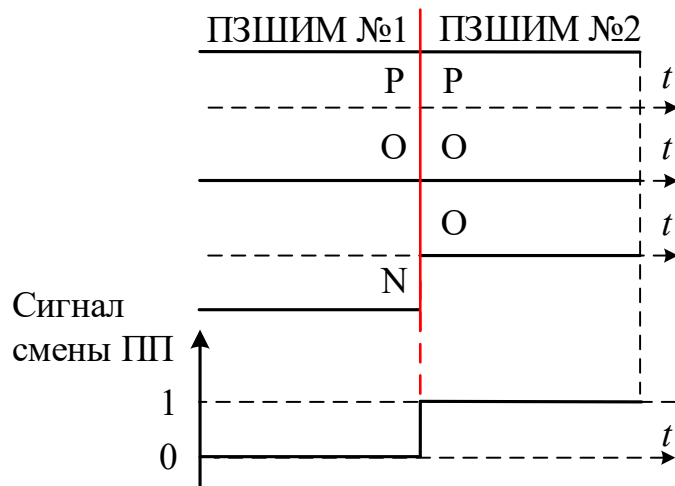


Рисунок 3.2 – Изменяется одно состояние [P], [O], [N]

Запрещающий смену двух последовательностей ПЗШИМ Вариант 3 показан на рисунке 3.3, на котором видно, что последовательность ПЗШИМ №1 имеет состояния [PNN], а последовательность ПЗШИМ №2 состояния [POO]. Этот момент

не соответствует сформулированному требованию №2, так может привести к броскам тока или увеличению количества переключений полупроводниковых модулей в силовой цепи преобразователя.

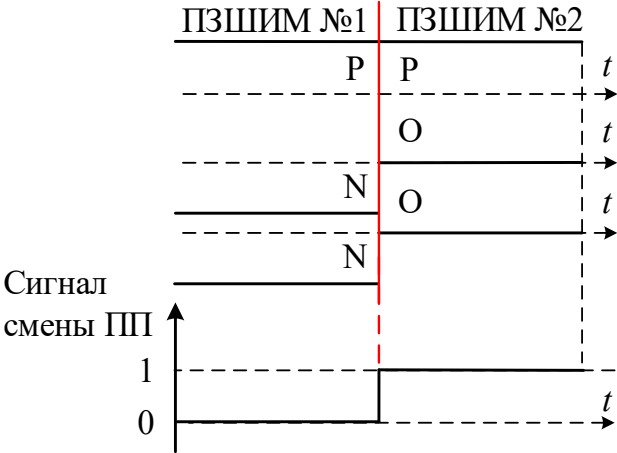


Рисунок 3.3 – Изменяется два состояния [P], [O], [N]

На рисунке 3.4 показан последний запрещающий смену последовательностей ПЗШИМ Вариант 4. По сигналу смены ПП переход из состояния [ONN] последовательности ПЗШИМ №1 не будет выполнен в состояние [POO] последовательности ПЗШИМ №2, так как это не соответствует сформулированному требованию №2, указанному выше.

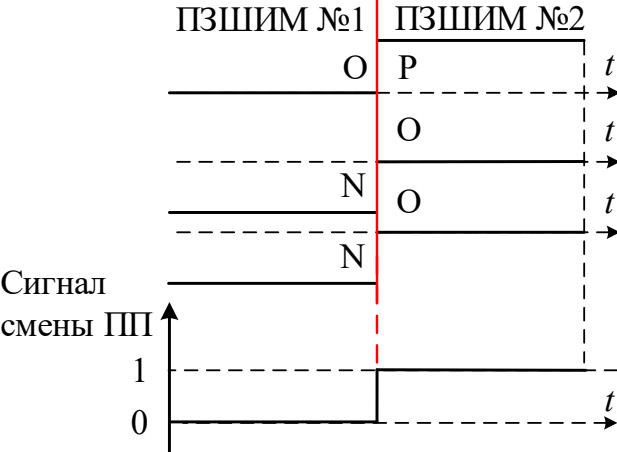


Рисунок 3.4 – Изменяется три состояния [P], [O], [N]

### 3.2. Реализация алгоритма для трёхфазного трёхуровневого АВН

Алгоритм смены различных последовательностей ПЗШИМ был применён в составе классической системы автоматического управления (САУ) трёхфазного трёхуровневого АВН. САУ выполнена на основе пространственно-векторного управления с синхронизацией по вектору напряжения сети (с англ. voltage-oriented control (VOC)) [180–182].

Функциональная схема САУ показана на рисунке 3.5, на котором приняты следующие обозначения:  $T$  – понижающий трансформатор; устройство фазовой автоподстройки частоты (ФАЧП) – блок синхронизации напряжений на входе АВН с напряжением питающей сети;  $i_{abc}$  и  $u_{abc}$  – мгновенные измеренные значения фазных токов и напряжений на вторичной стороне трансформатора в системе координат  $abc$ ;  $\theta$  – угол пространственного вектора напряжения сети, вычисляемый по формуле

$$\theta = 2\pi f_1 t, \quad (3.1)$$

где  $f_1$  – частота сигнала измеренного напряжения  $u_{abc}$ ;

$i_{dq}$  – мгновенные измеренные значения фазных токов на входе АВН в системе координат  $dq0$ ;  $i_{dq3}$  – заданные значения фазных токов на входе АВН в системе координат  $dq0$ ;  $u_{dq}$  – мгновенные измеренные значения фазных напряжений на входе АВН в системе координат  $dq0$ ;  $u_d$  – мгновенные измеренные значения напряжений конденсаторов звена постоянного тока АВН;  $u_{dcref}$  – заданное значение напряжения конденсаторов звена постоянного тока АВН;  $M$  – коэффициент модуляций АВН;  $L_{ABH}$  – индуктивность на входе АВН; ФНЧ – фильтр нижних частот;  $\alpha'$  – угол сдвига между напряжениями вторичных обмоток фазосдвигающих трансформаторов и фазных напряжений на входе АВН, вычисляемый по формуле

$$\alpha' = \arctan \frac{u_q}{u_d}. \quad (3.2)$$

Параметры питающей сети, АВН и его системы управления перечислены в Таблицах 3.1 – 3.3, где  $S_c$  – полная мощность сети;  $R_c$  – активное сопротивление сети;  $L_c$  – индуктивность сети;  $R_{IGBT}$  – активное сопротивление IGBT;  $R_\delta$  – активное сопротивление фиксирующего диода;  $L_{ABH}$  – индуктивность на входе АВН;  $R_{ABH}$  – активное сопротивление на входе АВН;  $C_{dc}$  – ёмкость звена постоянного тока;  $K_{pdc}$  и  $K_{idc}$  – коэффициенты ПИ-регулятора напряжения DC;  $K_{pi}$  и  $K_{ii}$  – коэффициенты ПИ-регулятора тока АВН.

Таблица 3.1 – Параметры питающей сети

$S_c$	$R_c$	$L_c$
1,5 МВА	0,08929 Ом	0,01658 мГн

Таблица 3.2 – Параметры АВН

$R_{IGBT}$	$R_\delta$	$L_{ABH}$	$R_{ABH}$	$C_{dc}$
0,001 Ом	0,001 Ом	2,5 мГн	0,022 Ом	6204 мкФ

Таблица 3.3 – Параметры САУ АВН

$K_{pdc}$	$K_{idc}$	$K_{pi}$	$K_{ii}$
0,48	18,4	1,67	14,67

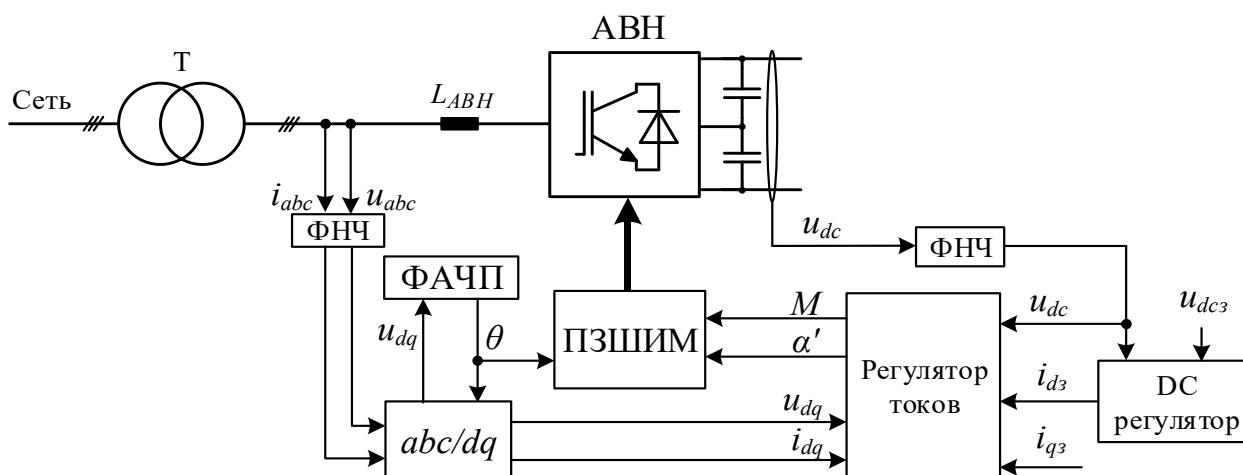


Рисунок 3.5 – Функциональная схема системы управление АВН с ориентацией по вектору напряжения сети

На рисунке 3.6 представлена состоящая из нескольких основных функциональных блоков структура ПЗШИМ.

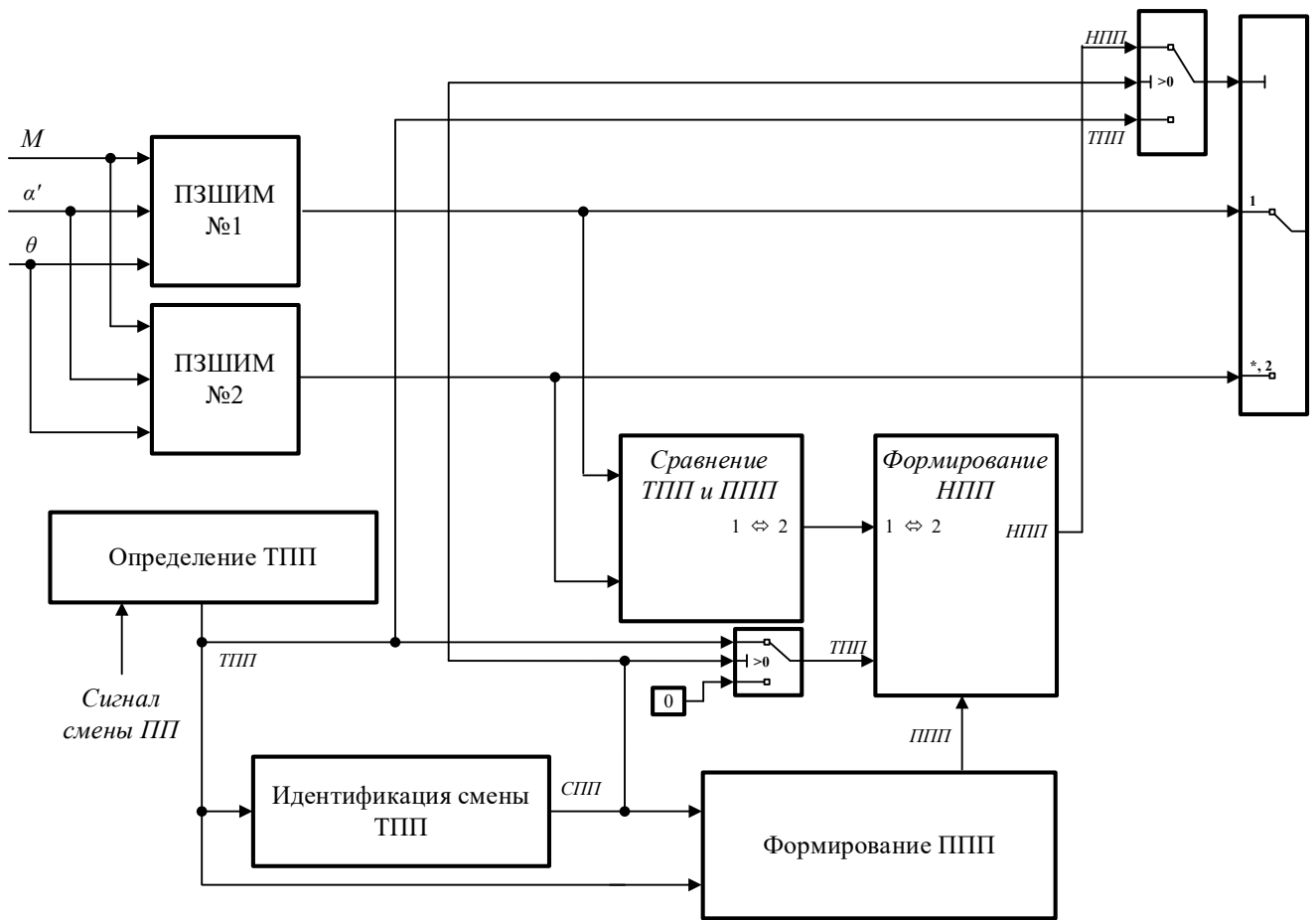


Рисунок 3.6 – Структурная схема блока ПЗШИМ, включающая алгоритм смены последовательностей ПЗШИМ

Назначение каждого из блоков (см. рисунок 3.6) пояснено ниже при описании работы алгоритма:

1. Блоки «ПЗШИМ №1» и «ПЗШИМ №2» формируют состояния переключений [P], [O], [N] в зависимости от задающих воздействий коэффициента модуляции  $M$ , угла сдвига напряжения на входе преобразователя от напряжения сети  $\alpha'$  и угла поворота пространственного вектора напряжения сети  $\theta$ , поступающих из системы управления АВН и ФАЧП. Сигналы только одной последовательности ПЗШИМ, либо «ПЗШИМ №1», либо «ПЗШИМ №2», могут поступить на выход блока ПЗШИМ. В начальный момент работы алгоритма выбирается одна последовательность, которая называется текущей последовательностью переключений (ТПП);

$$ТПП = \begin{cases} 1, & \text{ПЗШИМ №1} \\ 2, & \text{ПЗШИМ №2} \end{cases} \quad (3.3)$$

2. Блок «Определение ТПП» формирует на выходе номер ТПП в зависимости от входного сигнала «Выбор ПЗШИМ». В этот же момент времени происходит идентификация сигнала смены последовательности (СПП) ПЗШИМ. Если СПП равно [1], то меняем, а если [0] – не меняем.

3. Если СПП имеет логический сигнал [0], то ТПП не меняет своего значения и цикл работы алгоритма заканчивается. Сигнал СПП обнуляется по истечению времени цикла работы блока «Формирование предыдущей последовательности переключений (ППП)»;

4. В случае, если СПП имеет логический сигнал [1], то блок «Формирование ППП» удерживает номер ТПП в течении времени цикла работы блока  $T$  и формирует логический сигнал ППП:

$$ППП = f(ТПП, СПП) = \begin{cases} 1, & ТПП = 1, СПП = 1 \\ 2, & ТПП = 2, СПП = 1 \end{cases}, \quad (3.4)$$

5. Сигнал ППП поступает в блок «Сравнение ТПП и ППП», сравнивающий состояния [Р], [О], [N] последовательностей ПЗШИМ, которым присвоены переменные ТПП и ППП. Если сравниваемые состояния удовлетворяют Варианту 1 (см. рисунок 3.1) или Варианту 2 (см. рисунок 3.2), то на выходе блока «Сравнение ТПП и ППП» формируется логический сигнал [1] – результат сравнения последовательностей переключений (РСПП), если не удовлетворяет требованиям (Варианту 3 (см. рисунок 3.3) или Варианту 4 (см. рисунок 3.4)), то РСПП переходит в состояние [0], ТПП не изменяется, цикл работы алгоритма заканчивается:

$$РСПП = f(ТПП, ППП) = \begin{cases} 0, \\ 1, \end{cases}, \quad (3.5)$$

6. Переменные ТПП, ППП и РСПП поступают на вход блока «Смена ПП», формирующий сигнал новой последовательности переключений (НПП) ПЗШИМ, соответствующий ТПП при выполнении следующих логических операций:

$$НПП = f \left( \begin{matrix} ТПП, \\ ППП, \\ РСПП \end{matrix} \right) = \begin{cases} 1, & ТПП = 1, ППП = 2, РСПП = 1 \\ 2, & ТПП = 1, ППП = 1, РСПП = 1 \end{cases}, \quad (3.6)$$

7. После формирования НПП алгоритм заканчивает работу и начинается новый цикл. На рисунке 3.7 представлена блок-схема описанного выше алгоритма.

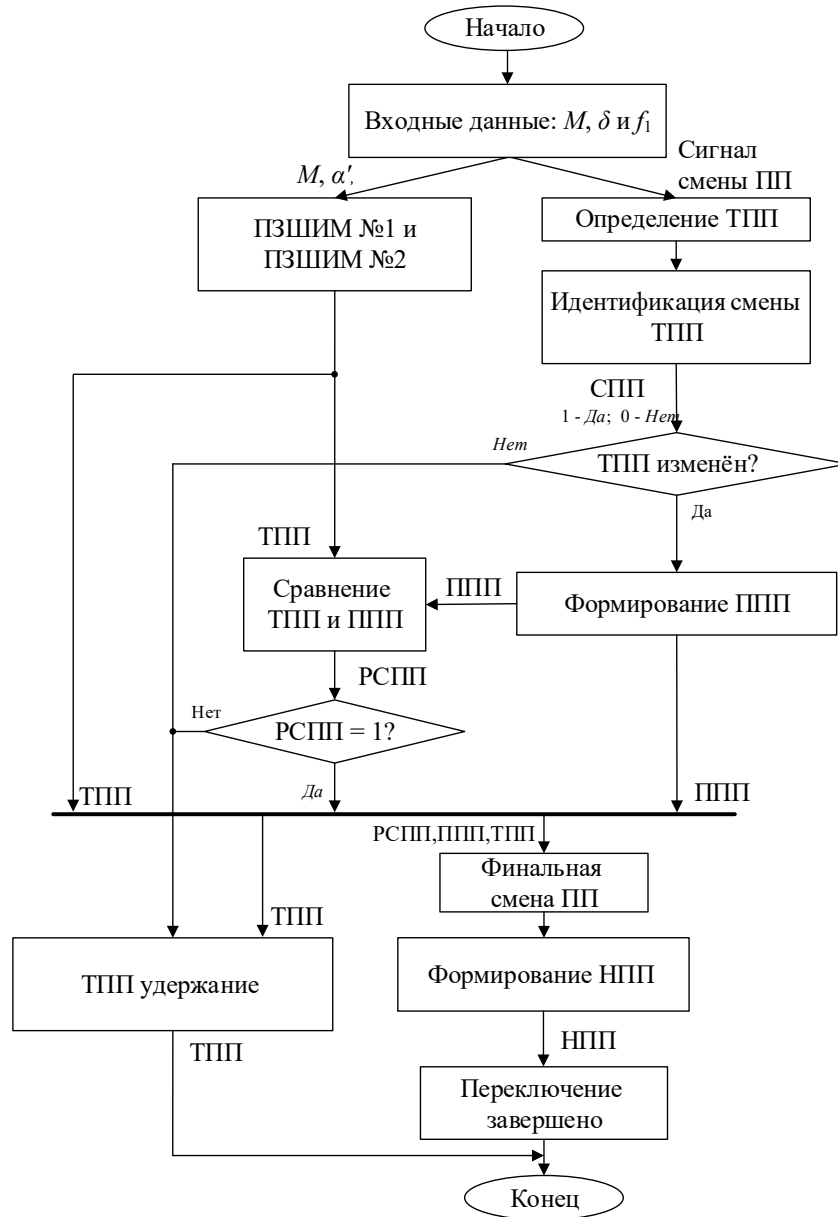


Рисунок 3.7 – Блок-схема разработанного алгоритма перехода между двумя различными последовательностями переключений

Логика формирования состояний [P], [O], [N] блоками «ПЗШИМ №1» и «ПЗШИМ №2» (см. рисунок 3.6) показана на рисунке 3.8, где  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  и  $\alpha_3$  – углы переключения, полученные на основе заданных значений коэффициента модуляции  $M$ , фазы сигналов  $\theta_A$ ,  $\theta_B$  и  $\theta_C$ , формирующиеся на основе значений  $\alpha'$  и  $\theta$ . Затем,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  и  $\alpha_3$  сравниваются с сигналами  $\theta_A$ ,  $\theta_B$  и  $\theta_C$ , формируя логические сигналы управления



для каждой фазы трёхуровневого преобразователя. Для любых других последовательностей переключений структурно-логическая схема строится схожим образом.

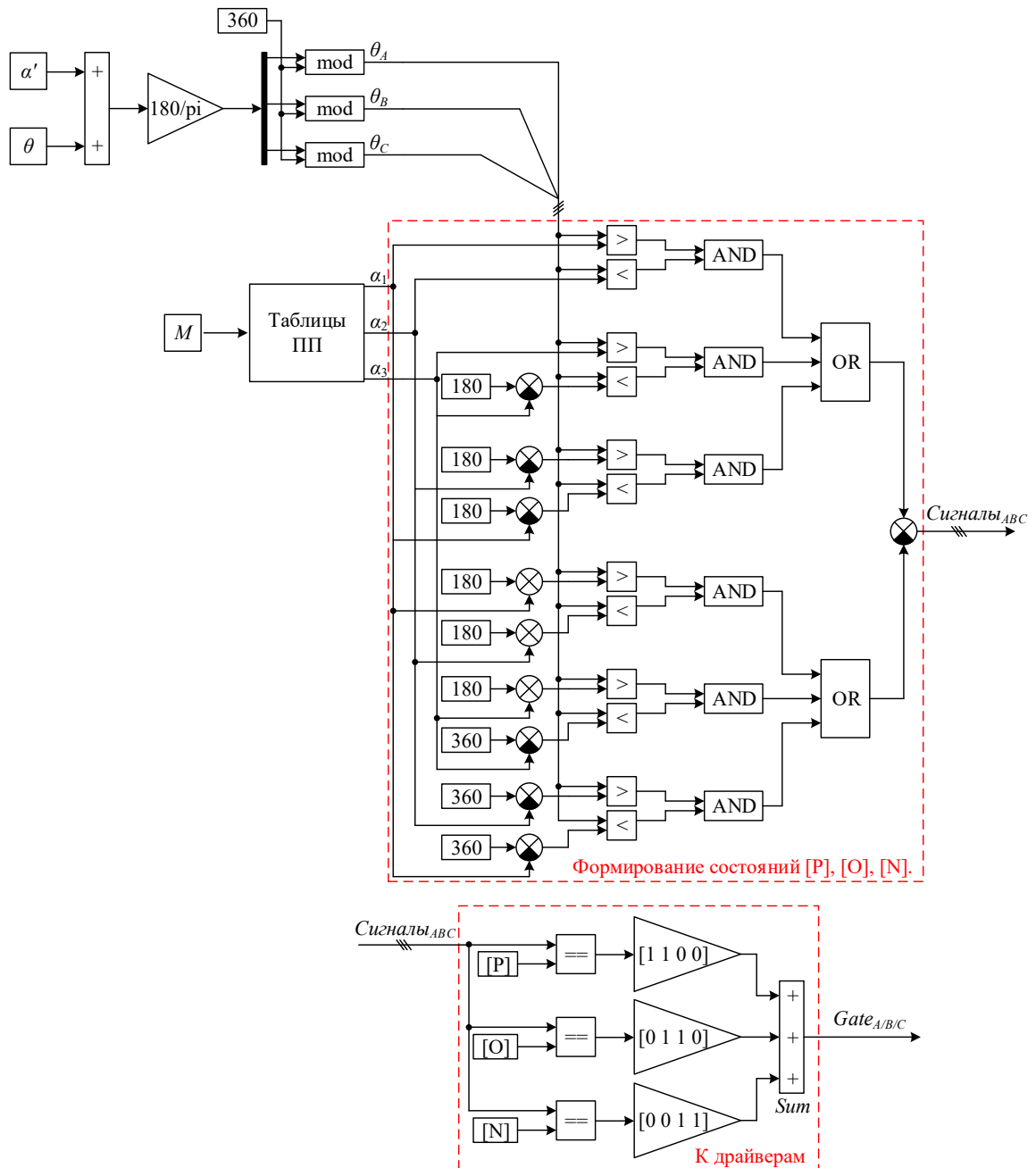


Рисунок 3.8 – Пример структурно-логической схемы блока «ПЗШИМ»

На рисунке 3.9 показана схема блока «Наблюдатель ПП», выполняющий наблюдение а формируемыми состояниями [P], [O] и [N] последовательностей ПЗШИМ. С помощью данного блока осуществляется предупреждение и реализация требований к алгоритму смены последовательностей ПЗШИМ.

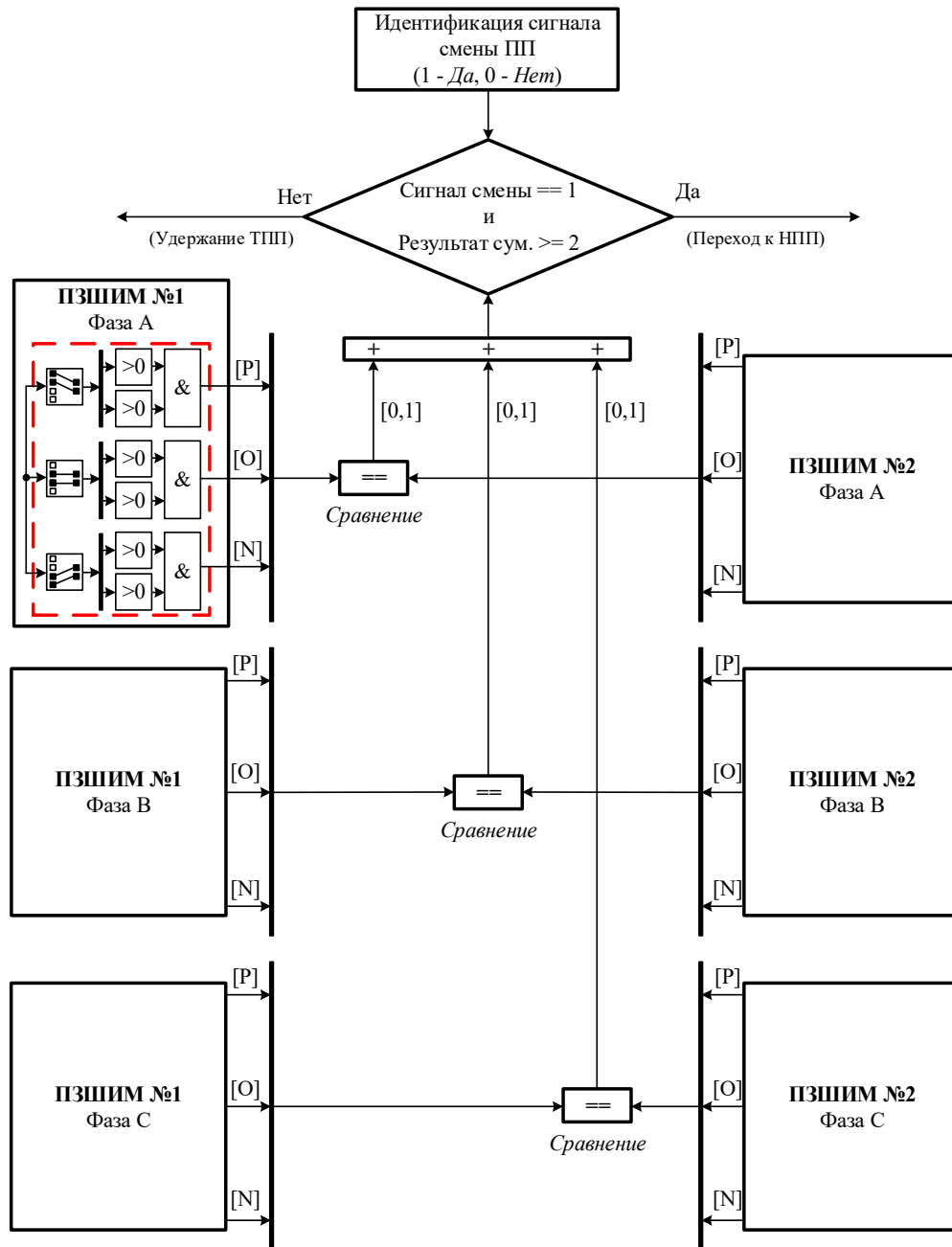
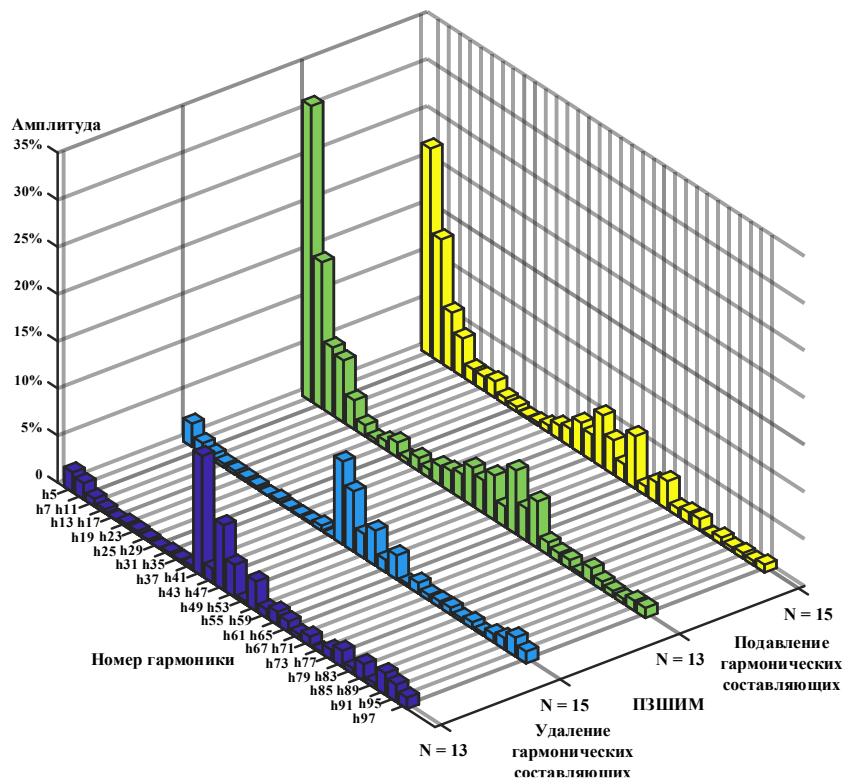
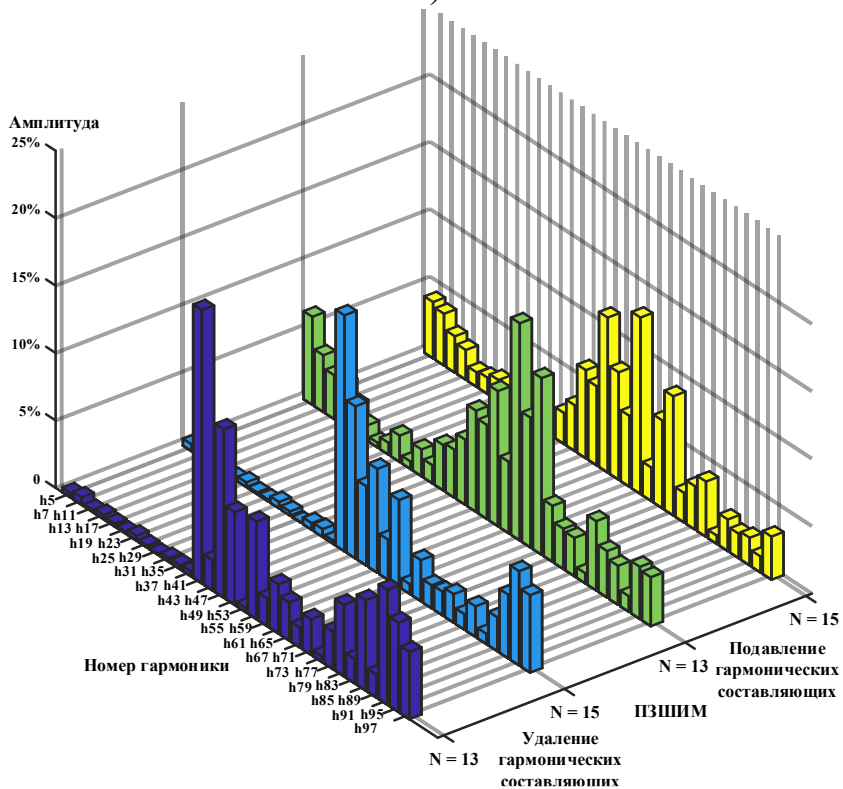


Рисунок 3.9 – Схема наблюдателя последовательностей ПЗШИМ

Логико-математическая модель алгоритма реализована в среде имитационного моделирования Matlab/Simulink. В качестве примера последовательностей ПЗШИМ выбрана одна с удалением при  $N=15$  и одна с подавлением при  $N = 15$  выделенных гармонических составляющих. Спектры токов и напряжений на входе АВН промоделированы на рисунке 3.10.



а)



б)

Рисунок 3.10 – Сравнение спектров токов (а) и напряжений (б) на входе АВН при удалении ( $N = 13$  и  $N = 15$ ) и подавлении ( $N = 13$  и  $N = 15$ ) выделенных гармонических составляющих

Результаты сравнительного анализа на рисунке 3.10 наглядно демонстрируют, что метод подавления выделенных гармонических составляющих соответствует требованиям стандарту КГИ напряжения до 50-й гармонической составляющей, но его эффективность будет значительно ниже чем, при методе удаления гармонических составляющих, если брать во внимание спектр тока. В кривых фазных токов при ПЗШИМ с подавлением выделенных гармонических составляющих будет заметна сильная несинусоидальность ввиду присутствия гармоник низкого порядка, таких как 5-я и 7-я.

Результаты математического моделирования работы разработанного алгоритма смены последовательностей переключений ПЗШИМ №1 – последовательность №7 с удалением выделенных гармонических составляющих (см. рисунок 2.11) и ПЗШИМ №2 – последовательность с подавлением выделенных гармонических составляющих (см. рисунок 2.27)) продемонстрированы на рисунке 3.11, а. Первая область «А» (см. рисунок 3.11, б) показывает переход от ПЗШИМ №1 к ПЗШИМ №2, а вторая область «В» (см. рисунок 3.11, с) показывает переход от ПЗШИМ №2 к ПЗШИМ №1. Для демонстрации был выбран период времени от 0,1 до 0,5 с.

Кривые переходных процессов мгновенных значений фазных токов и напряжений до, в момент и после смены последовательностей ПЗШИМ показаны на рисунке 3.12, где видно, что в момент перехода отсутствуют резкие броски тока, а фазные напряжения новой последовательности начинаются при том же самом угле сдвига, как и у предыдущей последовательности. На рисунке 3.13 показаны результаты моделирования при изменении двух последовательностей переключений ПЗШИМ, представленных ранее на рисунке 2.5 и 2.20. Идея смены данных последовательностей заключается в снижении КГИ при определённых коэффициентах модуляции преобразователя. На рисунке 3.14 продемонстрирована возможность смены двух последовательностей ПЗШИМ, одна из которых с более высокой средней частотой переключения полупроводниковых модулей преобразователя. На основании результатов моделирования видно, что разработанный алгоритм обеспечивает смену последовательностей ПЗШИМ согласно всем требованиям и не приводит к коротким замыканиям в звене постоянного тока трёхфазного трёхуровневого АВН.

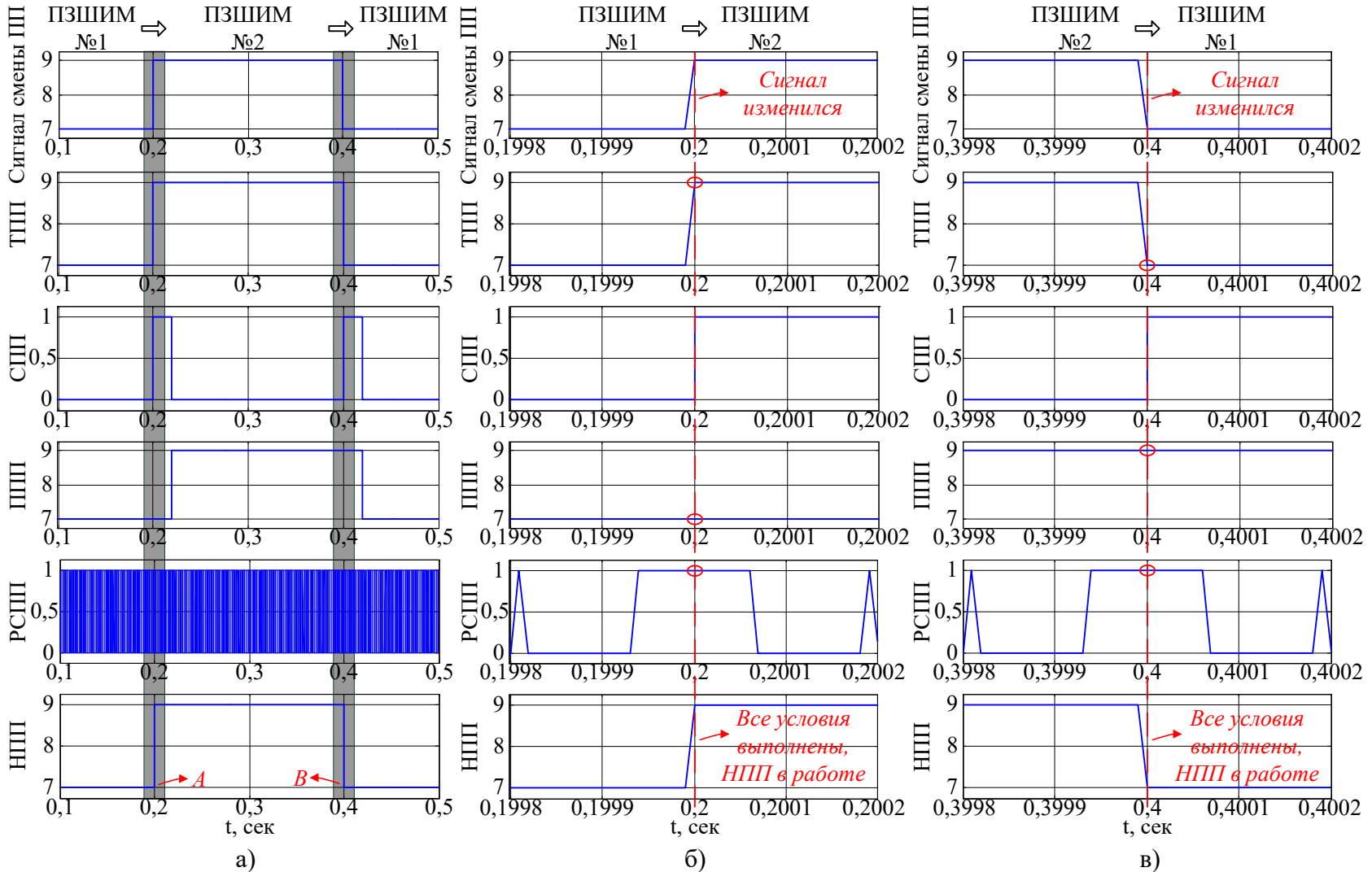


Рисунок 3.11 – Результаты математического моделирования смены двух последовательностей ПЗШИМ с помощью разработанного алгоритма (а); увеличение области *A* момента переключения с ПЗШИМ №1 на ПЗШИМ №2 (б); увеличение области *B* момента переключения с ПЗШИМ №2 на ПЗШИМ №1 (в)

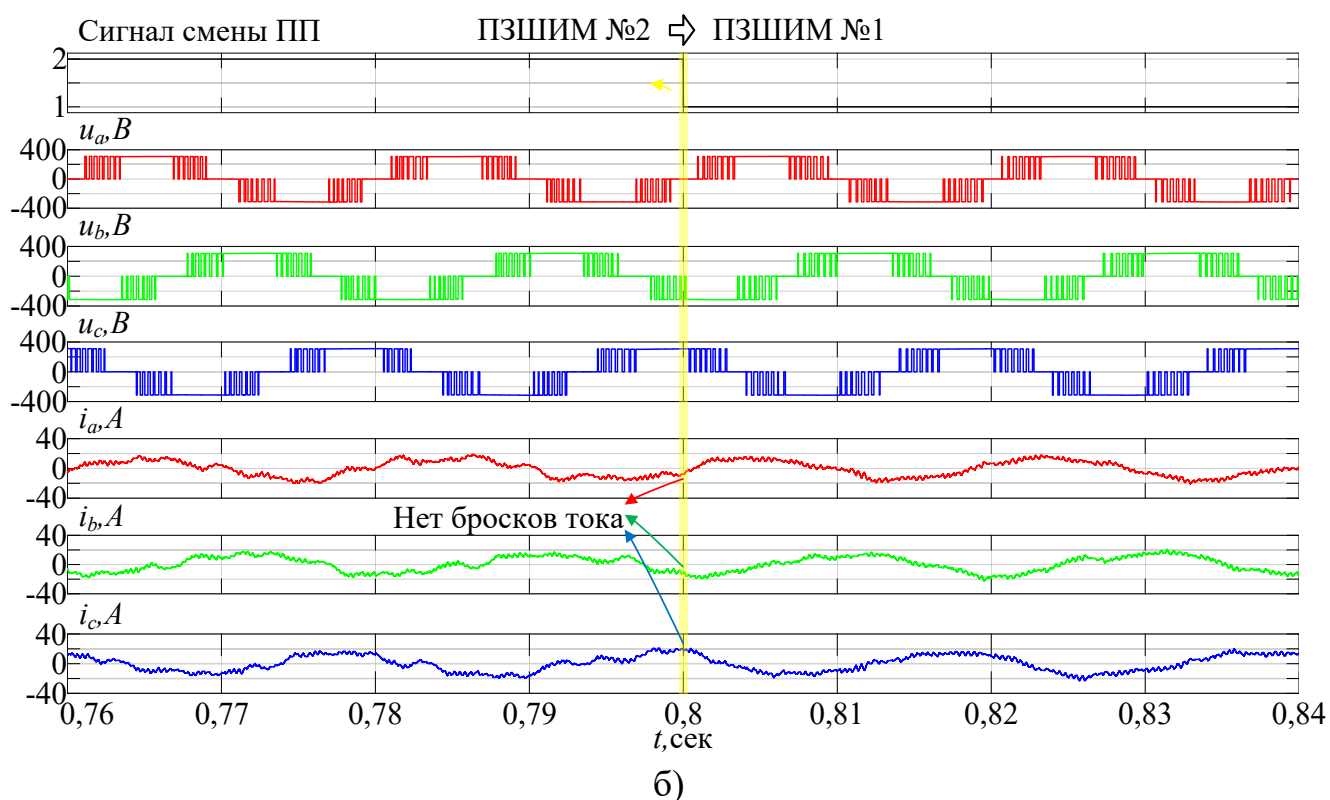
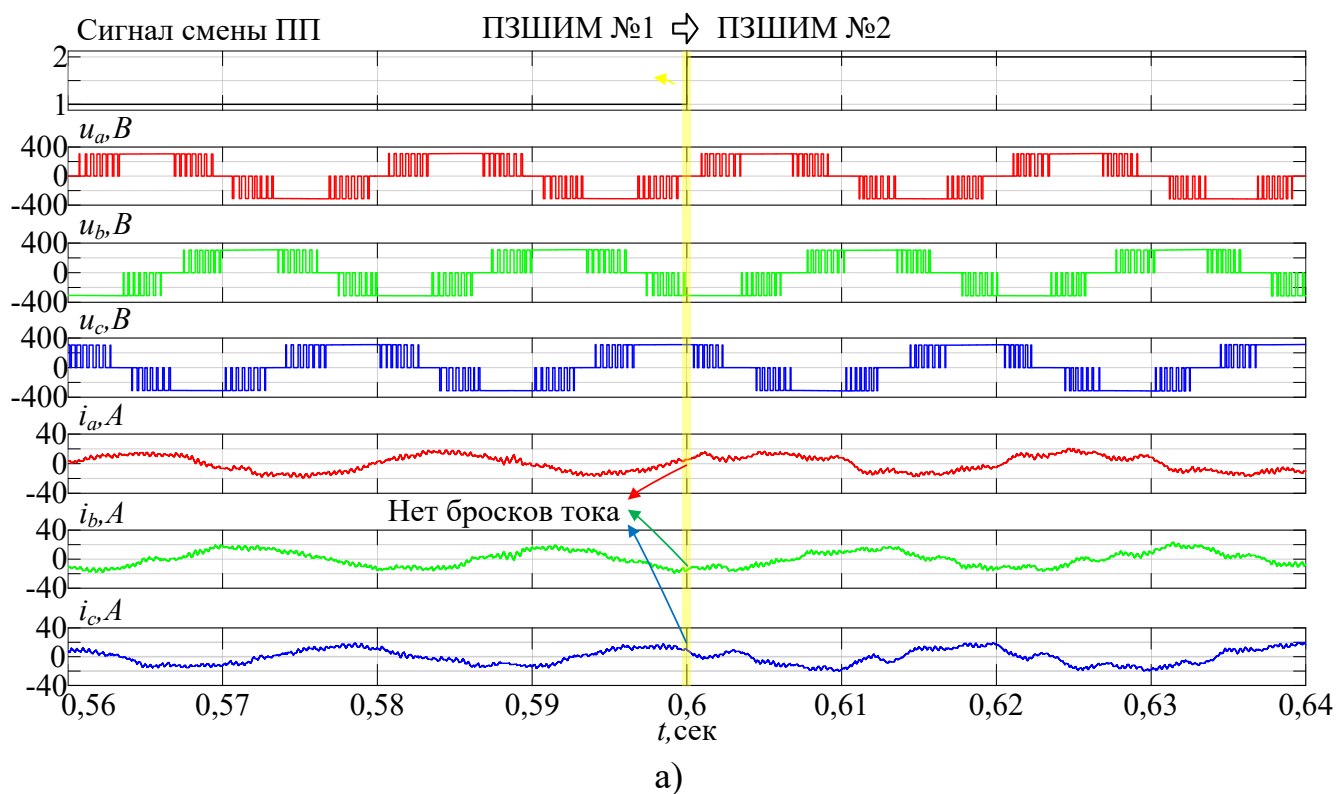


Рисунок 3.12 – Кривые переходных процессов мгновенных значений фазных токов и напряжений до, в момент и после смены последовательностей ПЗШИМ: (а) переход ПЗШИМ №1 к ПЗШИМ №2; (б) переход от ПЗШИМ №2 к ПЗШИМ №1

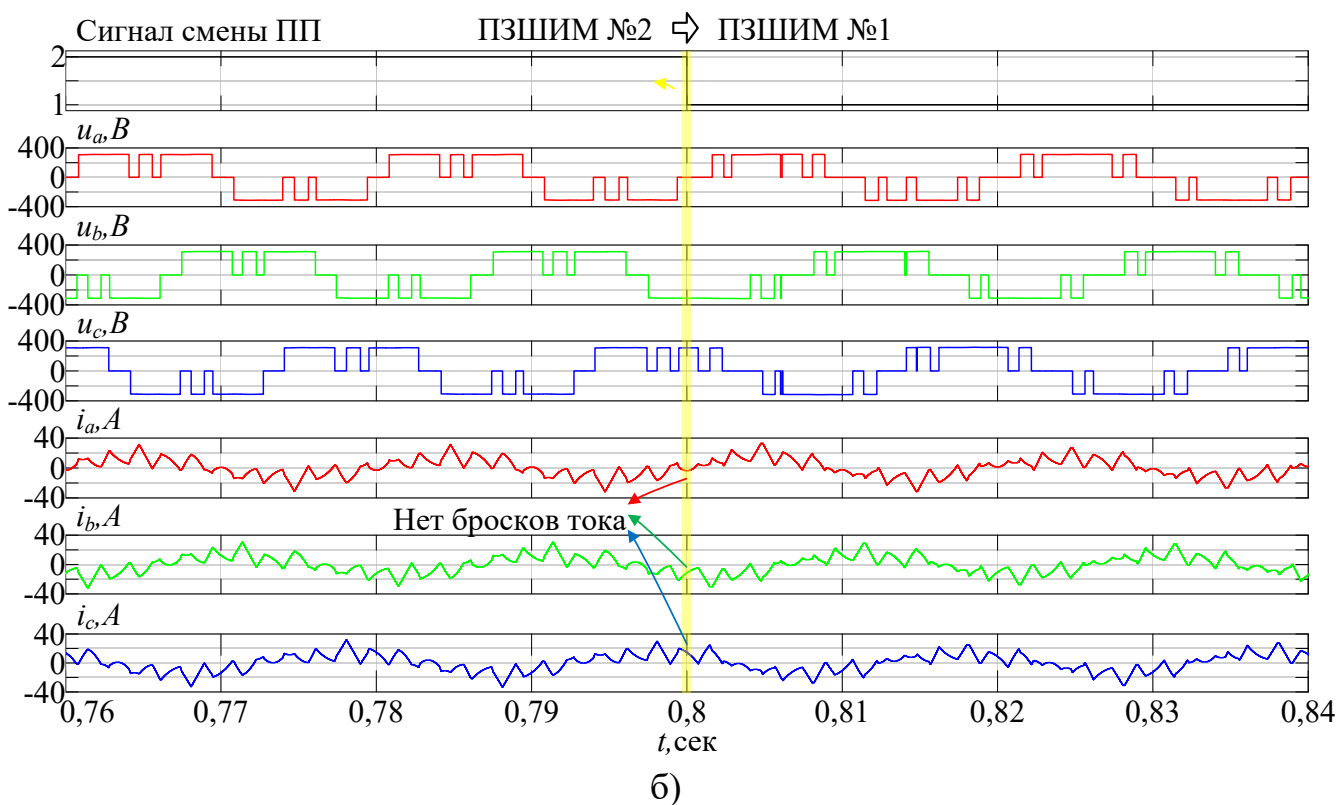
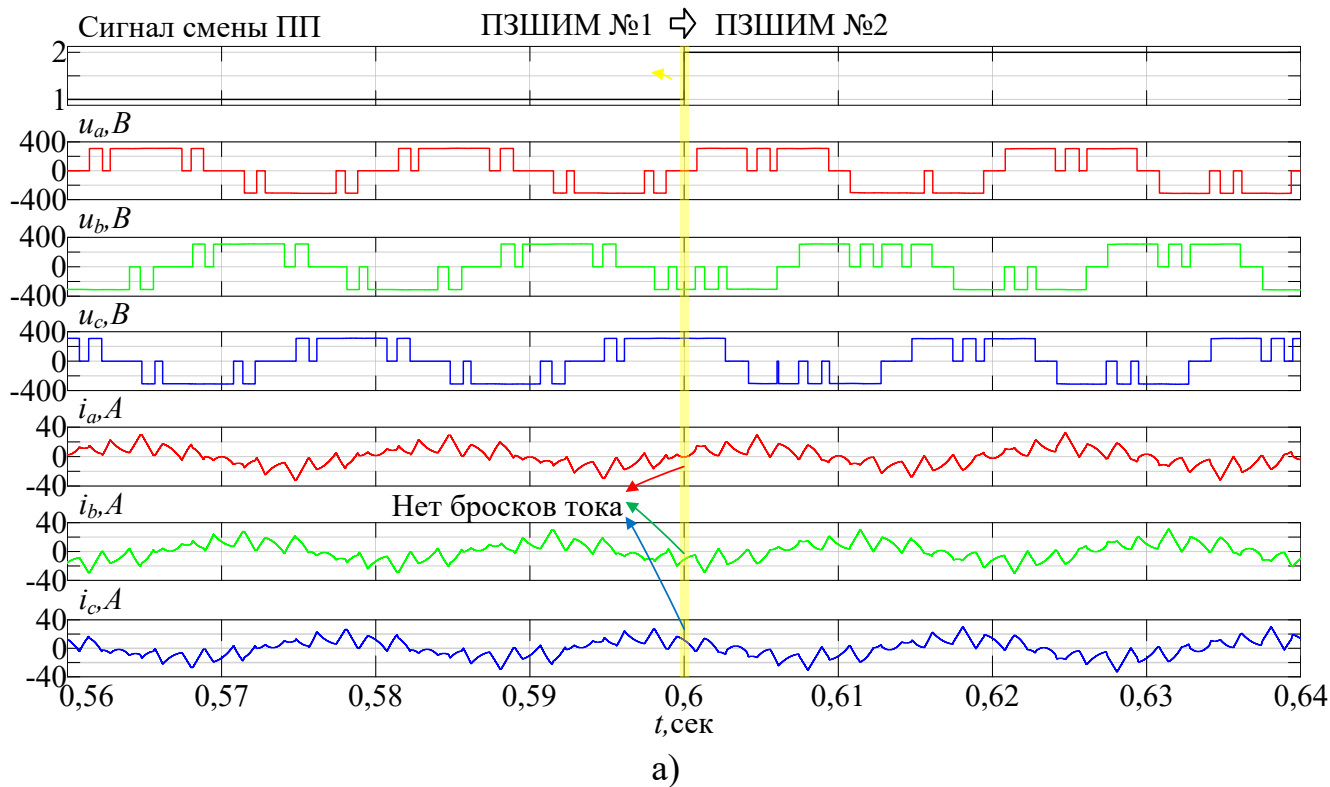


Рисунок 3.13 – Кривые переходных процессов мгновенных значений фазных токов и напряжений до, в момент и после смены последовательностей ПЗШИМ: (а) переход ПЗШИМ №1 к ПЗШИМ №2; (б) переход от ПЗШИМ №2 к ПЗШИМ №1

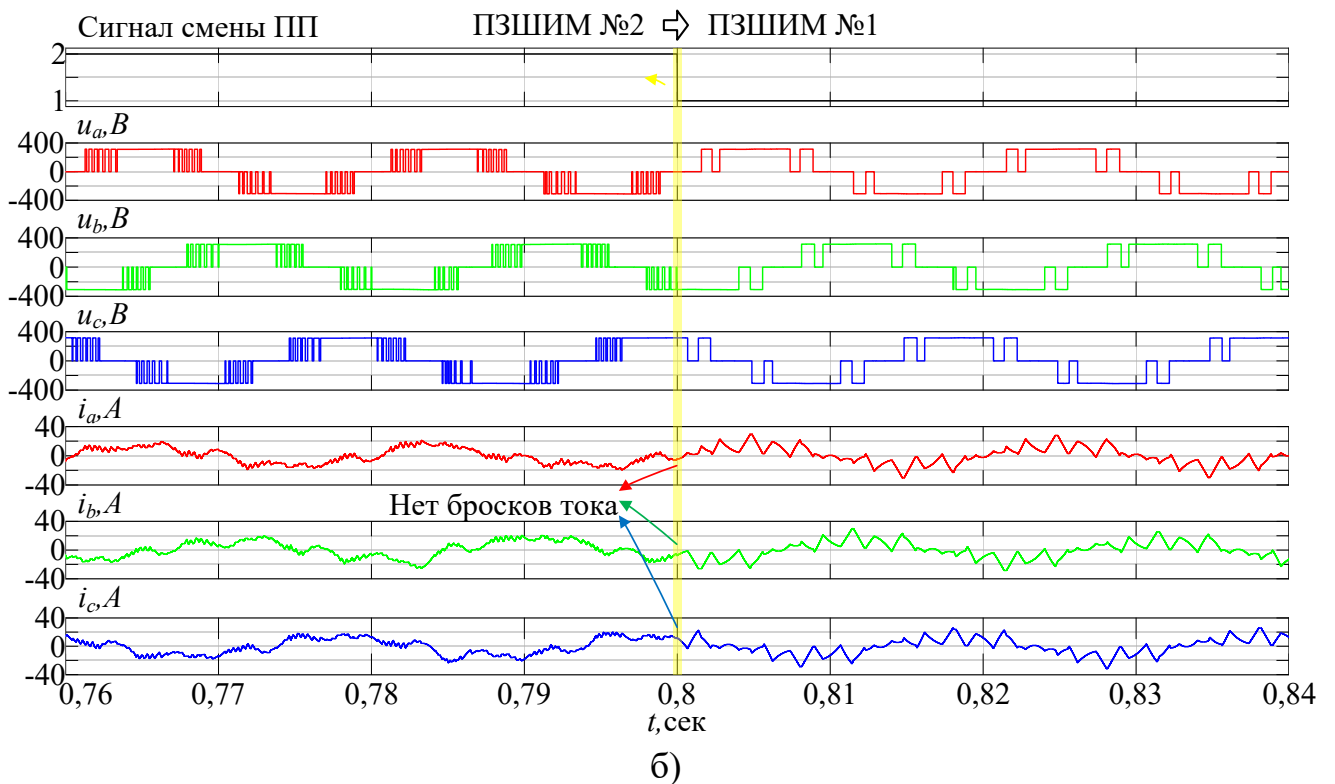
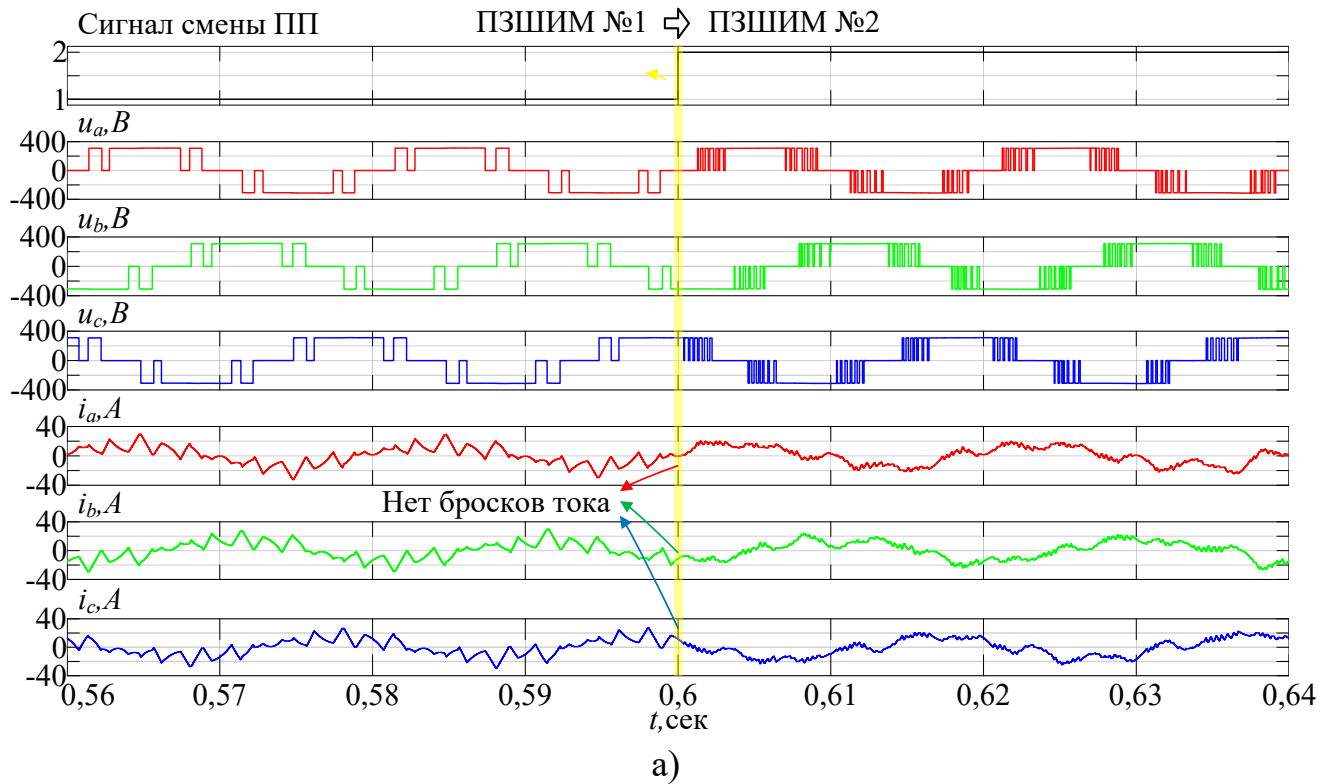


Рисунок 3.14 – Кривые переходных процессов мгновенных значений фазных токов и напряжений до, в момент и после смены последовательностей ПЗШИМ: (а) переход ПЗШИМ №1 к ПЗШИМ №2; (б) переход от ПЗШИМ №2 к ПЗШИМ №1



### 3.3. Реализация алгоритма для трёхфазного трёхуровневого АИН

Разработанный алгоритм смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трёхуровневого преобразователя с фиксирующими диодами может быть адаптирован для применения в автономных инверторах напряжения [183]. На рисунке 3.15 представлена возможная схема из девяти рассчитанных в Главе 2 последовательностей переключений ПЗШИМ.

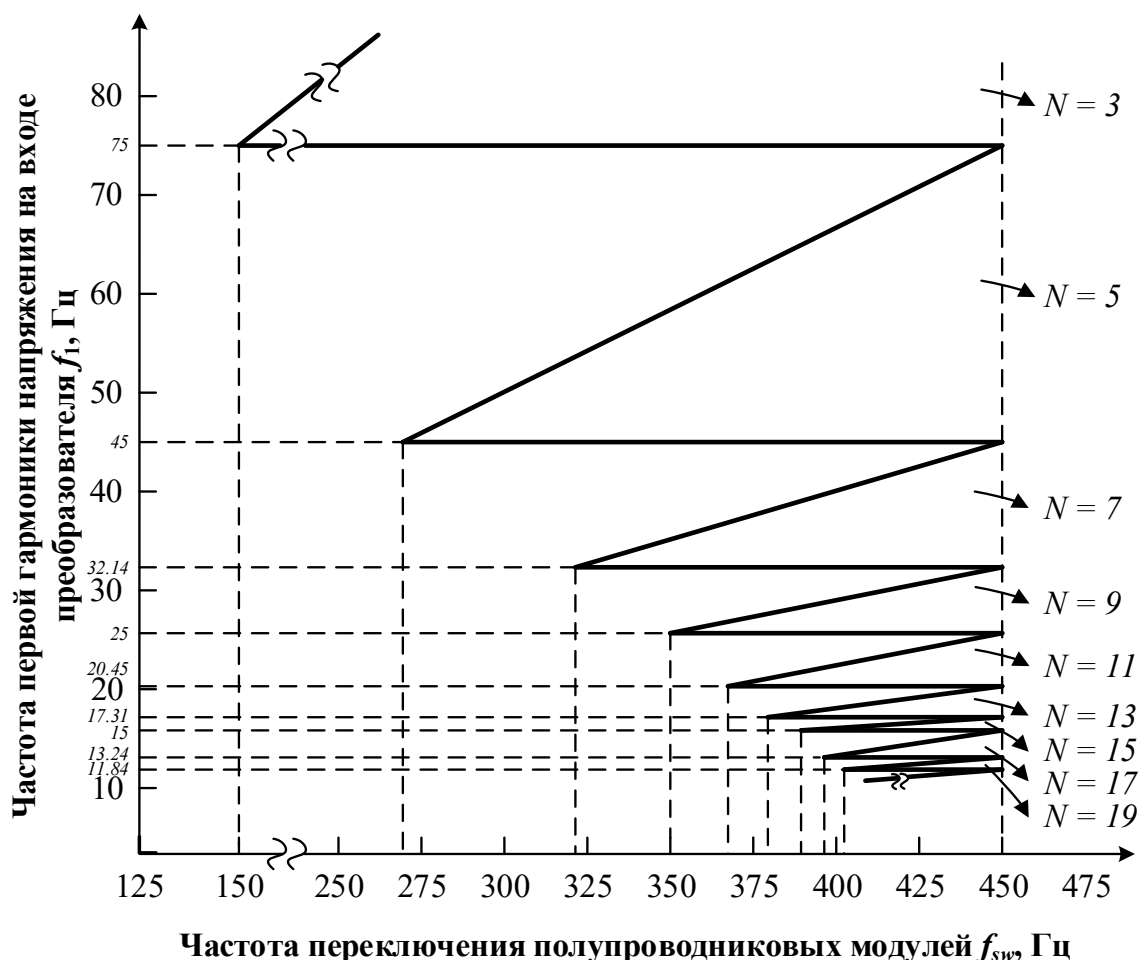


Рисунок 3.15 – Схема смены последовательностей переключений ПЗШИМ

Последовательности ПЗШИМ выбираются в зависимости от заданной частоты напряжения  $f_1$  на входе АИН. Средняя частота переключений полупроводниковых модулей  $f_{sw.max}$  ограничивается на уровне 450 Гц. Каждой из девяти рассчитаны последовательностей ПЗШИМ определён специальный частотный диапазон

$$N = f(f_1) = \begin{cases} N = 3, & 75\Gamma\upsilon \leq f_1. \\ N = 5, & 45\Gamma\upsilon \leq f_1 < 75\Gamma\upsilon \\ N = 7, & 32,14\Gamma\upsilon \leq f_1 < 45\Gamma\upsilon \\ N = 9, & 25\Gamma\upsilon \leq f_1 < 32,14\Gamma\upsilon \\ N = 11, & 20,45\Gamma\upsilon \leq f_1 < 25\Gamma\upsilon. \\ N = 13, & 17,31\Gamma\upsilon \leq f_1 < 20,45\Gamma\upsilon \\ N = 15, & 15\Gamma\upsilon \leq f_1 < 17,31\Gamma\upsilon \\ N = 17, & 13,24\Gamma\upsilon \leq f_1 < 15\Gamma\upsilon \\ N = 19, & 11,84\Gamma\upsilon \leq f_1 < 13,24\Gamma\upsilon \end{cases} \quad (3.7)$$

Предложенный алгоритм также должен удовлетворять сформулированным ранее требованиям. Описание этапов работы алгоритма:

1. Коэффициент модуляции  $M$  и угол сдвига  $\delta$  напряжения на входе преобразователя от напряжения нагрузки из системы управления преобразователем поступают на 9 блоков последовательностей ПЗШИМ 1-9, формирующие сигналы управления переключениями полупроводниковых модулей АИН. В каждый момент времени в работе задействована только одна последовательность ПЗШИМ, имеющая статус текущей последовательностью переключений (ТПП) при заданной частоте напряжения на входе преобразователя  $f_1$  согласно выражению (3.7). Блок «Определение ТПП» в зависимости от  $f_1$  определяет номер ТПП от 1 до 9.

2. Блок «Определение ТПП» формирует на выходе номер ТПП в зависимости от входного сигнала «Выбор ПЗШИМ». Происходит идентификация сигнала смены последовательности переключений (СПП): [1] – меняем, [0] – не меняем. Если СПП – [0], то ТПП не меняет своего значения и цикл работы алгоритма заканчивается. Сигнал СПП обнуляется по истечению времени цикла работы блока «Формирование предыдущей последовательности переключений (ППП)».

3. Если СПП – [1], то блок «Формирование ППП» удерживает номер ТПП в течении времени цикла работы блока  $T$ , формируя сигнал ППП:

$$ППП = f(ТПП, СПП) = \begin{cases} 1, & ТПП = 1, СПП = 1 \\ 2, & ТПП = 2, СПП = 1 \\ 3, & ТПП = 3, СПП = 1 \\ 4, & ТПП = 4, СПП = 1 \\ 5, & ТПП = 5, СПП = 1, \\ 6, & ТПП = 6, СПП = 1 \\ 7, & ТПП = 7, СПП = 1 \\ 8, & ТПП = 8, СПП = 1 \\ 9, & ТПП = 9, СПП = 1 \end{cases} \quad (3.8)$$

4. Сигнал ППП поступает в блок «Сравнение ТПП и ППП», который сравнивает состояний [P], [O], [N] последовательностей ТПП и ППП. Если состояния удовлетворяют Варианту 1 (см. рисунок 3.1) или Варианту 2 (см. рисунок 3.2), то на выходе блока «Сравнение ТПП и ППП» формируется логический сигнал результата сравнения последовательностей переключений (РСПП) – [1], если не удовлетворяет условиям, то РСПП – [0] и ТПП не изменяется, а цикл работа алгоритма заканчивается:

$$РСПП = f(ТПП, ППП) = \begin{cases} 0, \\ 1, \end{cases} \quad (3.9)$$

5. Переменные ТПП, ППП и РСПП поступают на вход блока «Смена ПП», формирующий сигнал новой последовательности переключений (НПП), который будет соответствовать ТПП при выполнении следующих логических операций

$$НПП = f \begin{pmatrix} ТПП \\ ППП \\ РСПП \end{pmatrix} = \begin{cases} 1, & ТПП = 1, ППП = 2or3or4or5or6or7or8or9, РСПП = 1 \\ 2, & ТПП = 2, ППП = 1or3or4or5or6or7or8or9, РСПП = 1 \\ 3, & ТПП = 3, ППП = 1or2or4or5or6or7or8or9, РСПП = 1 \\ 4, & ТПП = 4, ППП = 1or2or3or5or6or7or8or9, РСПП = 1 \\ 5, & ТПП = 5, ППП = 1or2or3or4or6or7or8or9, РСПП = 1 \\ 6, & ТПП = 6, ППП = 1or2or3or4or5or7or8or9, РСПП = 1 \\ 7, & ТПП = 7, ППП = 1or2or3or4or5or6or7or9, РСПП = 1 \\ 8, & ТПП = 8, ППП = 1or2or3or4or5or6or7or9, РСПП = 1 \\ 9, & ТПП = 9, ППП = 1or2or3or4or5or6or7or8, РСПП = 1 \end{cases} \quad (3.10)$$

6. После формирования НПП алгоритм заканчивает работу и начинается новый цикл. Таким образом, новая последовательность переключений ПЗШИМ вступит в работу только в случае выполнения всех указанных выше пунктов.

Логико-математическая модель алгоритма была реализована в среде имитационного моделирования Matlab/Simulink. Для более наглядного представления описанного выше алгоритма на рисунке 3.16 приведена структурная схема.

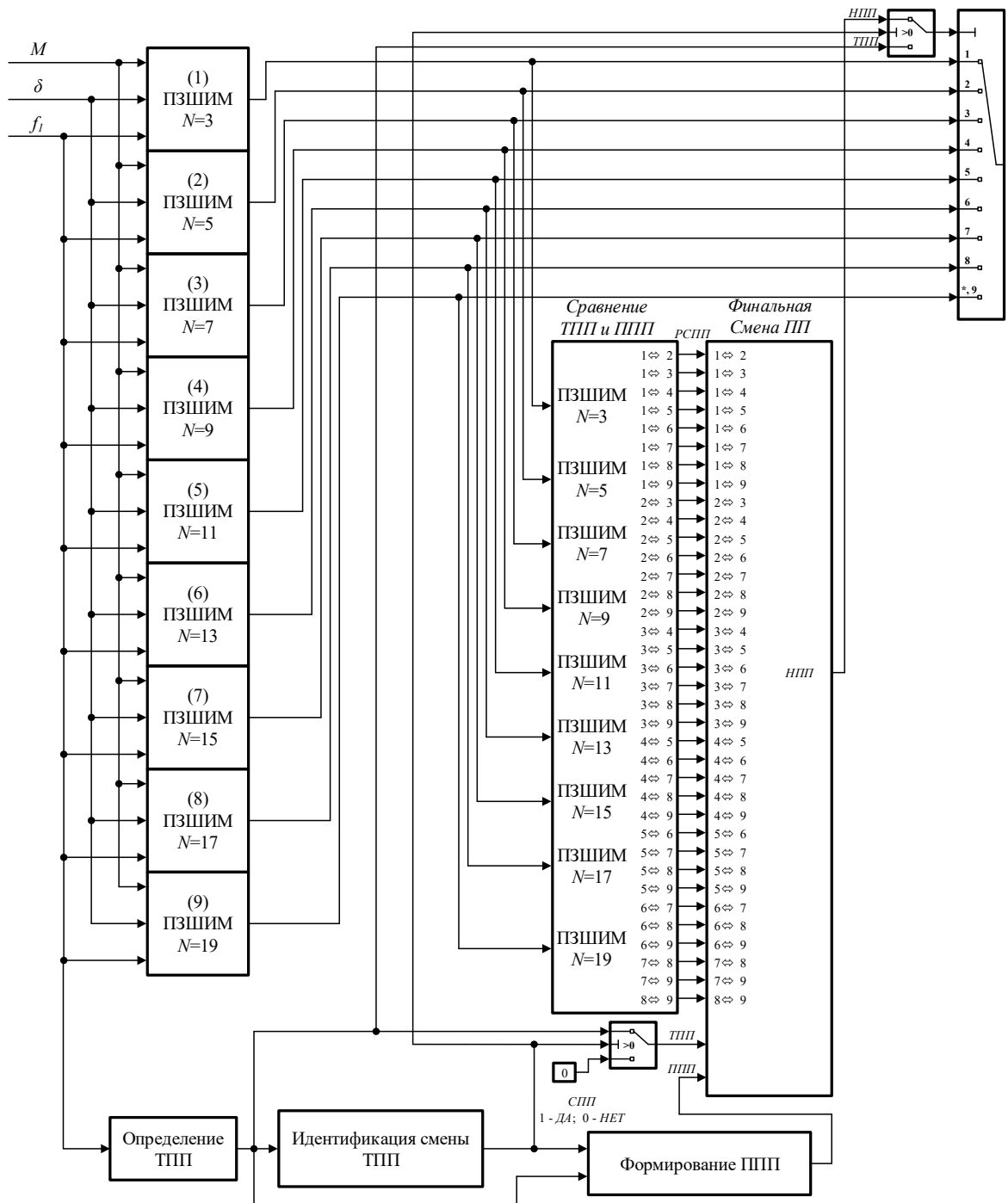
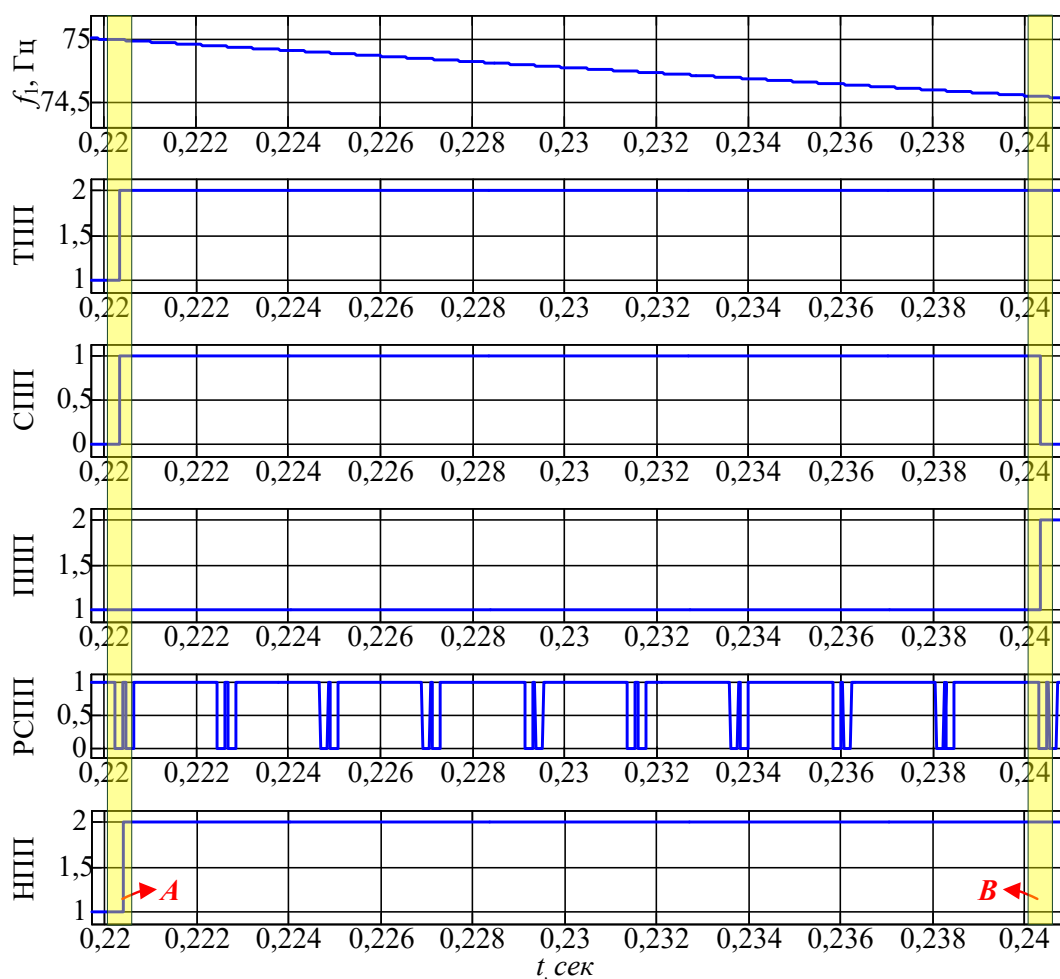


Рисунок 3.16 – Структурная схема алгоритма перехода между различными последовательностями переключений для АИН

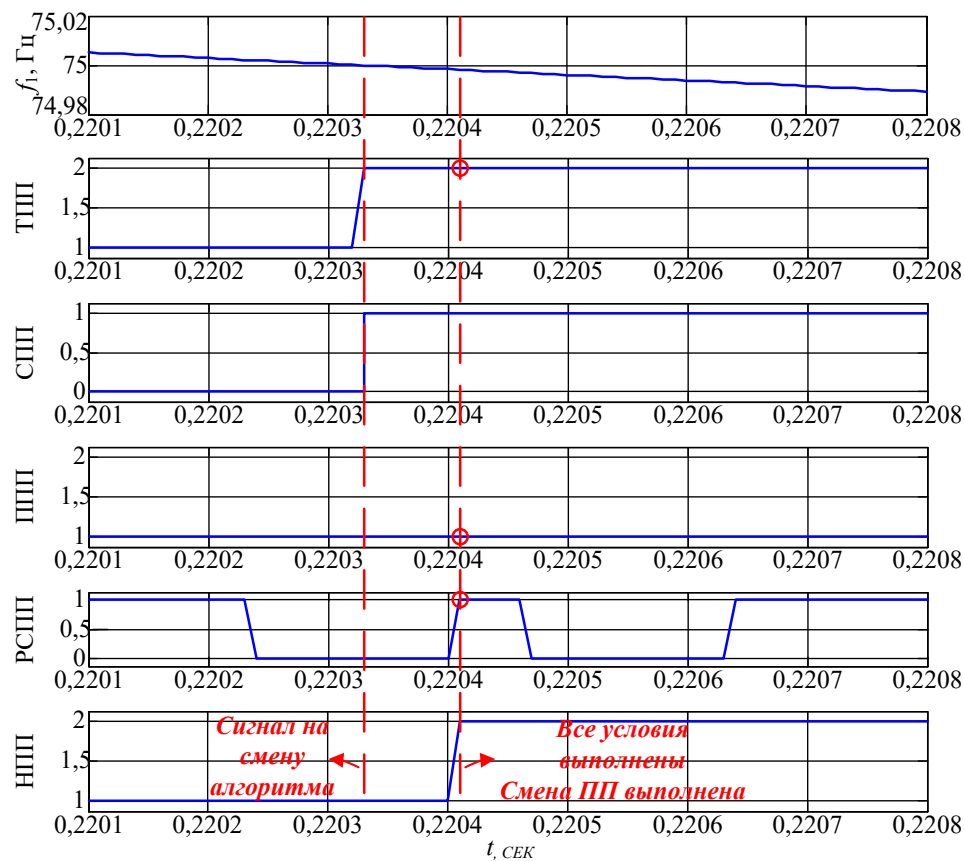
В качестве примера выбран переход между ПЗШИМ №1 – последовательностью переключений №1 с удалением выделенных гармонических составляющих (см. рисунок 2.5) и ПЗШИМ №2 – последовательностью переключений №2 с удалением выделенных гармонических составляющих (см. рисунок 2.6). Первая область «А» (см. рисунок 3.17, б) показывает переход от ПЗШИМ №1 к ПЗШИМ №2, а вторая область «В» (см. рисунок 3.17, с) показывает переход от ПЗШИМ №2 к ПЗШИМ №1. Для демонстрации был выбран период времени от 0,22 до 0,24 с.

Кривые переходных процессов мгновенных значений фазных токов и напряжений показаны на рисунке рисунок 3.18, где видно, что в момент перехода отсутствуют резкие броски тока, а фазные напряжения новой последовательности ПЗШИМ начинаются при том же самом угле сдвига, как и у предыдущей последовательности.

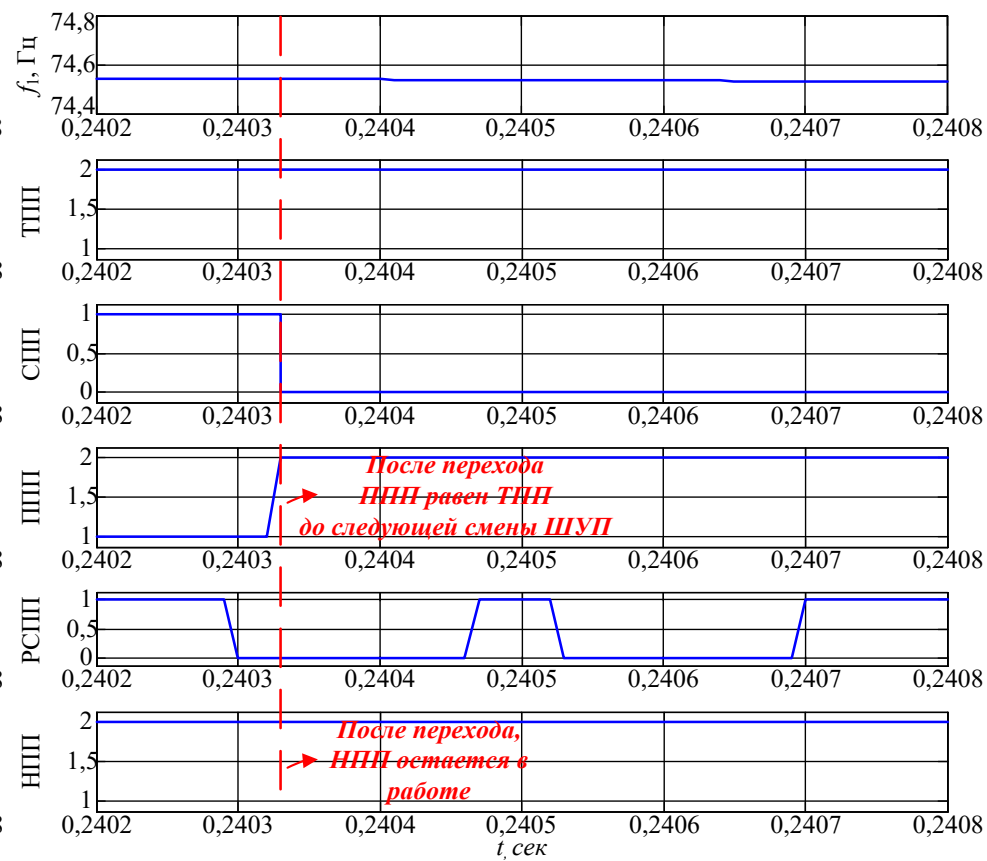


(a)

Продолжение рисунка 3.17 на следующей странице



(б)



(в)

Рисунок 3.17 – Диаграмма работы алгоритма, поясняющая принцип его работы: (а) переход от одной последовательности переключений ПЗШИМ к другой; (б) временная область «А» (начала перехода); (в) временная область «В» (завершение перехода)

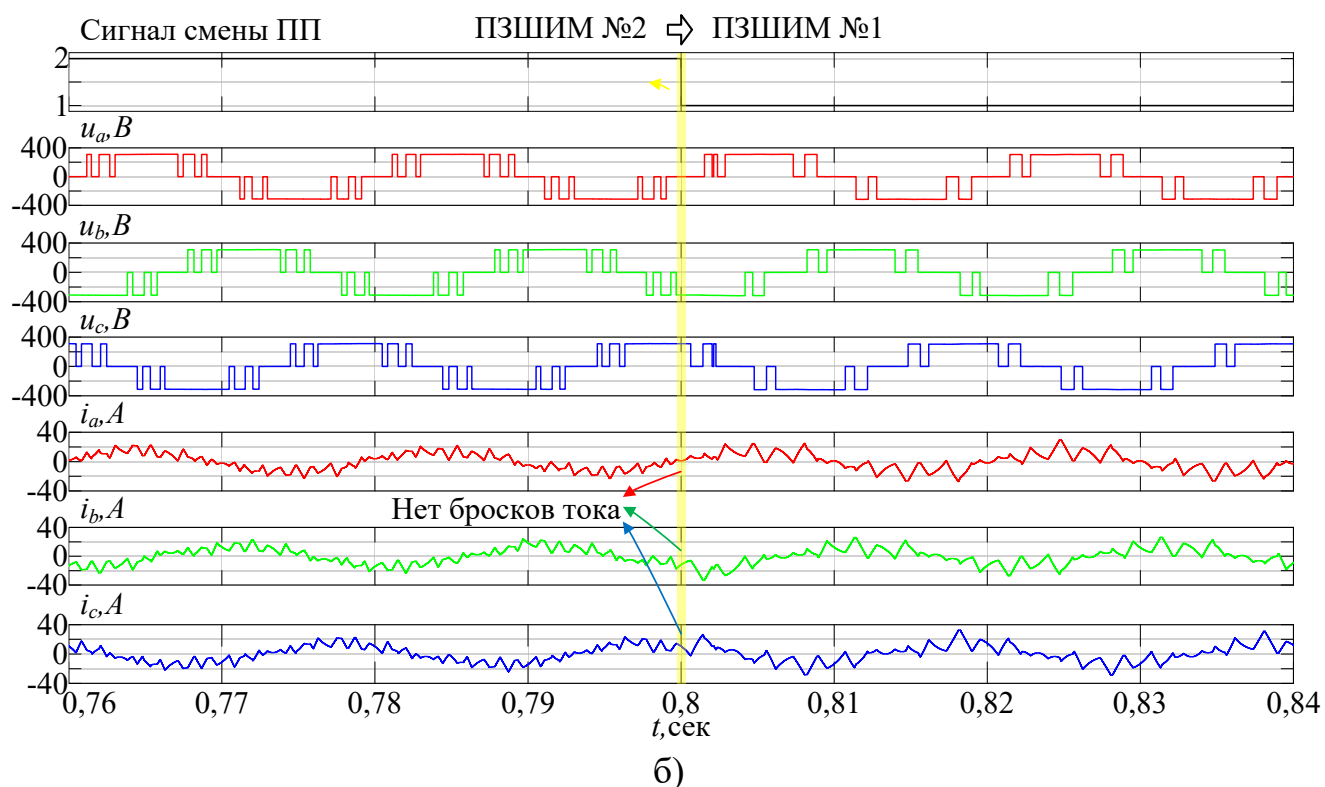
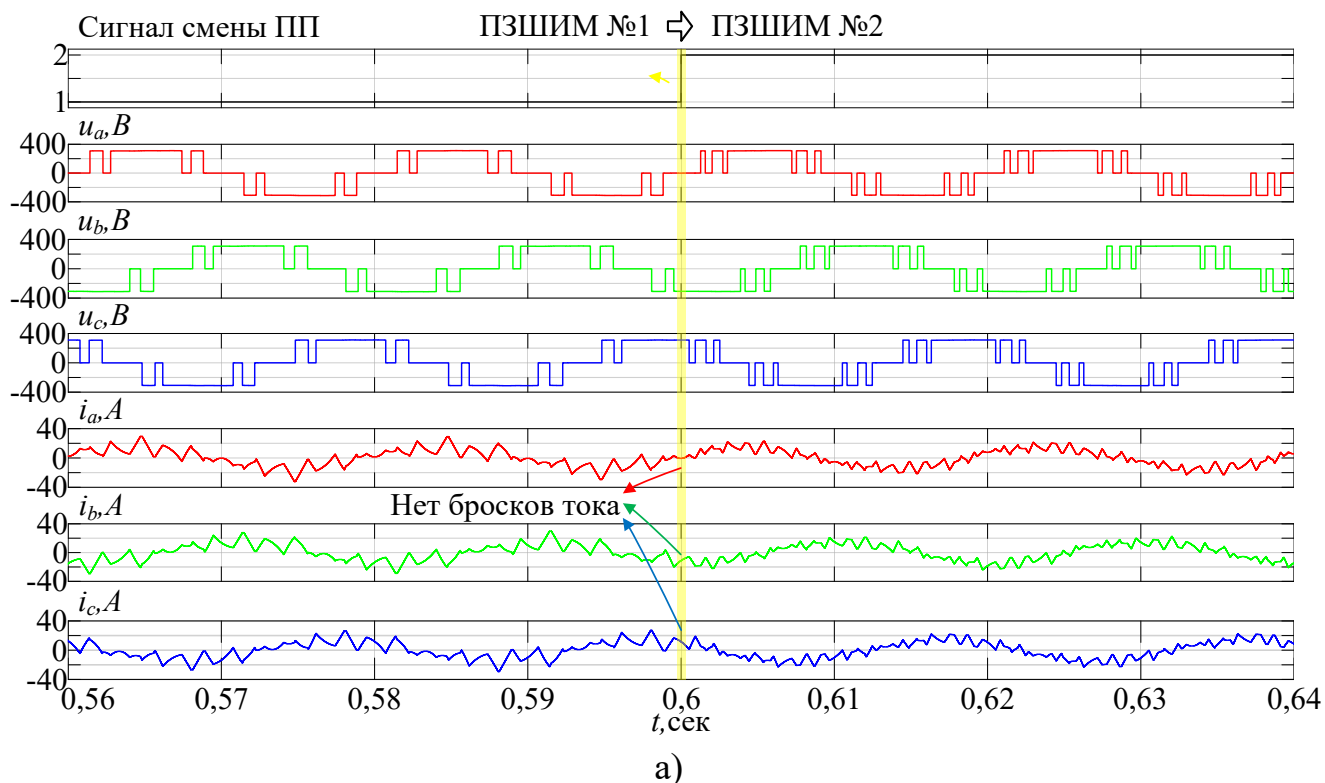


Рисунок 3.18 – Кривые переходных процессов мгновенных значений фазных токов и напряжений до, в момент и после смены последовательностей ПЗШИМ: (а) переход ПЗШИМ №1 к ПЗШИМ №2; (б) переход от ПЗШИМ №2 к ПЗШИМ №1

### 3.4. Выводы

1. Разработан алгоритм смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами, позволяющий осуществить смену различных последовательностей ПЗШИМ;

2. Решена задача в обеспечении перехода между двумя последовательностями переключений ПЗШИМ без увеличения средней частоты переключений полупроводниковых модулей в пределах периода напряжения на входе трёхуровневого преобразователя.

3. Предложено применение разработанного алгоритма для АВН с целью использовать преимущества методов удаления и подавления отдельных гармонических составляющих. Подробно описан принцип работы алгоритма и приведены результаты математического моделирования.

4. Предложено применение разработанного алгоритма для АИН с использованием различных последовательностей переключений ПЗШИМ в зависимости от заданной частоты напряжения на входе АИН. Подробно описан принцип работы алгоритма и приведены результаты математического моделирования.



## ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

### 4.1. Описание исследовательского стенда

Проверка адекватности полученных результатов выполнялась в лаборатории силовой преобразовательной техники кафедры мехатроники и автоматизации Южно-Уральского государственного университета. Исследовательским стендом являлся модульный интеграционно-исследовательский комплекс «Многоуровневый силовой электронный преобразователь». В рамках экспериментальных исследований потребовалась программно-аппаратная реализации:

1. рассчитанных в Главе 2 предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей;
2. разработанного в Главе 3 алгоритма смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей.

Обобщенная схема состава аппаратных и программных средств исследовательского стенда представлена на рисунке 4.1 [184, 185].

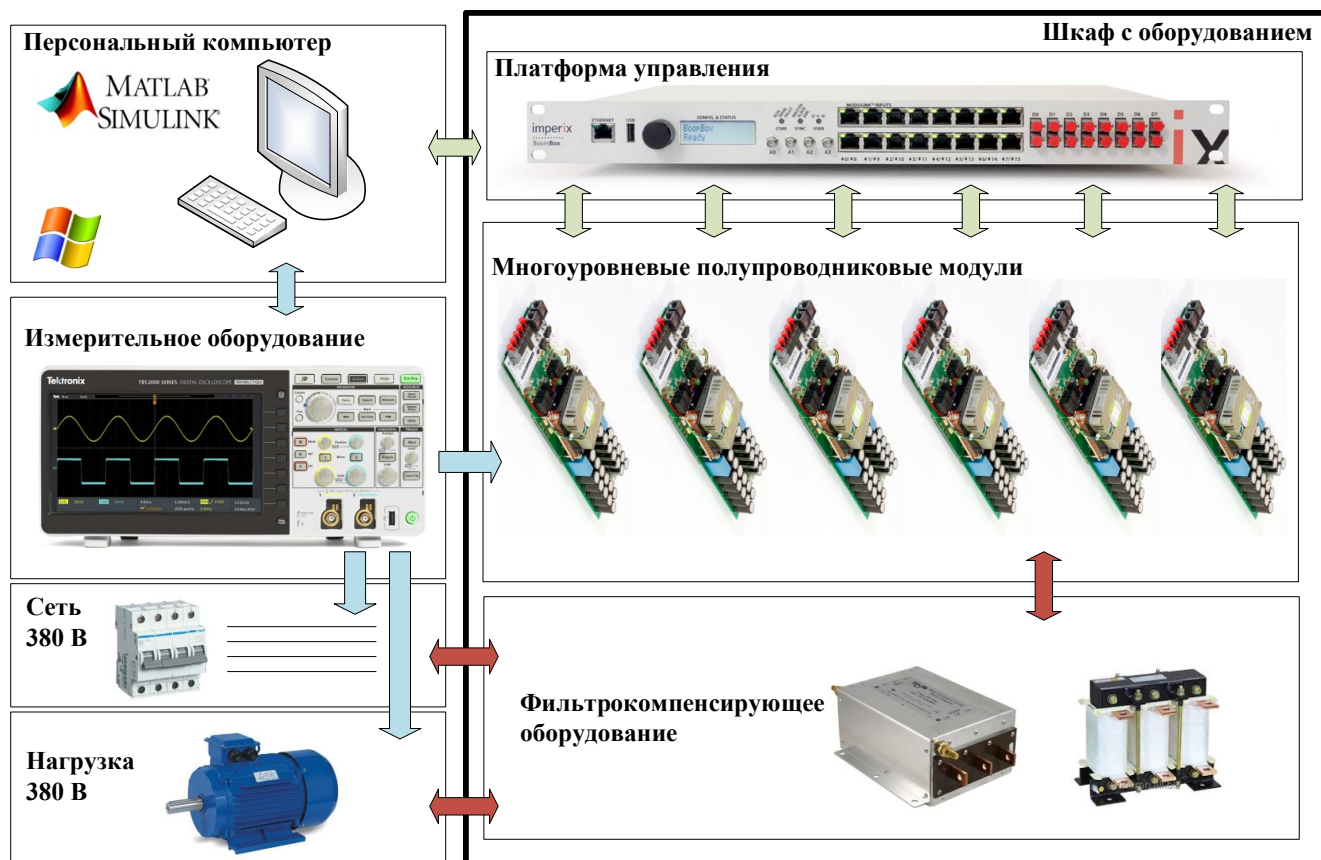


Рисунок 4.1 – Оборудование исследовательского стенда

Упрощенная электрическая схема одной трёхуровневой стойки NPC показана на рисунке 4.2. 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 NPC ячейку и программируется пользователем с помощью встроенного микроконтроллера и сложного программируемого логического устройства (CPLD). На рисунке 4.3 представлен габаритный чертеж печатной платы стойки NPC, основные характеристики приведены в таблице 4.1 [186].

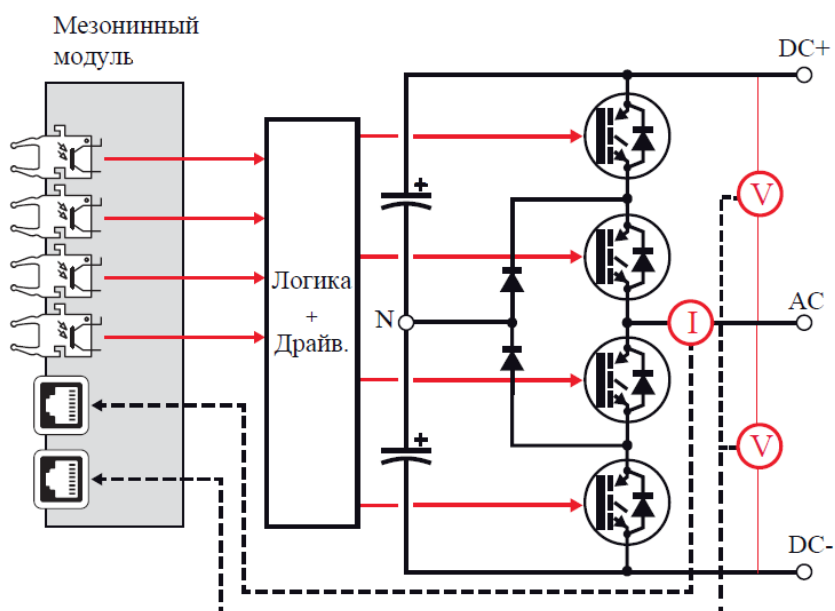


Рисунок 4.2 – Упрощенная электрическая схема одной трёхуровневой стойки NPC

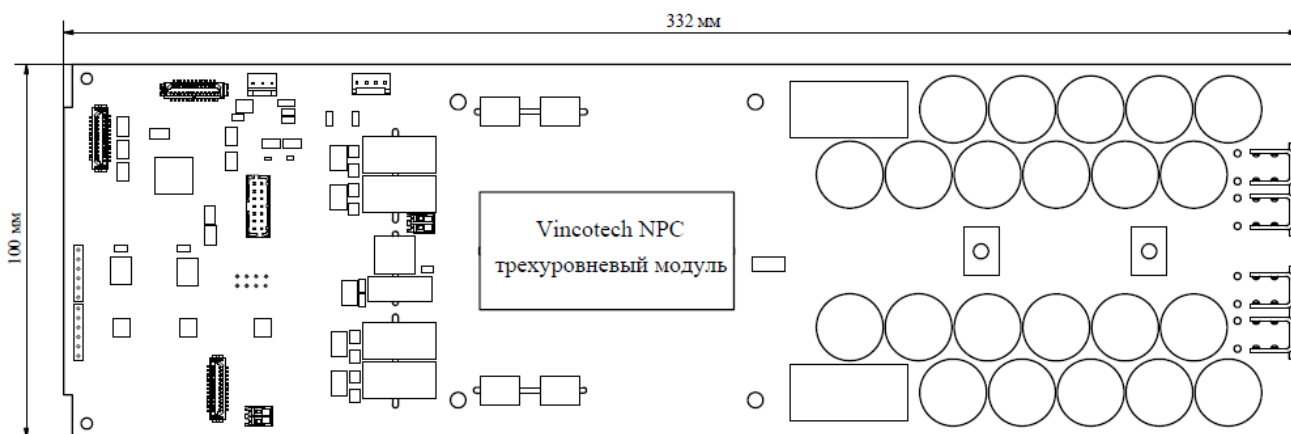


Рисунок 4.3 – Габаритный чертеж печатной платы одной стойки NPC

Таблица 4.1. Основные характеристик трёхуровневого NPC модуля

Силовые модули	1x P924F33 Vincotech, обратное напряжение IGBT 600 В, допустимый длительный ток IGBT 30 А, допустимый длительный ток обратного диода 27 А, максимальная частота переключений IGBT 50 кГц, падение напряжения 1,5-2В.
Конденсаторы	2x 517 мкФ Panasonic EEU-EE2W470S (2 батареи по 11x47 мкФ каждая), максимальное напряжение 450 В
Драйверы управления	4x Avago ACPL-P345
Изолированные DC/DC преобразователи	4x Recom RK-0515S, 5-15 В, 1 Вт
Датчик тока	1x LEM HLSR 20-P/SP33, номинальный диапазон $\pm 20$ А, 450 кГц, точность $\pm 1\%$
Датчик напряжения	1x Резистивный делитель напряжения + Avago ACPL-C87B, частота пропускания 25 кГц, точность $\pm 0.1\%$
Радиатор	1x Dynatron G199
ПЛИС	1x Xilinx XC9536XL-10VQG44C, 10 нс, 36 макро-элементов
Микроконтроллеры	2x Microchip PIC24F04KA201, 16 бит, 16 МГц, 9x 10-бит АЦП, частотой дискретизации 500 ksps

Мезонинный модуль (см. рисунок 4.2) предназначен для передачи сигналов оптических входов и аналоговых выходов между CPLD и платформой управления BoomBox, включающая цифровой сигнальный процессор (ЦСП) и программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС). Задачи управления преобразователем распределяются между ЦСП и ПЛИС. ПЛИС выполняет функции по контролю за правильным распределением импульсов управления IGBT, а ЦСП обрабатывает программу системы управления преобразователем. В качестве вычислительного ядра ЦСП 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 VoomBox. Измерение сигналов напряжения выполнялось с помощью изолированных датчиков напряжения ModuLink в диапазоне  $\pm 800$  В с частотой пропускания 60 кГц, чувствительностью 2,46 мВ/В. Датчики подключаются к платформе управления VoomBox 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 пропускной способностью 80 МГц и частотой дискретизации до 1 Гвыб/с, модель дифференциального пробника HVP-08 [187]. На рисунке 4.4 показана физическая модель модульного интеграционно-исследовательского комплекса «Многоуровневый силовой электронный преобразователь».

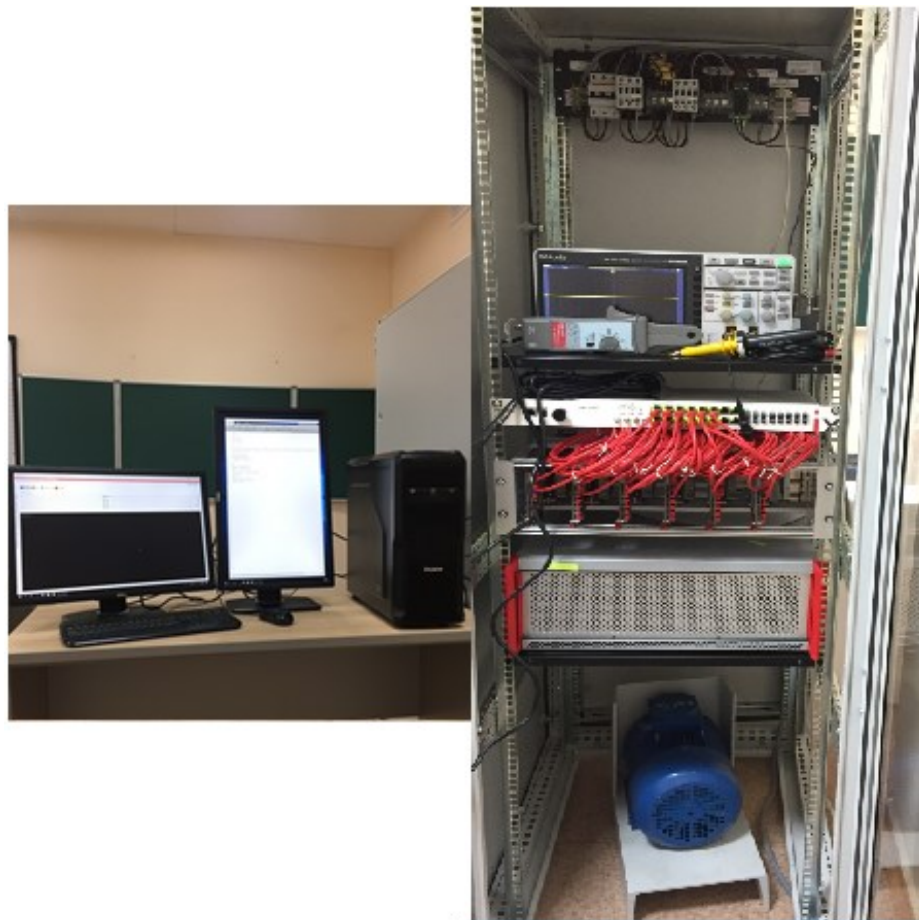


Рисунок 4.4 – Общий вид исследовательского стенда

## **4.2.Верификация предварительно-запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей**

Основной целью данного эксперимента является проверка адекватности представленных в Главе 2 результатов расчёта предварительно-запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей при удалении и подавлении определённых гармонических составляющих напряжения на входе преобразователя. Верификация проходила следующим образом:

1. С помощью быстрого преобразование Фурье (БПФ) проанализированы спектры линейного напряжения на входе преобразователя при всех предварительно-запрограммированных ШИМ последовательностях переключений полупроводниковых модулей и индексах модуляции;

2. Рассчитанные последовательности переключений загрузились в табличной форме в ЦСП системы управления преобразователем для формирования сигналов управления полупроводниковыми модулями;

3. С помощью осциллографа Tektronix TBS2072 снимались мгновенные значения фазного напряжения на входе преобразователя для определения реальных последовательностей переключений;

4. Расчётные и полученные путём осциллографирования последовательности переключений сравнивались между собой. Рассчитанная последовательность переключений считалась адекватной при идентификации удаления или подавления необходимых гармонических составляющих и отсутствии рассогласования в реальных моментах переключений и расчётных.

Ниже на рисунках 4.5–4.16 представлены осциллограммы мгновенных значений фазного напряжения на входе преобразователя при коэффициенте модуляции 1,05. Все осциллограммы соответствуют рассчитанным в Главе 2 последовательностям переключений.

Результаты проведенных исследований на лабораторном оборудовании подтвердили адекватность разработанных в Главе 2 методов расчета. Было установлено, что экспериментальные последовательности переключений полностью совпадают с расчётными и могут быть рекомендованы для применения в серийно-выпускаемых трёхфазных трёхуровневых АВН и АИН.

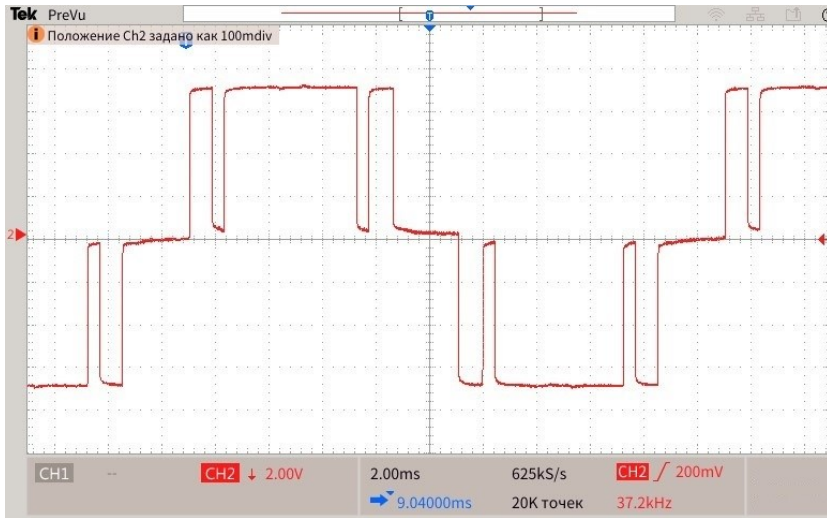


Рисунок 4.5 – ПЗШИМ №1

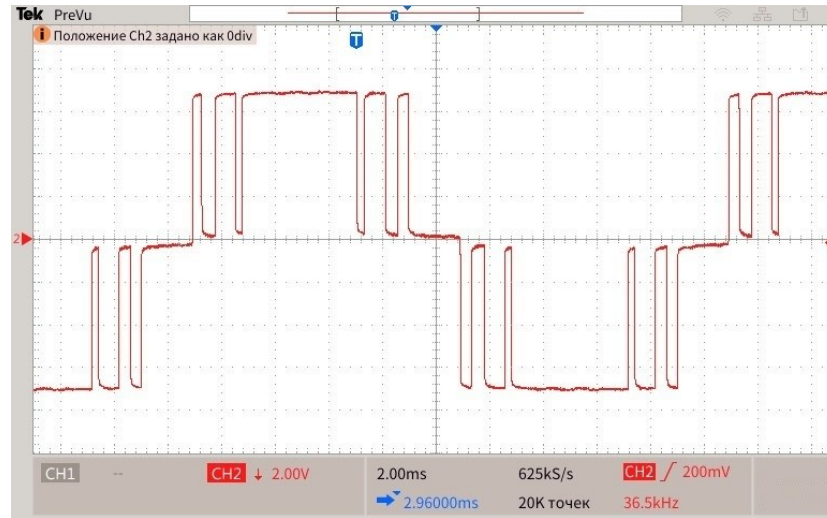


Рисунок 4.6 – ПЗШИМ №2

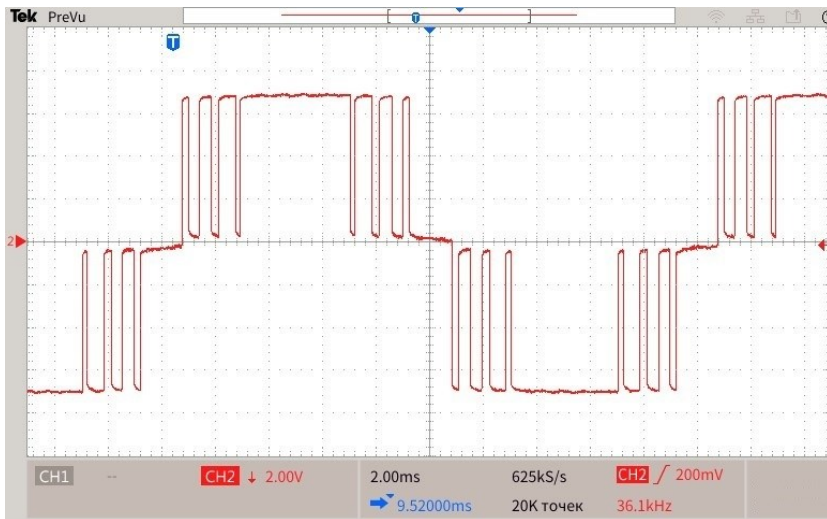


Рисунок 4.7 – ПЗШИМ №3

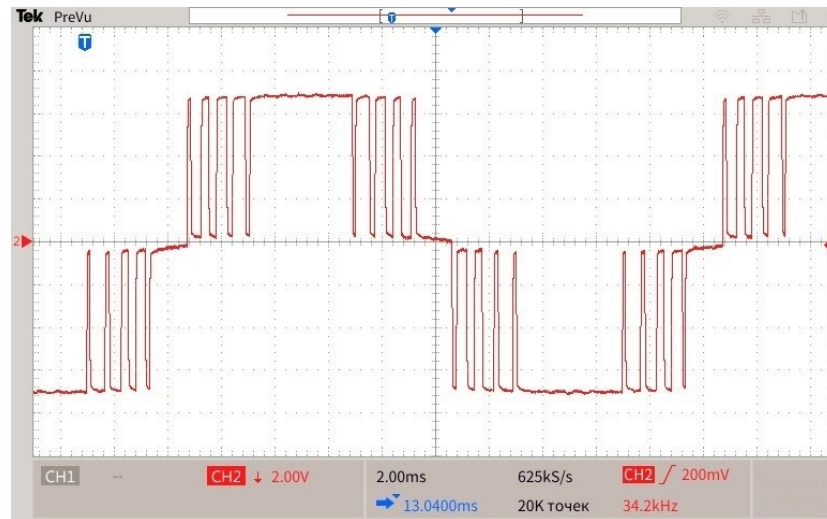


Рисунок 4.8 – ПЗШИМ №4

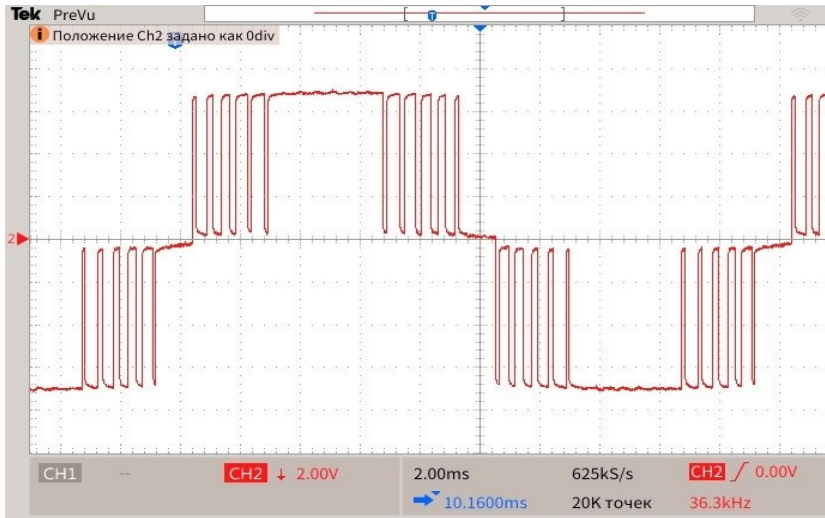


Рисунок 4.9 – ПЗШИМ №5

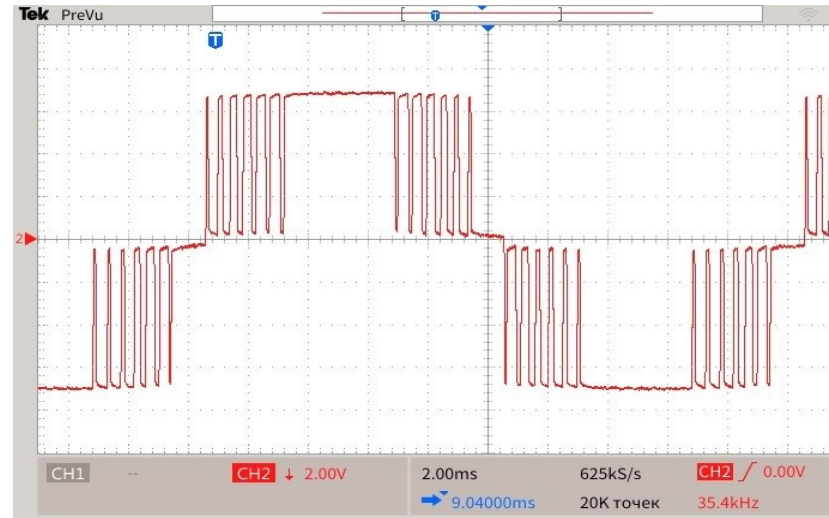


Рисунок 4.10 – ПЗШИМ №6

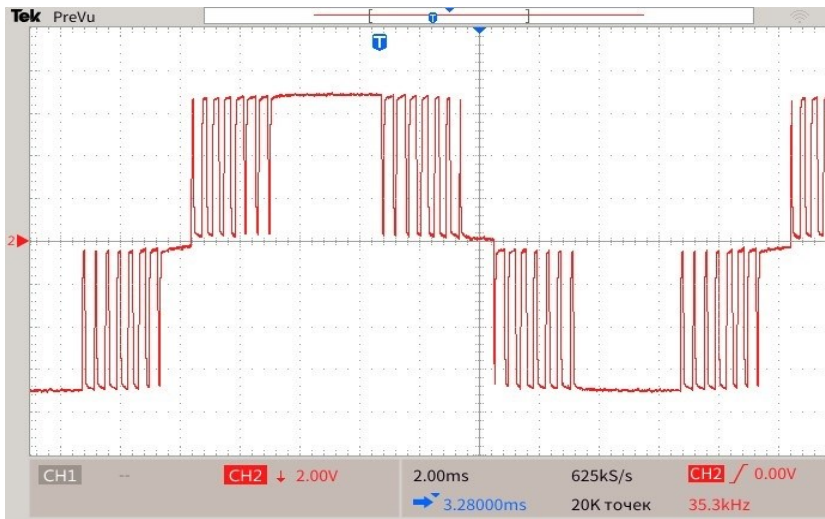


Рисунок 4.11 – ПЗШИМ №7

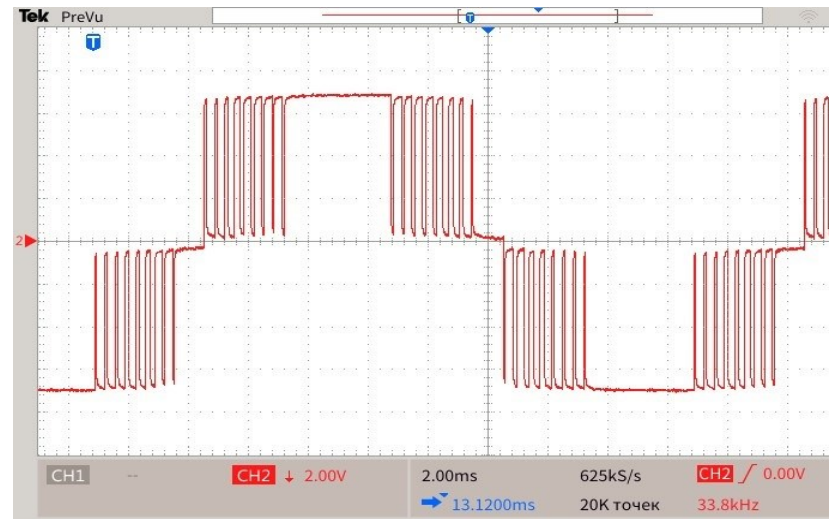


Рисунок 4.12 – ПЗШИМ №8

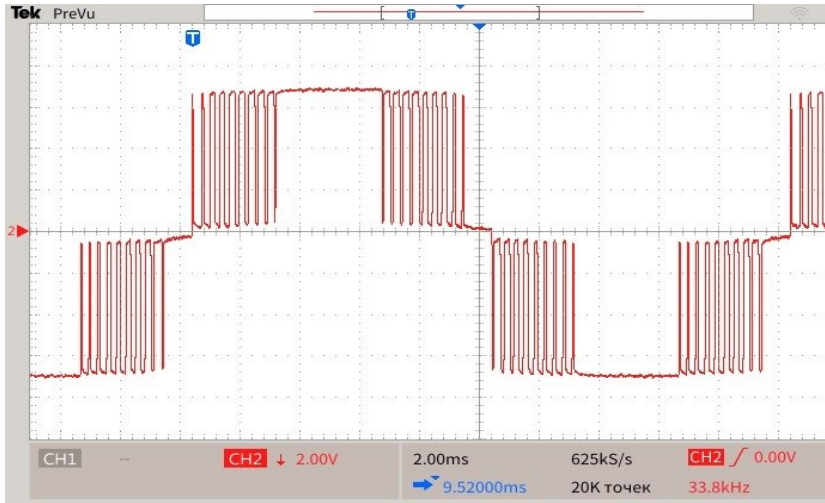


Рисунок 4.13 – ПЗШИМ №9

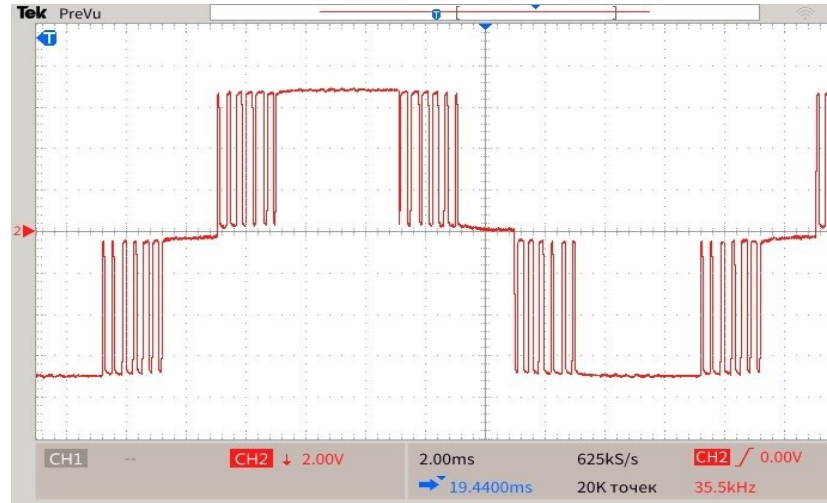


Рисунок 4.14 – ПЗШИМ (SHM) N=13

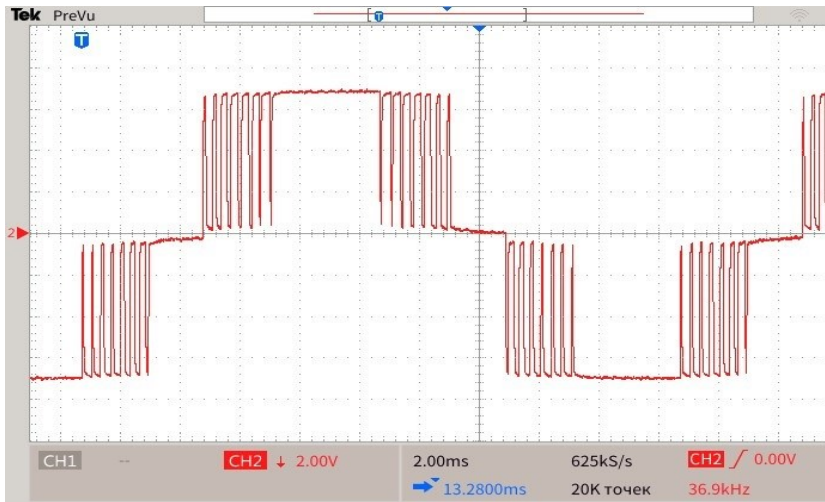


Рисунок 4.15 – ПЗШИМ (SHM) N=15

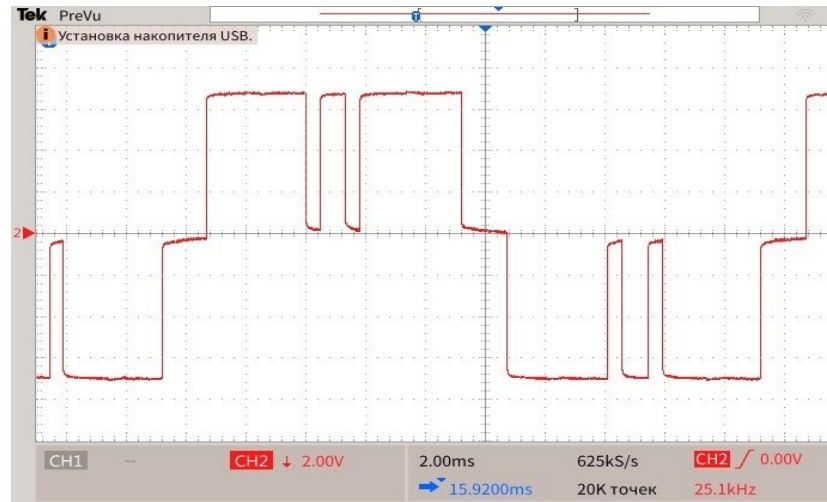


Рисунок 4.16 – ПЗШИМ (МРЧ) N=3



#### **4.3.Верификация алгоритма смены предварительно-запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей**

Основная цель данного эксперимента заключается в проверке работоспособности разработанного в Главе 3 алгоритма смены предварительно-запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей. Верификация проходила следующим образом [188–189]:

1. В среде программирования Matlab/Simulink с помощью специальных программных блоков разработан исполняемый код алгоритма, представленный на рисунке 4.17. Затем он был интерпретирован в C/C++ код и загружен в платформу управления VoomBox с помощью JTAG эмулятора.

2. С помощью консольного USB-соединения с платформой управления и программного обеспечения VoomBox Control осуществлялось графическое отображение и управление загруженными на этапе 1 из Matlab/Simulink в ЦСП данными платформы управления VoomBox. Использовались переменные: «Mode1» (сигнал смены ПП), «Mode2» (финальная смена ПП), «ua», «ub» и «uc» (фазный напряжения на входе преобразователя). Измерение и вывод на экран указанных сигналов выполнялись с периодом выборки 50 мкс, как показано на рисунке 4.18. Измеренные данные импортировались в программу Matlab для дальнейшей обработки.

3. Результаты моделирования в Главе 3 и полученные путём измерения с помощью VoomBox Control результаты работы алгоритма сравнивались между собой. Разработанный алгоритм считается адекватным при отсутствии отличий в его работе на модели и исследовательском оборудовании.

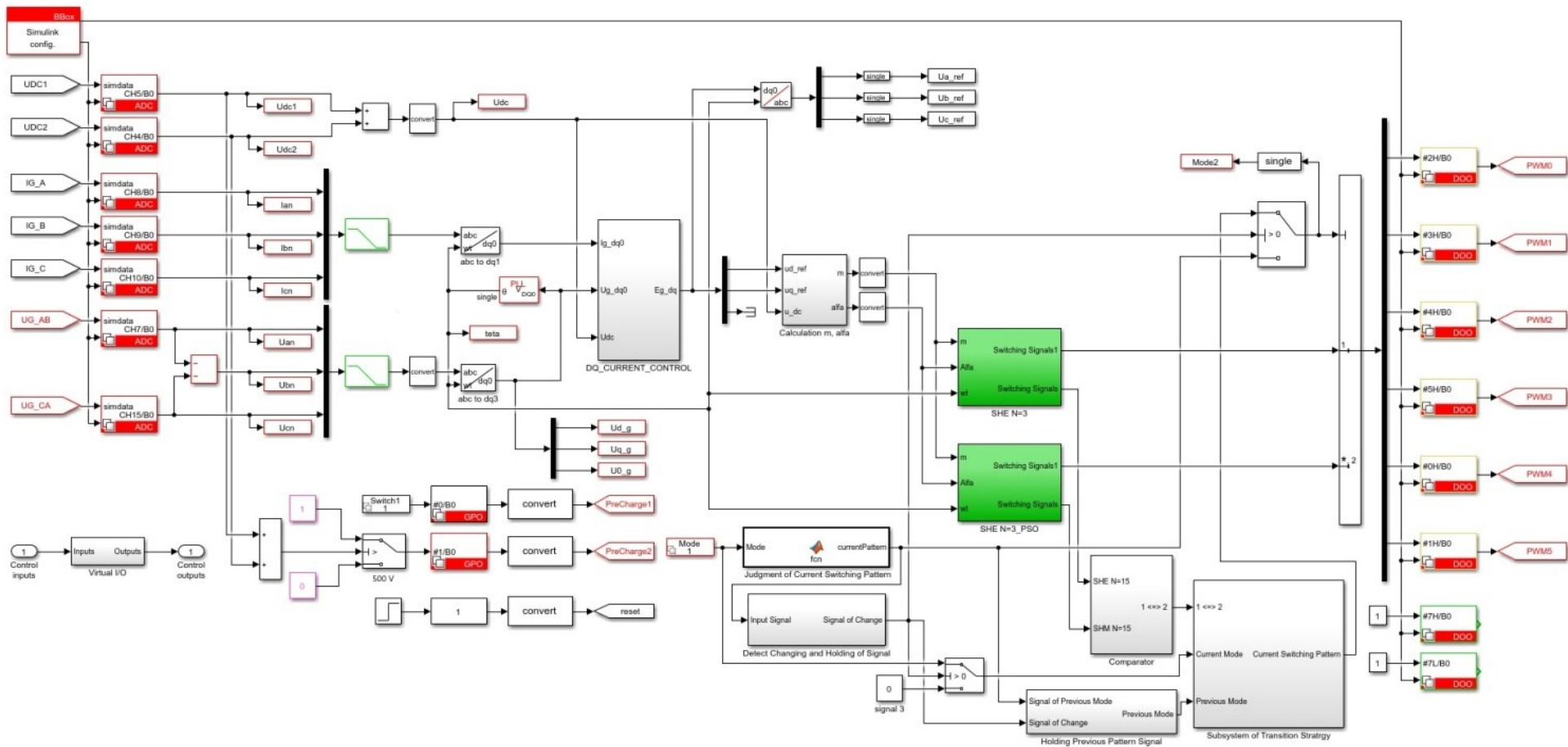


Рисунок 4.17 – Исполняемый код алгоритма в среде Matlab/Simulink

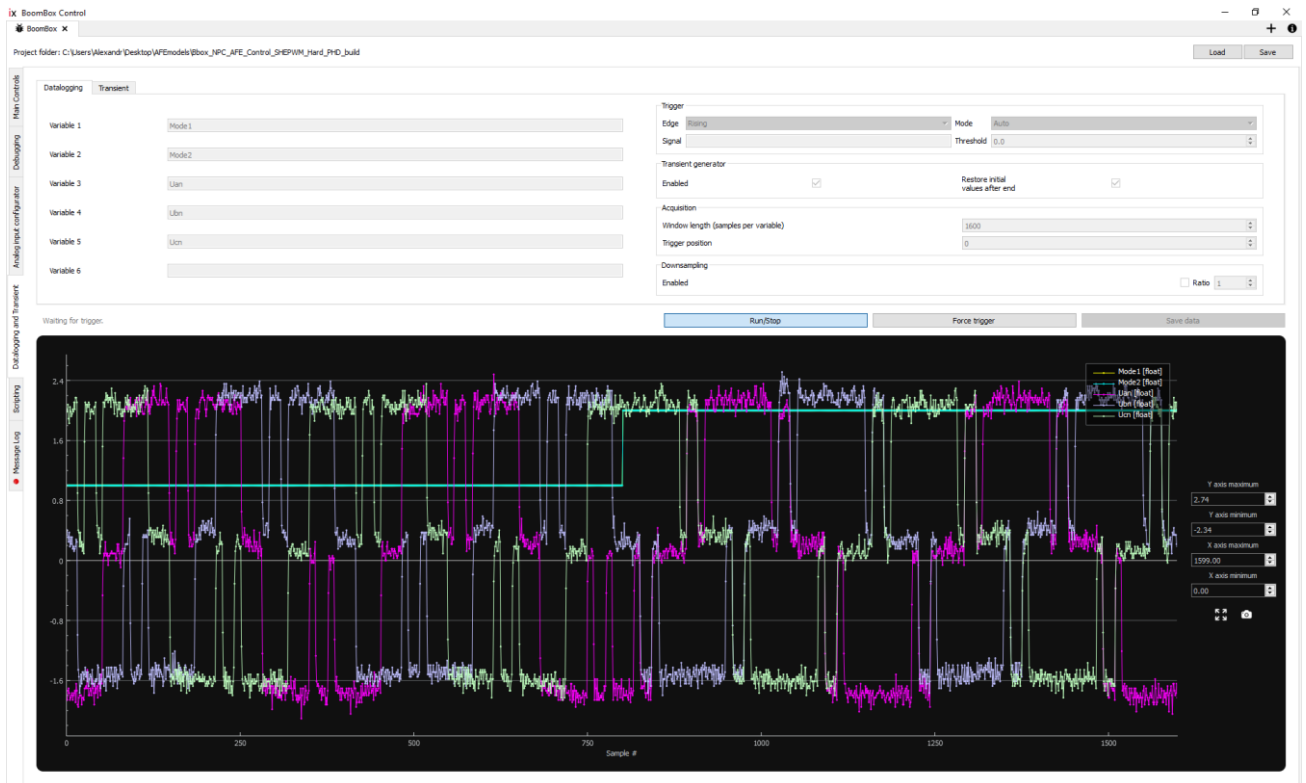


Рисунок 4.18 – Окно BoomBox Control для измерения сигналов и вывода их на экран с последующим экспортом в Matlab

На рисунке 4.19 показаны экспериментальные результаты смены двух последовательностей переключений – ПЗШИМ №1 (последовательностью переключений №1 с удалением выделенных гармонических составляющих (см. рисунок 2.5)) и ПЗШИМ №2 (последовательностью переключений №2 с удалением выделенных гармонических составляющих (см. рисунок 2.20)). Кривые фазных напряжений на входе преобразователя в увеличенном масштабе показаны на рисунке 4.20, где можно увидеть, что в момент получения сигнала «Model1» (смены ПП) состояния ПЗШИМ №1 и ПЗШИМ №1 являются [NPN], что удовлетворяет варианту 1 (см. рисунок 3.1) и смена последовательностей выполняется.

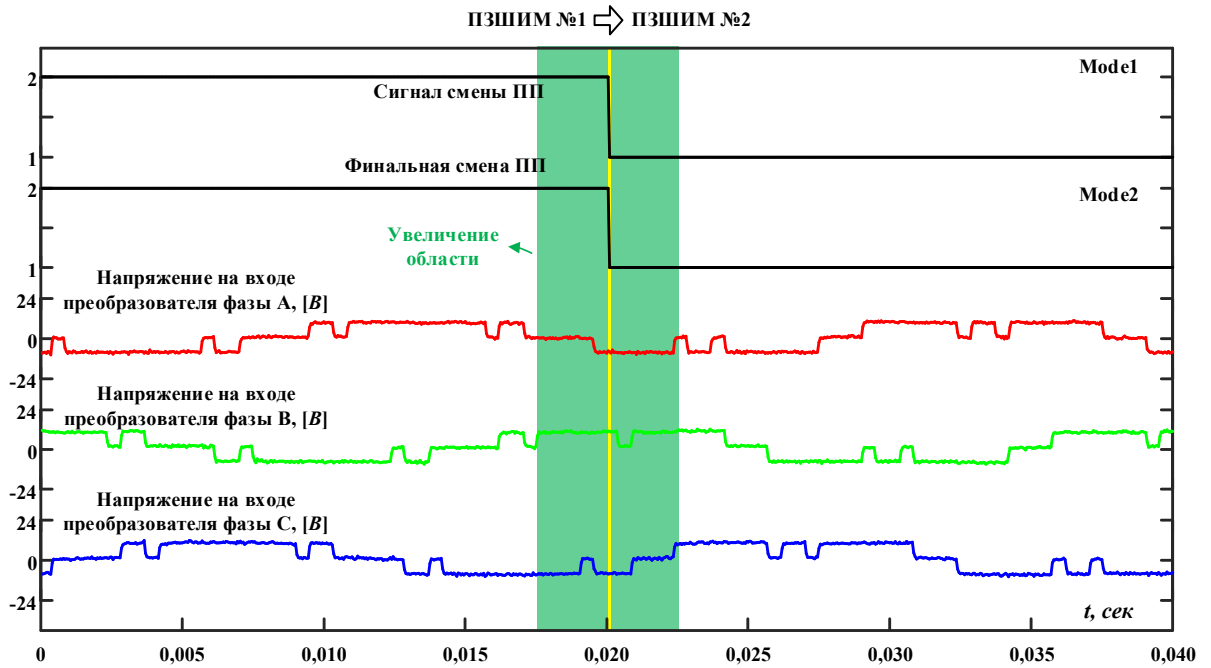


Рисунок 4.19 – Экспериментальные результаты работы алгоритма смены предварительно-запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трёхуровневого преобразователя

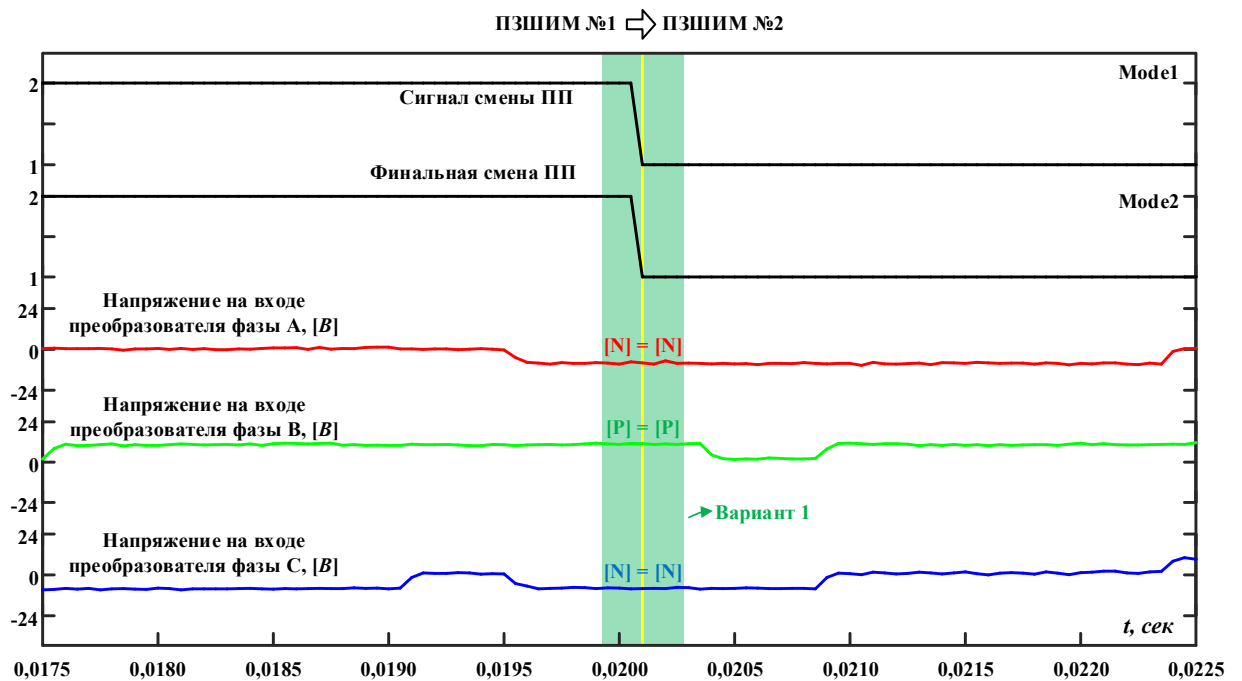


Рисунок 4.20– Увеличение в масштабе момента смены ПЗШИМ (см. рис. 4.19)

На рисунке 4.21 показаны экспериментальные результаты обратной смены указанных ранее двух последовательностей переключений, где видно, что в момент

получения сигнала «Mode1» последовательности не изменяются. Смена ПЗШИМ происходит через промежуток времени  $\Delta t$  при появлении сигнала «Mode2» (финальная смена ПП). Кривые фазных напряжений на входе преобразователя в увеличенном масштабе показаны на рисунке 4.22, где показаны состояния двух ПЗШИМ в момент, до и после их смены. Из эксперимента видно, что в момент времени  $t = 0,02$  сек (см. рисунок 4.22) последним состоянием ПЗШИМ №2 является [OON], а для ПЗШИМ №1 [PPO]. Согласно требованиям алгоритма смены последовательностей ПЗШИМ данный момент является запрещенным для перехода – вариант 4 (см. рисунок 3.4)). С этого момента алгоритм находится в ожидании появления сигнала «Mode 2». После промежутка времени  $\Delta t = 0,0000625$  сек наблюдатель последовательностей переключений (см. рисунок 3.9) определяет момент, в который последовательности ПЗШИМ могут быть изменены – ПЗШИМ №2 и ПЗШИМ №1 имеют одинаковое состояния [OPN], которое удовлетворяет варианту 1, появляется разрешающий сигнал «Mode 2» и процесс смены ПЗШИМ выполняется (см. рисунок 4.22).

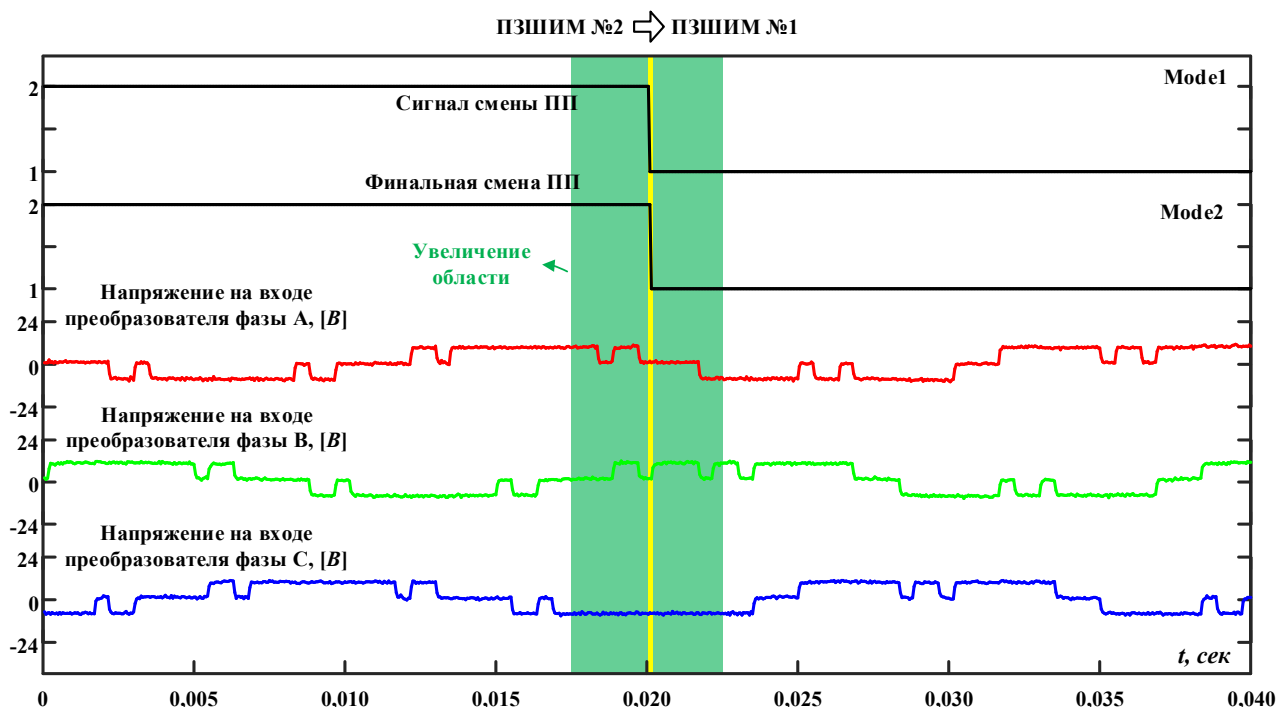


Рисунок 4.21 – Экспериментальные результаты работы алгоритма смены предварительно-запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трёхуровневого преобразователя

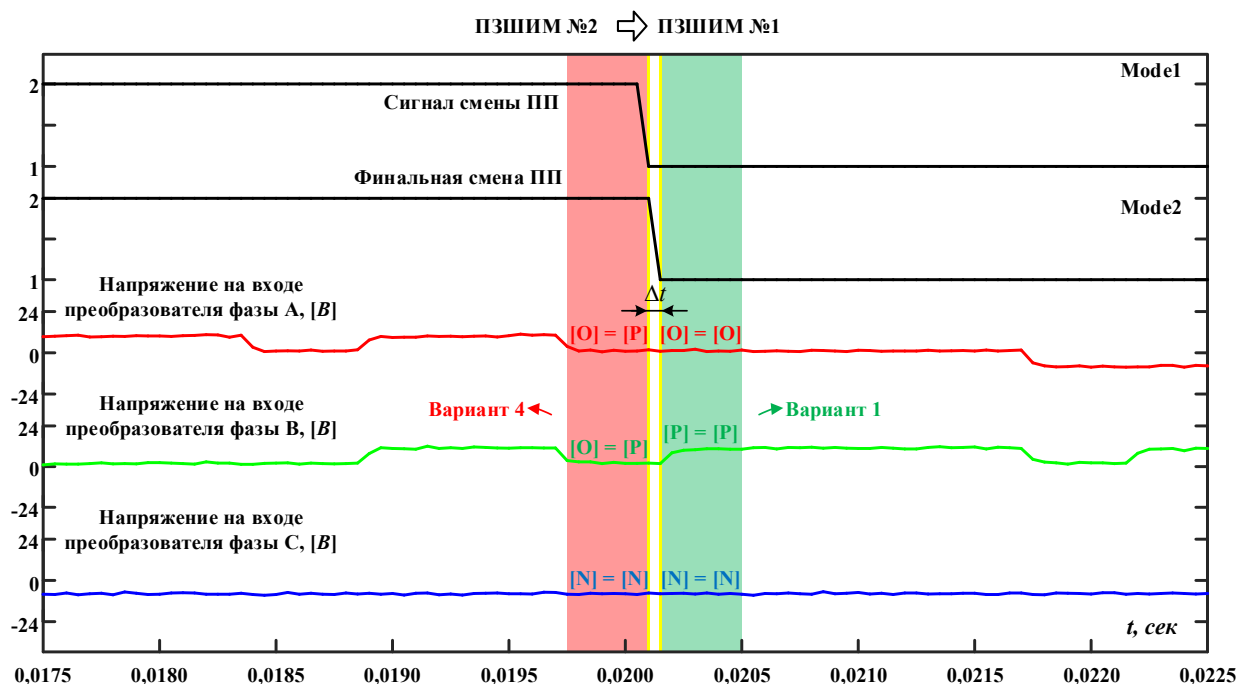


Рисунок 4.22 – Увеличение в масштабе момента смены ПЗШИМ (см. рис. 4.21)

Далее продемонстрирован ещё один эксперимент при выполнении перехода между двумя последовательностями ПЗШИМ с высокой и низкой частотой переключений полупроводниковых модулей. На рисунке 4.23 показаны измеренные фазные напряжения на входе преобразователя при переходе от ПЗШИМ  $N=3$  к ПЗШИМ  $N=13$ , а на рисунке 4.24 при переходе от ПЗШИМ  $N=13$  к ПЗШИМ  $N=3$ .

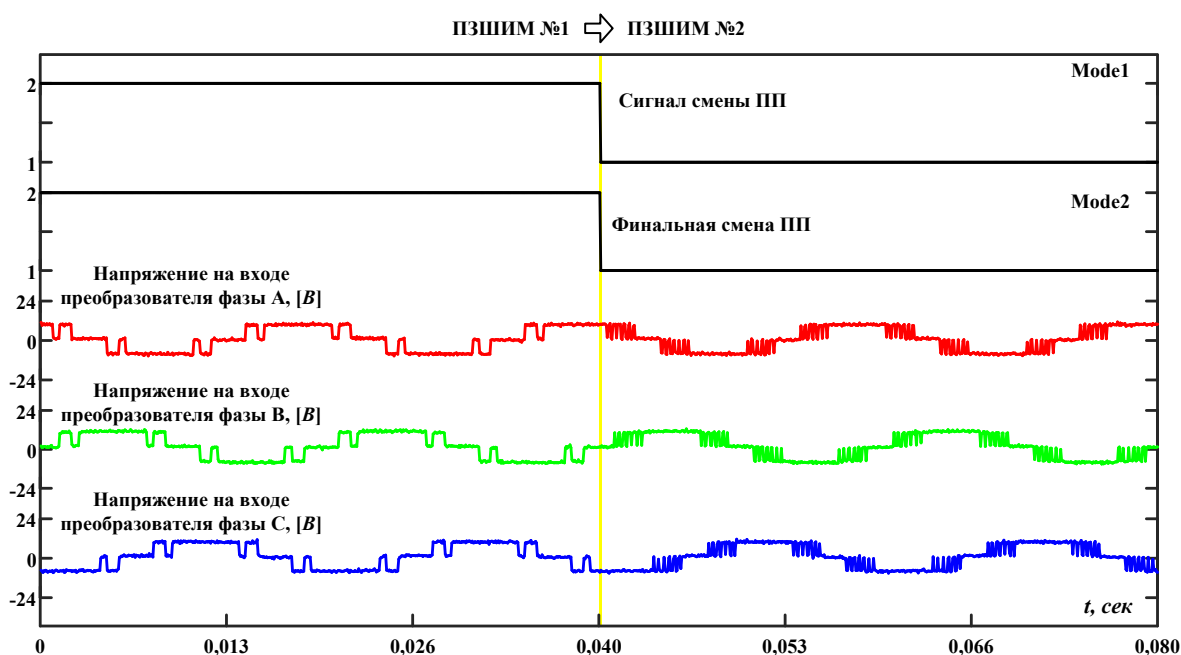


Рисунок 4.23 – Переход от ПЗШИМ  $N=3$  к ПЗШИМ  $N=13$

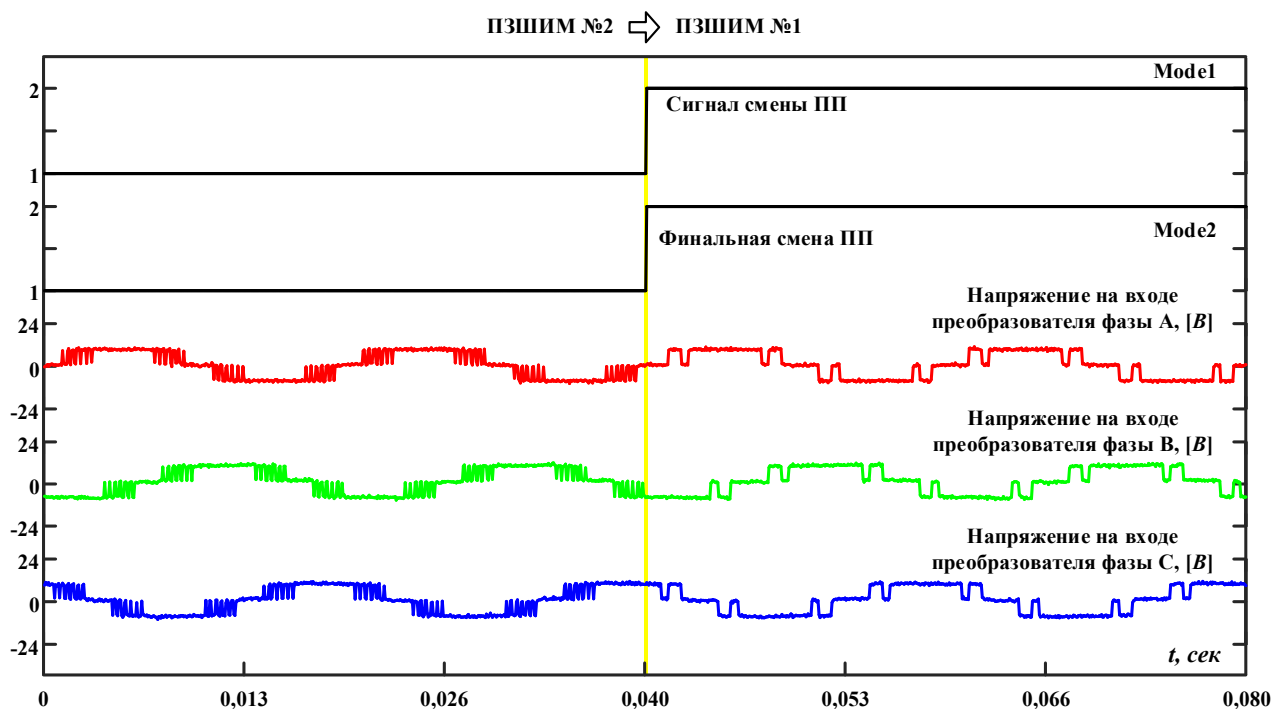


Рисунок 4.24 – Переход от ПЗШИМ  $N=13$  к ПЗШИМ  $N=3$

#### 4.4. Выводы

1. Проведены экспериментальные исследования на лабораторном исследовательском стенде для проверки адекватности разработанных методов расчета предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого преобразователя. Полученные экспериментальные результаты подтвердили адекватность предложенных методов на основе полученных двенадцати осциллограмм различных последовательностей переключений ПЗШИМ.

2. Проведены экспериментальные исследования на лабораторном исследовательском стенде для проверки адекватности алгоритма смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого преобразователя. Полученные экспериментальные результаты подтвердили адекватность и работоспособность разработанного алгоритма на примере смены нескольких последовательностей переключений ПЗШИМ.

3. Предложенные методы расчета и алгоритм могут быть рекомендованы к применению в области проектирования трёхфазных трёхуровневых преобразователей большой мощности для снижения потерь и улучшения качества преобразованной электроэнергии.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе разработаны методы расчёта и алгоритм смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трёхуровневого активного выпрямителя напряжения с фиксирующими диодами. Полученные результаты направлены на применение в области проектирования трехуровневых преобразователей большой мощности с целью обеспечения их электромагнитной совместимости и снижения электрических потерь.

Основные результаты и выводы, полученные в диссертационной работе:

1. Разработан метод расчёта предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами для создания обладающей четвертьволновой симметрией формы напряжения на входе АВН при удалении отдельных гармонических составляющих;

2. Разработан метод расчёта предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами на основе метода роя частиц с возможностью получения нескольких последовательностей без необходимости перебора начальных углов переключений;

3. Разработан метод расчёта предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого АВН с фиксирующими диодами для создания обладающей четвертьволновой симметрией формы напряжения на входе АВН при подавлении отдельных гармонических составляющих;

4. Разработан алгоритм смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого преобразователя с фиксирующими диодами, позволяющего осуществить переключение между различными последовательностями углов переключений без изменения фазы напряжения на входе преобразователя и без бросков тока и дополнительных переключений в силовой цепи в момент переключения;



5. Предложены применения разработанного алгоритма для АВН и АИН с целью использовать преимущества методов удаления и подавления отдельных гармонических составляющих. Подробно описан принцип работы алгоритма и приведены результаты математического моделирования.

5. Проведены экспериментальные исследования на лабораторном исследовательском стенде для проверки адекватности разработанных методов расчета предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого преобразователя. Полученные экспериментальные результаты подтвердили адекватность предложенных методов на основе полученных двенадцати осциллограмм различных последовательностей переключений ПЗШИМ.

6. Проведены экспериментальные исследования на лабораторном исследовательском стенде для проверки адекватности алгоритма смены предварительно запрограммированных ШИМ последовательностей переключений полупроводниковых модулей трёхфазного трехуровневого преобразователя. Полученные экспериментальные результаты подтвердили адекватность и работоспособность разработанного алгоритма на примере смены нескольких последовательностей переключений ПЗШИМ.

7. Предложенные методы расчета и алгоритм могут быть рекомендованы к применению в области проектирования трёхфазных трёхуровневых преобразователей большой мощности для снижения потерь и улучшения качества преобразованной электроэнергии.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Holtz, J. Megawatt GTO-inverter with three-level PWM control and regenerative snubber circuits / J. Holtz, S.F. Salama // in Proc. 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Apr. 1988. pp. 1263–1270.
2. Bernet, S. Comparison of high-power IGBT's and hard-driven GTO's for high-power inverters / S. Bernet, R. Teichmann, A. Zuckerberger, P. K. Steimer // IEEE Transactions on Industry Applications – 1999. – vol. 35, № 2. – pp. 487–495.
3. Wu, B. High-power converters and AC drives / B. Wu, M. Narimani. – 2nd ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2017. – 480 p.
4. Bose, B.K. Modern power electronics and AC drives / B.K. Bose. –1st ed. New Jersey: Prentice Hall PTR, 2002. – 711 p.
5. Wen, B. AC stability analysis and dq frame impedance specifications in power-electronics-based distributed power systems // B. Wen, R. Burgos, D. Boroyevich, P. Mattavelli, Z. Shen // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2017. – vol. 5, № 4. – pp. 1455–1465.
6. Wei, L. Active front end rectifier design trade-off between PWM and direct power control method / L. Wei, Y. Patel, C.S.N. Murthy // in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Sept. 2014. pp. 1015–1021.
7. Radionova, L.V. Mathematical description of AFE rectifier closed loop system // B. L.V. Radionova, A.D. Chernyshev // Procedia Engineering. – 2015. – vol. 129. – pp. 16–21.
8. Chengwu, L. Research on AFE technology in multi-inverter system / L. Chengwu, B. Dong // in Proc. 5th International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, Jan. 2013. pp. 875–878.
9. Rodriguez, J. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications / J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, F.Z. Peng // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2002. – vol. 49, № 4. – pp. 724–738.
10. Teodorescu, R. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems / R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodriguez. –1st ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2007. – 416 p.

11. Mittal, N. Multilevel inverters: A literature survey on topologies and control strategies / N. Mittal, B. Singh, S.P. Singh, R. Dixit, D. Kumar // in Proc. 2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems, Dec. 2012. pp. 1–11.
12. Abu-Rub, H. Medium voltage multilevel converters - state of the art, challenges and requirements in industrial applications / H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, G. Baoming // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2010. vol. 57, № 8. pp. 2581–2596.
13. Rodriguez, J. Multilevel voltage-source-converter for industrial medium-voltage drives / J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, S. Kouro // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2007. vol. 54, № 6. pp. 2930–2945.
14. Bernet, S. State of the Art and Developments of Medium Voltage Converters – An Overview / S. Bernet // Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review) – 2006. vol. 82, № 5. pp. 1–10.
15. Mohammed, S.A. A review of the state-of-the-art of power electronics for power system applications / S.A. Mohammed, Abdel-Moamen M. A, B. Hasanin // International Journal of Electronics and Communication Engineering – 2013. vol. 1, № 1. pp. 43–52.
16. Bernet, S. Recent developments of high power converters for industry and traction applications / S. Bernet // IEEE Transactions on Power Electronics – 2000. vol. 15, № 6. pp. 1102–1117.
17. 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. vol. 3, № 2. pp. 29–41.
18. Abu-Rub, H. Medium voltage drives - challenges and requirements / H. Abu-Rub, A. Lewicki, A. Iqbal, J. Guzinski // in Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Jul. 2016. pp. 1372–1377.
19. Gandoman, F.H. Review of FACTS technologies and applications for power quality in smart grids with renewable energy systems / F.H. Gandoman, A. Ahmadi, A.M. Sharaf, et al. // Renewable and Sustainable Energy Reviews – 2018. vol. 82, № 1. pp. 502–514.
20. Jing, T. A review of voltage source converters for energy applications / T. Jing, A.S. Maklakov // in Proc. 2018 International Ural Conference on Green Energy, Oct. 2018. pp. 275–281.

21. Bahrman, M.P. The ABCs of HVDC transmission technologies / M.P. Bahrman, B.K. Johnson, A.M. Sharaf, et al. // IEEE Power and Energy Magazine – 2007. vol. 5, № 2. pp. 3–44.
22. Okba, M.H. High voltage direct current transmission - A review, part I / M.H. Okba, M.H. Saied, M.Z. Mostafa, T.M. Abdel-Moneim // in Proc. IEEE Energytech, May. 2012. pp. 1–7.
23. Okba, M.H. High voltage direct current transmission - A review, part II - converter technologies / M.H. Okba, M.H. Saied, M.Z. Mostafa, T.M. Abdel-Moneim // in Proc. IEEE Energytech, May. 2012. pp. 1–7.
24. Wu, B. Power conversion and control of wind energy systems / B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, S. Kouro. – New York: Wiley-IEEE Press, 2011. – 480 p.
25. Seyed, S.F. Investigation and comparison of multi-level converters for medium voltage applications: Dr.-Eng / Seyed Saeed Fazel. – Berlin, 2007. – 184 p.
26. 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. – pp. 1786–1817.
27. 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, A.T.de Almeida, H. Abu-Rub // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2010. vol. 57, № 8. pp. 2659–2668.
28. Ewanchuk, J. A five-/nine-level twelve-switch neutral-point-clamped inverter for high-speed electric drives / J. Ewanchuk, J. Salmon, B. Vafakhah // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2011. vol. 47, № 5. pp. 2145–2153.
29. Fazel, S.S. Design and comparison of 4-kV neutral-point-clamped, flying-capacitor, and series-connected H-bridge multilevel converters / S. S. Fazel, S. Bernet, D. Krug, K. Jalili // IEEE Transactions on Industry Applications – 2007. – vol. 43, № 4. – pp. 1032–1040.
30. Nabae, A. A New neutral-point-clamped PWM inverter / A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 1981. – vol. IA–17, iss. 5. – pp. 518–523.

31. Yamanaka, K., Yamada, K., Kumagae, A., Terada, T. Three-level neutral point clamping type inverter circuit. US Patent 06 226 192, May 2001.
32. Attaianese, C. Three-phase threelevel active NPC converters for high power system / C. Attaianese, M. Di Monaco, G. Tomasso // in Proc. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Jun. 2010. pp. 204–209.
33. Li, J. Three-level active neutral-point-clamped zero-current transition converter for sustainable energy systems / J. Li, J.J. Liu, D. Boroyevich, P. Mattavelli, .Y.S. Xue // IEEE Transactions on Power Electronics – 2011. vol. 26, № 12. pp. 3680–3693.
34. Corzine, K.A. Capacitor voltage balancing in full binary combination schema flying capacitor multilevel inverters / K.A. Corzine, X.M. Kou // IEEE Power Electronic Letters – 2003. vol. 1, № 1. pp. 2–5.
35. Kou, X.M. A unique fault-tolerant design for flying capacitor multilevel inverter / X.M. Kou, K.A. Corzine, Y.L. Familiant // IEEE Transactions on Power Electronics – 2004. vol. 19, № 4. pp. 979–987.
36. Shukla, A. Hysteresis current control operation of flying capacitor multilevel inverter and its application in shunt compensation of distribution systems / A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi // IEEE Transactions on Power Delivery – 2007. vol. 22, № 1. pp. 396–405.
37. Stala, R. The switch-mode flying-capacitor DC–DC converters with improved natural balancing / R. Stala // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2010. vol. 57, № 4. pp. 1369–1382.
38. Oudjebour, Z. Modelling, control and feedback control of the multilevel flying capacitors rectifier. Application to double star induction machine / Z. Oudjebour, E.M. Berkouk, M.O. Mahmoudi // in Proc. IEEE International Energy Conference, Dec. 2010. pp. 507–512.
39. Li, Y.D. A novel dc voltage detection technique in the CHB inverter-based STATCOM / Y.D. Li, B. Wu // IEEE Transactions on Power Delivery – 2008. vol. 23, № 3. pp. 1613–1619.
40. Khoucha, F. A comparison of symmetrical and asymmetrical three-phase H-bridge multilevel inverter for DTC induction motor drives / F. Khoucha, M.S. Lagoun, A.

Kheloui, M.E.H. Benbouzid // IEEE Transactions on Energy Conversion – 2011. vol. 26, № 1. pp. 64–72.

41. Sepahvand, H. Investigation on capacitor voltage regulation in cascaded H-bridge multilevel converters with fundamental frequency switching / H. Sepahvand, J.S. Liao, M. Ferdowsi // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2011. vol. 58, № 11. pp. 5102–5111.

42. Holmes, D.G. Pulse width modulation for power converters: principles and practice / D.G. Holmes, T.A. Lipo. – 1st ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2003. – 744 p.

43. 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. – pp. 4091–4106.

44. 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. – pp. 302–316.

45. Turnbull, F.G. Selected harmonic reduction in static dc-ac inverters / F.G. Turnbull // IEEE Transactions on Communication and Electronics – 1964. – vol. CE-83, № 73. – pp. 374–378.

46. Patel, H.S. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I—harmonic elimination / H.S. Patel, R.G. Hoft // IEEE Transactions on Industry Applications – 1973. – vol. IA-9, № 3. – pp. 310–317.

47. Patel, H.S. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II—voltage control techniques / H.S. Patel, R.G. Hoft // IEEE Transactions on Industry Applications – 1973. – vol. IA-10, № 5. – pp. 666–673.

48. Maswood, I. Optimal PWM-SHE switching on NPC inverter: A winning match for high power conversion / I. Maswood, M.H. Rashid, L. Jian // Electric Power Systems Research – 1998. – vol. 48, № 1. – pp. 19–24.

49. Konstantinou, G. Bipolar switching waveform: Novel solution sets to the selective harmonic elimination problem / G. Konstantinou, V. G. Agelidis // in Proc. IEEE International Conference on Industrial Technology, Mar. 2010. pp. 696–701.

50. Agelidis, V.G. On applying a minimization technique to the harmonic elimination PWM control: The bipolar waveform / V.G. Agelidis, A. Balouktsis, I. Balouktsis // IEEE Transactions on Power Electronics – 2004. – vol. 2, № 2. – pp. 41–44.

51. Agelidis, V.G. Multiple sets of solutions for harmonic elimination PWM bipolar waveforms: Analysis and experimental verification / V.G. Agelidis, A. Balouktsis, I. Balouktsis, C. Cossar // IEEE Transactions on Power Electronics – 2006. – vol. 21, № 2. – pp. 415–421.

52. Aihisan, M.Z. Design and implementation of single-phase modified SHEPWM unipolar inverter / M.Z. Aihisan, R.B. Ali, J.H. Leong // in Proc. IEEE Conference on Energy Conversion, Oct. 2015. pp. 337–342.

53. Watson, J. A complete harmonic elimination approach to DC link voltage balancing for a cascaded multilevel rectifier / J. Watson, P.W. Wheeler, J.C. Clare // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2007. – vol. 54, № 6. – pp. 2946–2953.

54. Guzman, J.I. Digital implementation of selective harmonic elimination techniques in modular current source rectifier / J.I. Guzman, P.E. Melin, J.R. Espinoza, L.A. Moran, C.R. Baier, J.A. Munoz, G.A. Guinez // IEEE Transactions on Industrial Informatics – 2013. – vol. 9, № 2. – pp. 1167–1177.

55. Konstantinou, G. On re-examining symmetry of two-level selective harmonic elimination PWM: Novel formulations, solutions and performance evaluation / G. Konstantinou, V. G. Agelidis // Electric Power Systems Research – 2014. – vol. 108. – pp. 185–197.

56. Dahidah, M.S.A. Selective harmonic elimination PWM control for cascaded multilevel voltage source converters: A generalized formula / M.S.A. Dahidah, V.G. Agelidis // IEEE Transactions on Power Electronics – 2008. – vol. 23, № 4. – pp. 1620–1630.

57. Dahidah, M.S.A. Generalized formulation of multilevel selective harmonic elimination PWM: Case I-non-equal DC sources / M.S.A. Dahidah, V.G. Agelidis // in Proc. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jun. 2006. pp. 1–6.

58. Enjeti, P.N. Solving nonlinear equations of harmonic elimination PWM in power control / P.N. Enjeti, J.F. Lindsay // IEEE Electronics Letters – 1987. – vol. 23, № 12. – pp. 656–657.

59. Sundareswaran, K. Inverter harmonic elimination through a colony of continuously exploring ants / K. Sundareswaran, K. Jayant, T.N. Shanavas // IEEE Transactions on Industry Electronics – 2007. – vol. 54, № 5. – pp. 2558–2565.

60. Rashid, M.I.M. Optimal HE-PWM inverter switching patterns using differential evolution algorithm / G. Konstantinou, V. G. Agelidis // in Proc. IEEE International Conference on Power and Energy, Dec. 2012. pp. 32–37.

61. Jiang, Y. Improved particle swarm optimization-based selective harmonic elimination and neutral point balance control for three-level inverter in LVRT operation / Y. Jiang, X. Li, C. Qin, X. Xing, Z. Chen // IEEE Transactions on Industrial Informatics – 2021. – pp. 1–1.

62. Ahmad, S. A fast convergent homotopy perturbation method for solving selective harmonics elimination PWM problem in multi level inverter / S. Ahmad, A. Iqbal, M. Ali, K. Rahman, A.S. Ahmed // IEEE Access – 2021. – vol. 9. – pp. 113040–113051.

63. 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. – pp. 103610–103626.

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 // in Proc. 18th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, Mar. 2021. pp. 323–329.

65. 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. – vol. 9. – pp. 75058–75070.

66. Dahidah, M.S.A. Hybrid genetic algorithm approach for selective harmonic control / M.S.A. Dahidah, V.G. Agelidis, M.V.C. Rao // Energy Conversion and Management – 2008. – vol. 49, № 2. – pp. 131–142.



67. Sundareswaran, K. Evolutionary approach for line current harmonic reduction in AC/DC converters / K. Sundareswaran, M. Chandra // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2002. – vol. 49, № 3. – pp. 716–719.

68. Chiasson, J.N. Elimination of harmonics in a multilevel converter using the theory of symmetric polynomials and resultants / J.N. Chiasson, L.M. Tolbert, K.J. McKenzie, Z. Du // IEEE Transactions on Control Systems Technology – 2005. – vol. 13, № 2. – pp. 216–223.

69. Chiasson, J.N. Control of a multilevel converter using resultant theory / J.N. Chiasson, L.M. Tolbert, K. J. McKenzie, Z. Du // IEEE Transactions on Control Systems Technology – 2003. – vol. 11, № 3. – pp. 345–354.

70. Li, L. Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters / L. Li, D. Czarkowski, L. Yaguang, P. Pillay // IEEE Transactions on Industrial Applications – 2000. – vol. 36, № 1. – pp. 160–170.

71. Wanmin, F. A generalized half-wave symmetry SHE-PWM formulation for multilevel voltage inverters / F. Wanmin, D. Xiaoli // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2010. – vol. 57, № 9. – pp. 3030–3038.

72. Wells, J.R. Selective harmonic control: A general problem formulation and selected solutions / J.R. Wells, B.M. Nee, P.L. Chapman, P.T. Krein // IEEE Transactions on Power Electronics – 2005. – vol. 20, № 6. – pp. 1337–1345.

73. Dahidah, M.S.A. On comparing the symmetrical and non-symmetrical selective harmonic elimination pulse-width modulation technique for two-level three-phase voltage source converters / M.S.A. Dahidah, G. Konstantinou, N. Flourentzou, V.G. Agelidis // IET Power Electronics – 2010. – vol. 3, № 6. – pp. 829–842.

74. Dahidah, M.S.A. On abolishing symmetry requirements in the formulation of a five-level selective harmonic elimination pulse-width modulation technique / M.S.A. Dahidah, V.G. Agelidis, M.V. Rao // IEEE Transactions on Power Electronics – 2006. – vol. 21, № 6. – pp. 1833–1837.

75. Tolbert, L.M. Elimination of harmonics in a multilevel converter with non-equal DC sources / L.M. Tolbert, J.N. Chiasson, Z. Du, K.J. McKenzie // IEEE Transactions on Industrial Applications – 2005. – vol. 41, № 1. – pp. 75–82.

76. Filho, F. Adaptive selective harmonic minimization based on ANNs for cascade multilevel inverters with varying DC sources / F. Filho, H.Z. Maia, T.H.A. Mateus, B. Ozpineci, L.M. Tolbert, J.O.P. Pinto // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2013. – vol. 60, № 5. – pp. 1955–1962.

77. Pulikanti, S.R. Hybrid seven-level cascaded active neutral-point-clamped-based multilevel converter under SHE-PWM / S.R. Pulikanti, G. Konstantinou, V.G. Agelidis // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2013. – vol. 60, № 11. – pp. 4794–4804.

78. Su, N. Closed-loop dynamic control for dual-stator winding induction generator at low carrier ratio with selective harmonic elimination pulsewidth modulation / N. Su, W. Huang, S. Zheng // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2020. – vol. 68, № 6. – pp. 4737–4747.

79. Buccella, C. Selective harmonic elimination modulation for HVDC modular multilevel converter / C. Buccella, M.G. Cimatori, C. Cecati // in Proc. AEIT HVDC International Conference, May. 2021. pp. 1–6.

80. Khattak, F.A. Improved selective harmonics elimination strategy for multilevel inverters with optimal DC values / F.A. Khattak, Hamood-Ur-Rehman // in Proc. International Conference on Emerging Power Technologies, Apr. 2021. pp. 1–6.

81. 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. – pp. 75588–75598.

82. Chen, J.W. A novel design and implementation of programmed PWM to eliminated harmonics / J.W. Chen, T.J. Liang, S.H. Wang // in Proc. IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, Nov. 2005. pp. 1278–1283.

83. Chen, J.W. A novel algorithm in solving nonlinear equations for programmed PWM inverter to eliminate harmonics / J.W. Chen, T.J. Liang // in Proc. IECON 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Nov. 1997. pp. 698–703.

84. Bowes, S.R. Simple microprocessor implementation of new regular-sampled harmonic elimination PWM techniques / S.R. Bowes, P.R. Clark // IEEE Transactions on Industrial Applications – 1992. – vol. 28, № 1. – pp. 89–95.

85. Bowes, S.R. Regular-sampled harmonic-elimination PWM control of inverter drives / S.R. Bowes, P.R. Clark // IEEE Transactions on Power Electronics – 2002. – vol. 10, № 5. – pp. 521–531.

86. Bowes, S.R. Single-phase three-level regular-sampled selective harmonic elimination PWM / S.R. Bowes, S. Grewal, D. Holliday // IEE Proceedings - Electric Power Applications – 2002. – vol. 148, № 2. – pp. 155–161.

87. Chiasson, J.N. A complete solution to the harmonic elimination problem / J.N. Chiasson, L.M. Tolbert, K.J. McKenzie, Z. Du // IEEE Transactions on Power Electronics – 2004. – vol. 19, № 2. – pp. 491–499.

88. Cetin, A. VSC-based D-STATCOM with selective harmonic elimination / A. Cetin, M. Ermi // IEEE Transactions on Industrial Applications – 2009. – vol. 45, № 3. – pp. 1000–1015.

89. Ran, L. Dynamic selective harmonic elimination of a three level inverter used for static VAr compensation / L. Ran, L. Holdsworth, G.A. Putrus // IET Proceedings - Generation Transmission and Distribution – 2002. – vol. 149, № 1. – pp. 83–89.

90. Zhou, H. Selective harmonic compensation (SHC) PWM for grid-interfacing high-power converters / H. Zhou, Y.W. Li, N.R. Zargari, Z. Cheng, R. Ni, Y. Zhang // IEEE Transactions on Power Electronics – 2014. – vol. 29, № 3. – pp. 1118–1127.

91. Zhao, Z. Hybrid selective harmonic PWM for common-mode voltage reduction in three-level neutralpoint-clamped inverter for variable speed induction motor / Z. Zhao, Y. Zhong, H. Gao, L. Yuan, T. Lu // IEEE Transactions on Power Electronics – 2012. – vol. 27, № 3. – pp. 1152–1158.

92. Zhang, F. Selective harmonic elimination PWM control scheme on a three-phase four-leg voltage source inverter / F. Zhang, Y. Yan // IEEE Transactions on Power Electronics – 2009. – vol. 24, № 7. – pp. 1682–1689.

93. Narimani, M. Three-phase multimodule VSIs using SHE-PWM to reduce zero-sequence circulating current / M. Narimani, G. Mochopoulos // *IEEE Transactions on Industrial Electronics* – 2014. – vol. 61, № 4. – pp. 1659–1668.
94. Wang, Y. Selective harmonic elimination PWM technology applied in PMSMs / Y. Wang, X. Wen, F. Zhao, X. Guo // in *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Oct. 2012. pp. 92–97.
95. Wanmin, F. A generalized formulation of quarter-wave symmetry SHE-PWM problems for multilevel inverters / F. Wanmin, R. Xinbo, W. Bin // *IEEE Transactions on Power Electronics* – 2009. – vol. 24, № 7. – pp. 1758–1766.
96. Eryong, G. Selective harmonic elimination techniques for multilevel cascaded H-bridge inverters / G. Eryong, S. Pinggang, Y. Manyuan, W. Bin // in *Proc. IEEE International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, Dec. 2005. pp. 1441–1446.
97. Du, Z. Active harmonic elimination for multilevel converters / Z. Du, L.M. Tolbert, J.N. Chiasson // *IEEE Transactions on Power Electronics* – 2006. – vol. 21, № 2. – pp. 459–469.
98. Konstantinou, G. Selective harmonic elimination pulse-width modulation of modular multilevel converters / G. Konstantinou, M. Ciobotaru, V. Agelidis // *IET Power Electronics* – 2013. – vol. 6, № 1. – pp. 96–107.
99. Kouro, S. Predictive control based selective harmonic elimination with low switching frequency for multilevel converters / S. Kouro, B.L. Rocca, P. Cortes, S. Alepuz, W. Bin, J. Rodriguez // in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Spet. 2009. pp. 3130–3136.
100. Aguilera, R.P. Selective Harmonic Elimination Model Predictive Control for Multilevel Power Converters / R.P. Aguilera, P. Acuña, P. Lezana, G. Konstantinou, B. Wu; S. Bernet; Va.G. Agelidis // *IEEE Transactions on Power Electronics* – 2017. – vol. 32, № 3. – pp. 2416–2426.
101. Watson, J. A complete harmonic elimination approach to DC link voltage balancing for a cascaded multilevel rectifier / J. Watson, P.W. Wheeler, J.C. Clare // *IEEE Transactions on Industrial Electronics* – 2007. – vol. 54, № 6. – pp. 2946–2953.

102. Guzman, J.I. Digital implementation of selective harmonic elimination techniques in modular current source rectifier / J.I. Guzman, P.E. Melin, J.R. Espinoza, L.A. Moran, C.R. Baier, J.A. Munoz, G.A. Guinez // IEEE Transactions on Industrial Informatics – 2013. – vol. 9, № 2. – pp. 1167–1177.

103. Ahmadi, D. Online selective harmonic compensation and power generation with distributed energy resources / D. Ahmadi, J. Wang // IEEE Transactions on Power Electronics – 2014. – vol. 29, № 7. – pp. 3738–3746.

104. Patil, S.D. Improved control strategy for harmonic mitigation in multilevel inverter / S.D. Patil, A. Kadu, P. Dhabe // in Proc. 5th International Conference on Intelligent Computing and Control Systems, May. 2021. pp. 727–732.

105. Pontt, J. Mitigation of non-eliminated harmonics of SHEPWM three-level multipulse three-phase active front end converter with low switching frequency for meeting standard IEEE519-92 / J. Pontt, J. Rodriguez, R. Huerta // IEEE Transactions on Power Electronics – 2004. – vol. 19, № 6. – pp. 1594–1599.

106. Marzoughi, I. An optimal selective harmonic mitigation for cascaded H-bridge converters / A. Marzoughi, H. Imaneini // in Proc. 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering, May. 2012. pp. 752–757.

107. Moeini, A. A current-reference-based selective harmonic current mitigation pwm technique to improve the performance of cascaded h-bridge multilevel active rectifiers / A. Moeini, H. Zhao, S. Wang // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2018. – vol. 65, № 1. – pp. 727–737.

108. Cao, J. Research on a high power inverter with low frequency modulation index by selective harmonic mitigation technique / J. Cao, S. Xie, J. Xu // in Proc. 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, Jun. 2015. pp. 2409–2414.

109. Sharifzadeh, M. Selective harmonic mitigation based self-elimination of triplen harmonics for single-phase five-level inverters / M. Sharifzadeh, H. Vahedi, R. Portillo, L. G. Franquelo, K. Al-Haddad // IEEE Transactions on Power Electronics – 2019. – vol. 34, № 1. – pp. 86–96.

110. González, F.J. Flexible harmonic control for three-level selective harmonic modulation using the exchange market algorithm / F.J. González, A. Marquez, J.I. Leon,

S. Vazquez, L.G. Franquelo, J. Yin // in Proc. IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Oct. 2018. pp. 5297–5302.

111. Semydjarov, A. Selective harmonic mitigation by time domain constrained optimization / A. Semydjarov, A. Ruderman // in Proc. 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, Jun. 2018. pp. 1–6.

112. Moeini, A. Q-learning-based smart selective harmonic current mitigation-PWM (S2HCM-PWM) for grid-connected converters / A. Moeini, M. Dabbaghjamanesh, J.W. Kimball // in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Oct. 2020. pp. 5068–5075.

113. 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 Transactions on Industry Applications – 2020. – pp. 1–1.

114. Dabbaghjamanesh, M. Using gated recurrent units for selective harmonic current mitigation-pwm in grid-tied cascaded h-bridge converters / M. Dabbaghjamanesh, A. Moeini, J. Kimball, J. Zhang // IEEE Transactions on Industry Applications – 2020. – pp. 1–1.

115. Moeini, A. A DC link sensor-less voltage balancing technique for cascaded H-bridge multilevel converters with asymmetric selective harmonic current mitigation-PWM / A. Moeini, S. Wang // IEEE Transactions on Power Electronics – 2018. – vol. 33, № 9. – pp. 7571–7581.

116. Buccella, C. A deterministic harmonics mitigation technique for five-level inverters / C. Buccella, C. Cecati, M.G. Cimatoroni, K. Razi // in Proc. IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Oct. 2014. pp. 1007–1013.

117. Moeini, A. Analyzing and reducing current harmonics of AC and DC sides of cascaded H-bridge converters for electric vehicle charging stations / A. Moeini, S. Wang // in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Sept. 2019. pp. 193–200.

118. Beheshtaein, S. Multi-objective selective harmonic mitigation for cascaded H-bridge multilevel inverters connected to photovoltaic systems using hierarchical multi-output support vector regression / S. Beheshtaein // in Proc. IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 2013. pp. 72–79.

119. Campos-Gaona, D. Fast selective harmonic mitigation in multifunctional inverters using internal model controllers and synchronous reference frames / D. Campos-Gaona, R. Peña-Alzola, J. L. Monroy-Morales, M. Ordonez, O. Anaya-Lara, W. E. Leithead // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2017. – vol. 64, № 8. – pp. 6338–6349.

120. Zhou, K. Optimal selective harmonic control for power harmonics mitigation / K. Zhou, Y. Yang, F. Blaabjerg, D. Wang // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2015. – vol. 62, № 2. – pp. 1220–1230.

121. Schettino, G. Innovative computational approach to harmonic mitigation for seven-level cascaded H-bridge inverters / G. Schettino, I. Colak, A.O.Di Tommaso, R. Miceli, F. Viola // in Proc. 15th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, Sept. 2020. pp. 1–7.

122. Moeini, A. Selective harmonic mitigation-pulse-width modulation technique with variable DC-link voltages in single and three-phase cascaded H-bridge inverters / A. Moeini, H. Iman-Eini, M. Bakhshizadeh // IET Power Electronics – 2014. – vol. 7, № 4. – pp. 924–932.

123. Aggrawal, H. Model predictive control based selective harmonic mitigation technique for multilevel cascaded H-bridge converters / H. Aggrawal, J.I. Leon, L.G. Franquelo, S. Kouro, P. Garg, J. Rodriguez // in Proc. IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 2011. pp. 4424–4432.

124. Steczek, M. Combination of SHE- and SHM-PWM techniques for VSI DC-link current harmonics control in railway applications / M. Steczek, P. Chudzik, A. Szeląg // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2017. – vol. 64, № 10. – pp. 7666–7678.

125. Шрейнер, Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

126. Брованов, С.В. Многоуровневые полупроводниковые преобразователи частоты с емкостным делителем напряжения для автономных систем генерирования электрической энергии: дис. ... доктора техн. наук / С.В. Брованов. – Новосибирск, 2012. – 452 с.

127. Пьей Пью Тун. Совершенствование импульсных преобразователей в составе автономных систем электропитания электротехнических комплексов: дис. ... кан. техн. наук / Пьей Пью Тун. – Санкт-Петербург, 2014. – 188 с.

128. Радионов, А. А. Применение метода роя частиц для определения углов переключения в алгоритме широтно-импульсной модуляции с удалением выделенных гармоник / А. А. Радионов, А. С. Маклаков, Т. Цзин // Электротехнические системы и комплексы. – 2019. – № 1(42). – С. 38–44.

129. Маклаков, А. С. Повышение энергоэффективности трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной средней точкой в составе электропривода большой мощности : специальность 05.09.12 "Силовая электроника" : автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук / Маклаков Александр Сергеевич. – Челябинск, 2017. – 22 с.

130. 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. – vol. 9, № 7. – 127.

131. 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. Lisovskay // in Proc. Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice, Sept. 2020. pp. 113–118.

132. Jing, T. Two selective harmonic control techniques applied in 10Kv grid with three-level NPC inverter / T. Jing, A.S. Maklakov, A.A. Radionov // in Proc. Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice, Oct. 2019. pp. 75–79.

133. Jing, T. Research on selective harmonic elimination technique based on particle swarm optimization / T. Jing, A.S. Maklakov, O.A. Gasiyarova // in Proc. IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, Jan. 2019. pp. 694–700.



134. Формирование фазных напряжений четырехуровневого высоковольтного преобразователя частоты / Т. Р. Храмшин, Р. Р. Храмшин, Г. П. Корнилов, Д. С. Крубцов // Электротехнические системы и комплексы. – 2011. – № 19. – С. 174–181.

135. Храмшин Р.Р. Многоуровневый высоковольтный преобразователь частоты для электропривода / Р. Р. Храмшин, Т. Р. Храмшин, Е. А. Храмшина, Г. П. Корнилов // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2010. – № 3-3. – С. 191–196.

136. Храмшин, Т.Р. Оценка методов широтно-импульсной модуляции напряжения активных выпрямителей прокатных станов / Т.Р. Храмшин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. – 2013. – №2. – С. 48–52.

137. Храмшин, Т.Р. Методы широтно-импульсной модуляции мощных активных выпрямителей при несимметрии напряжения / Т.Р. Храмшин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. – 2014. – № 4. – С. 7–13.

138. Корнилов, Г.П. Моделирование электротехнических комплексов металлургических предприятий: учеб. пособие. / Г.П. Корнилов, А.А. Николаев, Т.Р. Храмшин, А.А. Мурзиков. – Магнитогорск: Изд-во Магнитогорск. гос. техн. ун-та. им. Г.И. Носова. – 2012. – 235 с.

139. Николаев, А. А. Повышение устойчивости работы преобразователей частоты с активными выпрямителями при коммутациях электрооборудования электросталеплавильного комплекса / А. А. Николаев, А. С. Денисевич, В. С. Ивекеев // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. – 2019. – № 5. – С. 48–58.

140. 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.

141. Николаев, А. А. Анализ влияния различных алгоритмов ШИМ активных выпрямителей многоуровневых ПЧ на устойчивость работы при провалах напряжения / А. А. Николаев, И. Г. Гилемов, А. С. Денисевич // Электротехнические системы и комплексы. – 2018. – № 3(40). – С. 55–62.

142. 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.

143. Абулвелеев И.Р. Формирование шаблонов переключений трехуровневого инвертора с векторной широтно-импульсной модуляцией / И. Р. Абулвелеев, Т. Р. Храмшин, Г. П. Корнилов [и др.] // Электротехнические системы и комплексы. – 2019. – № 1(42). – С. 45–52.

144. Абулвелеев И.Р. Принципы построения векторной широтно-импульсной модуляции для трехуровневого инвертора / И. Р. , Т. Р. Храмшин, Г. П. Корнилов, Г. В. Никифоров // Электротехнические системы и комплексы. – 2016. – № 4(33). – С. 72–77.

145. Храмшин, Т. Р. Обеспечение электромагнитной совместимости мощных электротехнических комплексов / Т. Р. Храмшин, И. Р. Абулвелеев, Г. П. Корнилов // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2015. – Т. 15. – № 1. – С. 82–93.

146. Абулвелеев, И. Р. Анализ способов модуляции напряжения активных выпрямителей на базе модульных многоуровневых конвертеров / И. Р. Абулвелеев, Т. Р. Храмшин, Г. П. Корнилов // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2015. – Т. 15. – № 3. – С. 25–36.

147. Hoevenaars, A. Active Harmonic Mitigation: What the Manufacturers Don't Tell You / A. Hoevenaars, M. Farbis, M. McGraw // IEEE Industry Applications Magazine – 2020. – vol. 26, № 5. – pp. 41–51.

148. Sun, J. Solving nonlinear equations for selective harmonic eliminated PWM using predicted initial values / J. Sun, H. Grotstollen // in Proc. IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, Nov. 1992. pp. 259–264.

149. Sun, J. Optimal PWM based on real-time solution of harmonic elimination equations / J. Sun, S. Beineke, H. Grotstollen // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 1996. – vol. 11, № 4. – pp. 612–621.

150. Радионов, А.А. Трехуровневый активный двунаправленный преобразователь частоты в составе реверсивных электроприводов среднего напряжения: современное состояние и способы управления / А.А. Радионов, А.С. Маклаков // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2015. – № 6(542). – С. 80–87.

151. Радионов, А.А. Использование мощных электроприводов на базе активных двунаправленных преобразователей в составе промышленной Smart Grid системы / А.А. Радионов, А.С. Маклаков, А.Д. Чернышев // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2015. – Т. 15, № 1. – С. 74–81.

152. Маклаков, А.С. Анализ электромагнитной совместимости 18-пульсной схемы соединения трехуровневых АВН при использовании метода ШИМ с удалением выделенных гармоник / А.С. Маклаков, Е.А. Маклакова // Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. – 2016. – Т.4, №1. – С. 66–73.

153. Wu, C. An optimization method for three-level selective harmonic eliminated pulse width modulation (SHEPWM) / C. Wu, Q. Jiang, C. Zhang // in Proc. International Conference on Electrical Machines and Systems, Sept. 2005. pp. 1346–1350.

154. 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 // in Proc. IEEE Texas Power and Energy Conference, Feb. 2021. pp. 1–6.

155. Memon, M.A. Asynchronous particle swarm optimization-genetic algorithm (APSO-GA) based selective harmonic elimination in a cascaded H-bridge multilevel inverter / M.A. Memon, M.D. Siddique, M. Saad, M. Mubin // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2021. – pp. 1–1.

156. Lou, H. Pulse width modulation AC/DC converters with line current harmonics minimisation and high power factor using hybrid particle swarm optimization / H. Lou, C. Mao J. Lu, D. Wang, W.J. Lee // IET Power Electronics – 2009. – vol. 2, № 6. – pp. 686–696.

157. Ray, R.N. Harmonics elimination in a multilevel inverter using the particle swarm optimisation technique / R.N. Ray, D. Chatterjee, S.K. Goswami // IET Power Electronics – 2009. – vol. 2, № 6. – pp. 646–652.

158. Napoles, J. Implementation of a closed loop SHMPWM technique for three level converters / J. Napoles, R. Portillo, J.I. Leon, M.A. Aguirre, L.G. Franquelo // in Proc. 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Nov. 2008. pp. 3260–3265.

159. Napoles, J. Selective Harmonic Mitigation Technique for High-Power Converters / J. Napoles, J.I. Leon, R. Portillo, L.G. Franquelo, M.A. Aguirre // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2010. – vol. 57, № 7. – pp. 2315–2323.

160. Napoles, J. Selective harmonic mitigation technique for multilevel cascaded H-bridge converters / J. Napoles, J.I. Leon, L.G. Franquelo, R. Portillo, M. A. Aguirre // in Proc. 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Nov. 2009. pp. 806–811.

161. Std. IEEE-519-92, 1992, IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems.

162. EN 50160, 2001, Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems.

163. Wu, X. A hybrid PWM strategy for three-level inverter with unbalanced DC links / X. Wu, G. Tan, G. Yao, C. Sun, G. Liu // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics – 2018. – vol. 6, № 1. – pp. 1–15.

164. Hashir, S. A novel hybrid PWM method for DC-link voltage balancing in a three level neutral point clamped inverter / S. Hashir, J. Francis, R. Sreepriya // in Proc. International Conference on Power, Signals, Control and Computation, Jan. 2018. pp. 1–6.

165. Jiang, W. Hybrid PWM strategy of SVPWM and VSVPWM for NPC three-level voltage-source inverter / W. Jiang, S. Du, L. Chang, Y. Zhang, Q. Zhao // IEEE Transactions on Power Electronics – 2010. – vol. 25, № 10. – pp. 2607–2619.

166. Xia, C. Adjustable proportional hybrid SVPWM strategy for neutral-point-clamped three-level inverters / C. Xia, H. Shao, Y. Zhang, X. He // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2013. – vol. 60, № 10. – pp. 4234–4242.

167. Zhang, Y. Hybrid PWM scheme for grid-connected PV inverter: M.-Eng / Yang Fan Zhang. –Zhejiang, 2014. – 81 p.

168. Zhang, Y. Hybrid PWM Scheme for the Grid Inverter / Y. Zhang, D. Xu, C. Yan, S. Zou // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics – 2015. – vol. 3, № 4. – pp. 1151–1159.

169. Moeini, A. Improve control to output dynamic response and extend modulation index range with hybrid selective harmonic current mitigation-PWM and phase-shift PWM for four-quadrant cascaded H-bridge converters / A. Moeini, H. Zhao, S. Wang // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2017. – vol. 64, № 9. – pp. 6854–6863.

170. Wang, Y. The smooth transition research of different PWM modulations for vector control of induction motor in medium voltage high power / Y. Wang, X. Wen, X. Guo, F. Zhao, W. Cong // in Proc. International Conference on Electrical Machines and Systems, Aug. 2011. pp. 1–5.

171. Zhang, Y. A hybrid PWM applied to high-power three-level inverter-fed induction-motor drives / Y. Zhang, Z. Zhao, J. Zhu // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2011. – vol. 58, № 8. – pp. 3409–3420.

172. 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.S. Maklakov, A.A. Radionov, V.R Gasiyarov // Machines – 2020. – vol. 8, № 3. – 57.

173. Jing, T. Research on hybrid SHEPWM based on different switching patterns / T. Jing, A.S. Maklakov, A.A. Radionov, S. Baskov, A. Kulmukhametova // International Journal of Power Electronics and Drive Systems – 2019. – vol. 10, № 4. – 1875–1884.

174. Jing, T. A flexible hybrid selective harmonic elimination transition algorithm to provide variable frequency of output voltage in 3L-NPC inverter / T. Jing, A.S. Maklakov, A.A. Radionov, V.R Gasiyarov // in Proc. IECON 2019 – 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Oct. 2019. pp. 3307–3311.

175. Moeini, A. A hybrid phase shift-pulsewidth modulation and asymmetric selective harmonic current mitigation-pulsewidth modulation technique to reduce harmonics and inductance of single-phase grid-tied cascaded multilevel converters / A. Moeini, S. Wang, B. Zhang, L. Yang // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2020. – vol. 67, № 12. – pp. 10388–10398.

176. Sharifzadeh, M. Hybrid SHM-SHE pulse-amplitude modulation for high-power four-leg inverter / M. Sharifzadeh, H. Vahedi, R. Portillo, M. Khenar, A. Sheikholes // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2016. – vol. 63, № 11. – pp. 7234–7242.

177. Portillo, R. Improved hybrid SHM-SHE modulation technique for four-leg three-level NPC inverters / R. Portillo, M. Sharifzadeh, H. Vahedi, L.G. Franquelo, K. Al-Haddad // in Proc. IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 2015. pp. 005415–005420.

178. Yan, X. Multi-mode hybrid modulation strategy for three-level converters based on half-wave symmetric SHEPWM / X. Yan, B. Guan, X. Du // in Proc. IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition - Asia, May. 2021. pp. 349–354.

179. Sharifzadeh, M. Hybrid SHM–SHE modulation technique for a four-leg NPC inverter with DC capacitor self-voltage balancing / M. Sharifzadeh, H. Vahedi, A. Sheikholeslami, P. Labbé, K. Al-Haddad // IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2015. – vol. 62, № 8. – pp. 4890–4899.

180. Маклаков, А.С. Математическое описание трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной нейтралью на базе активного выпрямителя и автономного инвертора напряжения / А.С. Маклаков // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2016. – Т. 16, № 4. – С. 49–59.

181. Гасияров, В. Р. Моделирование трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной нейтралью при алгоритме ШИМ с удалением выделенных гармоник / В. Р. Гасияров, А. А. Радионов, А. С. Маклаков // Электротехнические системы и комплексы. – 2017. – № 1(34). – С. 4–9.

182. Lisovskaya, T.A. Linearization small deviation model of active front end rectifier / T.A. Lisovskaya, A.S. Maklakov, R.A. Lisovsky, T. Jing // in Proc. Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice, Sept. 2020. pp. 133–136.

183. Цзин Тао. Алгоритм смены шаблонов углов переключений ключей трёх-уровневого 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.

184. Справочные данные. [Электронный ресурс]. B-Box RCP<sup>3.0</sup> Rapid prototyping controller User Manual. –2020. –P.17 – [https://cdn.imperix.com/wp-content/uploads/document/B-Box\\_Datasheet.pdf](https://cdn.imperix.com/wp-content/uploads/document/B-Box_Datasheet.pdf).

185. Справочные данные. [Электронный ресурс]. Passives Rack User Manual. –2021. –P.2 – [https://cdn.imperix.com/wp-content/uploads/document/Passives\\_Rack.pdf](https://cdn.imperix.com/wp-content/uploads/document/Passives_Rack.pdf).

186. Справочные данные. [Электронный ресурс]. PEN8018 – NPC building block User Manual. –2019. –P.5 – <https://cdn.imperix.com/wp-content/uploads/document/PEN8018.pdf>.

187. Справочные данные [Электронный ресурс]. TBS2000B Series Datasheet. – <https://ru.tek.com/datasheet/digital-storage-oscilloscope-tbs2000b-series-datasheet>.

188. Справочные данные [Электронный ресурс]. BB control real-time monitoring software. – <https://imperix.com/software/bbcontrol/>.

Справочные данные [Электронный ресурс]. SIMULINK Blockset part of the ACG SDK. – <https://imperix.com/software/acg-sdk/simulink/>.