


ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Ле Ван Кань

**ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ
ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА БАЗЕ ТРЕХУРОВНЕВЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ С ФИКСИРОВАННОЙ
НЕЙТРАЛЬНОЙ ТОЧКОЙ**

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата наук

Специальность 2.4.2. Электротехнические комплексы и системы
(технические науки)

Научный руководитель:
кандидат технических наук, доцент
Шишков Александр Николаевич

Москва – 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ СОВРЕМЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ В СОСТАВЕ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ.....	13
1.1. Современное состояние регулируемых электроприводов на базе преобразователей частоты (ЭП-ПЧ).....	14
1.2. Анализ силовых схем регулируемых электроприводов на базе преобразователей частоты.....	27
1.3. Анализ алгоритмов ШИМ в системах управления преобразователей частоты для регулируемых электроприводов.....	31
1.4. Основные технические проблемы преобразователей частоты в составе регулируемых электроприводов.....	37
1.5. Выводы и постановка задач исследования.....	43
ГЛАВА 2. АВТОНОМНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ В СОСТАВЕ ТРЕХУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬНОЙ ТОЧКОЙ.....	44
2.1. Описание структуры и принципа работы автономного инвертора напряжения в составе ЭП-ПЧ.....	44
2.2. Система управления автономного инвертора напряжения на основе пространственно-векторной ШИМ.....	48
2.2.1. Описание алгоритма пространственно-векторной ШИМ для системы управления автономного инвертора напряжения.....	48
2.2.2. Общая имитационная модель ЭП-ПЧ с системой управления АИН по пространственно-векторной ШИМ.....	54
2.3. Анализ влияния базовых векторов на напряжение нейтральной точки.....	56
2.4. Анализ влияния базовых векторов на синфазное напряжение.....	61
2.5. Сравнительный анализ эффективности систем управления автономного инвертора напряжения на основе пространственно-векторной ШИМ для трех классических последовательностей переключений.....	63
2.6. Выводы.....	71

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНОЙ ШИМ ДЛЯ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ В СОСТАВЕ ТРЕХУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬНОЙ ТОЧКОЙ	73
3.1. Разработка усовершенствованной системы управления автономного инвертора напряжения на основе пространственно-векторной ШИМ с пятиступенчатой последовательностью переключений (ПВШИМ 1).....	73
3.2. Разработка усовершенствованной системы управления автономного инвертора напряжения на основе пространственно-векторной ШИМ с семиступенчатой последовательностью переключений (ПВШИМ 2)	81
3.3. Разработка усовершенствованной системы управления автономного инвертора напряжения на основе пространственно-векторной ШИМ с гибридной последовательностью переключений (ПВШИМ 3)	89
3.3.1. Синтез гибридной последовательности переключений для ПВШИМ....	90
3.3.2. Имитационная модель ЭП-ПЧ с системой управления АИН по ПВШИМ 3 и результаты моделирования.....	98
3.4. Выводы	105
ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ТРЕХУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬНОЙ ТОЧКОЙ	107
4.1. Описание экспериментального стенда.....	107
4.2. Верификация трех усовершенствованных систем управления на основе пространственно-векторной ШИМ	110
4.3. Результаты моделирования перехода между пятиступенчатой и семиступенчатой последовательностями переключений при ПВШИМ 3	125
4.4. Выводы	127
ГЛАВА 5. ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ТРЕХУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬНОЙ ТОЧКОЙ В СОСТАВЕ ГЛАВНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРОКАТНОЙ КЛЕТИ	

ТОЛСТОЛИСТОВОГО СТАНА 5000.....	129
5.1. Описание объекта исследования.....	129
5.2. Разработка имитационной модели главного ЭП прокатной клетки толстолиствого стана 5000	131
5.3. Анализ технического эффекта усовершенствованной системы управления автономного инвертора напряжения в составе главного электропривода прокатной клетки толстолиствого стана 5000.....	137
5.4. Выводы	145
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	147
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	149
ПРИЛОЖЕНИЕ 1	169
ПРИЛОЖЕНИЕ 2	179

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Стратегия модернизации любой современной отрасли народного хозяйства, использующей электроприводы (ЭП) для приведения в движение технологических объектов, включает в себя не только повышение производительности, но и внедрение новых перспективных технологий и технических процессов, направленных на повышение энергосбережения. Для достижения этой цели одним из приоритетных оптимальных решений является переход от нерегулируемых ЭП к регулируемым с использованием преобразователей частоты (ПЧ), наиболее перспективными из которых являются многоуровневые ПЧ. Применение регулируемых ЭП на базе ПЧ (ЭП-ПЧ) имеет ряд существенных преимуществ по сравнению с традиционными: 1) повышение энергоэффективности благодаря возможности оптимизации работы электродвигателя и снижения пиковых нагрузок на сеть, что позволяет значительно экономить электроэнергию; 2) возможность точной регулировки скорости и крутящего момента, плавный пуск и остановка электродвигателей; 3) гибкость эксплуатации, позволяющая адаптировать параметры работы к различным условиям и требованиям производственного процесса.

Применение ПЧ на базе инверторов в составе ЭП, помимо увеличения затрат и необходимости более сложных систем управления, также сталкивается с рядом значительных проблем. Использование силовых полупроводниковых элементов приводит к увеличению потерь электроэнергии из-за высокой частоты коммутации. Высокая частота коммутации, в свою очередь, сопровождается нагревом оборудования, снижением срока службы и даже выходом из строя. Прямой подход к решению этой проблемы заключается в снижении частоты коммутации, что приводит к значительным искажениям кривой выходного тока ПЧ. Таким образом, техническое противоречие между коммутационными потерями и качеством выходного тока становится основной проблемой ПЧ в составе ЭП. Для устранения этой проблемы было предложено множество схмотехнических решений, основным из которых является использование инверторов с большим числом

уровней в ПЧ. Очевидно, что такое решение увеличивает стоимость оборудования, а также требует более сложного управления. В связи с этим наблюдается значительный интерес к использованию трехуровневых топологий с фиксированной нейтральной точкой (ФНТ) для ПЧ вместо топологий с большим числом уровней.

Однако для автономного инвертора напряжения (АИН) этого ПЧ, помимо задач повышения качества электроэнергии и снижения коммутационных потерь, необходимо учитывать его характерные недостатки, такие как дисбаланс напряжения нейтральной точки (НТ) и высокий уровень синфазного (СФ) напряжения. Одним из наиболее эффективных и экономически оправданных подходов к их устранению остается совершенствование и разработка алгоритмов управления. Несмотря на значительное количество предложенных исследований, большинство решений направлено на улучшение лишь отдельных параметров, что нередко приводит к ухудшению других характеристик.

В связи с этим тема данного исследования приобретает высокую актуальность и требует дальнейшей проработки в рамках диссертационной работы.

Степень разработанности. Исследования и разработки, посвященные решению задач схемотехнических решений и систем управления трехуровневых ПЧ для повышения энергосбережения в ЭП, широко представлены в научной литературе. Значительный вклад в эту область внесли известные учёные, как отечественные, так и зарубежные, такие как Т.Р. Храмшин, А.А. Николаев, А.С. Анучин, А.С. Карандаев, А.А. Радионов, А.С. Сарваров, С.В. Брованов, И.Я. Браславский, А.М. Зюзев, Г.С. Зиновьев, М.В. Пронин, Е.Е. Чаплыгин, О.Б. Шонин, А.Б. Виноградов, В.В. Крючков, Р.Т. Шрейнер, Г.П. Корнилов, А.С. Маклаков, а также A. Nabaе, H. Akagi, B. Wu, J. Rodriguez, J.I. Leon, D.G. Holmes, J. Holtz, N. Mohan, S. Bernet, N. Celanovic, B.P. McGrath, S.S. Fazel, N. Zargari и многие другие.

Несмотря на значительное количество работ, основной фокус исследований направлен на важные критерии, такие как улучшение качества выходного тока и снижение коммутационных потерь, представляющие собой две основные задачи, которые трудно решить одновременно при эксплуатации ПЧ. В этом контексте

некоторые аспекты, такие как баланс напряжения НТ и снижение высоких уровней СФ напряжения, не получили достаточного внимания с точки зрения их негативного влияния на систему.

С учетом вышеперечисленного, одновременное рассмотрение четырёх указанных критериев становится важным направлением для дальнейших исследований и совершенствования существующих технологий. Данный вопрос заслуживает детального рассмотрения в рамках отдельного научного исследования.

Объект исследования – система электропривода, состоящая из питающей электросети переменного тока, трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной нейтральной точкой и электродвигателя на стороне нагрузки.

Предмет исследования – система управления автономного инвертора напряжения трехуровневого преобразователя частоты в составе электропривода.

Цель диссертационной работы – повышение энергосбережения электропривода на базе трехуровневого преобразователя частоты посредством усовершенствованной системы управления автономного инвертора напряжения на основе пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции (ПВШИМ).

Для достижения указанной цели были поставлены следующие задачи:

1. Проведение патентно-литературного обзора текущего состояния ЭП на базе ПЧ, а также теоретического и экспериментального анализа алгоритмов ШИМ и систем управления, применяемых в современных ПЧ. Определение четырех ключевых показателей для исследования и разработки систем управления АИН трехуровневого ПЧ: качество электроэнергии, коммутационные потери, баланс напряжения НТ и уровень СФ напряжения.

2. Разработка общей имитационной модели ЭП-ПЧ для анализа ключевых показателей при реализации различных последовательностей переключений (ПП) в системе управления АИН на основе ПВШИМ.

3. Разработка усовершенствованных систем управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ с различными ПП для улучшения ключевых показателей.

4. Проведение теоретических и экспериментальных исследований

усовершенствованных систем управления АИН ПЧ по ключевым показателям.

5. Разработка имитационной модели главного ЭП прокатной клетки толстолистого стана 5000 в среде *Simulink* пакета *Matlab* для оценки эффективности усовершенствованной системы управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ.

Содержание диссертационной работы соответствует решению поставленных задач и представлено следующим образом:

В первой главе представлена силовая схема ЭП-ПЧ. Рассмотрены существующие алгоритмы ШИМ для систем управления ПЧ. Выделены основные технические проблемы ПЧ в составе ЭП и обоснована целесообразность применения алгоритма ПВШИМ в системах управления ПЧ для их решения.

Во второй главе описана силовая схема и принцип работы АИН ПЧ в составе ЭП. Проведен анализ факторов, вызывающих дисбаланс напряжения НТ и СФ напряжения. Разработана общая имитационная модель ЭП-ПЧ с системой управления АИН по ПВШИМ. Выполнен сравнительный анализ работы данной системы при реализации трех классических ПП в системе управления АИН.

В третьей главе разработаны усовершенствованные системы управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ. С помощью общей имитационной модели, представленной во второй главе, был проведен анализ работы ЭП-ПЧ, который подтвердил высокую эффективность предложенных систем управления АИН.

В четвертой главе представлены результаты экспериментальных исследований, проведенных на лабораторном стенде. Полученные данные подтвердили адекватность усовершенствованных систем управления на основе ПВШИМ.

В пятой главе разработана имитационная модель главного ЭП горизонтального вала толстолистого стана 5000 с использованием графической среды *Simulink* пакета *Matlab*. Проведен анализ работы данной системы с применением усовершенствованной системы управления по ПВШИМ 2, что подтвердило её эффективность.

В заключении приведены основные выводы и научные результаты,

полученные в ходе выполнения диссертационной работы.

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:

1. Разработана общая имитационная модель ЭП-ПЧ, отличающаяся от известных тем, что система управления АИН на основе ПВШИМ поддерживает возможность реализации различных ПП.

2. Разработаны усовершенствованные системы управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ с пятиступенчатой ПП (ПВШИМ 1) и с семиступенчатой ПП (ПВШИМ 2), отличающиеся от известных систем возможностью управления напряжением НТ. ПВШИМ 1 реализует переход между различными вариантами пятиступенчатой ПП, что способствует улучшению качества электроэнергии и баланса напряжения НТ. ПВШИМ 2 характеризуется перераспределением продолжительности включения силовых ключей, что ведет к улучшению четырех ключевых показателей.

3. Разработана усовершенствованная система управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ с гибридной ПП (ПВШИМ 3), отличающаяся от известных систем возможностью настраивать степень оптимизации четырех ключевых показателей в соответствии с требованиями системы с помощью коэффициента гибридизации λ .

4. Разработана имитационная модель главного ЭП горизонтального вала толстолистного стана 5000, отличающаяся от известных моделей использованием системы управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ 2, что способствует повышению энергосбережения системы.

Практическая ценность и реализация работы заключается в разработке усовершенствованных систем управления АИН трехуровневого ПЧ на основе ПВШИМ, что способствует улучшению показателей.

Реализация данных систем управления в общей имитационной модели подтвердила, что: при ПВШИМ 1 средние значения отклонения напряжения НТ и суммарного коэффициента гармонических искажений тока уменьшаются на 46,14% и 12,46% соответственно; при ПВШИМ 2 эти значения уменьшаются на 54,93% и 14,78%, кроме того, средние значения коммутационных потерь и продолжительности высоких уровней СФ напряжения снижаются на 6,7% и 18,26%

соответственно; при ПВШИМ 3 аналогичные показатели уменьшаются на 44,9%, 2,46%, 11,7% и 33,18% соответственно.

При внедрении данных систем управления на лабораторном комплексе «Трехуровневый силовой преобразователь» от компании «*Imperix Ltd*» средние значения отклонения напряжения НТ и суммарного коэффициента гармонических искажений тока при ПВШИМ 1 уменьшаются на 50,48% и 47,24% соответственно; ПВШИМ 2 снижает эти показатели на 64,37% и 22,71%; а ПВШИМ 3 обеспечивает компромисс между показателями с помощью коэффициента гибридизации λ : при увеличении λ эти значения увеличиваются, а при уменьшении λ – уменьшаются.

Применение системы управления на основе ПВШИМ 2 в главном ЭП прокатной клетки толстолистового стана 5000 позволило бы повысить КПД ПЧ на 0,6%, а также снизить потребление электроэнергии за счет сокращения коммутационных потерь на 43,3% и уменьшения высших гармоник в спектре тока ПЧ на 11,42%, что обеспечило бы экономию около 1,3 млн рублей в год.

Результаты выполненных исследований внедрены в учебный процесс Московского политехнического университета при обучении студентов по направлению подготовки 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника».

Методика проведения исследований. В процессе решения поставленных задач использованы известные методы теоретических и экспериментальных исследований. Научные результаты получены с помощью аналитических методов решения нелинейных уравнений, анализа Фурье сигналов напряжения и тока, логических операций, матричных преобразований, синтеза пространственных векторов, аналитической геометрии, численного моделирования и теории автоматического управления. Разработанные математические модели реализованы в среде визуального программирования *Matlab & Simulink*. Результаты экспериментальных исследований получены на лабораторном стенде.

Основные положения и результаты, выносимые на защиту:

1. Результаты научных исследований, показывающие важность учета дисбаланса напряжения НТ и высоких уровней СФ напряжения для ПЧ в составе ЭП.

2. Общая имитационная модель системы ЭП-ПЧ с системой управления АИН на основе ПВШИМ с различными ПП.

3. Усовершенствованные системы управления АИН ПЧ в составе ЭП на основе ПВШИМ 1, ПВШИМ 2 и ПВШИМ 3.

4. Результаты теоретических и экспериментальных исследований на лабораторном стенде, подтверждающие адекватность усовершенствованных систем управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ.

5. Имитационная модель главного ЭП горизонтального вала толстолиствого стана 5000 и результаты исследований в ней, доказывающие эффективность систем управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ 2.

Обоснованность и достоверность научных положений, выводов и рекомендаций обеспечиваются научно обоснованной постановкой задачи и корректным применением современных методов математического моделирования. Важным фактором подтверждения достоверности является результативность проведенных расчетов. Кроме того, значимость придается минимальному расхождению между результатами расчетов и данными, полученными в результате экспериментальных исследований.

Соответствие паспорту научной специальности. Исследование, проведенное в рамках диссертационной работы, полностью соответствует области исследований, определенной в паспорте специальности 2.4.2 «Электротехнические комплексы и системы» (п. 1. Развитие общей теории электротехнических комплексов и систем, анализ системных свойств и связей, физическое, математическое, имитационное и компьютерное моделирование компонентов электротехнических комплексов и систем, включая электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии, электрические аппараты, системы ЭП, электроснабжения и электрооборудования; п. 3. Разработка, структурный и параметрический синтез, оптимизация электротехнических комплексов, систем и их компонентов, разработка алгоритмов эффективного управления; п. 4. Исследование работоспособности и качества функционирования электротехнических комплексов, систем и их компонентов в различных режимах,

при разнообразных внешних воздействиях, диагностика электротехнических комплексов).

Апробация результатов диссертационной работы. Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на 5 конференциях и семинарах: 80-й международной научно-методической и научно-исследовательской конференции МАДИ (г. Москва, 24–28 января 2022 г.); Всероссийской научно-практической конференции «Наука – общество – технологии – 2022» (SST – 2022) (г. Москва, 1–4 марта 2022 г.); International Russian Smart Industry Conference (SmartIndustryCon) (г. Сочи, 27–31 марта 2023 г.); International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon) (г. Магнитогорск, 29 сентября – 1 октября 2023 г.); International Russian Smart Industry Conference (SmartIndustryCon) (г. Сочи, 27–31 марта 2024 г.).

Публикации. В рамках темы диссертации было опубликовано 10 научных трудов, включая 4 статьи в рецензируемых изданиях, входящих в перечень ВАК, а также 5 статей в журналах, индексируемых в международных наукометрических базах данных Scopus и Web of Science.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ СОВРЕМЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ В СОСТАВЕ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Технологические процессы в машиностроении значительно разнообразны в народном хозяйстве, особенно в промышленности, где используются различные типы приводов, такие как электроприводы (ЭП), гидроприводы и пневмоприводы, для приведения в движение деталей и инструментов [1]. В условиях современной промышленности, предъявляющей повышенные требования к производительности, надежности и точности, предпочтение отдается ЭП, среди которых наибольшее распространение получили синхронные и асинхронные двигатели переменного тока [2, 3]. Управление их скоростью и моментом осуществляется с помощью преобразователей частоты (ПЧ), что позволяет повысить энергосбережение, снизить акустические шумы электродвигателя и расширить диапазон мощностей для ЭП [4].

Тем не менее, ПЧ сталкиваются с неизбежными вызовами из-за технически сложного противоречия между коммутационными потерями и качеством электроэнергии [5, 6]. Низкая коммутационная частота силовых ключей позволяет снизить потери электроэнергии, но приводит к значительному искажению кривой выходного напряжения. В противном случае, увеличение коммутационной частоты позволяет улучшить качество выходного напряжения, но сопровождается большими коммутационными потерями. Более того, в условиях ограниченного объема (например, в электротехническом шкафу) наблюдается значительный тепловой нагрев, что требует применения специализированных систем охлаждения. В условиях эксплуатации таких шкафов в летний период на дальнем севере установка кондиционеров не рекомендуется по эксплуатационным соображениям. Помимо того, мощные электроустановки увеличивают абсолютные потери, что также снижает показатели надежности. Для решения этой проблемы было предложено множество схмотехнических решений, основным из которых является использование многоуровневого ПЧ с большим числом уровней.

Очевидно, что такое решение не только увеличивает стоимость всей системы привода, но и требует более сложного управления.

Другой подход к решению указанных проблем, обеспечивающий наибольшую экономическую эффективность, заключается в совершенствовании существующих систем управления ПЧ. Большинство этих систем были описаны математически и реализованы на аппаратном уровне в прошлом веке, но их эффективность существенно возросла с развитием технологий силовой электроники и современных микропроцессоров [7].

Невозможно решить задачу повышения энергосбережения ЭП на базе ПЧ (ЭП-ПЧ) без понимания их структуры, принципов работы и современного состояния. Для разработки усовершенствованных систем управления ПЧ необходимо анализировать недостатки существующих решений и искать пути их устранения.

1.1. Современное состояние регулируемых электроприводов на базе преобразователей частоты (ЭП-ПЧ)

Энергосбережение представляет собой одно из наиболее эффективных решений проблемы сокращения энергоресурсов и повышения их стоимости на глобальном уровне. Оно способствует решению ключевых экологических проблем наиболее экономичным образом, так как его неизбежным результатом является снижение выбросов парниковых газов, связанных с традиционным производством и потреблением энергии. В частности, для России, где энергоемкость экономики в три раза превышает показатели развитых стран и в 2,3 раза превышает мировой средний уровень, энергосбережение является особенно актуальным. Это привлекает значительные инвестиции, так как потенциал энергосбережения огромен и составляет более 40% от общего потребления энергии [8].

В условиях актуальности задач энергосбережения оптимизация энергетических процессов, особенно в системах ЭП, становится ключевым элементом в различных отраслях промышленности, сельского хозяйства и коммунального хозяйства [9, 10]. В этих системах ЭП, широко применяемых в

таких отраслях, как нефтегазовая промышленность, металлургия и машиностроение, электрические машины, приводящие в действие технологические установки, получают питание от преобразователей электроэнергии. Эти преобразователи, как правило, представляют собой комплектные устройства, включающие коммутационную аппаратуру, систему управления нижнего и верхнего уровня, а также узлы защиты. Обычно все эти устройства размещаются в шкафах, которые в свою очередь помещаются в контейнеры. Например, контейнеры с комплектным транзисторным управлением широко применяются для питания электрических машин в нефтегазовой отрасли или технологических механизмов объектов металлургии [11, 12].

В 1950 г. был представлен первый управляемый полупроводниковый прибор – полууправляемый тиристор SCR [13]. В системах постоянного тока использовались тиристорные преобразователи, которые обеспечивали удовлетворительные регулировочные характеристики, однако электрические машины постоянного тока с щеточно-коллекторным контактом имели низкие эксплуатационные и надежность показатели. Кроме того, его медленная линейная коммутация ограничивает применение при питании машины переменного тока [14, 15]. Появление полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов, таких как GTO-тиристоры в середине 1980-х годов [7, 16], а позднее IGBT-тиристоры, IGBT-транзисторы и IEGT-транзисторы в 1990-х годах [17], заложило основу для значительного прогресса построения ПЧ на базе инверторов [18]. Это способствовало переходу от нерегулируемых ЭП к регулируемым ЭП с значительным улучшением управления электродвигателями переменного тока и повышением энергосбережения системы в целом [19]. Предельные значения по напряжению и току для этих силовых полупроводниковых ключей приведены в таблице 1.1 [6].

За последние десятилетия отрасль производства электронных компонентов, включая полупроводниковые модули, продемонстрировала стремительное развитие, что привело к созданию новых технологий ПЧ. Крупнейшие мировые компании в области управления и автоматизации, такие как Rockwell Automation

Inc. (США), Schneider Electric (Франция), Honeywell Automation (Индия), Siemens Industry Inc. (Германия), ABB Ltd. (Швейцария), Fuji Electric Co. (Япония) и другие, инвестируют значительные ресурсы в разработку полупроводниковых технологий и микропроцессоров. Это способствовало созданию высокоэффективных инверторных модулей, используемых в регулируемых ЭП. На современном рынке широко доступно множество ПЧ, примеры которых приведены в таблице 1.2 [20].

Таблица 1.1 – Силовые полупроводниковые ключи

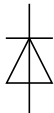
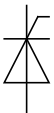
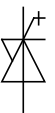
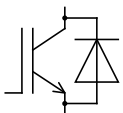
Категория	Диод	GTO	IGCT	IGBT/IEGT
Предельное напряжение	8500 В при 1200 А	12000 В при 1500 А	10000 В при 1700 А	6500 В при 750 А
Предельный ток	9600 А при 1800 В	5000 А при 400 В	5000 А при 4500 В	2400 А при 1700 В
Обозначение				

Таблица 1.2 – Примеры высоковольтных ПЧ, представленных на рынке

Производитель	Электропривод	Мощность [МВт]	Напряжение [кВ]	Топология инвертора
ABB	ACS 1000	0,3 - 5	2,3; 3,3; 4; 4,16	трехуровневая
	ACS 6000	3 - 27	2,3; 3; 3,3	трехуровневая
	ACS 5000	1,7 - 24	4,16; 6,0; 6,6; 6,9	каскадная многоуровневая
Siemens	Sinamics SM150	5 - 28	3,3	трехуровневая
	Sinamics GM150	0,6 - 10,1	2,3; 3,3; 4,16; 6; 6,6	трехуровневая
	Perfect Harmony	0,3 - 60	2,3 - 13,8	каскадная многоуровневая
Alstom	VDM5000	1,4 - 7,2	2,3; 3,3; 4,2	двухуровневая
	VDM6000	0,3 - 8	2,3; 3,3; 4,2	четырёхуровневая
	VDM7000	7 - 9,5	3,3	трехуровневая
TMEIC GE	Dura-Bilt5i MV	0,3 - 2,4	2,3 - 4,2	трехуровневая
	TMdrive-XL85	30 - 120	7,2	каскадная многоуровневая
	MV-GP Type H	0,45 - 7,5	3,3 - 4,1	пятиуровневая
Toshiba	Tosvert-MV	0,5 - 5,45	3,3; 6	трехуровневая

Для работы с высокими мощностями и напряжениями разработано множество топологий ПЧ на базе автономных инверторов. С учетом конструктивных особенностей данные устройства подразделяются на две основные категории, как это представлено на рисунке 1.1: непосредственные ПЧ (НПЧ) и двухзвенные ПЧ (ДПЧ) [21].

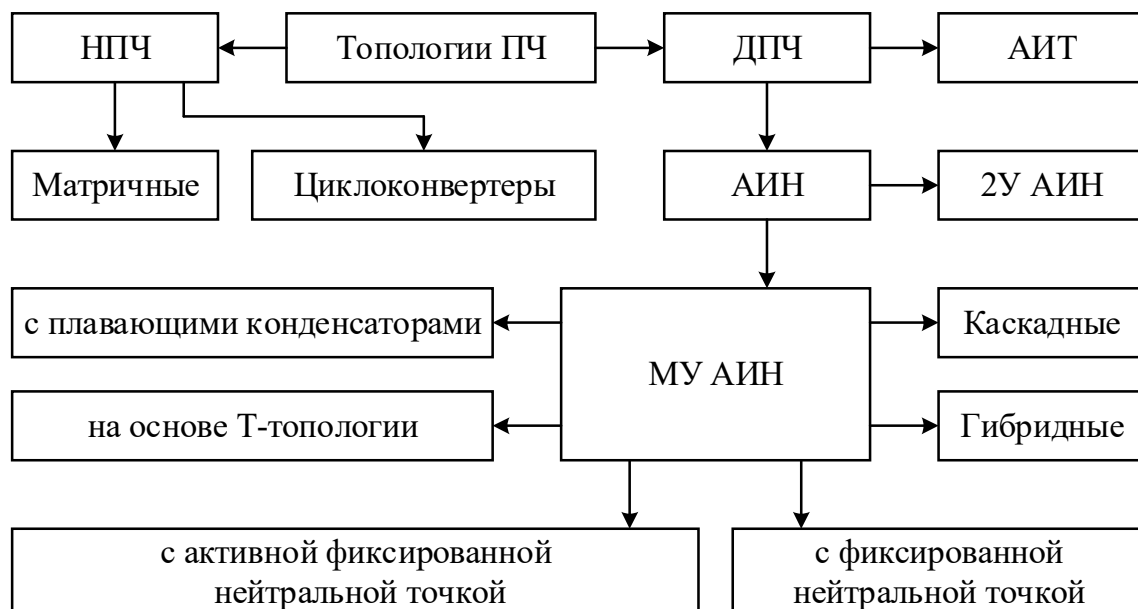


Рисунок 1.1 – Классификация топологий ПЧ в составе промышленных ЭП

НПЧ основаны на реверсивных преобразователях, которые передают сетевое напряжение непосредственно на двигатель через управляемые силовые ключи.

ДПЧ включают два звена: первое звено – выпрямитель (пассивный или активный) с фильтром на выходе, и второе – АИ, который может быть реализован в двух вариантах: на основе индуктивности – автономный инвертор тока (АИТ), или на основе емкости – автономный инвертор напряжения (АИН). АИН классифицируются на двухуровневые и многоуровневые (МУ) в зависимости от числа уровней выходного напряжения. Благодаря значительному прогрессу в характеристиках IGBT/IEGT транзисторов для высоковольтных приложений, АИН в настоящее время являются наиболее широко используемым решением.

Структурная схема регулируемого ЭП-ПЧ, изображенная на рисунке 1.2, включает следующие ключевые компоненты: трансформатор, выпрямитель, звено постоянного тока (DC), инвертор, выходной фильтр, а также нагрузку, представленную электродвигателем.

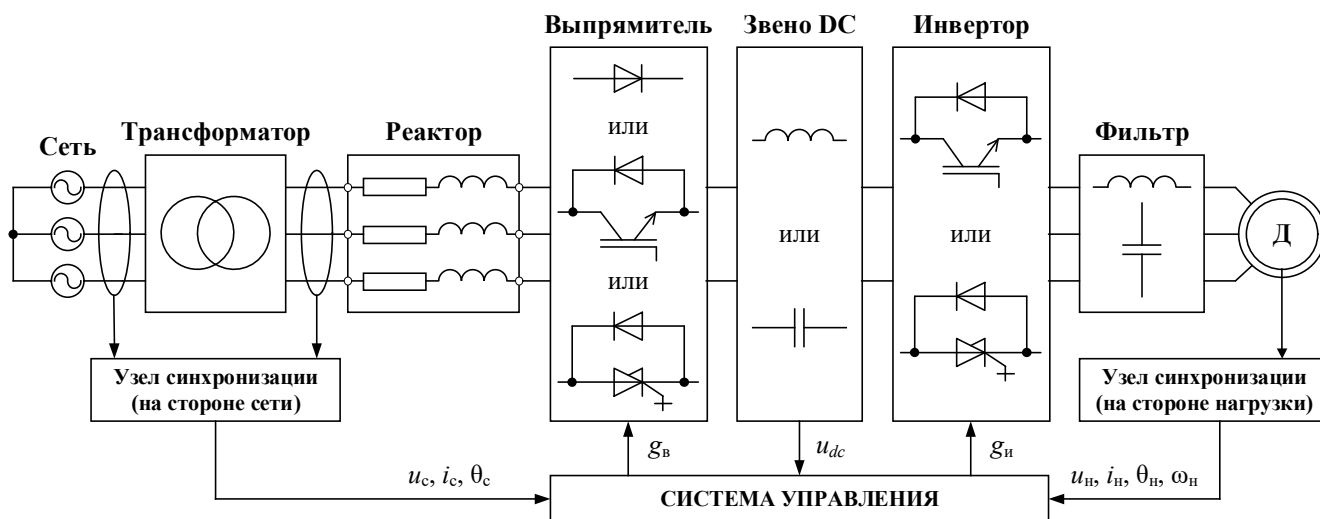


Рисунок 1.2 – Структурная схема регулируемого ЭП-ПЧ

Трансформатор может быть установлен на входе ЭП для преобразования напряжения сети в требуемое напряжение, подаваемое на выпрямитель. В ряде случаев используется фазосдвигающий трансформатор с несколькими вторичными обмотками, например, для 12-, 18-, 24-, 36-пульсных схем. Его основная функция – снижение искажений тока в сети. Выпрямитель, который может быть пассивным (на основе диодов) или активным (на основе управляемых полупроводниковых приборов), преобразует переменное напряжение и ток из сети или вторичной обмотки трансформатора в постоянные напряжение и ток.

Инвертор осуществляет преобразование постоянного напряжения или тока в переменное, позволяя регулировать их амплитуду и частоту. Это обеспечивает подачу питания, соответствующего требованиям электродвигателя. При этом АИН преобразует напряжение, тогда как АИТ преобразует ток.

Звено DC функционирует как связующее звено между выпрямителем и инвертором, предоставляя стабильное постоянное напряжение для АИН или стабильный постоянный ток для АИТ.

Фильтр, размещаемый на выходе инвертора, предназначен для снижения пульсации крутящего момента, уровня электромагнитных помех, потерь и улучшения плавности кривой выходных напряжений или токов. Несмотря на то, что обмотка электродвигателя может выполнять роль индуктивного фильтра, в реальных системах часто используются дополнительные фильтры, такие как R-,

RC- или LC-фильтры.

Электродвигатель выступает в роли наиболее распространенного объекта управления в ЭП. Наибольшее применение нашли синхронные электродвигатели с электромагнитным возбуждением, а также асинхронные электродвигатели с короткозамкнутым ротором.

Система управления обеспечивает координацию работы инвертора и активного выпрямителя в соответствии с заданными алгоритмами. Она также может интегрировать функцию баланса напряжения нейтральной точки (НТ), управления скоростью, управления положением. Для выполнения этих задач система использует данные обратной связи, поступающие от различных элементов: звена DC (например, напряжение u_{dc}), питающей сети (например, напряжение u_c , ток i_c), и от нагрузки (например, напряжение u_n , ток i_n , скорость вращения ω_m , угол положения θ_n), которые обрабатываются через узел синхронизации.

В дальнейшем будут рассмотрены некоторые типовые топологии ЭП-ПЧ, основанные на выпрямителях и инверторах.

Двухуровневый ПЧ представляет собой одну из наиболее простых топологий, построенную на базе двухуровневого АИН [24]. Для расширения мощности таких ПЧ используются два основных подхода: 1) параллельное соединение АИН (рисунок 1.3 а); 2) последовательное соединение АИН (рисунок 1.3 б). Следует отметить, что применение таких преобразователей ограничивается низкими напряжениями (до 1 кВ) и мощностями (до 1 МВт) [25]. Двухуровневый ПЧ наиболее часто применяются в ветроэнергетических установках, где параллельное соединение АИН позволяет подключаться к электрическим сетям с напряжением в диапазоне от 0,6 до 1,0 кВ [26, 27]. Преобразователи с последовательным соединением АИН используются в системах ЭП для управления вентиляторами, насосами и другими центробежными машинами. Однако производство двухуровневых ПЧ в массовом масштабе ограничено из-за ряда факторов, включая высокую скорость изменения напряжения (du/dt), низкое качество электроэнергии и низкий КПД [28].

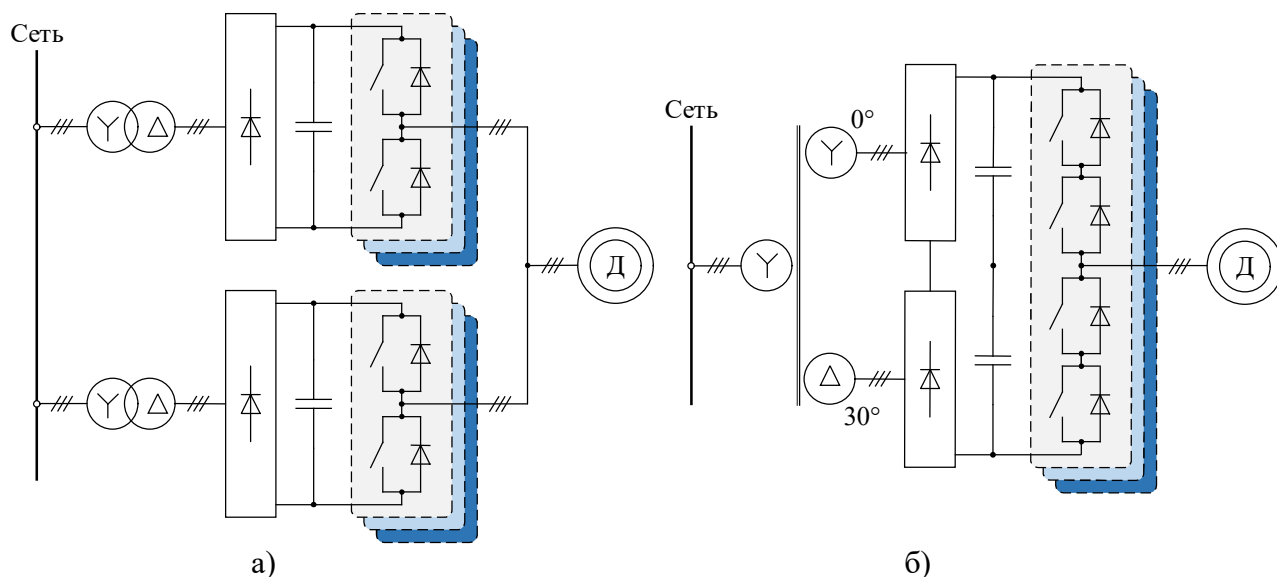


Рисунок 1.3 – Силовая схема ЭП на базе двухуровневого ПЧ

ПЧ на базе трехуровневой топологии с фиксированной нейтральной точки (ФНТ), впервые представленной А. Nabae, I. Takahashi и Н. Akagi в 1981 году [29], является одной из наиболее распространенных схем в энергетике и промышленности. Силовая схема преобразователя, представленная на рисунке 1.4 а, включает две топологии с ФНТ: активный выпрямитель напряжения (АВН) и АИН [30]. Ключевой особенностью данной топологии является использование двух фиксирующих диодов в каждой фазе, что обеспечивает подключение плеча фазы к нулевому потенциалу звена DC. Благодаря этому максимальное напряжение, прикладываемое к каждому полупроводниковому ключу, ограничивается половиной напряжения звена DC. Эта особенность позволяет применять эти преобразователи в установках с высокими уровнями мощности (более 10 МВт) и преобразуемого напряжения (до 10 кВ) [31-33].

Трехуровневый активный ПЧ (АПЧ) основан на модификации топологии трехуровневого ПЧ с ФНТ, отличаясь заменой фиксирующих диодов на полностью управляемые полупроводниковые элементы, как показано на рисунке 1.4 б. Такое решение позволяет контролировать токи через нейтральный контур, обеспечивая равномерное распределение тепловых нагрузок между полупроводниковыми ключами. Это устраняет один из основных недостатков классического трехуровневого ПЧ с ФНТ [34]. Применение активных элементов повышает

установленную мощность преобразователя и увеличивает частоту переключения силовых ключей, что положительно сказывается на качестве управления. Однако такая модернизация приводит к усложнению системы управления и увеличению стоимости оборудования [35]. Эта топология нашла свое применение на рынке и серийно выпускается ведущими производителями (например, АВВ). Одним из примеров использования трехуровневых АПЧ является гидроаккумулирующая электростанция мощностью 100 МВт и напряжением 13–15 кВ, обеспечивающая возможность работы на переменной скорости [36].

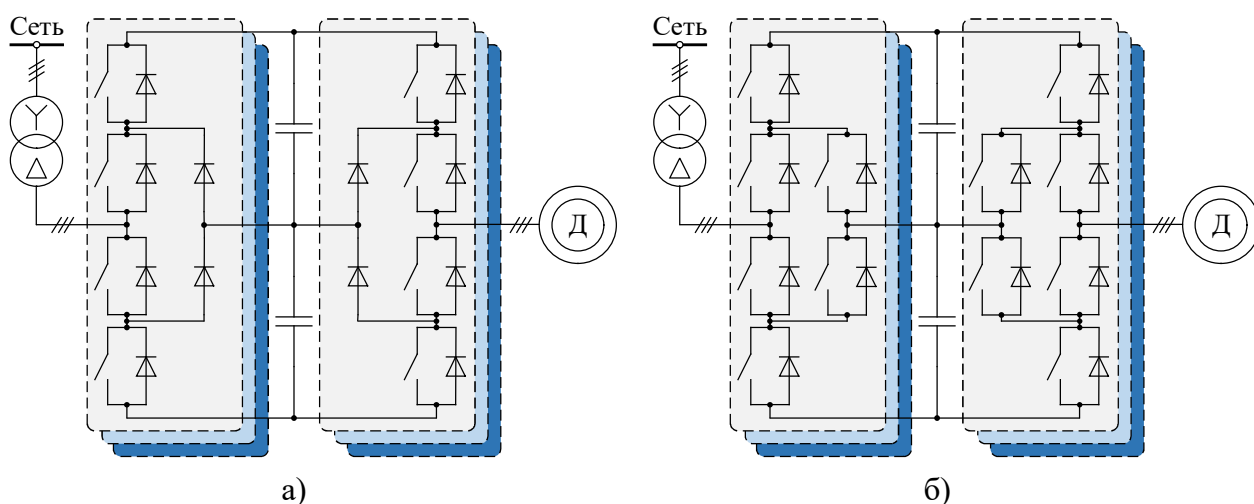


Рисунок 1.4 – Силовая схема ЭП на базе трехуровневого ПЧ с ФНТ (а) и трехуровневого АПЧ с ФНТ (б)

ПЧ с T-образной топологией в последние годы начал использоваться в системах ЭП большой мощности (рисунок 1.5). Изначально концепция T-образной топологии была предложена J. Holtz в 1977 году на базе двухуровневого АИН. В 1981 году она была усовершенствована A. Nabae и его коллегами, которые внедрили фиксирующие диоды для создания трехуровневого АИН [37, 38]. Ключевой особенностью данной топологии является применение двухнаправленных силовых ключей, обеспечивающих подключение каждого плеча фазы к нулевому потенциалу звена DC. Это решение позволяет формировать трехуровневое выходное напряжение, сопоставимое с трехуровневым ПЧ с ФНТ, а также управлять током НТ, как это реализовано в трехуровневом АПЧ с ФНТ. Для применения в области высокой мощности в плечах преобразователя используются

последовательные соединения силовых полупроводниковых ключей. Однако, данная Т-образная топология имеет свои недостатки, среди которых необходимость установки демпфирующих элементов при последовательном соединении полупроводниковых модулей и повышенные требования к организации коммутации двунаправленных силовых ключей [39].

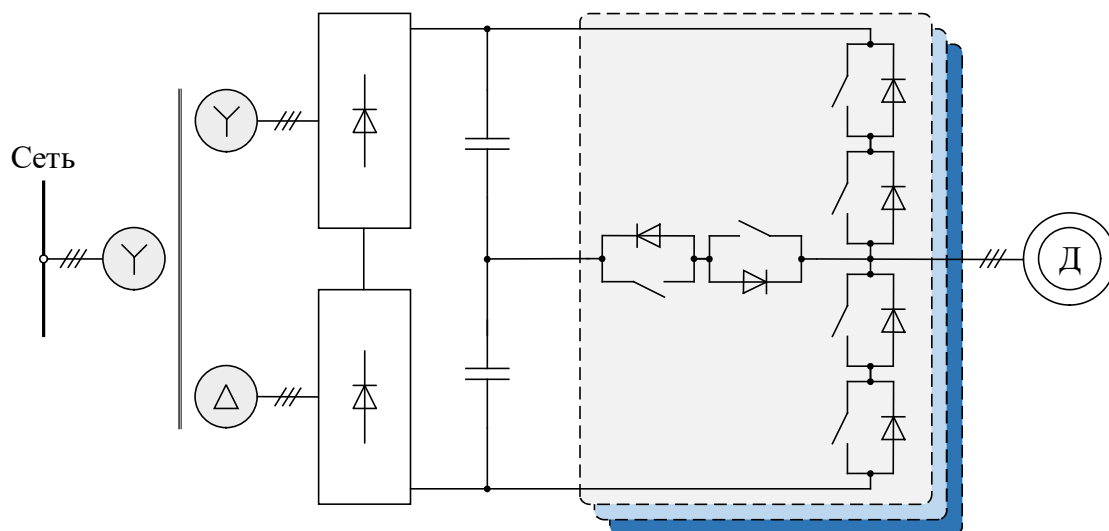


Рисунок 1.5 – Силовая схема ЭП на базе трехуровневого ПЧ с Т-образной топологией

ПЧ на основе топологии с плавающим конденсатором (ПК) нашел применение в мощных ЭП, начиная с 1992 года, когда он был впервые представлен Maupard и Foch. Конструкция этого ПЧ напоминает топологию с ФНТ, однако вместо фиксирующих диодов в схеме используются плавающие конденсаторы. Каждая силовая ячейка состоит из пары ключей и плавающего конденсатора, что позволяет масштабировать конструкцию, добавляя новые уровни выходного напряжения [40]. Например, четырехуровневый ПЧ с ПК, показанный на рисунке 1.6, успешно внедрен в приводах газоперекачивающих агрегатов [41]. Однако, применение таких ПЧ ограничено, в основном областью ЭП и насосного оборудования. Это связано с необходимостью использования значительного числа конденсаторов высокой емкости, что усложняет конструкцию, снижает надежность системы и увеличивает её размеры по сравнению с другими типами преобразователей [40]. Кроме того, при увеличении числа уровней свыше трех возникает проблема дисбаланса напряжений на плавающих конденсаторах [42].

Это явление обусловлено наличием реактивных составляющих в нагрузке [43]. Для устранения данного недостатка необходимо внедрение дополнительных цепей или разработка специализированных алгоритмов управления, направленных на обеспечение стабильности напряжения [43-46].

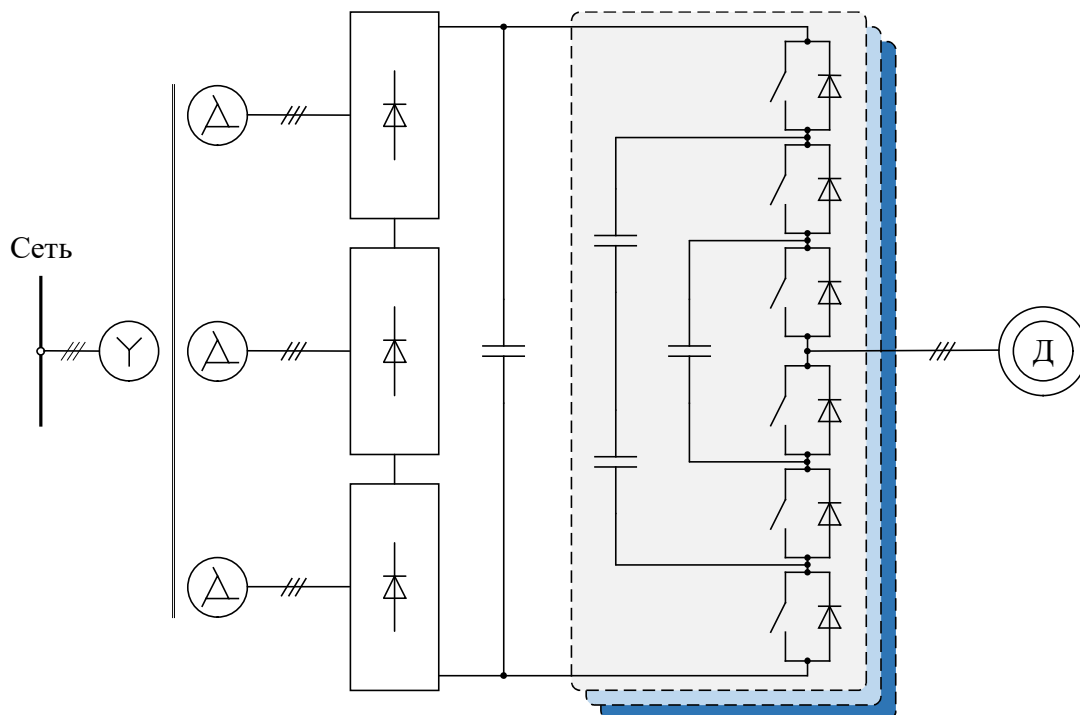


Рисунок 1.6 – Силовая схема ЭП на базе четырехуровневого ПЧ с ПК

Каскадный ПЧ базируется на каскадной H-мостовой топологии. Хотя эта топология была предложена еще в 1960-х годах, её промышленное применение началось только в 1990-х. На рисунке 1.7 представлена силовая схема пятиуровневого каскадного ПЧ, реализованного посредством последовательного соединения H-мостовых инверторов (также известных как независимые ячейки). Для каждой ячейки используется отдельный источник постоянного напряжения, который может быть получен как от специализированного выпрямителя, так и от существующих источников, таких как аккумуляторы или батареи. Благодаря модульной конструкции, увеличение рабочего напряжения и мощности ПЧ достигается путем добавления дополнительных ячеек в каждую фазу. Наиболее распространенные в промышленности конфигурации включают семиуровневую топологию для систем на 3,3 кВ, тринадцатиуровневую для 6,6 кВ и семнадцатиуровневую для 13,8 кВ. Большое число уровней выходного напряжения

позволяет существенно снизить размеры выходного фильтра или, в некоторых случаях, полностью отказаться от него.

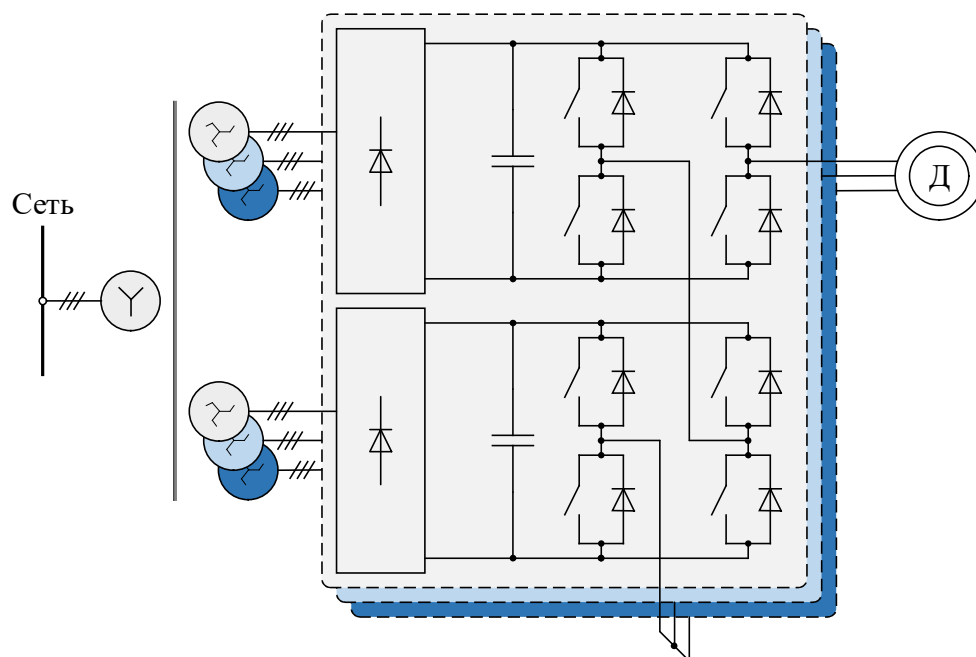


Рисунок 1.7 – Силовая схема ЭП на базе пятиуровневого каскадного ПЧ

Однако каскадные ПЧ имеют и ряд недостатков. Основным из них является необходимость отдельного источника питания для каждой ячейки, что увеличивает размеры и стоимость устройства. Применение трансформаторов с множеством обмоток для создания таких источников сопровождается сложностями в обеспечении высокой точности фазового сдвига между обмотками, что дополнительно усложняет конструкцию и повышает её стоимость. Каскадные ПЧ широко используются в промышленных системах ЭП большой мощности (до 31 МВт), особенно в случаях с высокими требованиями к качеству электроэнергии [47, 48]. Эти топологии также нашли применение в компенсаторах реактивной мощности, фотоэлектрических преобразователях, системах магнитно-резонансной томографии, электрических и гибридных двигателях, а также в источниках бесперебойного питания [49]. Среди ведущих производителей каскадных ПЧ можно выделить Siemens (Perfect Harmony GH180), Mitsubishi (Meltrac-F500HVC) и другие [50].

В последнее десятилетие ЭП активно интегрировались во многие сферы промышленности, такие как морской транспорт, нефтегазовая отрасль,

производственные и перерабатывающие предприятия и т.д. [50-55]. Машины, оснащенные такими приводами, используются в разнообразных устройствах, от вентиляторов и компрессоров до насосов, экструдеров и прокатных станков. Источником питания для этих машин служат ЭП, мощность которых варьируется в пределах от сотен киловатт до десятков мегаватт, работая в диапазоне напряжений от 2,3 до 13,8 кВ [56]. В таблице 1.3 представлено многообразие областей применения ЭП с указанием соответствующих диапазонов мощности, где в нефтегазовой отрасли мощность приводов может достигать значений порядка 100 МВт [5]. Тем не менее, обзор рыночной динамики ЭП свидетельствует о том, что преобладающая часть используемых ЭП соответствует диапазону мощности от 1 до 12 МВт при напряжении в диапазоне 3,3-6,6 кВ [57].

Таблица 1.3 – Применение ЭП в различных отраслях

Отрасль	Применение	Диапазон мощности
Нефтегазовая	Турбокомпрессоры (экспортный газ, СПГ-газ, трубопроводы, газовые хранилища, разделение воздуха), поршневые компрессоры, центробежные насосы	1–100 МВт
Горная промышленность	Рудничные мельницы, шахтные подъемники, конвейерные ленты, насосы, дробилки, воздуходувки, компрессоры, экскаваторы с ковшевыми колесами	2–15 МВт
Энергетика	Пульпы (насосы подачи воды для котлов, насосы для охлаждающих жидкостей), угольные мельницы, конвейерные ленты, воздуходувки, вентиляторы, стартеры для газовых турбогенераторов и насосы для генераторов, статические компенсаторы реактивной мощности, соединения HVDC, статические частотные преобразователи, силовые преобразователи для ветровых турбин	1–40 МВт
Химическая, цементная и бумажная промышленность	Экструдеры, насосы, компрессоры, воздуходувки, цементные мельницы, вентиляторы, смесители, прессы	0,5–4 МВт
Водоснабжение	Насосы, воздуходувки	0,5–40 МВт

Отрасль	Применение	Диапазон мощностей
Морская техника	Приводы судовой пропульсии, усилительно-генераторные установки, рулевые приводы, лебедки, дренажные насосы	2–20 МВт
Металлургия	Приводы горячекатаных станков (грубый прокат, прокатный стан, стан CSP, финишный стан), холоднокатаные станы (одностоечный обратный станок, холодный стан с несколькими стойками, стан для производства листового проката), секционные станы (производство балок), печи сжатия в доменных печах	2–25 МВт

Анализ распространенных топологий ПЧ подчеркивает актуальность исследования трехуровневых ПЧ с ФНТ (рисунок 1.4 а) в связи с широким использованием в различных отраслях, таких как металлургия, горная промышленность, транспорт, возобновляемая энергетика, как показано на рисунке 1.8 [30].

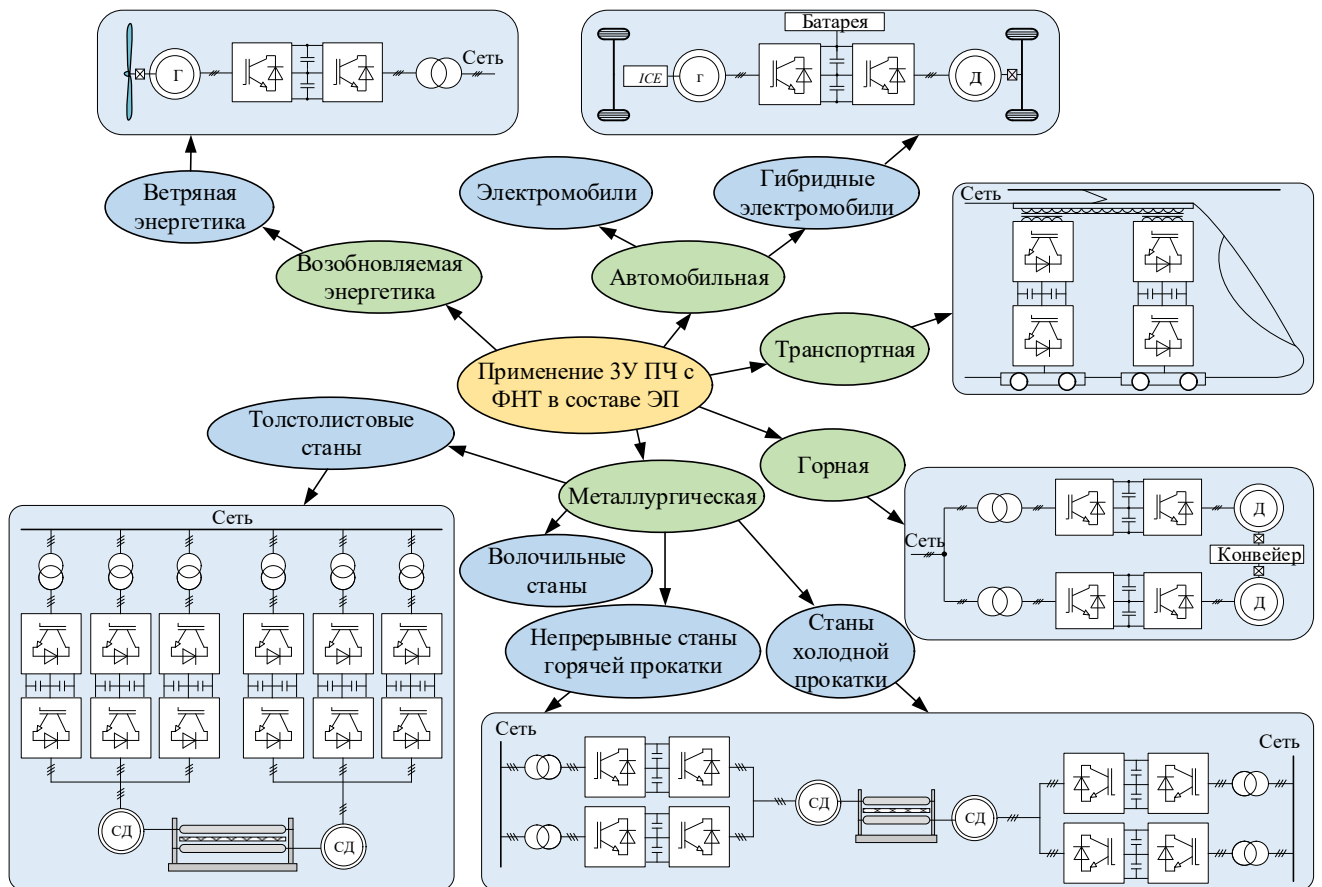


Рисунок 1.8 – Области применения ЭП на базе трехуровневых ПЧ с ФНТ

По сравнению с двухуровневыми ПЧ, трехуровневые ПЧ позволяют значительно снизить крутизну фронта напряжения (du/dt) и ТНД выходного напряжения и тока. Это, в свою очередь, способствует уменьшению размеров и стоимости выходных фильтров. Снижение напряжения на полупроводниковых элементах также ведет к снижению коммутационных потерь и увеличению срока службы силовых ключей. Кроме того, высокий КПД таких ПЧ помогает снизить потребление электроэнергии [58-60].

1.2. Анализ силовых схем регулируемых электроприводов на базе преобразователей частоты

Как известно, трехуровневый ПЧ содержит АВН и АИН, имеющие эквивалентную трехуровневую топологию с ФНТ. На рисунке 1.9 представлена упрощенная силовая схема данного преобразователя. Каждая такая топология включает двенадцать полностью управляемых силовых ключей (IGCT-тиристоры или IGBT-транзисторы). Каждая фаза дополнительно использует два фиксирующих диода для подключения к нулевой (нейтральной) точке, которая создается искусственно с помощью двух последовательно соединенных эквивалентных конденсаторов в звене DC. В идеальных условиях потенциал нейтральной точки равен нулю, а напряжение на каждом конденсаторе составляет половину напряжения звена DC. Это позволяет фазам преобразователя находиться в одном из трех состояний ([P], [N], [O]) в зависимости от положения силовых ключей, где [P] обозначает подключение к положительному полюсу, [N] – к отрицательному, а [O] – к нейтральной точке звена DC [61]. Увеличение числа уровней выходного напряжения по сравнению с традиционным двухуровневым ПЧ значительно улучшает гармонический состав тока как на стороне сети, так и на стороне нагрузки. Это особенно важно для применения таких преобразователей в составе мощных ЭП, где низкая частота коммутации силовых ключей (менее 1000 Гц) приводит к существенным искажениям формы тока относительно идеальной синусоиды [62].

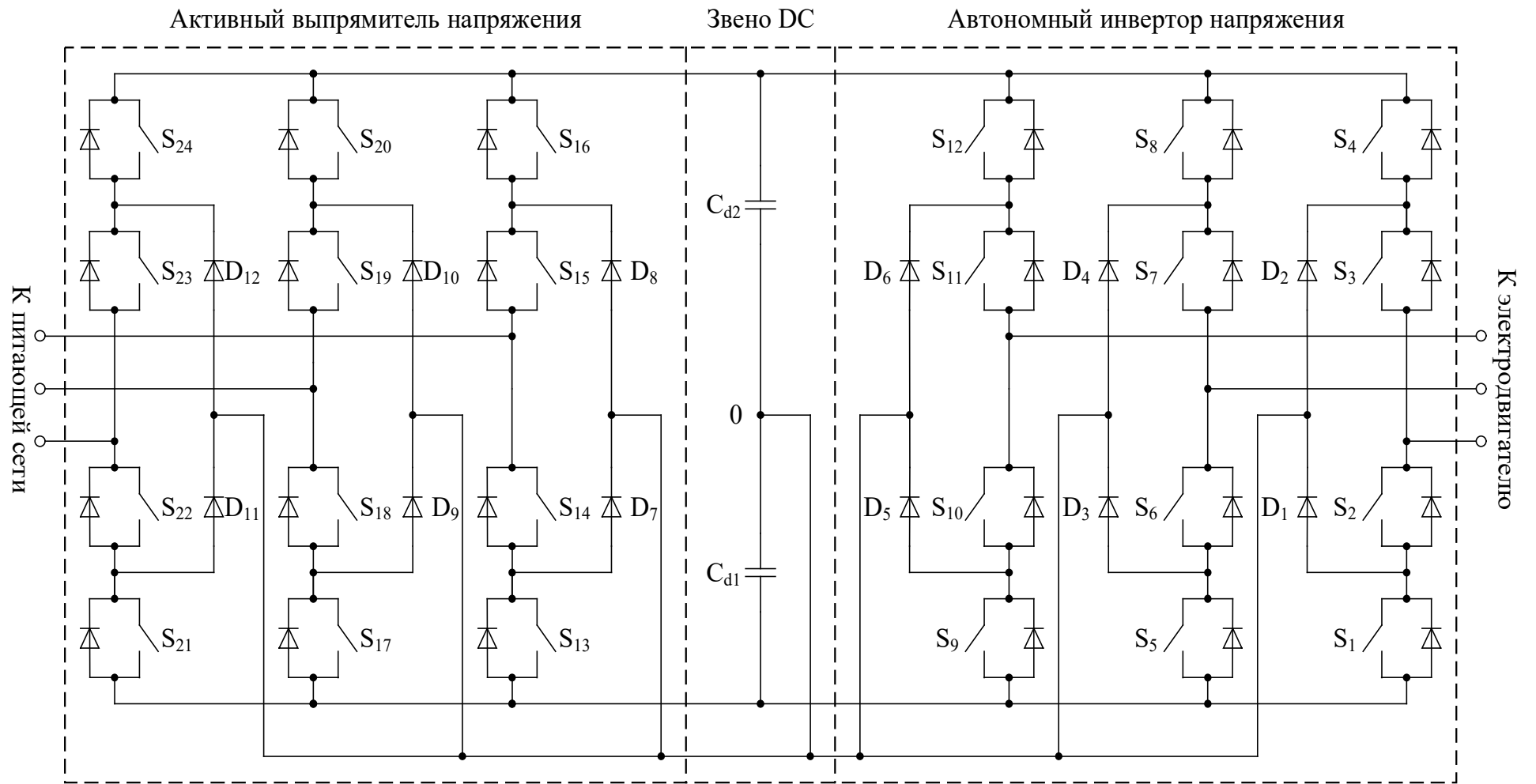


Рисунок 1.9 – Силовая схема трехуровневого ПЧ с ФНТ

Использование АВН вместо традиционных диодных мостов позволяет реализовать дополнительные функции: 1) генерация синусоидального тока с минимальными гармоническими искажениями, обеспечивающего высокий коэффициент мощности, близкий к единице; 2) регулирование направления и величины потока мощности, включая возврат энергии в сеть от двигателя в режиме торможения. Благодаря возможности работать с заданным коэффициентом мощности, трехуровневый ПЧ ФНТ может использоваться как двунаправленный элемент: как источник или потребитель реактивной мощности. Для управления данным преобразователем необходимо гарантировать, чтобы частота напряжения на зажимах переменного тока АВН совпадала с частотой сети, а частота напряжения на выходе АИН регулировалась в соответствии с требованиями нагрузки [63, 64].

Построение ЭП на базе ПЧ также базируется на структурной схеме, представленной на рисунке 1.2. Такая схема включает основные элементы: понижающий трансформатор с двумя или более вторичными обмотками, трехуровневый ПЧ с ФНТ (состоящий из АВН и АИН, соединенных через звено DC), выходной фильтр и электродвигатель. Первоначально мощные ПЧ разрабатывались на основе IGBT-тиристоров, обладающих высокой переносимой способностью по напряжению и току [65]. Однако современные достижения в области полупроводниковой техники сделали возможным использование IGBT-транзисторов, которые обеспечивают улучшенные номинальные параметры, высокую точность управления и упрощенную вспомогательную схему коммутации [66-68]. Для расширения диапазона выходной мощности часто используются параллельные соединения ПЧ. В зависимости от количества преобразователей в системе определяется соответствующая схема подключения трансформаторов [69]. Типовые структурные схемы промышленных ЭП на базе трехуровневого ПЧ с ФНТ представлены на рисунке 1.10.

6-пульсная схема подключения ЭП наиболее распространена в ЭП малой и средней мощности. Она включает один ПЧ и трансформатор с двумя обмотками по схеме «треугольник/треугольник» (рисунок 1.10 а). В спектре гармоник тока,

потребляемого из сети, присутствуют высшие гармоники порядка $6n+1$, где $n = 1, 2, 3 \dots$ [70]. Электродвигатель питается от АИН через фильтрующий дроссель. Для увеличения мощности ЭП применяются многопульсные схемы трансформаторов, такие как 12- или 18-пульсные.

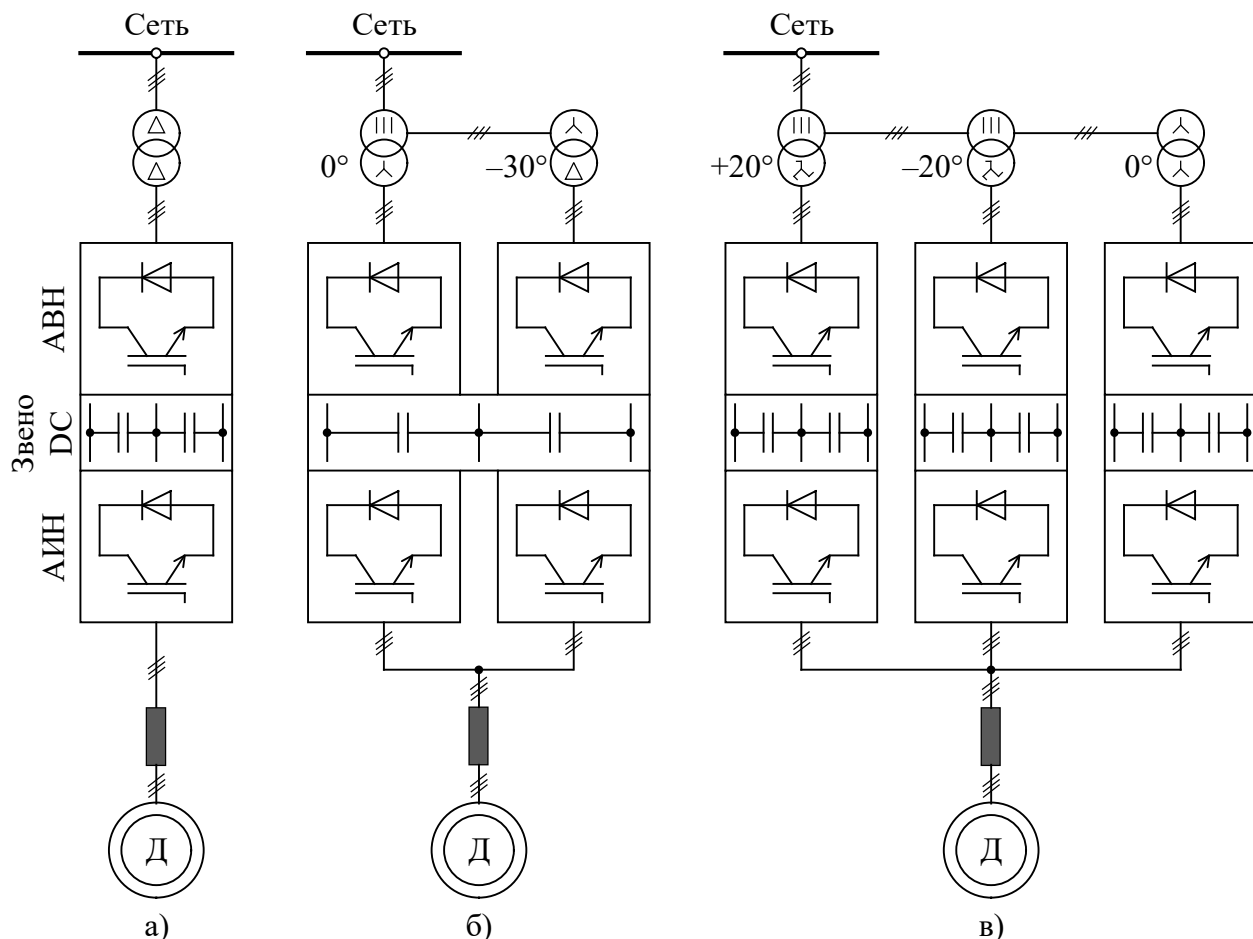


Рисунок 1.10 – ЭП на базе трехуровневых ПЧ с ФНТ для схемы подключения 6-пульсной (а), 12-пульсной (б), 18-пульсной (в)

12-пульсная схема подключения ЭП использует два ПЧ, соединенных параллельно, и два трансформатора (рисунок 1.10 б). Первичные обмотки трансформаторов соединяются последовательно, при этом вторичная обмотка первого трансформатора выполнена по схеме «звезда», а второго – по схеме «треугольник», что обеспечивает угол сдвига в -30° между напряжением вторичной обмотки и первичным напряжением второго трансформатора. В спектре тока, потребляемого из сети, доминируют высшие гармоники порядка $12n+1$, где $n = 1, 2, 3 \dots$ [71]. Такие схемы широко применяются, например, в стане горячей прокатки

1750 [72] и в стане холодной прокатки ЛПЦ-11 [73].

18-пульсная схема подключения ЭП требует использования трех трансформаторов для питания трех ПЧ, соединенных параллельно (рисунок 1.10 в). Первичные обмотки всех трансформаторов соединены последовательно. Вторичные обмотки двух из них выполнены по зигзагообразной схеме, а у третьего – по схеме «звезда». Это создает углы сдвига между вторичными и первичными напряжениями величиной $+20^\circ$, -20° и 0° соответственно. В спектре тока, потребляемого из сети, доминируют высшие гармоники порядка $18n+1$, где $n = 1, 2, 3 \dots$ [71]. Примером применения такой схемы является главный ЭП клетки толстолистного прокатного стана 5000 [74].

1.3. Анализ алгоритмов ШИМ в системах управления преобразователей частоты для регулируемых электроприводов

Совершенствование системы управления ПЧ играет ключевую роль в повышении энергосбережения ЭП, что подтверждает актуальность разработки новых алгоритмов управления. Современное разнообразие таких алгоритмов объясняется не только различиями в топологиях преобразователей, но и спецификой их применения в системах ЭП, а также быстрым развитием технологий силовой электроники. Основные направления усовершенствования включают расширение диапазона модуляции, снижение потерь в силовых полупроводниковых элементах, улучшение качества выходных характеристик (напряжения и тока), снижение уровня высокочастотных гармоник, упрощение алгоритмов управления, ускорение вычислительных операций и оптимизацию загрузки процессорных ресурсов. Для некоторых топологий управляющие алгоритмы обеспечивают равномерное распределение напряжения между конденсаторами звена DC (или напряжения НТ), снижение синфазного (СФ) напряжения (например, в ПЧ с ФНТ, рисунок 1.4) и балансировку напряжений на плавающих конденсаторах (как в ПЧ с ПК, рисунок 1.6).

Для трехуровневых ПЧ с ФНТ, используемых в современных промышленных ЭП, алгоритмы управления в основном основаны на ШИМ [75]. Как показано на

рисунке 1.11, эти алгоритмы делятся на три основные группы [76, 77]: ШИМ на основе несущих сигналов, ШИМ с удалением выделенных гармоник (УВГ) и пространственно-векторная ШИМ (ПВШИМ).

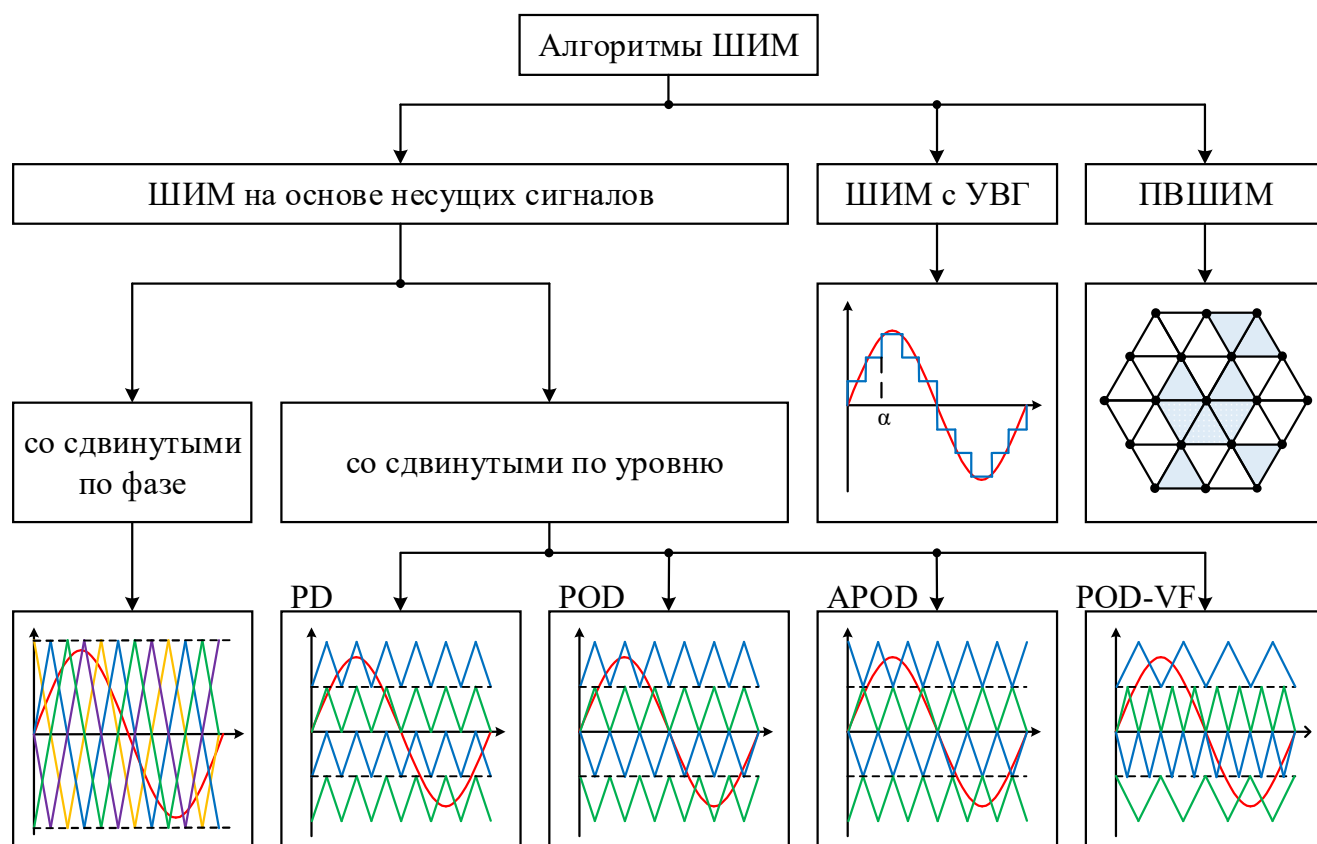


Рисунок 1.11 – Алгоритмы ШИМ для трехуровневого ПЧ с ФНТ

ШИМ на основе несущих сигналов является одним из самых простых и наиболее распространенных методов реализации аналогово-цифровых систем управления. Управляющие импульсы формируются путем сравнения модулирующего сигнала u_m (как правило, синусоидального с частотой f_1) с пилообразным несущим сигналом u_n , имеющим частоту $f_{\text{ШИМ}}$ (рисунок 1.12). Если уровень модулирующего сигнала превышает уровень несущего сигнала, формируется высокий управляющий импульс, активирующий силовой ключ; в противном случае ключ отключается [78]. Спектр выходного напряжения содержит основную гармонику, определяемую модулирующим сигналом, а также высшие гармоники, сконцентрированные вблизи частоты $f_{\text{ШИМ}}$. Увеличение отношения частот $f_{\text{ШИМ}}/f_1$ улучшает качество выходного напряжения за счет снижения

низкочастотных гармоник, но при этом увеличивает коммутационные потери, перегрев силовых ключей и снижает их срок службы, что в конечном итоге ухудшает КПД устройства [79].

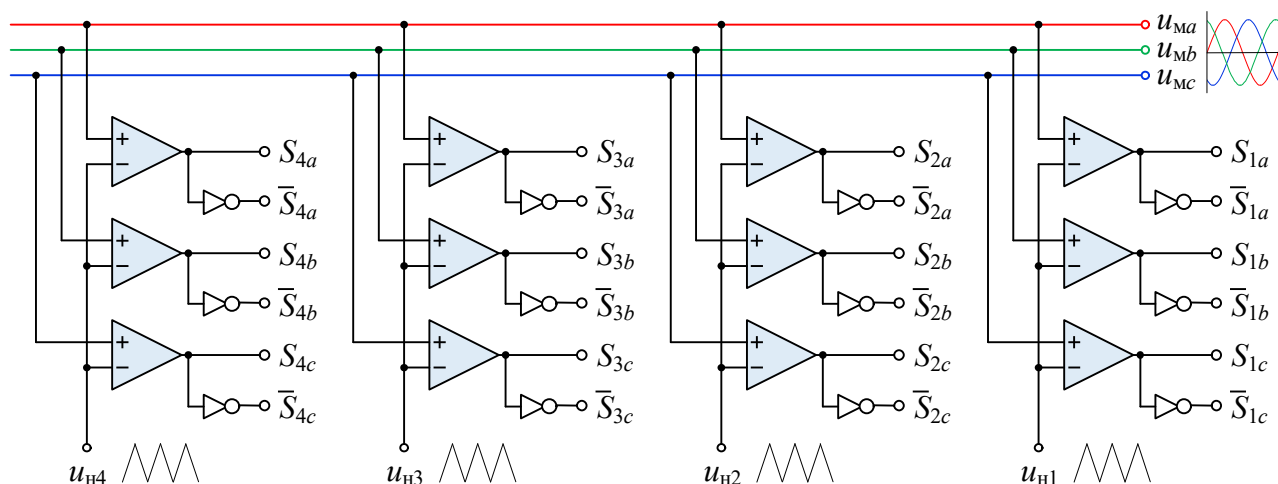


Рисунок 1.12 – Принцип алгоритма ШИМ на основе несущих сигналов для трехуровневой ПЧ с ФНТ

В зависимости от топологии инвертора в составе ПЧ применяются несущие сигналы, сдвинутые по фазе (*Phase Shift PWM*) или по уровню (*Carrier Disposition PWM*) [80], как показано на рисунке 1.11. В первой технике каждый пилообразный сигнал сдвигается по фазе относительно других, имея одинаковую амплитуду и частоту, что обеспечивает равномерное распределение коммутаций во времени. Этот метод является оптимальным для каскадных ПЧ, где ячейки функционируют независимо [81].

Метод сдвига по уровню предусматривает использование следующих типов несущих сигналов [82]: 1) *In-Phase Disposition PWM* (PD): все несущие сигналы синфазны и имеют симметрию относительно нулевого уровня; 2) *Alternate Phase Opposition Disposition PWM* (APOD): соседние несущие сигналы смещены на 180° по фазе; 3) *Phase Opposition Disposition PWM* (POD): группы синфазных несущих сигналов одинаковой частоты в положительной и отрицательной областях разделены фазовым сдвигом на 180° ; 4) *Phase Opposition Disposition with Variable Frequency PWM* (POD-VF): объединяет принципы POD с использованием разных частот для внешних и внутренних несущих сигналов.

Анализ спектра выходного напряжения показывает, что техника PD минимизирует коэффициент гармонических искажений (THD), в то время как POD-VF снижает коммутационные потери. Техники сдвига по уровню получили широкое распространение благодаря их универсальности и адаптивности к различным топологиям, включая МУ ПЧ с ФНТ [83].

Для расширения диапазона модуляции, обеспечивающего более полное использование напряжения в звене DC, модулирующий сигнал модифицируется добавлением третьей гармоники, что позволяет увеличить амплитуду основной гармоники на 15,5% и снизить THD [77].

Несмотря на простоту и эффективность, ШИМ на основе несущих сигналов обладает рядом ограничений: 1) ограниченная точность и надежность, обусловленные ориентацией на аналоговые или аналогово-цифровые технологии, что уступает современным цифровым микропроцессорам; 2) отсутствие возможностей для гибкого управления состояниями коммутации силовых ключей, что затрудняет реализацию специализированных функций, таких как баланс напряжения НТ и снижение уровня СФ напряжения.

Алгоритм ШИМ с УВГ был разработан в 70-х годах прошлого века, однако его широкое внедрение стало возможным только благодаря появлению полностью управляемых полупроводниковых приборов и современных цифровых процессоров. На рисунке 1.13 приведена типичная форма фазного напряжения на выходе ПЧ при применении ШИМ с УВГ. Основная идея подхода заключается в создании выходного напряжения с заданным спектральным составом путем точного расчета углов переключения силовых ключей. Для этого применяется разложение периодических несинусоидальных сигналов в ряд Фурье, позволяющее определить и исключить нежелательные гармонические составляющие. Углы переключений вычисляются заранее с использованием специализированных математических методов, которые обеспечивают поиск оптимальных значений в рамках заданного диапазона коэффициентов модуляции. Полученные данные сохраняются в системе управления преобразователя в табличной форме, что позволяет формировать управляющие импульсы для полупроводниковых ключей

путем интерполяции [84]. Главным преимуществом данного алгоритма является его способность эффективно снижать уровень электромагнитных помех даже при сравнительно низкой частоте коммутации силовых элементов. Это особенно важно для преобразователей высокой мощности, где рабочие напряжения достигают значительных величин, а низкая частота коммутации обусловлена необходимостью минимизировать потери [85]. Промышленное применение алгоритма подтверждается его использованием в ПЧ таких производителей, как АВВ (серия ACS 6000), Q-Drive Danieli и Convertteam.

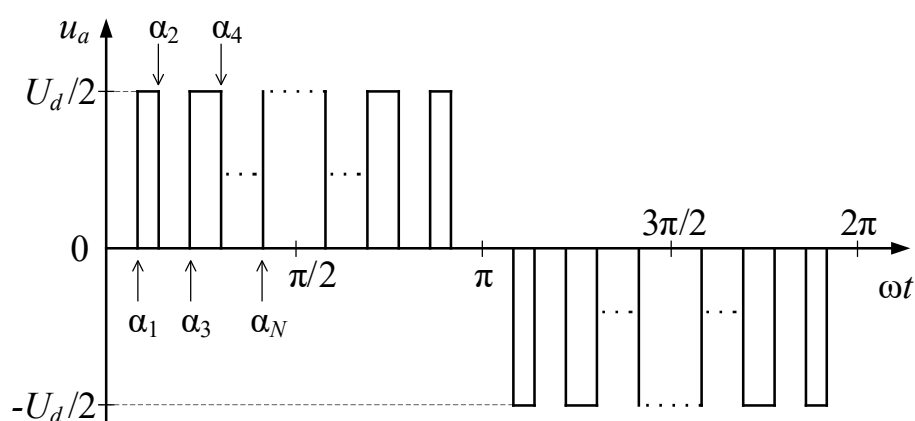


Рисунок 1.13 – Типовая форма выходного фазного напряжения трехуровневого ПЧ с ФНТ при четвертьволновой симметрии для ШИМ с УВГ

Тем не менее, использование данного алгоритма значительно ограничено в высокоскоростных замкнутых системах управления, где происходят резкие изменения периода выходного напряжения. Постоянная необходимость пересчета углов переключения в режиме реального времени требует значительных вычислительных ресурсов, что усложняет аппаратно-программную реализацию. Кроме того, алгоритм ориентирован преимущественно на улучшение электромагнитной совместимости и не учитывает такие аспекты, как баланс напряжения НТ или снижение СФ напряжения [86].

Проведенный анализ показывает, что алгоритм наиболее эффективно применяется для управления АВН. В реальных условиях его использование продемонстрировало успешные результаты в системах электроснабжения для

главных ЭП прокатных станов, таких как стан 5000, непрерывные станы 2000 холодной прокатки [87-89].

Алгоритм ПВШИМ зарекомендовал себя как один из наиболее перспективных подходов для управления ПЧ, благодаря его высокой гибкости и способности решать широкий спектр задач в зависимости от специфических требований ЭП. Особенность алгоритма ПВШИМ заключается в том, что при его реализации не осуществляется расчет мгновенных значений напряжений. Вместо этого вычисляются моменты времени и продолжительности включения силовых ключей, которые позволяют сформировать пространственный вектор напряжения, эквивалентный трехфазной системе напряжений [90]:

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} \left(u_a + u_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right). \quad (1.1)$$

На основе уравнения (1.1) создаются базовые векторы напряжения, количество которых определяется числом уровней ПЧ. Управляющими параметрами являются координаты пространственного вектора (модуль и угол), которые определяют выбор активируемого базового вектора и расчет длительности его включения. Таким образом, выходное напряжение формируется путем комбинации нескольких базовых векторов [91].

Алгоритм ПВШИМ широко используется в системах управления АИН промышленных ПЧ. Его преимущества не ограничиваются улучшением качества преобразованной электроэнергии; алгоритм также позволяет решать такие задачи, как снижение коммутационных потерь в силовых ключах, обеспечение баланса напряжения НТ, а также снижение высоких уровней СФ напряжения. Благодаря своей универсальности и многофункциональности алгоритм ПВШИМ остается актуальным и перспективным для дальнейшего совершенствования, особенно в контексте его адаптации к современным требованиям энергосбережения и электромагнитной совместимости [86].

Для ЭП-ПЧ используется множество методов управления, включая гистерезисное управление, методы на основе искусственного интеллекта, линейное управление и прогнозирующее управление. В настоящее время наиболее

распространенным является метод векторного управления, который относится к линейным методам [92]. Сравнительный анализ основных алгоритмов управления трехуровневого ПЧ с ФНТ показал следующие результаты [85, 86]:

1) Алгоритм ШИМ на основе несущих сигналов является самым простым в реализации, но не имеет значительных преимуществ, что ограничивает его использование в основном для ПЧ с низкой мощностью и высокой частотой переключений (1-30 кГц).

2) Алгоритм ШИМ с УВГ нацелен на повышение электромагнитной совместимости ПЧ в системах ЭП большой мощности, где требуется низкая частота коммутации. Этот алгоритм хорошо подходит для системы управления АВН ПЧ.

3) Алгоритм ПВШИМ имеет более широкий диапазон применения, как для диапазонов мощности, так и для частот коммутации, включая область больших мощностей. Для трехуровневого ПЧ с ФНТ, где возникают проблемы дисбаланса напряжения НТ и возникновение СФ напряжения, алгоритм ПВШИМ представляет собой перспективное решение для устранения этих недостатков.

1.4. Основные технические проблемы преобразователей частоты в составе регулируемых электроприводов

Повышение КПД ПЧ напрямую способствует улучшению энергосбережения ЭП, что особенно важно для ЭП большой мощности. Основной научно-технической задачей, связанной с трехуровневым ПЧ с ФНТ в составе ЭП, является поиск оптимальных технических решений, обеспечивающих соответствие четырем ключевым критериям [86]:

- 1) качеству электроэнергии;
- 2) коммутационным потерям при переключении силовых ключей;
- 3) распределению напряжения между конденсаторами в звене DC (или балансу напряжения НТ);
- 4) снижению высоких уровней СФ напряжения.

Качество электроэнергии. Возникновение высших гармоник в спектре напряжения и тока на стороне сети приводит к ряду нежелательных эффектов в

энергетической системе: 1) Нагрев катушек трансформаторов, входных реакторов и кабельных линий, что приводит к сокращению срока службы и ухудшению качества изоляции; 2) Возникновение электромагнитных помех, которые ухудшают точность работы аналогово-цифровых измерительных приборов и снижают надежность функционирования системы управления; 3) Появление аварийных ситуаций в работе конечных устройств, подключенных через высоковольтные линии, переносящих высокочастотные гармоники.

Для управления гармоническими искажениями в системах электроснабжения разработано множество международных и национальных стандартов электромагнитной совместимости и качества электроэнергии, таких как IEEE 519-1999, IEC 61000-2-12 и ГОСТ 32144–2013 [93, 94]. Одним из способов снижения высших гармоник тока является использование LC-фильтров на стороне сети. Однако при низкой мощности короткого замыкания в питающей сети существует риск возникновения резонансных процессов, что может вызвать перегрев полупроводниковых элементов и других компонентов преобразователя. Эффективным решением данной проблемы является замена LC-фильтров на L-фильтры в ЭП, оснащенных 12- и 18-импульсными трансформаторами. Ярким примером таких систем являются главные ЭП прокатных станов 2000 и 5000 [72-74].

Высшие гармоники в спектре напряжения и тока на выходе ПЧ увеличивают потери меди и стали в обмотках статора, что приводит к перегреву двигателя, пробое изоляции и снижению его рабочего коэффициента. В целях минимизации использования громоздких выходных фильтров важным направлением является разработка системы управления АИН ПЧ.

Потери при переключении силовых ключей. Потери при коммутации силовых ключей ПЧ являются одним из ключевых факторов при анализе энергосбережения ЭП. Эти потери существенно отражаются на предельной выходной мощности, эксплуатационных затратах и распределении тепловой нагрузки в полупроводниковых модулях. Уменьшение частоты коммутации позволяет повысить КПД, увеличить максимально достижимую выходную

мощность и снизить энергопотребление [95]. Однако это также может негативно сказаться на качестве напряжения как на стороне питающей сети, так и на стороне выхода ПЧ [96]. Основной подход к решению этой проблемы заключается в совершенствовании системы управления ПЧ.

При эксплуатации трехуровневого ПЧ с ФНТ, помимо двух ключевых технических требований, таких как качество выходного напряжения и снижение коммутационных потерь, необходимо также обеспечивать два не менее важных критерия: баланс напряжения НТ и снижение СФ напряжения. Силовая схема АИН трехуровневого ПЧ с ФНТ представлена на рисунке 1.14.

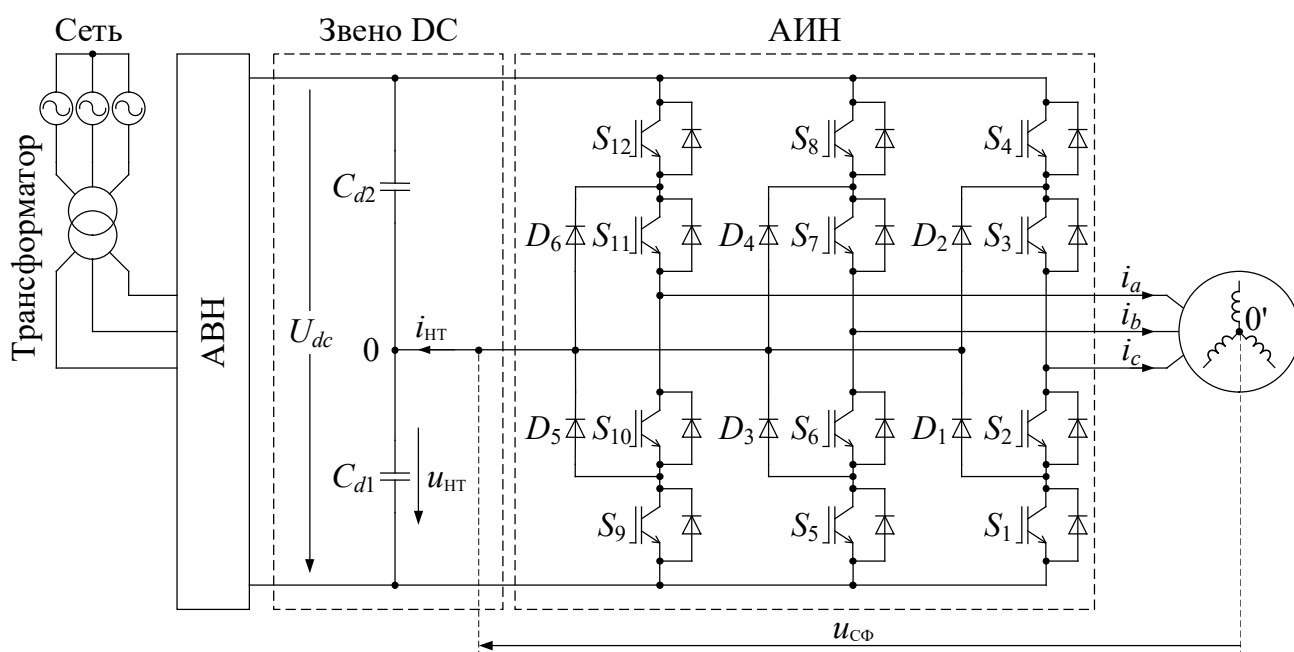


Рисунок 1.14 – Силовая схема АИН трехуровневого ПЧ с ФНТ

Баланс напряжения НТ. Для АИН в составе трехуровневого ПЧ с ФНТ дисбаланс напряжения НТ является неизбежным недостатком. Напряжение НТ (*neutral-point voltage*) определяется как разность потенциалов между нейтральной точкой 0 и клеммой N. Дисбаланс напряжения НТ вызывает следующие нежелательные явления: 1) перенапряжение на пассивных и активных элементах цепи, что может привести к сокращению их срока службы или даже выходу из строя; 2) несимметрию уровней выходного напряжения, что вызывает искажения кривых выходных напряжения и тока [97]. Для обеспечения надежной эксплуатации трехуровневого АИН с ФНТ напряжения на двух конденсаторах

звена DC должны быть строго сбалансированы, поддерживая равенство половине величины постоянного напряжения U_{dc} . Причины дисбаланса можно условно разделить на аппаратные и системные. Аппаратные факторы включают [98]: несимметрию параметров конденсаторов звена DC, вызванную производственными отклонениями и деградацией емкости в процессе эксплуатации; различия в характеристиках силовых полупроводниковых приборов; наличие несимметричной нагрузки в трехфазной системе. К системным факторам относится несовершенство алгоритма управления, которое может усугублять дисбаланс напряжений [99].

СФ напряжение (*Common-mode voltage*) измеряется как разность потенциалов между точкой 0 и нейтралью трехфазной нагрузки 0' (рисунок 1.14). Повышенные значения СФ напряжения могут вызывать ряд нежелательных эффектов, включая перенапряжения в изоляции обмоток электродвигателя, усиление электромагнитных помех, а также рост высокочастотных токов через подшипники электродвигателя. Эти факторы могут существенно снизить надежность и срок службы оборудования [100].

Известно, что алгоритм ШИМ с УВГ был разработан для повышения электромагнитной совместимости и улучшения спектральных характеристик гармоник напряжения и тока на стороне сети. В контексте исследуемого трехуровневого ПЧ с ФНТ этот подход применяется в системе управления АВН. Решение других технических задач, таких как обеспечение высокого качества выходных напряжения и тока, снижение коммутационных потерь, поддержание баланса НТ и минимизация СФ напряжения, осуществляется за счет оптимизации работы АИН. В данном случае совершенствование систем управления АИН является перспективным решением благодаря многофункциональности ПВШИМ.

Для систематизации критериев оценки показателей ПЧ в составе ЭП были введены следующие показатели качества [96]:

– качество выходного напряжения и тока определялось по суммарному коэффициенту гармонического искажения:

$$K_u = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{m(n)}^2}}{U_{m(1)}} \cdot 100\%; \quad K_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{m(n)}^2}}{I_{m(1)}} \cdot 100\%, \quad (1.2)$$

где $U_{m(1)}, I_{m(1)}$ – амплитуда первой (основной) гармоники; $U_{m(n)}, I_{m(n)}$ – амплитуда n -ой гармоники;

– эффективность баланса напряжения НТ с любым напряжением U_{dc} звена DC оценивалась максимальным относительным отклонением напряжения НТ:

$$\delta u_{\text{НТ.}m} = \frac{\Delta u_{\text{НТ.}m}}{U_{dc}} \cdot 100\% = \frac{|u_{Cd1} - u_{Cd2}|_{\max}}{U_{dc}} \cdot 100\%, \quad (1.3)$$

где $\Delta u_{\text{НТ}} = u_{Cd1} - u_{Cd2}$ – абсолютное отклонение напряжения НТ;

– уровень коммутационных потерь определялся числом пар переключений силовых ключей $N_{\text{ПК}}$ за один период основной гармоники выходного напряжения инвертора. Для оценки эффективности любой ПП использовался коэффициент $n_{\text{ПК}}$, который представляет собой относительное число пар переключений силовых ключей по отношению к классической семиступенчатой ПП

$$n_{\text{ПК}} = \frac{N_{\text{ПК}}}{N_{\text{ПК}(7\text{ПП})}} \cdot 100\%; \quad (1.4)$$

– уровень СФ напряжения оценивался с использованием коэффициента заполнения импульсов $\gamma_{\text{СФ}}$, который отражает относительные суммарные длительностей возникновения высоких уровней СФ напряжения за один период T_1 основной гармоники выходного напряжения

$$\gamma_{\text{СФ}} = \frac{\sum_{i=1}^n t_{\text{СФ.}i}}{T_1} \cdot 100\%, \quad (1.5)$$

где $t_{\text{СФ.}i}$ – промежутки времени i -ого появления высокого уровня $\pm U_d/3$ или $\pm U_d/2$ СФ напряжения за период T_1 , как показано на рисунке 1.15.

Общей чертой большинства методов разработки алгоритмов ПВШИМ является модификация классических ПП и расчет длительности включения базовых векторов для модуляции пространственного вектора напряжения, направленного на достижение одной или нескольких показателей. Наиболее широко используются три классические ПП: базовая, семиступенчатая и

пятиступенчатая. Их структура, принцип работы и результаты применения подробно рассмотрены во второй главе.

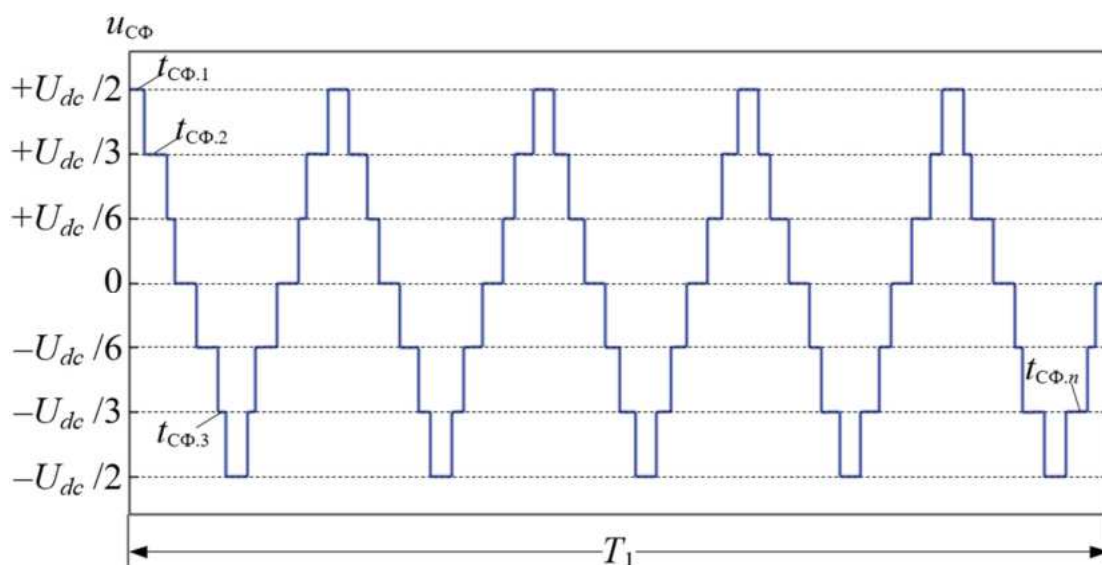


Рисунок 1.15 – Временные диаграммы СФ напряжения за один период основной гармоники напряжения на выходе ПЧ

Для систем управления АИН на основе ПВШИМ в литературе [101-110] представлено множество методик. Основная цель этих исследований заключается в улучшении одного или двух критериев ЭП-ПЧ за счет использования избыточных комбинаций состояний силовых ключей, что зачастую сопровождается ухудшением других критериев.

Например, метод «виртуальной ПВШИМ», описанный в [104, 105], обеспечивает эффективное регулирование напряжения НТ в различных условиях работы. В [109] представлена методика, направленная на снижение уровня СФ напряжения как по амплитудным, так и по частотным характеристикам. Однако применение таких методов может сопровождаться увеличением числа переключений силовых ключей, что приводит к росту коммутационных потерь.

Решение для балансировки напряжения НТ предложено в [107, 108] через равномерное распределение времени включения различных типов комбинаций малых базовых векторов. Однако в условиях значительного дисбаланса напряжения в звене DC этот подход может привести к некорректному синтезу выходного вектора напряжения, что, в свою очередь, увеличивает потери на

силовых ключах.

Таким образом, несмотря на значительные достижения в области разработки алгоритмов ПВШИМ для систем управления, создание универсального метода, способного оптимально учитывать все четыре ключевых критерия – качество выходного напряжения, баланс напряжения НТ, коммутационные потери и уровень СФ напряжения, – остается актуальной научно-технической задачей.

1.5. Выводы и постановка задач исследования

1. Проведенный анализ современного состояния применения ЭП в промышленности подчеркивает необходимость повышения их энергосбережения, что становится особенно актуальным в условиях растущих требований энергетической отрасли. В связи с этим переход от нерегулируемых ЭП к регулируемым представляет собой неотъемлемую часть современной индустриальной эволюции, обусловленной развитием полупроводниковых технологий и микропроцессорной техники.

2. Рассмотрение типичных топологий ПЧ в составе регулируемых ЭП подтверждает актуальность исследования трехуровневого ПЧ с ФНТ, благодаря их широкому применению в промышленных установках.

3. Анализ существующих алгоритмов ШИМ для систем управления ПЧ показал, что в ЭП большой мощности, где частота переключения ограничена диапазоном 150–750 Гц из-за значительных коммутационных потерь, алгоритм ПВШИМ с УВГ демонстрирует эффективность в системах управления АВН ПЧ для повышения электромагнитной совместимости за счет устранения высших гармоник в спектре напряжения и тока на стороне сети. Однако при его применении для трехуровневого ПЧ с ФНТ сохраняются нерешенные важные технические задачи, такие как дисбаланс напряжения НТ и возникновение СФ напряжения. В то же время алгоритм ПВШИМ обладает значительным потенциалом для решения различных технических проблем ПЧ благодаря своей универсальности и многофункциональности, что открывает новые перспективы для совершенствования систем управления АИН ПЧ.

ГЛАВА 2. АВТОНОМНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ В СОСТАВЕ ТРЕХУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬНОЙ ТОЧКОЙ

Трехуровневый ПЧ с ФНТ является одним из наиболее распространенных решений для преобразования электроэнергии в регулируемых ЭП [50, 57]. На рынке такие ПЧ серийно выпускаются ведущими производителями приводного оборудования, такими как АВВ, Siemens, Convertteam [111, 112]. Как отмечено в главе 1, при эксплуатации данных ПЧ необходимо обеспечить четыре ключевых показателя: качество электроэнергии, коммутационные потери, баланс напряжения НТ и уровень СФ напряжения. Достижение этих показателей обеспечивается за счет оптимизации работы АИН посредством совершенствования системы управления. В данной главе представлен анализ силовой схемы и системы управления АИН на основе ПВШИМ в составе ЭП-ПЧ.

2.1. Описание структуры и принципа работы автономного инвертора напряжения в составе ЭП-ПЧ

Как было отмечено в первой главе, за основу построения ПЧ принимается трехуровневая топология с ФНТ. На рисунке 2.1 представлена стандартная силовая схема АИН. Эта схема включает в себя три стойки (фазы), каждая из которых оборудована двумя комплементарными парами силовых ключей S_{4x} и S_{3x} , S_{2x} и S_{1x} , а также двумя фиксирующими диодами D_{2x} , D_{1x} (где x обозначает фазу: A , B или C). Каждый силовой ключ S_{ix} состоит из полностью управляемого полупроводникового прибора VT_{ix} с антипараллельным к нему диодом VD_{ix} ($i = 1 \dots 4$). В звене DC подключены последовательно два идентичных конденсатора C_{d1} и C_{d2} , формируя нейтральную точку 0 . В результате этого полное напряжение звена DC составляет U_{dc} и делится на три промежуточных уровня напряжения: $-U_{dc}/2$, 0 , $+U_{dc}/2$ при балансе напряжения НТ [29].

С учетом баланса напряжения между двумя конденсаторами C_{d1} и C_{d2} в звене DC (т.е. $u_{Cd1} = u_{Cd2} = U_{dc}/2$) уровни выходного фазного напряжения u_{x0} относительно

нейтральной точки 0 в зависимости от состояния силовых ключей этой фазы приведены в таблице 2.1. Каждая фаза может находиться в одном из трех состояний: положительное [P], нулевое [O] или отрицательное [N].

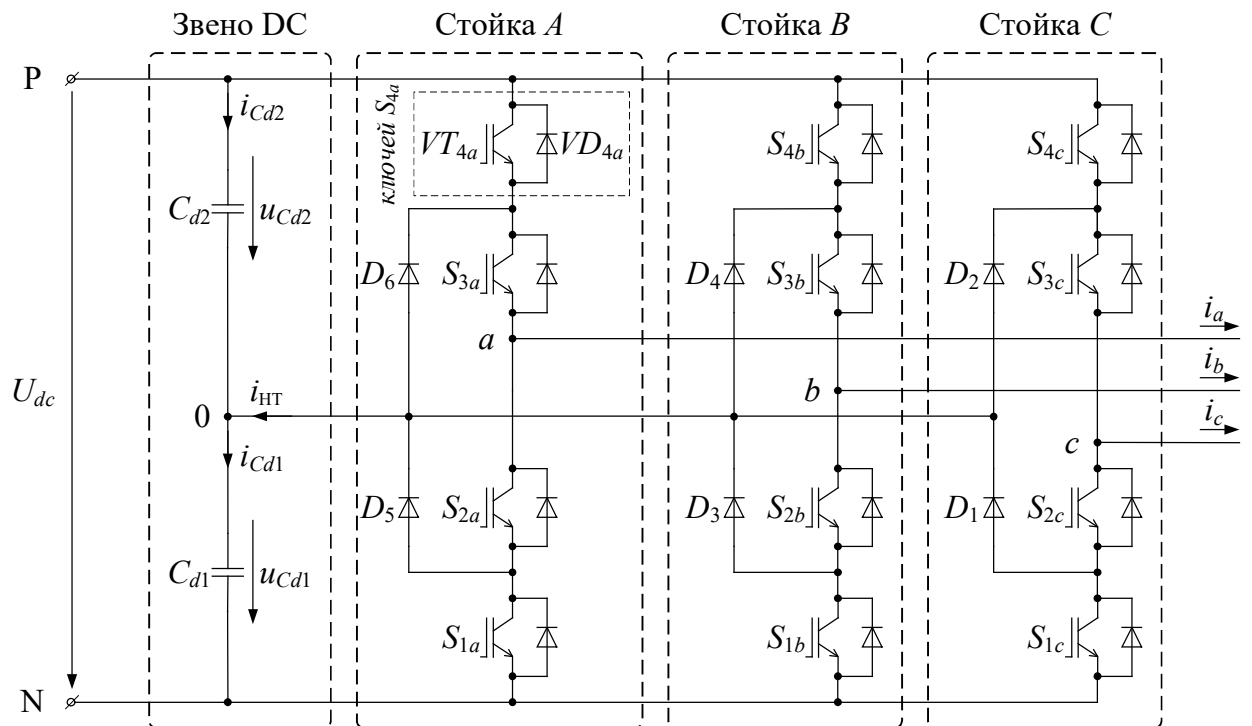


Рисунок 2.1 – Классическая силовая схема АИН

Таблица 2.1 – Возможные состояния фазы АИН (0 – выключен, 1 – включен)

Состояние фазы	Напряжение u_{x0}	Состояние силовых ключей			
		S_{4x}	S_{3x}	S_{2x}	S_{1x}
[P]	$+U_{dc}/2$	1	1	0	0
[O]	0	0	1	1	0
[N]	$-U_{dc}/2$	0	0	1	1

При состоянии [P] x -фазы силовые ключи S_{4x} и S_{3x} включены, а ключи S_{2x} и S_{1x} выключены; вывод инвертора x подключен к клемме P, при этом напряжение $u_{x0} = +U_{dc}/2$. В состоянии [O] x -фазы силовые ключи S_{3x} и S_{2x} включены, а ключи S_{4x} и S_{1x} выключены; вывод инвертора x подключен к клемме O, и напряжение $u_{x0} = 0$. При состоянии [N] x -фазы силовые ключи S_{2x} и S_{1x} включены, а ключи S_{4x} и S_{3x} выключены; вывод инвертора x подключен к клемме N, напряжение $u_{x0} = -U_{dc}/2$. В зависимости от направления тока i_x через нагрузку включается один из двух фиксирующих диодов D_{1x} или D_{2x} .

На рисунке 2.2 показан процесс формирования управляющих сигналов $u_{уп}$ для силовых ключей, а также выходного фазного напряжения u_{x0} в зависимости от состояний x -фазы. Генерация сигналов $u_{уп}$ может осуществляться с помощью ШИМ на основе несущих сигналов, ПВШИМ или ШИМ с УВГ. В итоге напряжение u_{x0} формируется в виде прямоугольных импульсов с уровнями $-U_{dc}/2, 0, +U_{dc}/2$ [113].

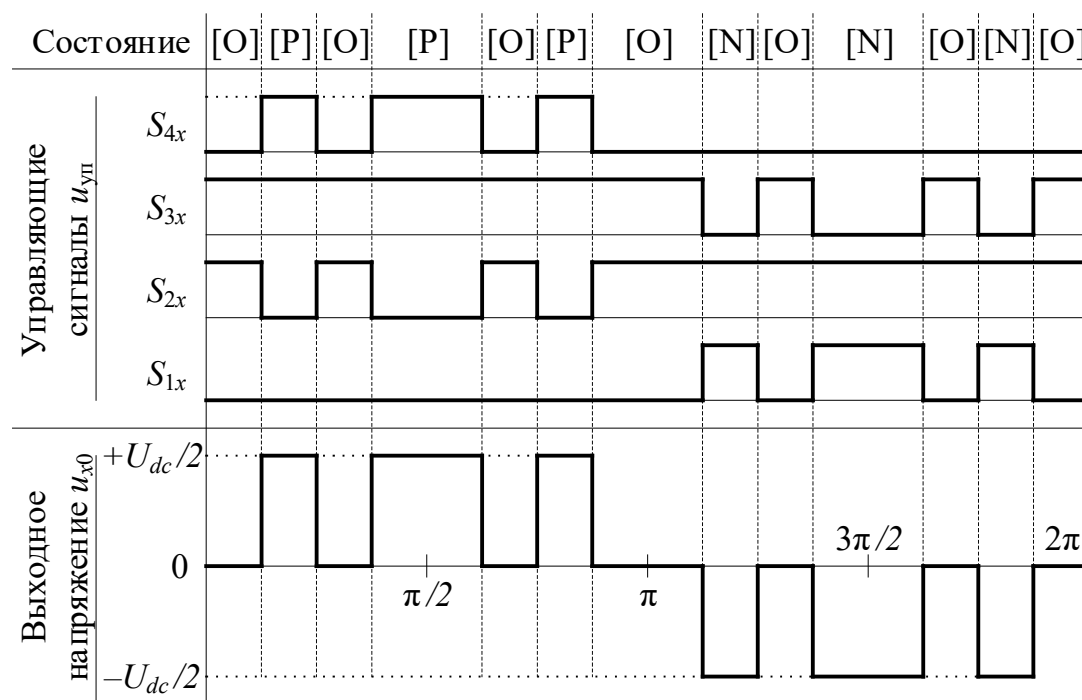


Рисунок 2.2 – Типовая форма напряжения u_{x0} для АИН

Принцип функционирования инвертора основан на коммутации состояний фазы, в процессе которой осуществляется включение/выключение полупроводниковых приборов, а также открытие/закрытие антипараллельных диодов. На рисунке 2.3 изображен процесс коммутации x -фазы при переходе из состояния [P] в состояние [O]. Важно подчеркнуть, что для предотвращения потенциального короткого замыкания в процессе коммутации комплементарных силовых ключей необходимо обеспечивать «мертвое время» t . Течение фазного тока i_x отображено красной сплошной линией. В зависимости от направления тока i_x рассматриваются два различных сценария [86].

При $i_x > 0$ (рисунок 2.3 а): в состоянии [P] включены VT_{4x} и VT_{3x} , в то время как выключены VT_{2x} и VT_{1x} . Ток течет от клеммы P через VT_{4x} , VT_{3x} к выводу x инвертора. Напряжение на S_{4x} и S_{3x} равно 0, тогда как напряжение на каждом из S_{2x}

и S_{1x} составляет $U_{dc}/2$. На этапе «мертвого времени» τ VT_{4x} выключается, и фиксирующий диод D_{2x} открывается. Ток i_x течет от клеммы 0 через D_{2x} , VT_{3x} к выводу x . Когда VT_{4x} полностью выключен, напряжение на VT_{4x} равно $U_{dc}/2$, на VT_{3x} равно 0, а на VT_{2x} и VT_{1x} уменьшается до $U_{dc}/4$. В состоянии [O] включен VT_{2x} , и путь тока i_x остается неизменными. Напряжение на VT_{2x} и VT_{3x} равно 0, в то время как напряжение на каждом из VT_{1x} и VT_{4x} равно $U_{dc}/2$.

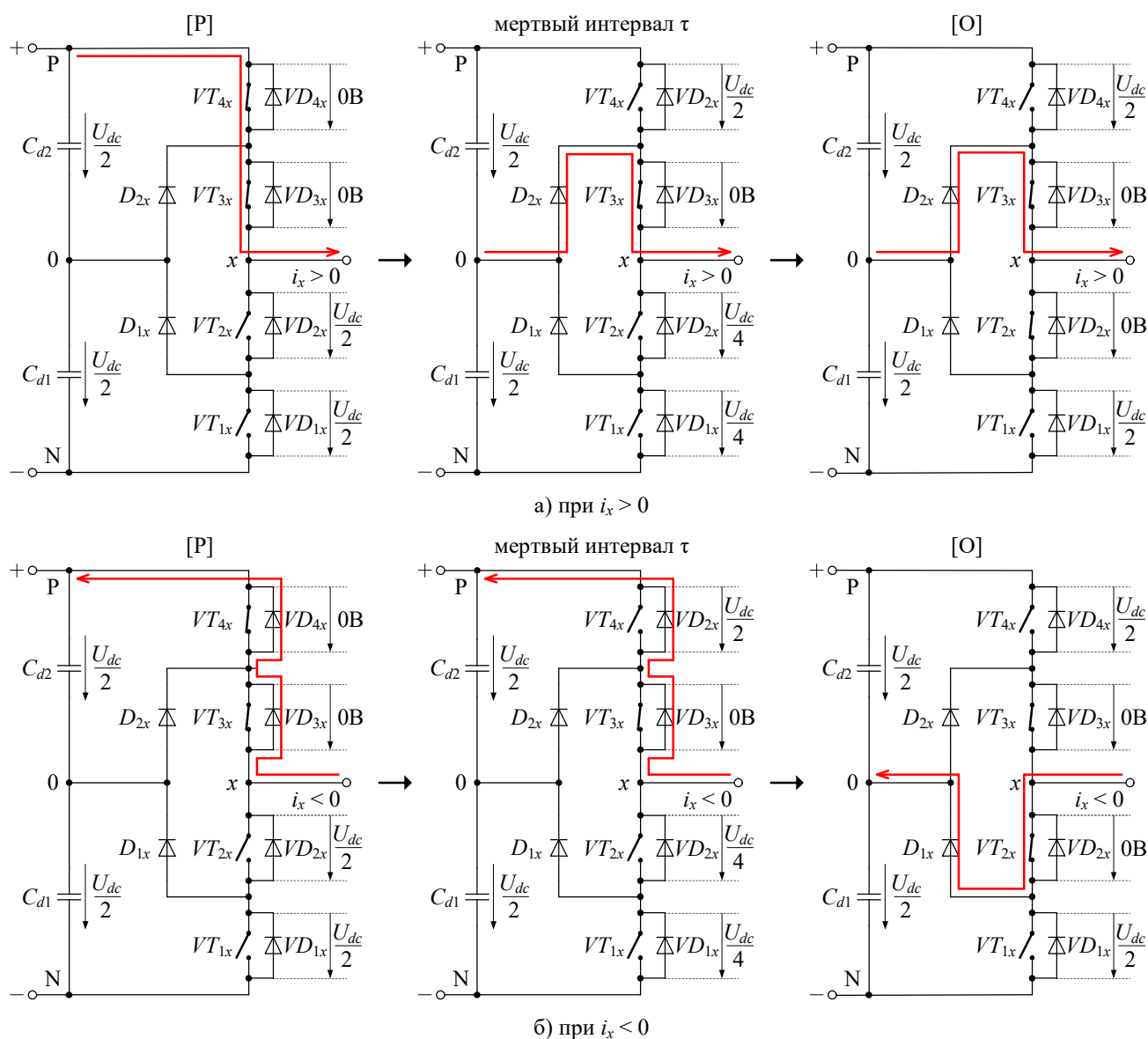


Рисунок 2.3 – Коммутация из состояния [P] в состояние [O]

При $i_x < 0$ (рисунок 2.3 б): в состоянии [P] ток течет от вывода x через VD_{3x} , VD_{4x} к клемму P. Во время «мертвого времени» τ VT_{4x} выключается, но путь тока i_x остается прежним. В состоянии [O] включен VT_{2x} , и ток i_x течет от вывода x через

VT_{2x} , D_{1x} к клемму 0. Изменение напряжений на силовых ключах во время коммутации аналогично рассмотренному ранее случаю $i_x > 0$.

Аналогично анализируются процессы коммутации состояний $[O] \rightarrow [P]$, $[O] \rightarrow [N]$, $[N] \rightarrow [O]$. В результате таких случаев, коммутация напряжения на силовых ключах в АИН уменьшается на 50% по сравнению с напряжением в двухуровневом АИН. Кроме того, в процессе коммутации свое состояние меняют только два из четырех силовых ключей. Коммутация между состояниями $[P]$ и $[N]$ следует избегать по следующим причинам:

1) при таком переключении все четыре ключа одной и той же стойки участвуют в коммутации: два из них переходят в активное состояние, в то время как два других – в пассивное. Это может вызвать неравномерное динамическое напряжение на ключах из-за различий в характеристиках и времени включения/выключения;

2) коммутационные потери возрастают вдвое, так как все четыре ключа участвуют в процессе переключения, что увеличивает риски нежелательных эффектов и потерь в эффективности работы инвертора.

2.2. Система управления автономного инвертора напряжения на основе пространственно-векторной ШИМ

2.2.1. Описание алгоритма пространственно-векторной ШИМ для системы управления автономного инвертора напряжения

Каждая фаза АИН может принимать одно из трех состояний $[P]$, $[O]$, $[N]$. В трехфазной топологии это $3^3 = 27$ возможных комбинаций состояний, что соответствует таблице 2.2. Подставив эти комбинации в уравнение (1.1) можно выделить 19 базовых векторов, каждый из которых характеризуется своим модулем и углом положения. Отличие по величине модуля позволяет классифицировать векторы следующим образом: 6 больших векторов $\bar{U}_{B1} \dots \bar{U}_{B6}$, соответствующих 6 комбинациям состояний; 6 средних векторов $\bar{U}_{C1} \dots \bar{U}_{C6}$, соответствующих 6 комбинациям состояний; 6 малых векторов $\bar{U}_{M1} \dots \bar{U}_{M6}$, соответствующих 12

комбинациям состояний, из которых 6 относятся к p -типу $\bar{U}_{M1p} \dots \bar{U}_{M6p}$ (без состояний [N]) и 6 к n -типу $\bar{U}_{M1n} \dots \bar{U}_{M6n}$ (без состояний [P]); и один нулевой базовый вектор \bar{U}_0 , который соответствует 3 комбинациям состояний \bar{U}_{0p} [PPP], \bar{U}_{0o} [OOO] и \bar{U}_{0n} [NNN]. Отметим наличие избыточных комбинаций для малых и нулевых базовых векторов, как указано в литературных источниках [114, 115].

Таблица 2.2 – Базовые векторы напряжения для АИН

Тип	Базовый вектор	Комбинация состояний	Модуль	Угол положения	Фазные напряжения		
					u_a	u_b	u_c
Большие векторы	\bar{U}_{B1}	[PNN]	$\frac{2U_{dc}}{3}$	0	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$
	\bar{U}_{B2}	[PPN]		$\pi/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$
	\bar{U}_{B3}	[NPN]		$2\pi/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$
	\bar{U}_{B4}	[NPP]		π	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$
	\bar{U}_{B5}	[NNP]		$4\pi/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$
	\bar{U}_{B6}	[PNP]		$5\pi/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$
Средние векторы	\bar{U}_{C1}	[PON]	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\pi/6$	$U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}/2$
	\bar{U}_{C2}	[OPN]		$\pi/2$	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$
	\bar{U}_{C3}	[NPO]		$5\pi/6$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0
	\bar{U}_{C4}	[NOP]		$7\pi/6$	$-U_{dc}/2$	0	$U_{dc}/2$
	\bar{U}_{C5}	[ONP]		$3\pi/2$	0	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$
	\bar{U}_{C6}	[PNO]		$11\pi/6$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0
Малые векторы	\bar{U}_{M1}	[POO], [ONN]	$\frac{U_{dc}}{3}$	0	$U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$	$-U_{dc}/6$
	\bar{U}_{M2}	[PPO], [OON]		$\pi/3$	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$	$-U_{dc}/3$
	\bar{U}_{M3}	[OPO], [NON]		$2\pi/3$	$-U_{dc}/6$	$U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$
	\bar{U}_{M4}	[OPP], [NOO]		π	$-U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$
	\bar{U}_{M5}	[OOP], [NNO]		$4\pi/3$	$-U_{dc}/6$	$-U_{dc}/6$	$U_{dc}/3$
	\bar{U}_{M6}	[POP], [ONO]		$5\pi/3$	$U_{dc}/6$	$-U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$
Нулевой вектор	\bar{U}_0	[PPP], [NNN], [OOO]	0	0	0	0	0

На основе 19 базовых векторов получается векторная диаграмма в форме равностороннего шестиугольника, приведенная на рисунке 2.4. Данная диаграмма

разделена на 6 секторов I...VI, каждый из которых смещен относительно предыдущего на $\pi/3$. Внутри каждого сектора выделяются четыре одинаковых сегмента 1...4, при этом каждый сегмент имеет три вершины, образованные вершинами трех ближайших базовых векторов. На основе угла положения θ можно определить номер сектора, в пределах которого располагается конец пространственного вектора напряжения \bar{U}_s . Соответствующие условия для определения сектора представлены в таблице 2.3.

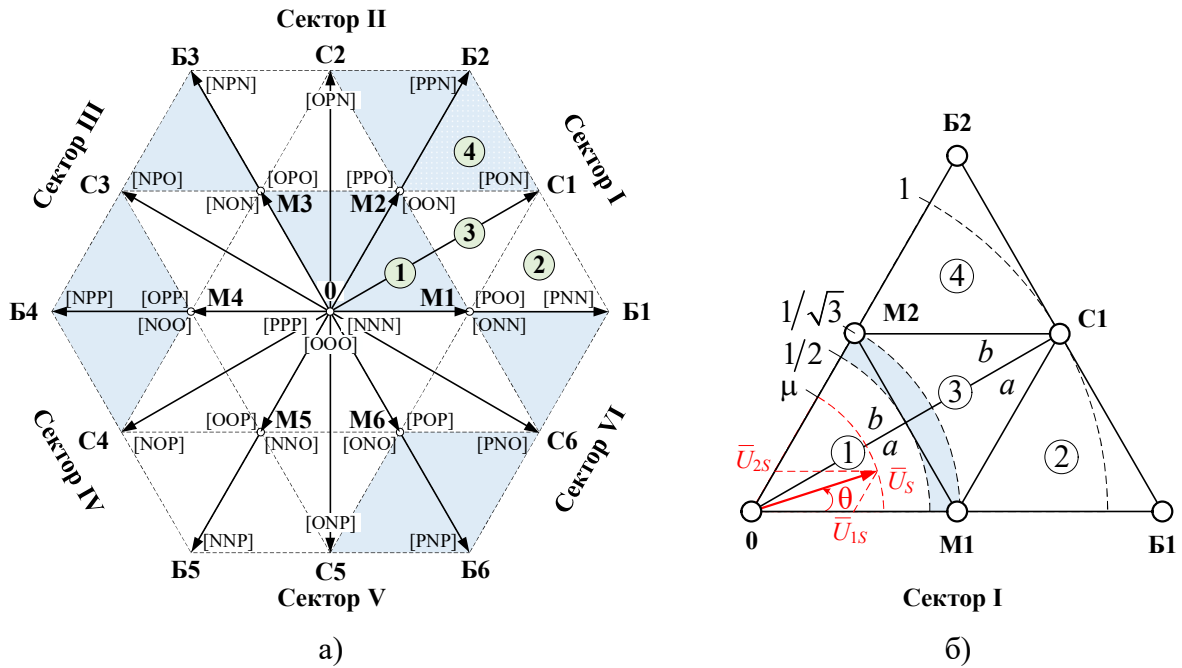


Рисунок 2.4 – Векторная диаграмма для АИН (а) и для сектора I (б)

Таблица 2.3 – Определение номера сектора по углу положения θ

Сектор I	Сектор II	Сектор III	Сектор IV	Сектор V	Сектор VI
$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi$	$\pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi$

При ПВШИМ вектор \vec{u}_s чаще нормализуется согласно выражению (2.1) с целью исключения величины напряжения U_{dc} , что позволяет упростить расчет:

$$\bar{U}_s = \frac{|\vec{u}_s|}{|\vec{u}_s|_m} = \frac{|\vec{u}_s|}{U_{dc}/\sqrt{3}}. \quad (2.1)$$

На основе нормализации пространственных векторов получаются нормированные значения модулей базовых векторов большого, среднего, малого и

нулевого – $\bar{U}_B = 2/\sqrt{3}$, $\bar{U}_C = 1$, $\bar{U}_6 = 1/\sqrt{3}$, $\bar{U}_0 = 0$ соответственно; а также модулированного пространственного вектора $\bar{U}_S = \mu$, где μ – коэффициент модуляции (рисунок 2.4 б).

Пространственный вектор \bar{U}_S , конец которого находится в первом сегменте сектора I (рисунок 2.4 б), может быть составлен из трех ближайших базовых векторов \bar{U}_{M1} , \bar{U}_{M2} и \bar{U}_0 , т.е.:

$$\begin{cases} \bar{U}_S = \gamma_1 \bar{U}_{M1} + \gamma_2 \bar{U}_{M2} + \gamma_3 \bar{U}_0; \\ \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 = 1, \end{cases} \quad (2.2)$$

где $\gamma_1 = t_1/T_{\text{ШИМ}}$; $\gamma_2 = t_2/T_{\text{ШИМ}}$; $\gamma_3 = t_3/T_{\text{ШИМ}}$ – относительные продолжительности включения базовых векторов \bar{U}_{M1} , \bar{U}_{M2} и \bar{U}_0 соответственно, а t_1 , t_2 и t_3 – их абсолютные значения.

Для упрощения расчетов применяется векторная диаграмма двухуровневого АИН, состоящая из шести базовых векторов $\bar{U}_{B1} \dots \bar{U}_{B6}$. Тогда пространственный вектор \bar{U}_S описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} \bar{U}_S = \gamma'_1 \bar{U}_{B1} + \gamma'_2 \bar{U}_{B2} + \gamma'_3 \bar{U}_0; \\ \gamma'_1 + \gamma'_2 + \gamma'_3 = 1, \end{cases} \quad (2.3)$$

где γ'_1 , γ'_2 и γ'_3 – относительные продолжительности включения базовых векторов \bar{U}_{B1} , \bar{U}_{B2} и \bar{U}_0 соответственно, которые могут быть определены по следующим общим формулам [115]:

$$\begin{cases} \gamma'_1 = \mu \sin(N_{\text{сек}} \cdot \pi/3 - \theta); \\ \gamma'_2 = \mu \sin[\theta - (N_{\text{сек}} - 1) \cdot \pi/3]; \\ \gamma'_3 = 1 - \gamma'_1 - \gamma'_2, \end{cases} \quad (2.4)$$

где θ – угол положения вектора \bar{U}_S ; $N_{\text{сек}}$ – номер сектора, в котором находится конец вектора \bar{U}_S , $N_{\text{сек}} = 1 \dots 6$.

Нормированные проекции вектора \bar{U}_S на границы соответствующего сектора могут быть вычислены с помощью следующих выражений:

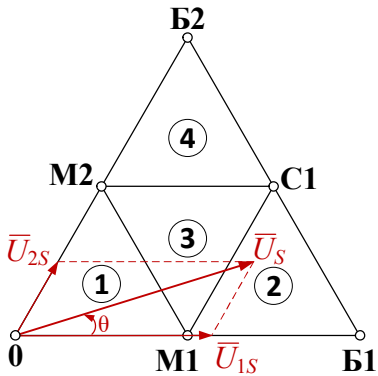
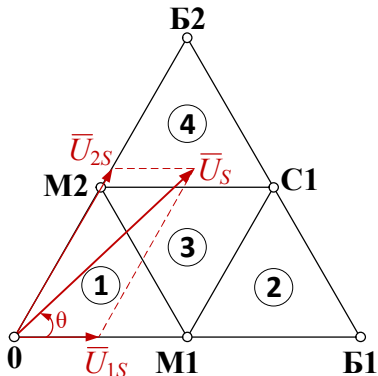
$$\begin{cases} \bar{U}_{1S} = \gamma_1' \bar{U}_{B1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \mu \sin\left(N_{\text{сек}} \cdot \frac{\pi}{3} - \theta\right); \\ \bar{U}_{2S} = \gamma_2' \bar{U}_{B2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \mu \sin\left[\theta - (N_{\text{сек}} - 1) \cdot \frac{\pi}{3}\right]. \end{cases} \quad (2.5)$$

Исходя из векторной диаграммы двухуровневого АИН был получен вектор \bar{U}_S , который представляет собой сумму двух компонентов – \bar{U}_{1S} и \bar{U}_{2S} . Данный вектор определяется путем применения принципа векторного синтеза, где $\bar{U}_S = \bar{U}_{1S} + \bar{U}_{2S}$ является результатом их геометрического сложения по правилу параллелограмма (рисунок 2.4 б) [101].

В соответствии с системой (2.2), относительные продолжительности $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ ближайших базовых векторов, формирующих пространственный вектор, описаны в таблице 2.4. Дополнительно проведено определение номера сегмента, в котором располагается конец рассматриваемого пространственного вектора \bar{U}_S . Следует отметить: если конец вектора \bar{U}_S расположен в 1-м сегменте, \bar{U}_S состоит из двух малых базовых векторов и нулевого базового вектора. Аналогично, для 2-го и 4-го сегментов участвуют один большой, один средний и один малый базовые векторы, тогда как для 3-го сегмента используются два малых базовых вектора и один средний базовый вектор (рисунок 2.4 б).

Таблица 2.4 – Определение относительных продолжительностей $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ и номера сегмента для сектор I

Сегмент 1	Сегмент 3

Сегмент 1	Сегмент 3
$\bar{U}_S = \bar{U}_{1S} + \bar{U}_{2S} = \gamma_1 \bar{U}_{M1} + \gamma_2 \bar{U}_{M2} + \gamma_3 \bar{U}_0.$ <p>Если приравнять обе части вышеуказанного уравнения, тогда получаем:</p> $\begin{cases} \bar{U}_{1S} = \gamma_1 \bar{U}_{M1} = \gamma_1 \cdot 1/\sqrt{3}; \\ \bar{U}_{2S} = \gamma_2 \bar{U}_{M2} = \gamma_2 \cdot 1/\sqrt{3}. \end{cases}$ <p>Относительные продолжительности $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ определены:</p> $\begin{cases} \gamma_1 = \sqrt{3} \cdot \bar{U}_{1S}; \\ \gamma_2 = \sqrt{3} \cdot \bar{U}_{2S}; \\ \gamma_3 = 1 - \gamma_1 - \gamma_2. \end{cases}$ <p>Условие принадлежности вектора \bar{U}_S 1-му сегменту:</p> $\bar{U}_{1S} + \bar{U}_{2S} \leq 1/\sqrt{3}.$	$\begin{aligned} \bar{U}_S = \bar{U}_{1S} + \bar{U}_{2S} &= \gamma_1 \bar{U}_{M1} + \gamma_2 \bar{U}_{M2} + \gamma_3 \bar{U}_{C1} \\ &= \gamma_1 \bar{U}_{M1} + \gamma_2 \bar{U}_{M2} + \gamma_3 (\bar{U}_{M1} + \bar{U}_{M2}) \\ &= (\gamma_1 + \gamma_3) \bar{U}_{M1} + (\gamma_2 + \gamma_3) \bar{U}_{M2} \\ &= (1 - \gamma_2) \bar{U}_{M1} + (1 - \gamma_1) \bar{U}_{M2}. \end{aligned}$ <p>Если приравнять обе части вышеуказанного уравнения, тогда получаем:</p> $\begin{cases} \bar{U}_{1S} = (1 - \gamma_2) \bar{U}_{M1} = (1 - \gamma_2) \cdot 1/\sqrt{3}; \\ \bar{U}_{2S} = (1 - \gamma_1) \bar{U}_{M2} = (1 - \gamma_1) \cdot 1/\sqrt{3}. \end{cases}$ <p>Относительные продолжительности $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ определены:</p> $\begin{cases} \gamma_1 = 1 - \sqrt{3} \cdot \bar{U}_{2S}; \\ \gamma_2 = 1 - \sqrt{3} \cdot \bar{U}_{1S}; \\ \gamma_3 = 1 - \gamma_1 - \gamma_2. \end{cases}$ <p>Условие принадлежности вектора \bar{U}_S 3-му сегменту:</p> $\begin{cases} \bar{U}_{1S} \leq 1/\sqrt{3}; \\ \bar{U}_{2S} \leq 1/\sqrt{3}; \\ \bar{U}_{1S} + \bar{U}_{2S} > 1/\sqrt{3}. \end{cases}$
Сегмент 2	Сегмент 4
 $\begin{aligned} \bar{U}_S = \bar{U}_{1S} + \bar{U}_{2S} &= \gamma_1 \bar{U}_{B1} + \gamma_2 \bar{U}_{C1} + \gamma_3 \bar{U}_{M1} \\ &= 2\gamma_1 \bar{U}_{M1} + \gamma_2 (\bar{U}_{M1} + \bar{U}_{M2}) + \gamma_3 \bar{U}_{M1} \\ &= (2\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3) \bar{U}_{M1} + \gamma_2 \bar{U}_{M2} \\ &= (1 + \gamma_1) \bar{U}_{M1} + \gamma_2 \bar{U}_{M2}. \end{aligned}$	 $\begin{aligned} \bar{U}_S = \bar{U}_{1S} + \bar{U}_{2S} &= \gamma_1 \bar{U}_{C1} + \gamma_2 \bar{U}_{B2} + \gamma_3 \bar{U}_{M2} \\ &= \gamma_1 (\bar{U}_{M1} + \bar{U}_{M2}) + 2\gamma_2 \bar{U}_{M2} + \gamma_3 \bar{U}_{M2} \\ &= \gamma_1 \bar{U}_{M1} + (\gamma_1 + 2\gamma_2 + \gamma_3) \bar{U}_{M2} \\ &= \gamma_1 \bar{U}_{M1} + (1 + \gamma_2) \bar{U}_{M2}. \end{aligned}$

Сегмент 2	Сегмент 4
<p>Если приравнять обе части вышеуказанного уравнения, тогда получаем:</p> $\begin{cases} \bar{U}_{1S} = (1 + \gamma_1)\bar{U}_{M1} = (1 + \gamma_1) \cdot 1/\sqrt{3}; \\ \bar{U}_{2S} = \gamma_2\bar{U}_{M2} = \gamma_2 \cdot 1/\sqrt{3}. \end{cases}$ <p>Относительные продолжительности $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ определены:</p> $\begin{cases} \gamma_1 = \sqrt{3} \cdot \bar{U}_{1S} - 1; \\ \gamma_2 = \sqrt{3} \cdot \bar{U}_{2S}; \\ \gamma_3 = 1 - \gamma_1 - \gamma_2. \end{cases}$ <p>Условие принадлежности вектора \bar{U}_S 2-му сегменту: $\bar{U}_{1S} > 1/\sqrt{3}.$</p>	<p>Если приравнять обе части вышеуказанного уравнения, тогда получаем:</p> $\begin{cases} \bar{U}_{1S} = \gamma_1\bar{U}_{M1} = \gamma_1 \cdot 1/\sqrt{3}; \\ \bar{U}_{2S} = (1 + \gamma_2)\bar{U}_{M2} = (1 + \gamma_2) \cdot 1/\sqrt{3}. \end{cases}$ <p>Относительные продолжительности $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ определены:</p> $\begin{cases} \gamma_1 = \sqrt{3} \cdot \bar{U}_{1S}; \\ \gamma_2 = \sqrt{3} \cdot \bar{U}_{2S} - 1; \\ \gamma_3 = 1 - \gamma_1 - \gamma_2. \end{cases}$ <p>Условие принадлежности вектора \bar{U}_S 4-му сегменту: $\bar{U}_{2S} > 1/\sqrt{3}.$</p>

2.2.2. Общая имитационная модель ЭП-ПЧ с системой управления АИН по пространственно-векторной ШИМ

Результаты проведенного ранее анализа позволяют построить ЭП-ПЧ на базе АИН и ПВШИМ. В практических инженерных решениях в качестве исполнительных элементов, как правило, применяются электродвигатели или индуктивно-активные нагрузки RL. Функциональная схема ЭП-ПЧ со скалярной системой управления АИН по ПВШИМ представлена на рисунке 2.5 [96]. Эта система делится на две основные части: силовую цепь и систему управления. Силовая цепь была подробно рассмотрена ранее на рисунке 2.1.

Система управления осуществляет регулирование напряжения и частоты на выходе инвертора согласно определенному алгоритму ПВШИМ. В состав этой системы входят основные функциональные блоки: генератор угла поворота (ГУП), генератор пилообразного напряжения (ГПН), генератор синхронизирующих импульсов (ГСИ), ПВШИМ вычислитель, ПВШИМ модулятор.

Блок ГУП – интегратор, вычисляющий угол поворота θ_s по выражению

$$\theta_s = \int_0^T 2\pi f_s \cdot dt \quad (2.6)$$

с периодической инициализацией начального значения интегратора нулем в моменты времени $T = 2\pi$.

Генератор ГПН осуществляет формирование пилообразного напряжения $u_{пн}$ с частотой $f_{ш\text{им}}$. Генератор ГСИ генерирует синхронизирующие импульсы $f_{\text{син}}$, возникающие в моменты пересечения сигнала $u_{пн}$ через нулевой уровень.

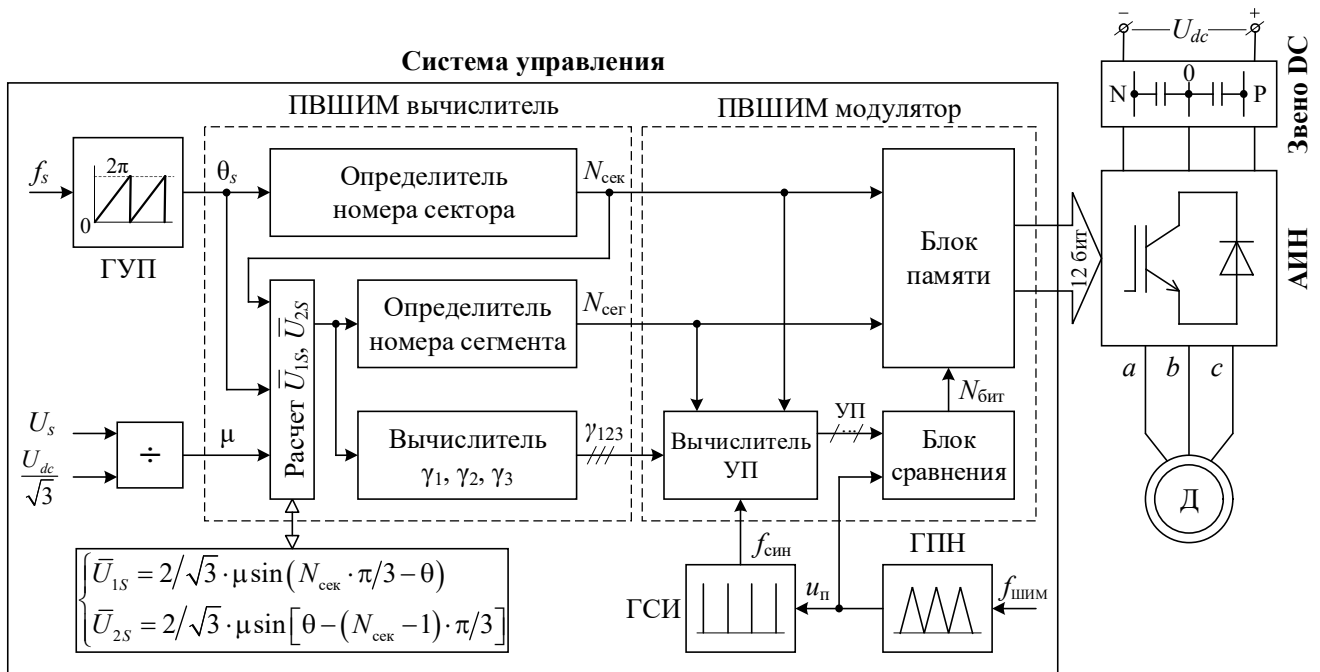


Рисунок 2.5 – Общая имитационная модель ЭП-ПЧ с системой управления АИН по ПВШИМ

ПВШИМ вычислитель выполняет расчет относительных продолжительностей γ_1, γ_2 и γ_3 базовых векторов, а также определяет номер сектора $N_{\text{сек}} = 1 \dots 6$ и сегмента $N_{\text{сег}} = 1 \dots 4$, в которых находится вектор \bar{U}_s .

ПВШИМ модулятор формирует 12 логических управляющих сигналов для силовых ключей инвертора и включает в себя три основных блока: вычислитель уровней переключения (УП), блок сравнения и блок памяти.

Вычислитель УП определяет необходимые уровни переключения, количество которых зависит от выбранного типа ПП. Например, для пятиуровневого ПП требуется два УП, тогда как для семиуровневого ПП – три УП.

Блок сравнения осуществляет сравнение пилообразного напряжения $u_{пн}$ с УП для определения точного момента включения базовых векторов на каждом периоде

ШИМ. Результативные данные кодируются в битовом коде $N_{\text{бит}}$, содержащем информацию об адресе ячейки памяти, в которой записана информация об активации конкретного базового вектора.

Блок памяти отвечает за хранение данных о кодах состояний включения силовых ключей, которые определяются на основе номера сектора $N_{\text{сек}}$, сегмента $N_{\text{сег}}$ и битового кода $N_{\text{бит}}$, поступающего с выхода блока сравнения.

При анализе известных и усовершенствованных систем управления использовалась активно-индуктивная нагрузка RL. Ключевые технические характеристики силовой цепи и системы управления приведены в таблице 2.5.

Таблица 2.5 – Технические параметры имитационной модели

Технические характеристики	Значение
Напряжение звена DC, U_{dc} [В]	500
Два эквивалентных конденсатора в звене DC, C_d [мкФ]	50
Полное сопротивление нагрузки, Z_n [Ом]	50
$\cos\varphi$	0,85
Частота основной гармоники выходного напряжения, f_3 [Гц]	50
Частота коммутации, $f_{\text{ШИМ}}$ [Гц]	2400
Коэффициент модуляции, μ	0...1

2.3. Анализ влияния базовых векторов на напряжение нейтральной точки

Влияние базовых векторов на напряжения НТ анализируется с учетом направления и величины тока НТ $i_{\text{НТ}}$ и соответствующего напряжения НТ $u_{\text{НТ}}$ в двух режимах работы: двигательном и генераторном, как показано на рисунке 2.6.

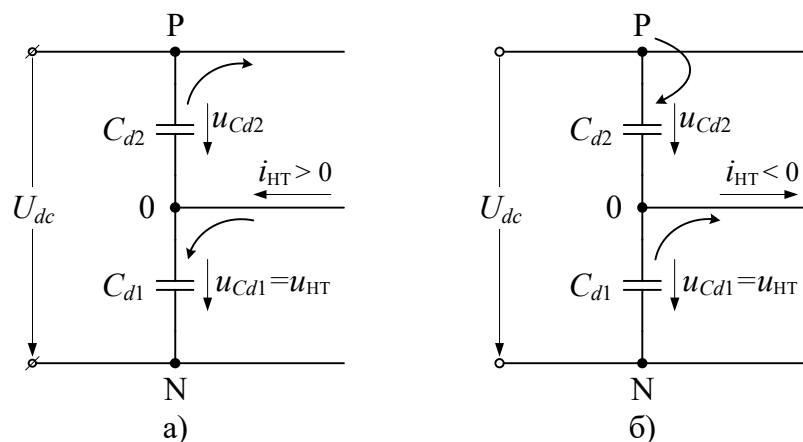












Рисунок 2.6 – Воздействие тока НТ на напряжение звена DC

В качестве положительного направления тока i_{HT} принимается направление от стороны нагрузки к нейтральной точке 0. При условии $i_{HT} > 0$ конденсатор C_{d1} заряжается, в то время как C_{d2} разряжается, что приводит к увеличению напряжения u_{HT} (рисунок 2.6 а). Когда $i_{HT} < 0$, конденсатор C_{d1} разряжается, а C_{d2} заряжается, что ведет к уменьшению напряжения u_{HT} (рисунок 2.6 б). В обоих случаях наблюдается дисбаланс напряжения НТ.

В работе [99] было проведено исследование влияния различных базовых векторов на напряжение НТ, результаты которого представлены в таблице 2.6. Установлено, что в двигательном режиме большие и нулевые базовые векторы не оказывают влияния на напряжение НТ. При этом для малых базовых векторов комбинации p -типа вызывают увеличение напряжения НТ, тогда как комбинации n -типа приводят к его уменьшению. Средние базовые векторы обладают способностью как увеличивать, так и уменьшать напряжение НТ в зависимости от их направления и продолжительности включения.

Таблица 2.6 – Влияние базовых векторов на напряжение НТ

Базовый вектор	большой	средний	малый		нулевой
			p -тип	n -тип	
<i>Для двигательного режима</i>					
Ток НТ	$i_{HT} = 0$	$i_{HT} \neq 0$	$i_{HT} > 0$	$i_{HT} < 0$	$i_{HT} = 0$
Напряжение НТ					
<i>Для генераторного режима</i>					
Ток НТ	$i_{HT} = 0$	$i_{HT} \neq 0$	$i_{HT} < 0$	$i_{HT} > 0$	$i_{HT} = 0$
Напряжение НТ					

Для математического описания напряжения НТ в АИН три состояния x -фазы инвертора [P], [O], [N] записаны логическими сигналами s_x со значениями [-1; 0; 1], как показано в таблице 2.7 [116]. Тогда выходное фазное напряжение u_x можно выразить через функцию состояний силовых ключей, а также напряжений конденсаторов u_{Cd1} и u_{Cd2} [117]:

$$\begin{cases} u_x = u_{Cd2} \cdot \left(F_{d2x} - \frac{1}{3} \sum_{m=a}^{b,c} F_{d2m} \right) - u_{Cd1} \cdot \left(F_{d1x} - \frac{1}{3} \sum_{m=a}^{b,c} F_{d1m} \right); \\ u_{Cd1} + u_{Cd2} = U_{dc}, \end{cases} \quad (2.7)$$

где F_{d2x} и F_{d1x} – функции состояния x -фазы, определяющие состояние подключения между звеном DC и каждой фазой (таблица 2.7), которые рассчитываются согласно выражениям:

$$\begin{cases} F_{d2x} = \frac{s_x (s_x + 1)}{2}; \\ F_{d1x} = \frac{s_x (s_x - 1)}{2}. \end{cases} \quad (2.8)$$

Таблица 2.7 – Состояния фазы для АИН

Напряжение u_{x0}	Состояние фазы	Функция	
		F_{d2x}	F_{d1x}
$+U_{dc}/2$	[P] $s_x = 1$	1	0
0	[O] $s_x = 0$	0	0
$-U_{dc}/2$	[N] $s_x = -1$	0	1

Из выражения (2.7) следует, что выходное фазное напряжение u_x зависит от уровней напряжений u_{Cd1} и u_{Cd2} , формируемых в звене DC (рисунок 2.1). Таким образом, дисбаланс напряжения НТ вызывает искажение кривой выходного напряжения, что приводит к снижению эффективности преобразования электроэнергии АИН.

Неизбежное отклонение напряжения НТ происходит из-за тока НТ, который определяется в зависимости от функций состояния и выходных фазных токов

$$i_{НТ} = \sum_x^{a,b,c} (F_{d2x} + F_{d1x}) \cdot i_x = \sum_x^{a,b,c} s_x^2 \cdot i_x. \quad (2.9)$$

Ток $i_{НТ}$, создаваемый базовым вектором, определяется согласно выражению (2.9). Полученные результаты сведены в таблице 2.8 [116, 118]. Таким образом, ток $i_{НТ}$ для выбранного базового вектора зависит от фазного тока на выходе инвертора. При этом $i_{НТ}$ неизбежно приводит к отклонению напряжения НТ

$$\Delta u_{НТ} = u_{Cd1} - u_{Cd2} = \frac{C_{d2} - C_{d1}}{C_{d2} + C_{d1}} \cdot U_{dc} + \frac{2}{C_{d2} + C_{d1}} \int i_{НТ} dt \quad (2.10)$$

и при $C_{d1} = C_{d2} = C_d$ уравнение (2.10) можно записать в виде

$$\Delta u_{\text{HT}} = \frac{1}{C_d} \int i_{\text{HT}} dt. \quad (2.11)$$

Из уравнений (2.10) и (2.11) следует, что баланс напряжения НТ зависит не только от тока i_{HT} , но и от величины емкостей двух конденсаторов звена DC.

Таблица 2.8 – Ток НТ в соответствии с базовыми векторами при двигательном режиме

Малый базовый вектор (p-тип)		Ток НТ i_{HT}	Малый базовый вектор (n-тип)		Ток НТ i_{HT}	Средний базовый вектор		Ток НТ i_{HT}
\bar{U}_{M1p}	[POO]	i_a	\bar{U}_{M1n}	[ONN]	$-i_a$	\bar{U}_{C1}	[PON]	$-i_b$
\bar{U}_{M2p}	[PPO]	$-i_c$	\bar{U}_{M2n}	[OON]	i_c	\bar{U}_{C2}	[OPN]	$-i_a$
\bar{U}_{M3p}	[OPO]	i_b	\bar{U}_{M3n}	[NON]	$-i_b$	\bar{U}_{C3}	[NPO]	$-i_c$
\bar{U}_{M4p}	[OPP]	$-i_a$	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	i_a	\bar{U}_{C4}	[NOP]	$-i_b$
\bar{U}_{M5p}	[OOP]	i_c	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	$-i_c$	\bar{U}_{C5}	[ONP]	$-i_a$
\bar{U}_{M6p}	[POP]	$-i_b$	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	i_b	\bar{U}_{C6}	[PNO]	$-i_c$

В настоящее время для обеспечения баланса напряжения НТ в АИН используются различные способы. Среди них известны решения, связанные с аппаратной реализацией путем использования отдельных источников постоянного тока для поддержания напряжения каждого конденсатора [119] или путем применения специальной дополнительной схемы [120-123]. При первом подходе источник постоянного тока, как правило, создается с помощью трансформатора и диодного мостового выпрямителя. Однако такой источник является габаритным, тяжелым, неэффективным и дорогостоящим, а также может оказывать вредное влияние на качество преобразуемой электроэнергии. Второй подход предполагает применение вспомогательного силового оборудования, например, силовых ключей и реакторов, которые вводят внешний ток в нейтральную точку для компенсации разности напряжений между двумя конденсаторами звена DC. Общим недостатком этих двух способов является увеличение массогабаритных показателей ЭП-ПЧ, его стоимости и снижение надежности. Поэтому разработка алгоритмов управления для баланса напряжения НТ без применения дополнительного силового

оборудования остается актуальной задачей.

Более перспективным подходом является совершенствование системы управления АИН с интегрированной функцией контроля напряжения НТ за счет разработки новых алгоритмов ШИМ, в частности, ШИМ на основе несущих сигналов [77] и ПВШИМ [91]. Так в работах [124, 125] представлены методы управления напряжением НТ с использованием синусоидальной ШИМ на основе несущих сигналов. Однако эффективность данных методов значительно зависит от реактивного сопротивления нагрузки и коэффициента модуляции. Кроме того, данный алгоритм обладает рядом недостатков, включая ограниченную гибкость управления, высокие коммутационные потери и т. д. В [104] предложена виртуальная ПВШИМ, в которой пространственный вектор формируется на базе виртуальных векторов, синтезируемых из базовых векторов инвертора. В процессе работы виртуальные векторы генерируются таким образом, чтобы ток НТ стремился к минимальному значению. Этот метод обеспечивает баланс напряжения НТ при любых условиях работы инвертора, однако приводит к значительному увеличению коммутационных потерь, что снижает КПД ПЧ.

Другой подход заключается в изменении ПП в системах управления на основе ПВШИМ. В работе [107] в предлагаемой ПП задействовано большое количество избыточных комбинаций состояний базовых векторов с целью подавления тока НТ, что неизбежно приводит к увеличению коммутационных потерь. Поэтому с точки зрения минимизации коммутационных потерь в инверторе большой интерес представляет семиступенчатая ПП, в которой контроль за напряжением НТ осуществляется за счет регулирования длительности включения различных типов комбинаций состояний малых базовых векторов [108, 126]. В данных работах баланс напряжения НТ может осуществляться как в разомкнутой, так и в замкнутой системе за счет сигнала обратной связи по отклонению напряжений двух конденсаторов звена DC. В этих случаях предложенные методы позволяют улучшить баланс напряжения НТ, но не устраняют его, что делает актуальной задачу разработки алгоритмов управления балансом напряжения НТ с минимальным уровнем отклонением.

2.4. Анализ влияния базовых векторов на синфазное напряжение

Влияние базовых векторов приводит не только к дисбалансу напряжения НТ, но также вызывает нежелательное возникновение СФ напряжения. Уровень СФ напряжения, в соответствии с уравнением (2.12), зависит от состояния трех фаз инвертора [100]:

$$u_{\text{СФ}} = \frac{u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}}{3} = \frac{U_d}{6} \sum_{x=a,b,c} s_x. \quad (2.12)$$

Взяв состояния s_x трех фаз инвертора (таблица 2.7) в выражение (2.12), уровень СФ напряжения, вызванного каждым базовым вектором, приведен в таблице 2.9. Комбинации состояний разделены на четыре группы, соответствующие разным уровням этого напряжения.

Таблица 2.9 – Влияние базовых векторов на СФ напряжение

Группа	Базовый вектор	СФ напряжение	Уровень
I	\bar{U}_{c1} [PON], \bar{U}_{c2} [OPN], \bar{U}_{c3} [NPO], \bar{U}_{c4} [NOP], \bar{U}_{c5} [ONP], \bar{U}_{c6} [PNO], \bar{U}_{0o} [OOO]	0	низкий
II	\bar{U}_{b1} [PNN], \bar{U}_{b3} [NPN], \bar{U}_{b5} [NNP], \bar{U}_{M2n} [OON], \bar{U}_{M4n} [NOO], \bar{U}_{M6n} [ONO]	$-U_{dc}/6$	
	\bar{U}_{b2} [PPN], \bar{U}_{b4} [NPP], \bar{U}_{b6} [PNP], \bar{U}_{M1p} [POO], \bar{U}_{M3p} [OPO], \bar{U}_{M5p} [OOP]	$+U_{dc}/6$	
III	\bar{U}_{M1n} [ONN], \bar{U}_{M3n} [NON], \bar{U}_{M5n} [NNO]	$-U_{dc}/3$	высокий
	\bar{U}_{M2p} [PPO], \bar{U}_{M4p} [OPP], \bar{U}_{M6p} [POP]	$+U_{dc}/3$	
IV	\bar{U}_{0n} [NNN]	$-U_{dc}/2$	
	\bar{U}_{0p} [PPP]	$+U_{dc}/2$	

Снижение СФ напряжения также является одной из важных технических задач для АИН в составе ЭП-ПЧ. В современной научной литературе представлен широкий арсенал методов решения проблем, связанных с СФ напряжениями. К наиболее распространенным из них относятся применение изолирующего трансформатора, фильтра СФ напряжения и различных техник модуляции [86, 127]. Использование изолирующего трансформатора является стандартным и надежным способом изоляции оборудования. Однако его использование связано с

увеличением массы, стоимости и возможным ухудшением КПД системы на 1%...2% [128]. Безтрансформаторные решения, такие как применение фильтра СФ напряжения для компенсации СФ помех, получили развитие в многочисленных исследованиях. Однако, классические фильтры СФ напряжения часто обладают большими габаритами, высокой стоимостью и не всегда эффективны [129-132].

Совершенствование системы управления АИН для снижения СФ напряжения представляет собой высокоэффективное и экономически выгодное решение. Путем разработки новых алгоритмов модуляции возможно достичь оптимизации СФ напряжения, при которой фильтр СФ напряжения либо не требуется вовсе, либо его размеры могут быть минимальными [133]. Множество исследований посвящено разработке таких методов модуляции, включая методы на основе ШИМ с несущими сигналами [134, 135] и ПВШИМ [136-141]. Эти методы, хотя и снижают СФ напряжения, сталкиваются с проблемами, включая высокую коммутационную частоту и гармонические искажения из-за ограниченного числа комбинаций состояний. Кроме того, этот метод не учитывает влияние «мертвого времени», что может привести к превышению реальных значений СФ напряжения по сравнению с теоретическими. В [142] рассматривается модуляция, в которой используются базовые векторы с нулевым уровнем СФ напряжения для формирования пространственного вектора. Однако этот метод подходит только для АИН с семью или более уровнями.

Во многих исследованиях, нацеленных на оптимизацию напряжения НТ, минимизация СФ напряжения часто оказывается второстепенной задачей, и наоборот. Такое положение может объясняться тем, что основное внимание уделяется первичному критерию, в то время как другие задачи исследуются менее детально. Однако оптимизация как напряжения НТ, так и СФ напряжения является сложной задачей. Достижение оптимальных параметров по обоим критериям требует значительных усилий и времени на исследование. Рассмотрение одной проблемы без учета другой может не принести ожидаемых результатов на практике. В этом контексте оптимизация СФ напряжения предполагает сокращение времени существования его высоких уровней.

2.5. Сравнительный анализ эффективности систем управления автономного инвертора напряжения на основе пространственно-векторной ШИМ для трех классических последовательностей переключений

Несмотря на обширное освещение метода ПВШИМ в научной литературе, аспекты, связанные с воздействием различных ПП на характеристики АИН ПЧ, до сих пор остаются недостаточно изученными. В рамках данной работы был проведен сравнительный анализ для трех классических ПП: базовой, семиступенчатой и пятиступенчатой. Оценка проводится по четырем ключевым показателям, включая качество выходного тока, баланс напряжения НТ, потери на переключение и уровень напряжения СФ, которые определяются соответственно по формулам (1.2) – (1.5) [96, 99].

В примере в 1-м сегменте сектора I (рисунок 2.4 б) базовые векторы \bar{U}_{M1} , \bar{U}_{M2} и \bar{U}_0 используются для модуляции вектора \bar{U}_s при ПВШИМ по принципу (2.2):

$$\begin{cases} \bar{U}_s = \gamma_1 \bar{U}_{M1} \begin{Bmatrix} [\text{POO}] \\ [\text{ONN}] \end{Bmatrix} + \gamma_2 \bar{U}_{M2} \begin{Bmatrix} [\text{OON}] \\ [\text{PPO}] \end{Bmatrix} + \gamma_3 \bar{U}_0 \begin{Bmatrix} [\text{PPP}] \\ [\text{OOO}] \\ [\text{NNN}] \end{Bmatrix}; \\ \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 = 1. \end{cases} \quad (2.13)$$

Из системы уравнений (2.13) можно получить множество вариантов ПП, которые достигаются благодаря избыточным комбинациям малых и нулевых базовых векторов (таблица 2.2). Эти варианты оказывают различное влияние на качество выходного тока, коммутационные потери, напряжение НТ и СФ напряжение. Они предназначены для различных условий работы инвертора и обладают различными свойствами. Наибольшее применение для систем управления АИН получили три классических ПП: базовая, семиступенчатая и пятиступенчатая [86, 126, 143].

На рисунке 2.7 показана базовая ПП, предложенная в работе [143], для сектора I. Полная ПП для всех секторов представлена в таблице I в **приложении 1**. В данной ПП используются все избыточные комбинации состояний малых и нулевых базовых векторов, что приводит к росту коммутационных потерь. В частности, в 1-м сегменте на каждом периоде ШИМ требуется 12 пар

переключений силовых ключей, 8 пар в 3-м сегменте и 6 пар во 2-м и 4-м сегментах.

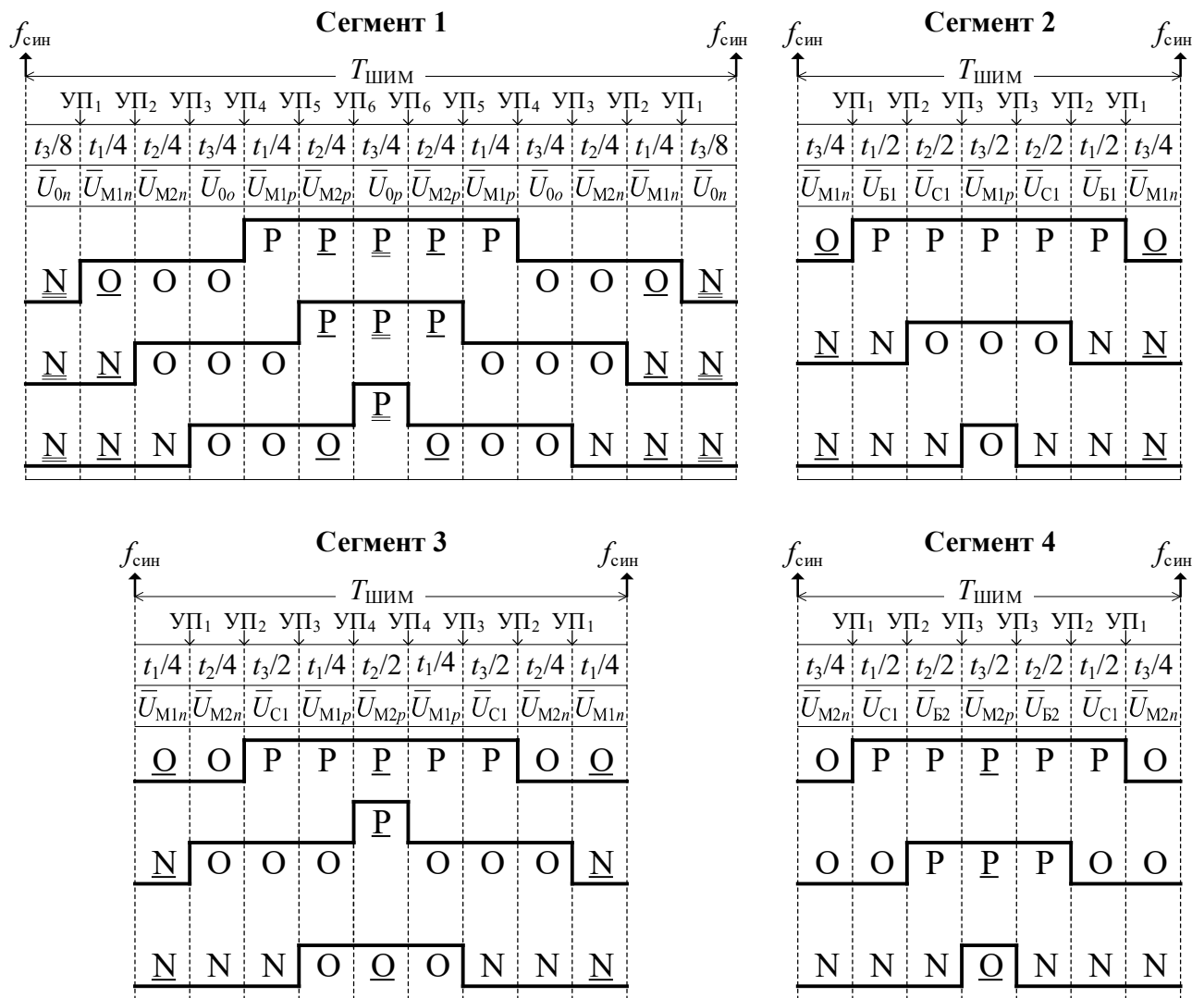


Рисунок 2.7 – Базовая ШИМ для сектора 1

Из рисунка 2.4 б следует, что коммутационные потери достигают максимального значения при изменении коэффициента модуляции в диапазоне $0 < \mu \leq 1/2$, т.к. в этом случае конец пространственного вектора \bar{U}_s находится только в 1-м сегменте. При значениях коэффициента модуляции μ от $1/2$ до $1/\sqrt{3}$ конец вектора \bar{U}_s проходит через 1-й и 3-й сегменты, что приводит к уменьшению коммутационных потерь. При дальнейшем увеличении значения коэффициента μ от $1/\sqrt{3}$ до 1 при отсутствии 1-го сегмента, рабочая область 2-го и 4-го сегментов расширяется, а 3-го сегмента сужается, что также приводит к снижению коммутационных потерь. Присутствие одновременно комбинаций p -типа и n -типа

в базовой ПП позволяет поддерживать баланс напряжения НТ за счет равномерного распределения их длительности включения за период ШИМ. Однако это приводит к возникновению высоких уровней $\pm U_d/3$ СФ напряжения, вызванных комбинациями состояния группы III в таблице 2.9 (комбинации состояний выделены одинарным подчеркиванием на рисунке 2.7). Кроме того, при использовании комбинаций [PPP] и [NNN] нулевого базового вектора группы IV возникают самые высокие уровни $\pm U_d/2$ СФ напряжения (комбинации состояний выделены двойным подчеркиванием на рисунке 2.7).

На рисунке 2.8 изображена семиступенчатая ПП, подробно рассмотренная в работе [126], для сектора I. Полная ПП для всех секторов представлена в таблице II в приложении 1. В отличие от базовой ПП, в данной ПП исключены комбинации [PPP] и [NNN] нулевого базового вектора для 1-го сегмента, что позволяет удалить самые высокие уровни $\pm U_d/2$ СФ напряжения.

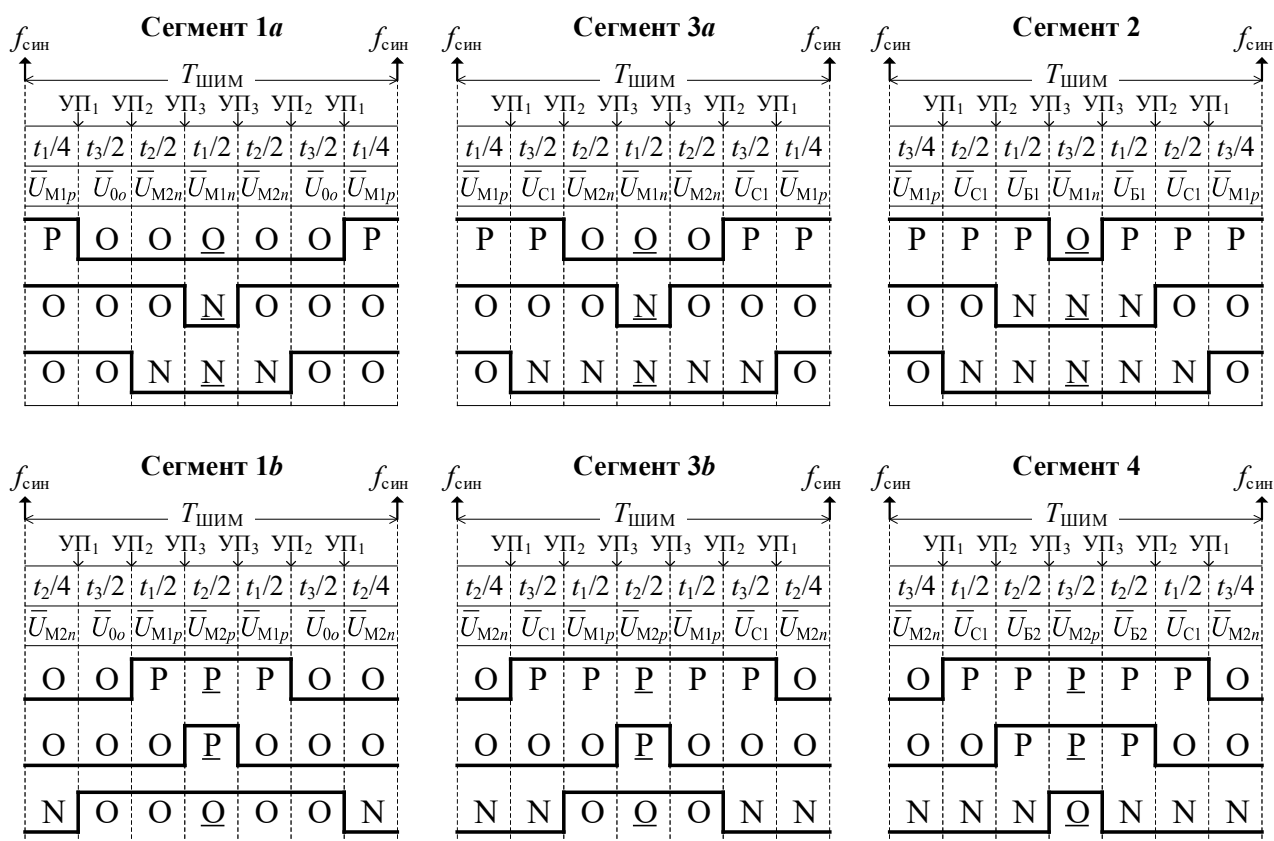


Рисунок 2.8 – Семиступенчатая ПП для сектора 1

В 1-м и 3-м сегментах, где участвуют два малых базовых вектора,

используются комбинации состояний как p -типа, так и n -типа только одного вектора, который имеет более длительную продолжительность включения в течение одного периода ШИМ. Такой вектор называется **доминирующим малым базовым вектором**, так как он имеет наибольшую продолжительность включения. Например, в области « a » 1-го или 3-го сегмента доминирующим малым базовым вектором выбирается вектор \bar{U}_{M1} , а в области « b » – вектор \bar{U}_{M2} (рисунок 2.4 б). Для обеспечения приемлемого баланса напряжения НТ в данной ПП необходимо применять равномерное распределение длительности включений комбинаций состояний p - и n -типов доминирующего малого базового вектора. В семиступенчатой ПП применяются комбинации состояния группы III (таблица 2.9), что вызывает высокие уровни $\pm U_d/3$ СФ напряжения (комбинации состояний выделены одинарным подчеркиванием на рисунке 2.8). Из рисунка 2.8 видно, что данная ПП требует 6 пар переключений силовых ключей за каждый период ШИМ, а также 2 дополнительных пары при переходе к областям « a » и « b ».

Пятиступенчатая ПП, изображенная на рисунке 2.9, была построена путем исключения комбинаций состояний группы III, присутствующих в семиступенчатой ПП, как показано в работе [86] для сектора I. Полная ПП для всех секторов представлена в таблице III в **приложении 1**. Это означает, что для модуляции пространственного вектора используются только комбинации состояний групп I и II из таблицы 2.9, что обеспечивает низкие уровни СФ напряжения. Кроме того, коммутационные потери снижаются, так как здесь осуществляется всего 4 пары переключений силовых ключей за каждый период ШИМ и 2 дополнительные пары переключений при переходе между областями « a » и « b ». Однако для пятиступенчатой ПП использование только одного типа комбинаций состояний (p -тип или n -тип) в каждом сегменте приводит к существенному дисбалансу напряжения НТ. Это является основным недостатком данной ПП.

Имитационная модель ЭП-ПЧ при реализации трех классических ПП в системе управления АИН была построена на основе общей модели, представленной на рисунке 2.5. Здесь следует отметить, что в ПВШИМ модуляторе

вычислитель УП осуществляет расчет 2 УП для пятиступенчатой ПП (рисунок 2.9) и 3 УП для семиступенчатой ПП (рисунок 2.8). При использовании базовой ПП требуется 6 УП для 1-го сегмента, 4 УП для 3-го сегмента и 3 УП для 2-го и 4-го сегментов (рисунок 2.7). Модуль памяти осуществляет хранение кодов состояния силовых ключей инвертора для базовой, семиступенчатой и пятиступенчатой ПП, приведенных в таблицах I, II и III соответственно в **приложении 1**.

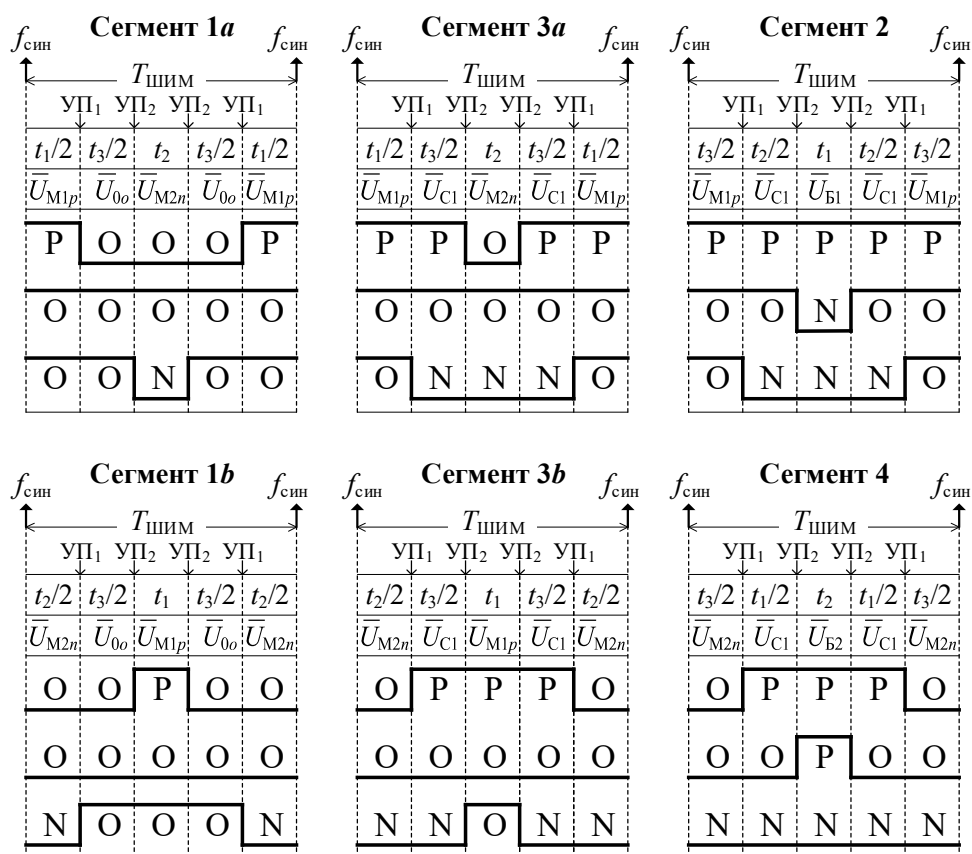


Рисунок 2.9 – Пятиступенчатая ПП для сектора 1

Полученные результаты по четырем показателям $\delta u_{нт.м}$, K_i , $n_{ПК}$, $\gamma_{сф}$ в зависимости от коэффициента модуляции μ и их средние значения по всему диапазону коэффициента μ от 0 до 1 представлены на рисунках 2.10 и 2.11.

Анализ зависимости $\delta u_{нт.м}$ от коэффициента модуляции μ позволяет сделать следующие выводы:

– Коэффициент $\delta u_{нт.м}$ для пятиступенчатой ПП достигает максимального значения 16,3% при $\mu = 0,75$, для семиступенчатой ПП – 10,57% при $\mu = 1$, а для базовой ПП – 10,5% при $\mu = 1$ (рисунок 2.10 а). Средние значения этого

коэффициента по всему диапазону коэффициента μ от 0 до 1 составляют 8,69%, 6,08% и 3,38% соответственно (рисунок 2.11). Это ясно свидетельствует о том, что оптимальный баланс напряжения НТ обеспечивается в базовой ПП, тогда как менее удовлетворительные результаты наблюдаются у семиступенчатой ПП и особенно у пятиступенчатой ПП.

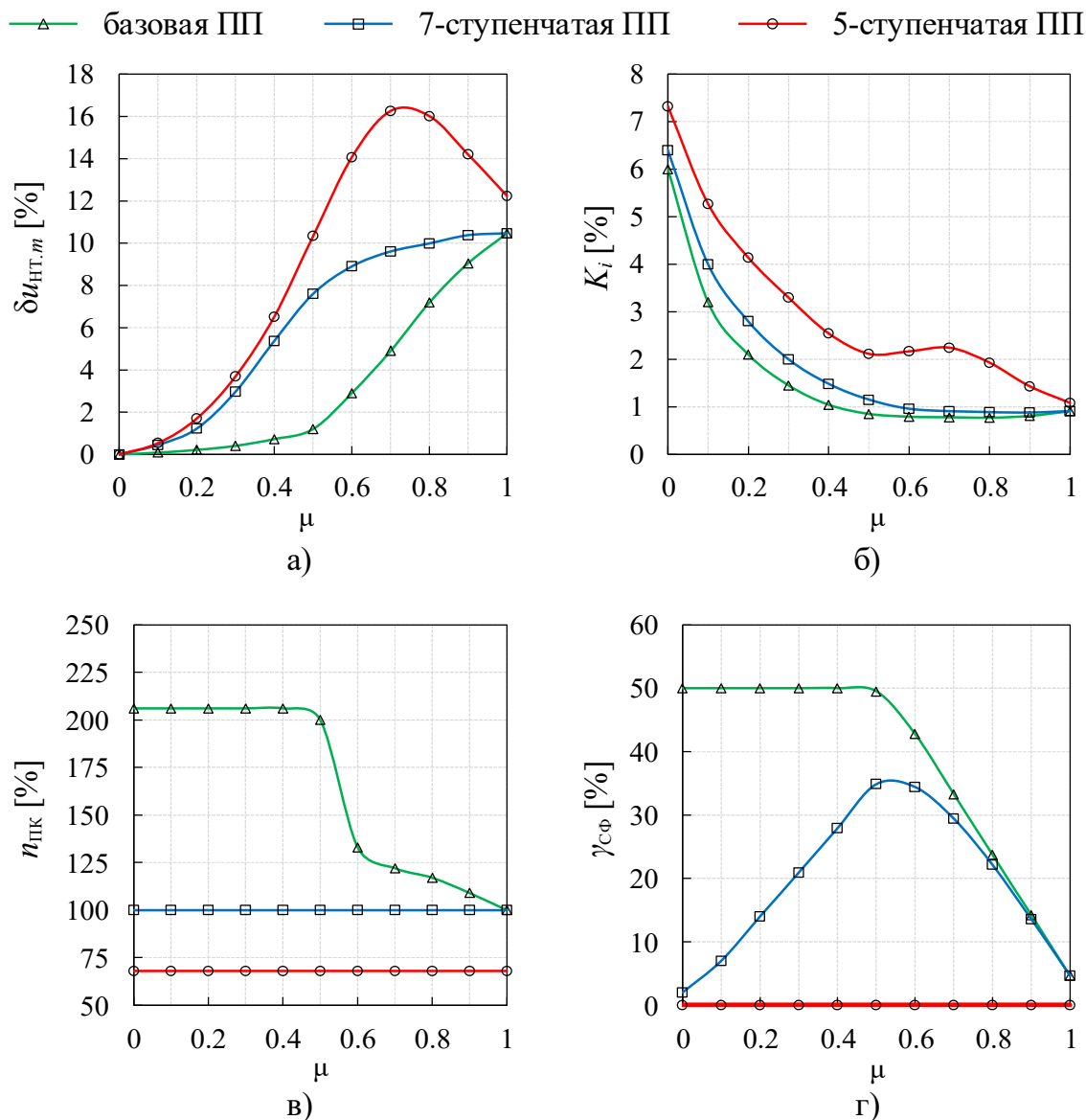


Рисунок 2.10 – Величины $\delta u_{НТ.м}$ (а), K_i (б), $n_{ПК}$ (в), $\gamma_{сф}$ (г) при изменении коэффициента модуляции μ

– Когда коэффициент μ изменяется в пределах от 0 до 0,5, для базовой ПП наблюдается очень низкое значение $\delta u_{НТ.м}$. Это связано с равномерным распределением комбинаций состояний p - и n -типа малых базовых векторов в

любом сегменте. В случае семиступенчатой ПП величина $\delta u_{нт.м}$ существенно возрастает до 7,6% при $\mu = 0,5$ из-за значительного влияния малых базовых векторов. Для пятиступенчатой ПП коэффициент $\delta u_{нт.м}$ резко увеличивается до 10,3% при $\mu = 0,5$, поскольку в каждом сегменте используется только одна комбинация состояний n -типа или p -типа малых базовых векторов на каждом периоде ШИМ.

– При изменении коэффициента μ в диапазоне от 0,5 до 1 для базовой и семиступенчатой ПП значение $\delta u_{нт.м}$ также увеличивается, достигая максимального значения при $\mu = 1$. Это объясняется использованием средних базовых векторов при модуляции пространственного вектора во 2, 3 и 4 сегментах (таблица 2.4), а также достижением максимальной амплитуды тока нагрузки при $\mu = 1$. Для пятиступенчатой ПП коэффициент $\delta u_{нт.м}$ достигает максимума в 16,3% при $\mu = 0,75$, а не при $\mu = 1$, где он составляет 12,2%. Причиной такого поведения является значительное влияние комбинаций состояний p -типа или n -типа малых базовых векторов при $\mu = 0,75$, а при увеличении коэффициента μ свыше 0,75 длительность включения малых базовых векторов уменьшается, тогда как длительность средних и больших – увеличивается.

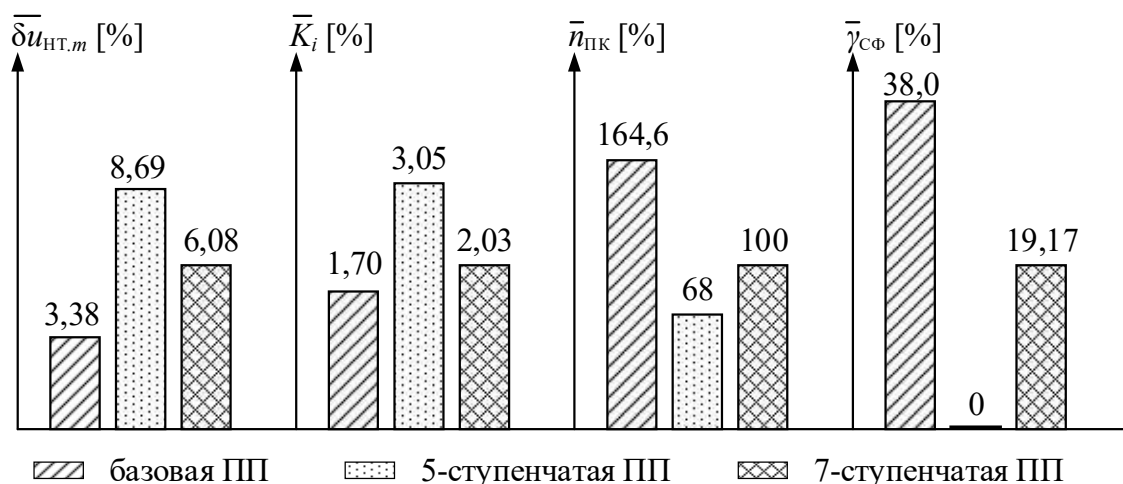


Рисунок 2.11 – Сравнение трех классических ПП

На рисунке 2.10 б представлена зависимость суммарного коэффициента гармонического искажения фазного тока K_i от коэффициента модуляции μ . При значениях μ , близком к нулю, K_i достигает максимального значения: 7,32% для

пятиступенчатой ПП, 6,4% для семиступенчатой ПП и 5,98% для базовой ПП. Эти различия объясняются использованием разного количества уровней переключений для формирования пространственного вектора напряжения: в базовой ПП используется более трех уровней, в семиступенчатой ПП – три уровня, а в пятиступенчатой ПП – только два. В результате точность формирования кривых выходных напряжений и токов повышается при использовании базовой ПП. С уменьшением коэффициента μ величина K_i возрастает для всех типов ПП, поскольку амплитуда первой гармоники тока уменьшается при активно-индуктивной нагрузке, что приводит к более выраженному влиянию высших гармоник тока (см. выражение (1.2)). Более того, средние значения \bar{K}_i во всем диапазоне коэффициента μ от 0 до 1 составляют 3,05%, 2,03% и 1,72% соответственно (рисунок 2.11). Это подтверждает, что улучшение качества тока нагрузки наиболее эффективно достигается в базовой ПП, в то время как семиступенчатая и особенно пятиступенчатая ПП показывают менее удовлетворительные результаты.

На рисунке 2.10 в представлена зависимость относительного числа пар переключений силовых ключей $n_{ПК}$ от коэффициента модуляции μ . Базовая ПП требует значительно большего числа переключений по сравнению с семиступенчатой и пятиступенчатой ПП, особенно это заметно в первом сегменте работы системы, где $n_{ПК}$ достигает 206%. В остальных сегментах, при больших значениях коэффициента μ , $n_{ПК}$ снижается до уровней от 206% до 100%. Семиступенчатая ПП показывает стабильное значение $n_{ПК}$, равное 100%, что указывает на двукратное снижение числа переключений силовых ключей по сравнению с базовой ПП для области $\mu \leq 0,5$, а пятиступенчатая ПП с $n_{ПК} = 68\%$ демонстрирует даже трехкратное снижение. Среднее значение $\bar{n}_{ПК}$ по всему диапазону коэффициента μ для базовой ПП составляет 164,6%, что на 64,6% выше, чем у семиступенчатой ПП. Пятиступенчатая ПП показывает уменьшение этого показателя на 32% по сравнению с семиступенчатой, что говорит о значительно меньших коммутационных потерях. Таким образом, с точки зрения минимизации коммутационных потерь, пятиступенчатая ПП представляет собой наиболее

эффективное решение, а базовая ПП наименее эффективна.

На рисунке 2.10 г представлена зависимость коэффициента $\gamma_{\text{СФ}}$ от коэффициента модуляции μ . Для пятиступенчатой ПП данный коэффициент равен 0, так как в данном случае СФ напряжение формируется исключительно из уровней 0 и $\pm U_d/6$ (рисунок 2.12 в). При использовании семиступенчатой и базовой ПП добавляются высокие уровни $\pm U_d/3$ в составе СФ напряжения (рисунок 2.12 а, б), и особенно, при базовой ПП в первом сегменте добавляется наивысшие уровни $\pm U_d/2$ (рисунок 2.12 а). Это неизбежно приводит к росту коэффициента $\gamma_{\text{СФ}}$ (рисунок 2.10 г). Величина $\gamma_{\text{СФ}}$ достигает максимального значения 50% при изменении коэффициента μ от 0 до 0,5 для базовой ПП и 34,9% при μ около 0,5 для семиступенчатой ПП, что объясняется увеличением длительностей включения малых базовых векторов. Среднее значение $\bar{\gamma}_{\text{СФ}}$ во всем диапазоне коэффициента μ составляет 38,0% для базовой ПП, и 19,17% для семиступенчатой ПП.

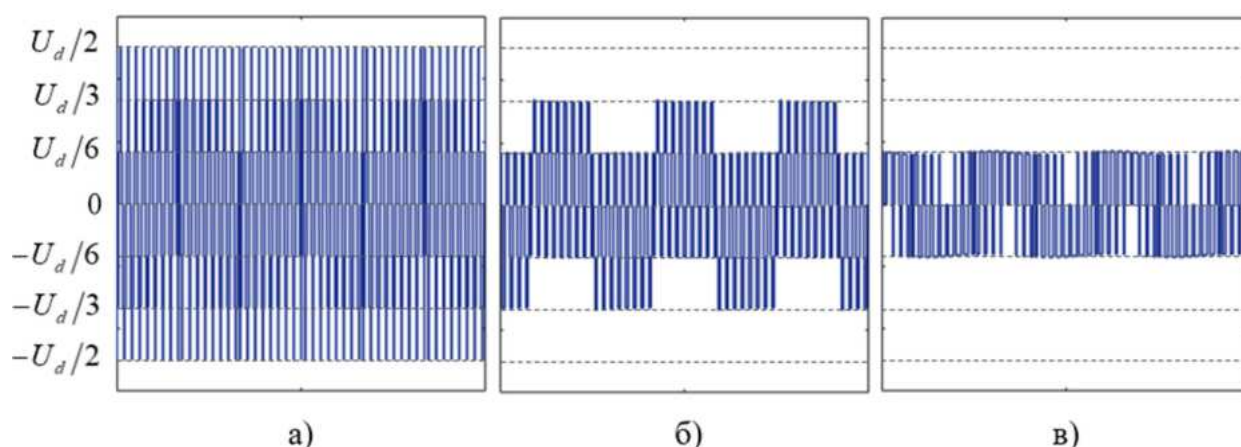


Рисунок 2.12 – Временные диаграммы СФ напряжения при $\mu = 0,4$ для базовой (а), семиступенчатой (б), и пятиступенчатой (в) ПП

2.6. Выводы

1. В данной главе проведен анализ силовой схемы и системы управления на основе ПВШИМ для АИН в составе ЭП-ПЧ, что позволяет выделить их недостатки.
2. Проведен анализ и уточнение общего принципа ПВШИМ для системы управления АИН ПЧ. Разработана общая модель в среде *Matlab & Simulink*, что позволило оценить эффективность системы управления по различным ПВШИМ.

3. Проведен анализ двух ключевых технических проблем АИН в составе ЭП-ПЧ: дисбаланса напряжения НТ и возникновения СФ напряжения.

4. Проведен сравнительный анализ трех классических ПП, что позволил выделить их особенности:

– базовая ПП обеспечивает оптимальное качество выходного тока и способствует балансу напряжения НТ, однако сопровождается высокими уровнями СФ напряжения, а также резким ростом коммутационных потерь;

– пятиступенчатая ПП устраняет недостатки базовой ПП, но существенно ухудшает качество выходного тока и баланс напряжения НТ;

– учитывая одновременно четыре рассматриваемых критерия, следует отдать предпочтение семиступенчатой ПП, которая обеспечивает все четыре показателя на приемлемом уровне.

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНОЙ ШИМ ДЛЯ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ В СОСТАВЕ ТРЕХУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬНОЙ ТОЧКОЙ

3.1. Разработка усовершенствованной системы управления автономного инвертора напряжения на основе пространственно-векторной ШИМ с пятиступенчатой последовательностью переключений (ПВШИМ 1)

Важнейшим преимуществом пятиступенчатой ПП является использование меньшего числа переключений силовых ключей за период ШИМ, что обеспечивает возможность минимизации коммутационных потерь. Однако использование этой ПП вызывает дисбаланс напряжения НТ [144]. Для решения этой проблемы в данной работе предлагаются различные варианты пятиступенчатой ПП, которые по-разному влияют на напряжение НТ. Предложен технический способ перехода между ними с целью минимизации отклонения напряжения НТ [145].

Пространственный вектор \bar{U}_s , согласно (2.13), может быть представлен в виде следующих комбинаций состояний ближайших базовых векторов:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{U}_s = \gamma_1 \begin{Bmatrix} [POO] \\ [ONN] \end{Bmatrix} + \gamma_2 \begin{Bmatrix} [PPO] \\ [OON] \end{Bmatrix} + \gamma_3 \begin{Bmatrix} [PPP] \\ [OOO] \\ [NNN] \end{Bmatrix}, \\ \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 = 1. \end{array} \right. \quad (3.1)$$

Здесь исключены комбинации состояний [PPP] и [NNN] нулевого базового вектора, которые вызывают наивысшие уровни $\pm U_{dc} / 2$ СФ напряжения (таблица 2.9). Согласно (3.1), можно привести множество вариантов ПП благодаря избыточным комбинациям малого и нулевого базового векторов (таблица 2.2). Принимая во внимание требования к минимальным коммутационным потерям, были найдены следующие четыре варианта пятиступенчатой ПП для сегмента 1 (сектор I):

– вариант «P»: $[OOO] \rightarrow [POO] \rightarrow [PPO] \rightarrow [POO] \rightarrow [OOO]$,

- вариант «PN»: [POO] → [OOO] → [OON] → [OOO] → [POO],
- вариант «NP»: [OON] → [OOO] → [POO] → [OOO] → [OON],
- вариант «N»: [OOO] → [OON] → [ONN] → [OON] → [OOO].

Можно увидеть, что для малых базовых векторов в варианте «P» используются только комбинации состояний *p*-типа, в варианте «N» – комбинации *n*-типа, в вариантах «PN» и «NP» – оба типа комбинаций. На первую позицию ПП варианта «PN» ставится комбинация *p*-типа, а на первую позицию ПП варианта «NP» – комбинация *n*-типа. Варианты пятиступенчатой ПП для сектора I в любом из 4 сегментов сведены в таблице 3.1. Полная ПП для всех секторов представлена в таблице IV в **приложении 1**.

Эти варианты ПП по-разному влияют на напряжение НТ из-за различных характеристик базовых векторов, как показано на рисунке 3.1. Напряжение НТ увеличивается при использовании варианта «P» и уменьшается при использовании варианта «N». В результате использование только варианта «P» или только варианта «N» во всех секторах вызовет серьезный дисбаланс напряжения НТ.

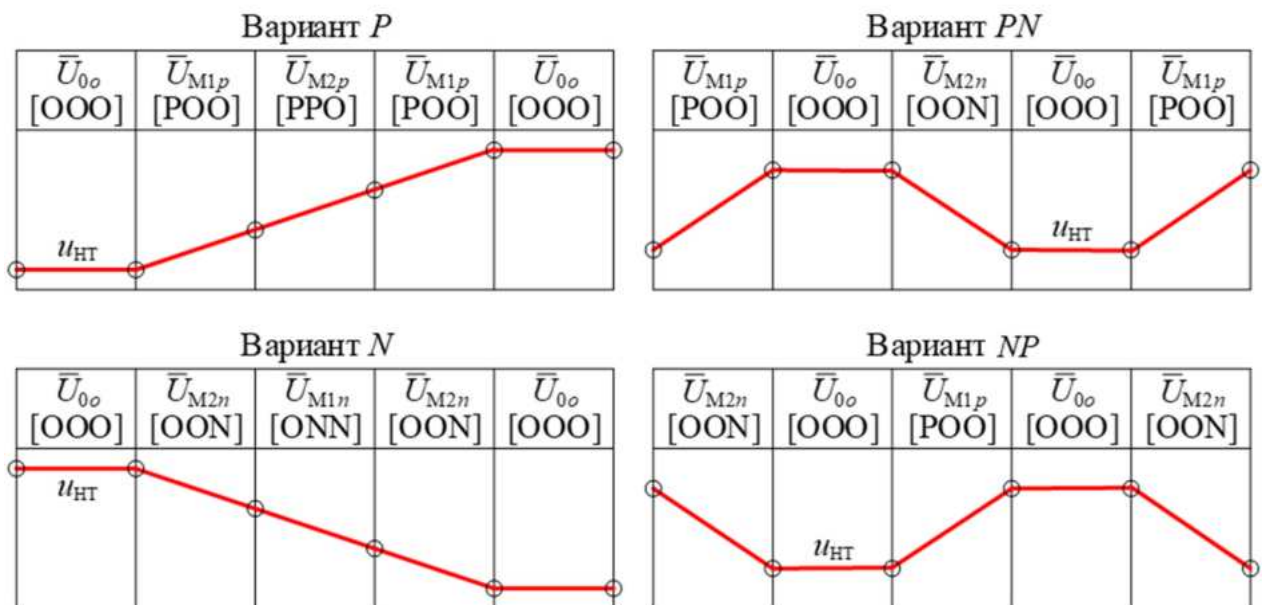


Рисунок 3.1 – Изменение напряжения НТ в вариантах пятиступенчатой ПП

При использовании вариантов «PN» и «NP» напряжение НТ может быть увеличено или уменьшено в зависимости от разницы между длительностями включения комбинаций *p*-типа и *n*-типа малых базовых векторов в течение периода

ШИМ. Следовательно, раздельное использование любого из этих двух вариантов не обеспечивает высокой эффективности для баланса напряжения НТ. Кроме того, варианты «PN» и «NP» позволяют сформировать только низкие уровни СФ напряжения [86]. Таким образом, необходимо выбрать оптимальный вариант пятиступенчатых ПП в соответствии с измеренным отклонением напряжения НТ Δu_{HT} (или относительным отклонением напряжения НТ δu_{HT}) в звене DC.

Таблица 3.1. Варианты пятиступенчатой ПП для сектора I

Сегмент	ПП	Вариант
Сегмент 1	$\bar{U}_{0o} \rightarrow \bar{U}_{M1p} \rightarrow \bar{U}_{M2p} \rightarrow \bar{U}_{M1p} \rightarrow \bar{U}_{0o}$ [OOO] [POO] [PPO] [POO] [OOO]	<i>P</i>
	$\bar{U}_{M1p} \rightarrow \bar{U}_{0o} \rightarrow \bar{U}_{M2n} \rightarrow \bar{U}_{0o} \rightarrow \bar{U}_{M1p}$ [POO] [OOO] [OON] [OOO] [POO]	<i>PN</i>
	$\bar{U}_{M2n} \rightarrow \bar{U}_{0o} \rightarrow \bar{U}_{M1p} \rightarrow \bar{U}_{0o} \rightarrow \bar{U}_{M2n}$ [OON] [OOO] [POO] [OOO] [OON]	<i>NP</i>
	$\bar{U}_{0o} \rightarrow \bar{U}_{M2n} \rightarrow \bar{U}_{M1n} \rightarrow \bar{U}_{M2n} \rightarrow \bar{U}_{0o}$ [OOO] [OON] [ONN] [OON] [OOO]	<i>N</i>
Сегмент 2	$\bar{U}_{M1p} \rightarrow \bar{U}_{C1} \rightarrow \bar{U}_{B1} \rightarrow \bar{U}_{C1} \rightarrow \bar{U}_{M1p}$ [POO] [PON] [PNN] [PON] [POO]	<i>P</i>
	$\bar{U}_{C1} \rightarrow \bar{U}_{B1} \rightarrow \bar{U}_{M1n} \rightarrow \bar{U}_{B1} \rightarrow \bar{U}_{C1}$ [PON] [PNN] [ONN] [PNN] [PON]	<i>N</i>
Сегмент 3	$\bar{U}_{C1} \rightarrow \bar{U}_{M1p} \rightarrow \bar{U}_{M2p} \rightarrow \bar{U}_{M1p} \rightarrow \bar{U}_{C1}$ [PON] [POO] [PPO] [POO] [PON]	<i>P</i>
	$\bar{U}_{M1p} \rightarrow \bar{U}_{C1} \rightarrow \bar{U}_{M2n} \rightarrow \bar{U}_{C1} \rightarrow \bar{U}_{M1p}$ [POO] [PON] [OON] [PON] [POO]	<i>PN</i>
	$\bar{U}_{M2n} \rightarrow \bar{U}_{C1} \rightarrow \bar{U}_{M1p} \rightarrow \bar{U}_{C1} \rightarrow \bar{U}_{M2n}$ [OON] [PON] [POO] [PON] [OON]	<i>NP</i>
	$\bar{U}_{C1} \rightarrow \bar{U}_{M2n} \rightarrow \bar{U}_{M1n} \rightarrow \bar{U}_{M2n} \rightarrow \bar{U}_{C1}$ [PON] [OON] [ONN] [OON] [PON]	<i>N</i>
Сегмент 4	$\bar{U}_{C1} \rightarrow \bar{U}_{B2} \rightarrow \bar{U}_{M2p} \rightarrow \bar{U}_{B2} \rightarrow \bar{U}_{C1}$ [PON] [PPN] [PPO] [PPN] [PON]	<i>P</i>
	$\bar{U}_{M2n} \rightarrow \bar{U}_{C1} \rightarrow \bar{U}_{B2} \rightarrow \bar{U}_{C1} \rightarrow \bar{U}_{M2n}$ [OON] [PON] [PPN] [PON] [OON]	<i>N</i>

Введя опорную ошибку ε , принцип выбора оптимального варианта пятиступенчатой ПП показан на рисунке 3.2 и приведен в таблице 3.2. Идея выбора оптимальной пятиступенчатой ПП заключается в том, чтобы вызвать изменение напряжения НТ в направлении, противоположном направлению измеренного напряжения НТ. Например, для сегментов 1 и 3 выбор ПП зависит от знака и величины относительного отклонения δu_{HT} . В случае $|\delta u_{HT}| < \varepsilon$ приоритет включения отдается вариантам «PN» и «NP», обеспечивающим низкие уровни СФ напряжения. Для сегментов 2 и 4 выбор ПП зависит только от знака δu_{HT} .

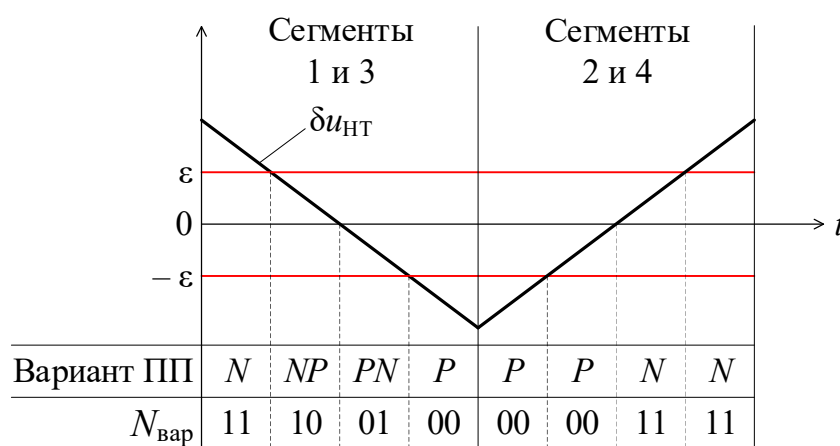


Рисунок 3.2 – Принцип выбора оптимального варианта ПП

Таблица 3.2 – Условие выбора оптимального варианта ПП

Сегмент	Условие	Оптимальный вариант ПП	Двухбитное кодирование $N_{\text{вар}}$
1 и 3	$\delta u_{HT} > \varepsilon$	«N»	11
	$0 < \delta u_{HT} \leq \varepsilon$	«NP»	10
	$-\varepsilon < \delta u_{HT} \leq 0$	«PN»	01
	$\delta u_{HT} \leq -\varepsilon$	«P»	00
2 и 4	$\delta u_{HT} < 0$	«P»	00
	$\delta u_{HT} \geq 0$	«N»	11

При переходе между вариантами пятиступенчатой ПП может потребоваться 0 (рисунок 3.3 а), 1 (рисунок 3.3 б) или 2 (рисунок 3.3 в) дополнительных пар переключений силовых ключей. С другой стороны, переход между этими вариантами основан на сравнении относительного отклонения δu_{HT} и опорной

ошибки ε , следовательно, заранее неизвестно, сколько дополнительных переключений потребуется, что приводит к потере контроля над количеством переключений при переходах, требующих 1 или 2 дополнительных переключений. В этом заключается недостаток предложенного алгоритма.

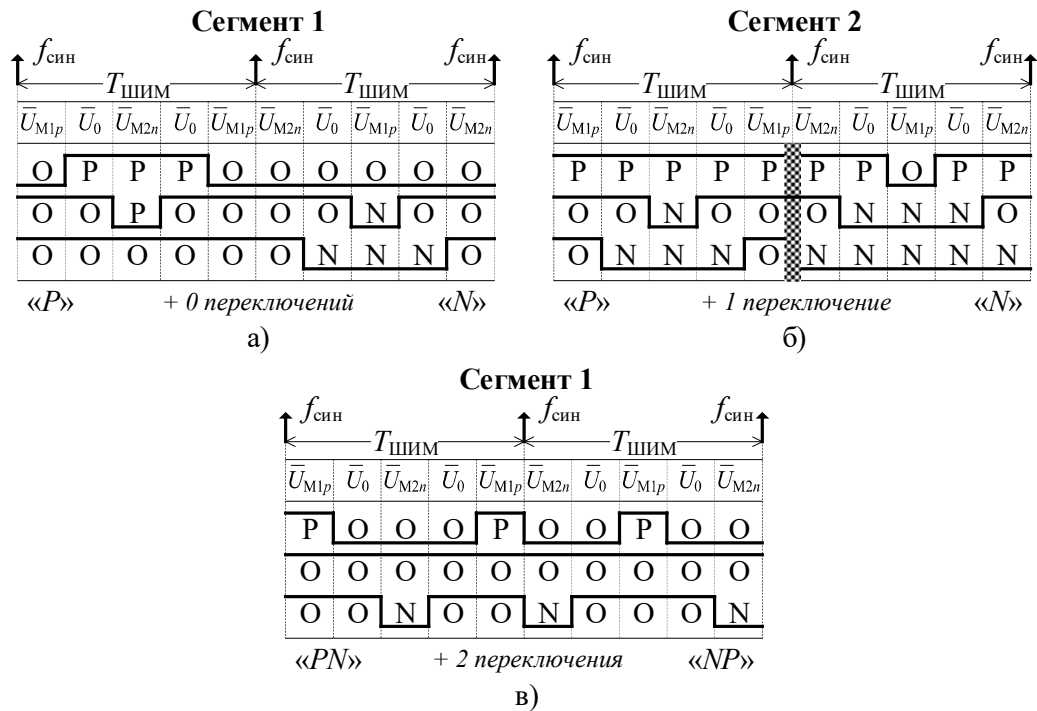


Рисунок 3.3 – Переход между двумя вариантами пятиступенчатой ПП для сектор I

Имитационная модель ЭП-ПЧ при реализации ПВШИМ 1 в системе управления АИН была построена на основе общей модели, представленной на рисунке 2.5. При этом модулятор ПВШИМ был специально разработан для усовершенствованной системы управления, как показано на рисунке 3.4.

Селектор варианта ПП выполняет выбор наиболее подходящего варианта ПП по принципу, показанному на рисунке 3.5. На вход блока подаются измеренное относительное отклонение $\delta_{иНТ}$ и опорная относительная ошибка ε .

Вычислитель УП выполняет определение уровней переключения $УП_1 = \gamma_i$ и $УП_2 = УП_1 + \gamma_i$ ($i, j = 1 \dots 3$). Здесь i и j зависят не только от положения модулирующего пространственного вектора ($N_{сек}, N_{сег}$), но и от номера выбранного варианта ПП ($N_{вар}$). Данный $N_{вар}$ кодируется двухбитным двоичным кодом, который содержит информацию о выборе оптимального варианта ПП: 00 – вариант «P», 01 – вариант «PN», 10 – вариант «NP» и 11 – вариант «N».

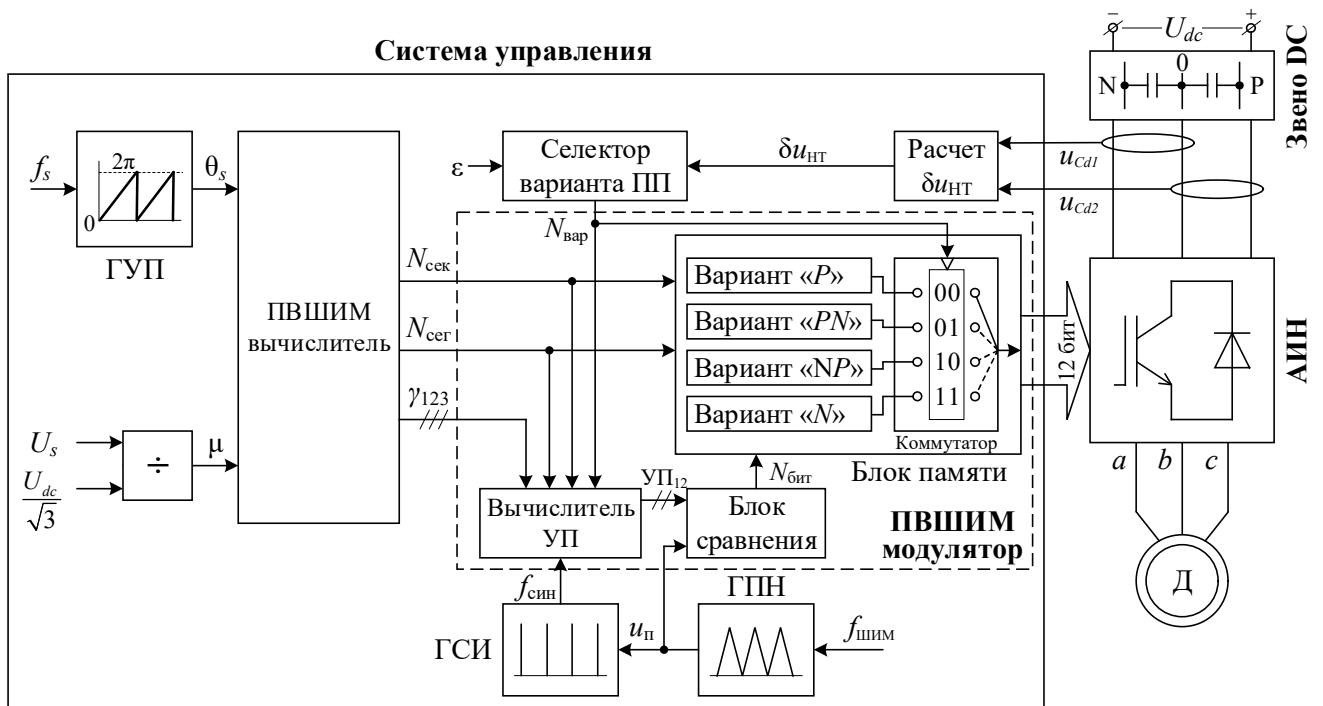


Рисунок 3.4 – Функциональная схема ЭП-ПЧ с системой управления АИН по ПВШИМ 1

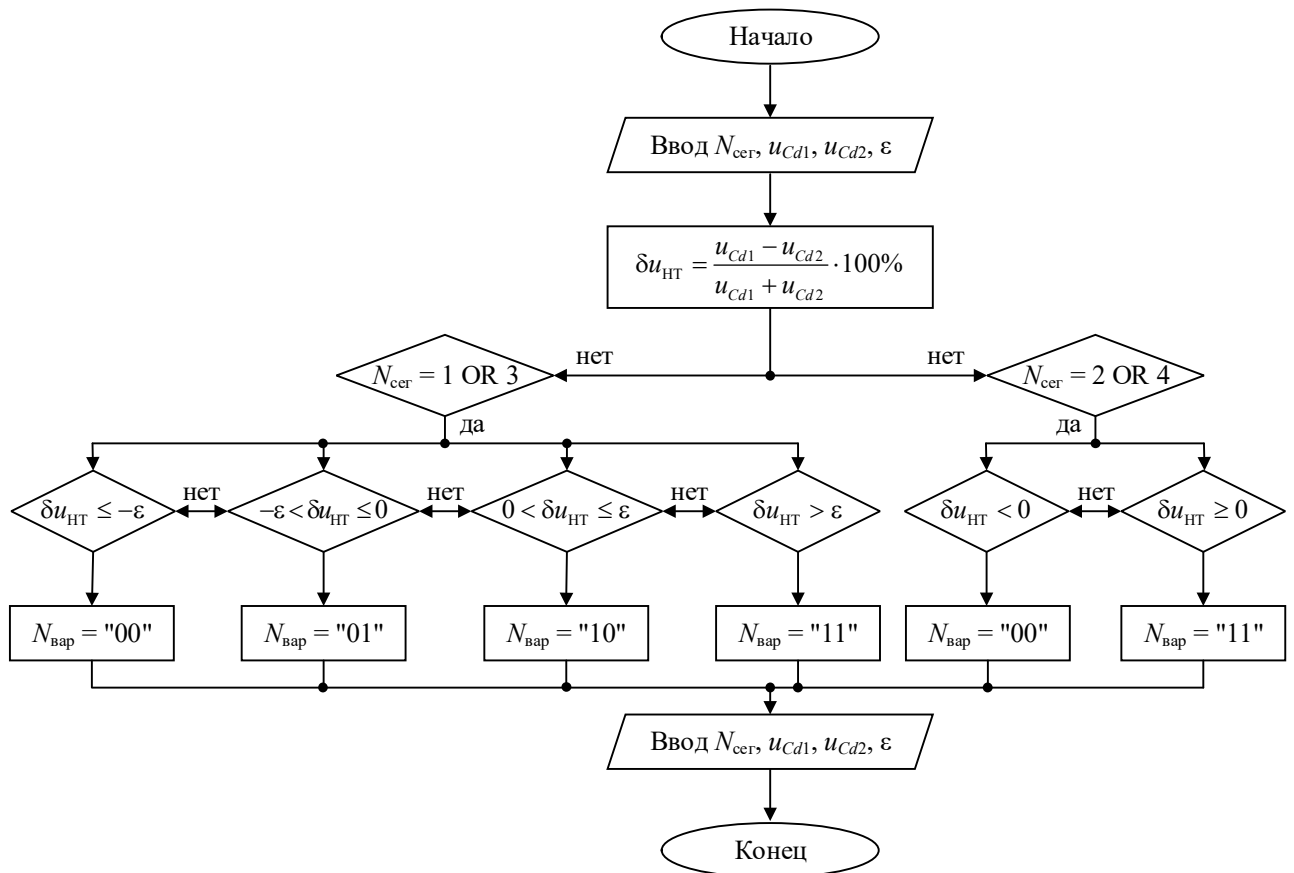


Рисунок 3.5 – Блок-схема алгоритма выбора оптимального варианта ПП при ПВШИМ 1

Блок памяти хранит коды состояния силовых ключей инвертора для любого сегмента и сектора (таблица IV в **приложении 1**). Четырехпозиционный коммутатор, в зависимости от двоичного кода $N_{\text{вар}}$, включает оптимальную ПП и формирует на выходе 12-битный управляющий сигнал для силовых ключей инвертора.

На рисунках 3.6 и 3.7 представлены кривые относительного отклонения напряжения НТ и выходного линейного напряжения при использовании только варианта «P» или только варианта «N».

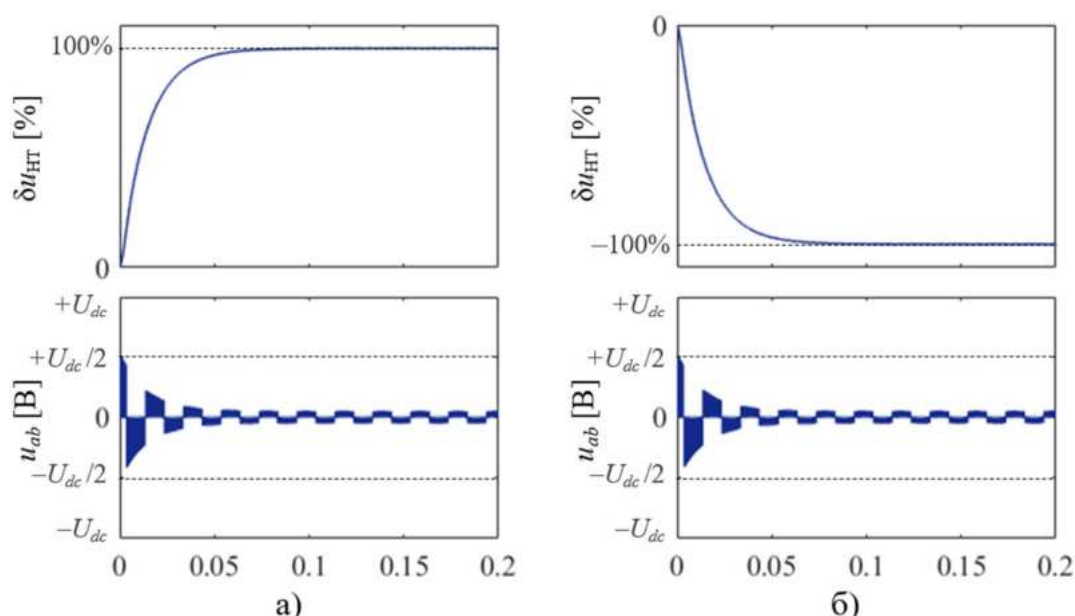


Рисунок 3.6 – Временные диаграммы величины $\delta u_{\text{НТ}}$ и выходного линейного напряжения u_{ab} при коэффициенте модуляции $\mu = 0,4$ для включения:
а) только варианта «P»; б) только варианта «N»

При этом коэффициент $\delta u_{\text{НТ},m}$ составляет 100%, что вызывает серьезный дисбаланс напряжения НТ. В установившемся режиме напряжение на нижнем конденсаторе $u_{cd1} = U_{dc}$ и на верхнем конденсаторе $u_{cd2} = 0$ при использовании только варианта «P», и наоборот: $u_{cd1} = 0$, а $u_{cd2} = U_{dc}$ при использовании только варианта «N». Следовательно, формирование выходного линейного напряжения не обеспечивается малым базовым вектором, что приводит к отсутствию выходного напряжения при $\mu = 0,4$ или к генерации только трех уровней выходного напряжения $-U_{dc}$, 0 , $+U_{dc}$ при $\mu = 0,8$. Таким образом, применение только одного варианта ПП во всех секторах запрещено на практике.

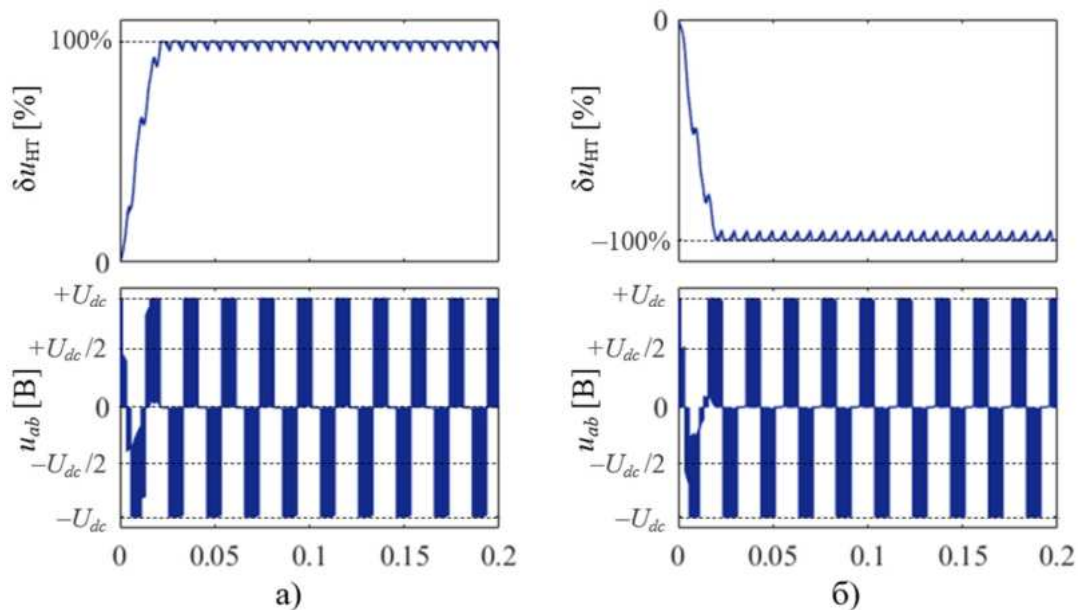


Рисунок 3.7 – Временные диаграммы величины δu_{HT} и выходного линейного напряжения u_{ab} при коэффициенте модуляции $\mu = 0,8$ для включения:
 а) только варианта «P»; б) только варианта «N»

Как показано в результатах сравнительного анализа трех классических ПП при реализации ПВШИМ в системе управления (рисунок 2.11), использование классической пятиступенчатой ПП значительно ухудшает баланс напряжения НТ и качество выходного тока. В связи с этими двумя критериями, коэффициенты $\delta u_{HT,m}$ и K_i в зависимости от коэффициента модуляции μ для ПВШИМ с классическими семиступенчатой и пятиступенчатой ПП, а также ПВШИМ 1 представлены на рисунке 3.8.

Можно заметить, что алгоритм ПВШИМ 1 существенно уменьшает значение $\delta u_{HT,m}$ при изменении коэффициента μ от 0 до 1. Например, при $\mu = 0,75$ $\delta u_{HT,m}$ достигает максимального значения 16,3% при использовании классической пятиступенчатой ПП, 9,8% при использовании классической семиступенчатой ПП, но уменьшается до 6,2% при ПВШИМ 1. Кроме того, среднее значение $\overline{\delta u_{HT,m}}$ по всему диапазону коэффициента μ составляет 8,69%, 6,08% и 4,68% соответственно.

С точки зрения качества тока нагрузки, при использовании ПВШИМ 1 коэффициент K_i значительно снижается по сравнению с использованием классической пятиступенчатой ПП, но все еще остается выше, чем у алгоритма

ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП. Средние значения \bar{K}_i , расположенные в порядке убывания, составляют 3,05%, 2,67% и 2,03%.

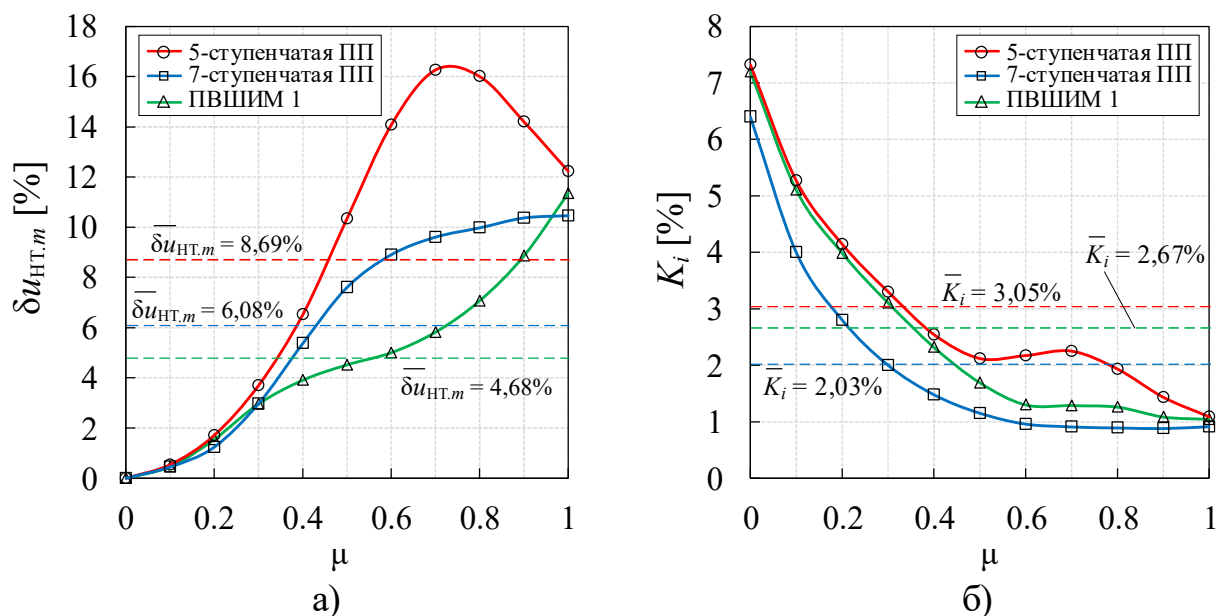


Рисунок 3.8 – Величины $\delta u_{NT.m}$ (а), K_i (б) при изменении коэффициента μ

Таким образом, можно сделать вывод, что усовершенствованная система управления АИН на основе ПВШИМ 1 устранила основные недостатки классической пятиступенчатой ПП, значительно улучшив баланс напряжения НТ. Однако для ЭП большой мощности, где предъявляются строгие требования к качеству электроэнергии из-за низкой частоты коммутации, данный алгоритм не является оптимальным выбором.

3.2. Разработка усовершенствованной системы управления автономного инвертора напряжения на основе пространственно-векторной ШИМ с семиступенчатой последовательностью переключений (ПВШИМ 2)

Основной особенностью системы управления АИН, основанной на ПВШИМ с семиступенчатой ПП, является способность контролировать напряжение НТ, что осуществляется за счет регулирования длительности включения различных типов комбинаций состояний малых базовых векторов [108, 126]. Существующие методы позволяют снизить уровень отклонения напряжения НТ, но не устраняют его полностью, что подчеркивает актуальность задачи разработки алгоритмов

управления балансом напряжения НТ с минимальными отклонениями [116, 118]. В данной работе предлагается усовершенствованная система управления АИН на основе ПВШИМ 2, которая позволяет более эффективно балансировать напряжение НТ, что способствует улучшению надежности эксплуатации и энергосбережения ЭП-ПЧ.

В работе [126] предложена семиступенчатая ПП, построенная на основе четырех различных комбинаций состояний, симметричных относительно полупериода ШИМ. Полная ПП для всех секторов представлена в таблице II в **приложении 1**. При реализации данной ПП в системе управления вычисляются три уровня переключений $УП_1$, $УП_2$, $УП_3$ (рисунок 3.9). Основным принципом управления балансом напряжения НТ при использовании семиступенчатой ПП является распределение длительностей включения комбинаций состояний p -типа и n -типа малых базовых векторов в соответствии с определенной методикой.

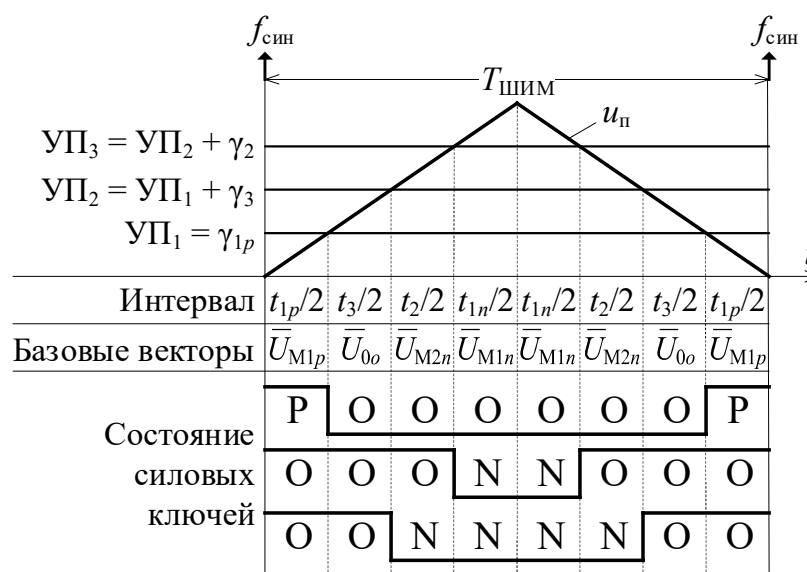


Рисунок 3.9 – Реализация ПВШИМ с семиступенчатой ПП для сегмента 1а (сектор I)

Для ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП в сегментах 2 и 4 используется только один малый базовый вектор, чья общая длительность включения комбинаций состояний p -типа и n -типа распределяется равномерно в течение одного периода ШИМ. В сегментах 1 и 3 одновременно задействовано два

малых базовых вектора, для которых равномерное распределение за период ШИМ обеспечивается только для доминирующего вектора. В примере в сегменте 1а относительная продолжительность включения комбинаций p -типа и n -типа доминирующего малого вектора \bar{U}_{M1} (рисунок 3.9) составляет $\gamma_{1p} = \gamma_{1n} = \gamma_1/2$, так как $t_{1p} = t_{1n} = t_1/2$ (рисунок 2.8).

Таким образом, семиступенчатая ПП позволяет управлять балансом напряжения НТ посредством распределения длительностей включения комбинаций состояний p -типа и n -типа малого базового вектора (для сегментов 2 и 4) или доминирующего малого базового вектора (для сегментов 1 и 3) в течение периода ШИМ. Такой вектор называется **распределенным базовым вектором**, относительная продолжительность которого для состояний p -типа и n -типа определяется соответственно [86]:

$$\begin{cases} \gamma_{jp} = \frac{\gamma_j}{2} \cdot (1 + \Delta\gamma); \\ \gamma_{jn} = \frac{\gamma_j}{2} \cdot (1 - \Delta\gamma), \end{cases} \quad (3.2)$$

где $\Delta\gamma$ – величина регулирования относительных продолжительностей комбинаций состояний p -типа и n -типа распределенного вектора в одном периоде ШИМ, которая может изменяться в диапазоне $-1 \leq \Delta\gamma \leq 1$; $j = 1 \dots 3$ – индекс относительной продолжительности распределенного вектора. Здесь следует отметить, для ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП $\Delta\gamma = 0$.

Как было рассмотрено в предыдущем разделе, каждый базовый вектор вызывает токи НТ разного направления и величины (таблица 2.8). Таким образом, за период ШИМ среднее значение тока НТ, вызванного базовыми векторами в семиступенчатой ПП, определяется выражением

$$\bar{i}_{НТ} = \sum \gamma_k i_{НТ.k}, \quad (3.3)$$

где k – индекс относительной продолжительности базовых векторов, используемых в семиступенчатой ПП; $i_{НТ.k}$ – ток НТ, вызванный влиянием базового вектора с индексом k , определяется по выражению (2.9) или по таблице 2.8.

С учетом уравнений (2.10), (2.11) и (3.3) можно утверждать, что для

минимизации отклонения Δu_{HT} необходимо регулировать величину $\Delta\gamma$ так, чтобы ток \bar{i}_{HT} стремился к нулю ($\bar{i}_{\text{HT}} \rightarrow 0$). В зависимости от сектора и сегмента, содержащих положение конца пространственного вектора \bar{U}_S , можно определить выражения для вычисления $\Delta\gamma$. Рассмотрим произвольный сегмент в секторе I:

– для сегмента **1a**:

вектор \bar{U}_S , согласно рисунку 2.8, может быть описан системой уравнений

$$\begin{cases} \bar{U}_S = \gamma_{1p}\bar{U}_{M1p} + \gamma_3\bar{U}_0 + \gamma_2\bar{U}_{M2n} + \gamma_{1n}\bar{U}_{M1n}; \\ \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 = 1; \\ \gamma_{1p} + \gamma_{1n} = \gamma_1; \end{cases} \quad (3.4)$$

и с учетом (3.3) и таблицы 2.8 среднее значение тока НТ записывается в виде

$$\bar{i}_{\text{HT}} = \gamma_{1p} \cdot i_a + \gamma_3 \cdot 0 + \gamma_2 \cdot i_c + \gamma_{1n} \cdot (-i_a) = (\gamma_{1p} - \gamma_{1n}) \cdot i_a + \gamma_2 \cdot i_c. \quad (3.5)$$

Подставляя (3.2) в (3.5), получаем

$$\bar{i}_{\text{HT}} = \Delta\gamma \cdot \gamma_1 \cdot i_a + \gamma_2 \cdot i_c. \quad (3.6)$$

При $\bar{i}_{\text{HT}} = 0$, тогда:

$$\Delta\gamma = -\frac{\gamma_2 i_c}{\gamma_1 i_a}; \quad (3.7)$$

– для сегмента **1b**:

$$\bar{U}_S = \gamma_{2n}\bar{U}_{M2n} + \gamma_3\bar{U}_0 + \gamma_1\bar{U}_{M1p} + \gamma_{2p}\bar{U}_{M2p}; \quad (3.8)$$

$$\bar{i}_{\text{HT}} = \gamma_{2n} \cdot i_c + \gamma_3 \cdot 0 + \gamma_1 \cdot i_a + \gamma_{2p} \cdot (-i_c) = -\Delta\gamma \cdot \gamma_2 \cdot i_c + \gamma_1 \cdot i_a. \quad (3.9)$$

При $\bar{i}_{\text{HT}} = 0$, тогда:

$$\Delta\gamma = \frac{\gamma_1 i_a}{\gamma_2 i_c}; \quad (3.10)$$

– для сегмента **2**:

$$\bar{U}_S = \gamma_{3p}\bar{U}_{M1p} + \gamma_2\bar{U}_{C1} + \gamma_1\bar{U}_{B1} + \gamma_{3n}\bar{U}_{M1n}; \quad (3.11)$$

$$\bar{i}_{\text{HT}} = \gamma_{3p} \cdot i_a + \gamma_2 \cdot (-i_b) + \gamma_1 \cdot 0 + \gamma_{3n} \cdot (-i_a) = \Delta\gamma \cdot \gamma_3 \cdot i_a - \gamma_2 \cdot i_b. \quad (3.12)$$

При $\bar{i}_{\text{HT}} = 0$, тогда:

$$\Delta\gamma = \frac{\gamma_2 i_b}{\gamma_3 i_a}; \quad (3.13)$$

– для сегмента **3a**:

$$\bar{U}_S = \gamma_{1p}\bar{U}_{M1p} + \gamma_3\bar{U}_{C1} + \gamma_2\bar{U}_{M2n} + \gamma_{1n}\bar{U}_{M1n}; \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned}\bar{i}_{HT} &= \gamma_{1p} \cdot i_a + \gamma_3 \cdot (-i_b) + \gamma_2 \cdot i_c + \gamma_{1n} \cdot (-i_a) \\ &= \Delta\gamma \cdot \gamma_1 \cdot i_a + \gamma_2 \cdot i_c - \gamma_3 \cdot i_b.\end{aligned}\quad (3.15)$$

При $\bar{i}_{HT} = 0$, тогда:

$$\Delta\gamma = \frac{\gamma_3 i_b - \gamma_2 i_c}{\gamma_1 i_a}; \quad (3.16)$$

– для сегмента **3b**:

$$\bar{U}_S = \gamma_{2n} \bar{U}_{M2n} + \gamma_3 \bar{U}_{C1} + \gamma_1 \bar{U}_{M1p} + \gamma_{2p} \bar{U}_{M2p}; \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned}\bar{i}_{HT} &= \gamma_{2n} \cdot i_c + \gamma_3 \cdot (-i_b) + \gamma_1 \cdot i_a + \gamma_{2p} \cdot (-i_c) \\ &= -\Delta\gamma \cdot \gamma_2 \cdot i_c + \gamma_1 \cdot i_a - \gamma_3 \cdot i_b.\end{aligned}\quad (3.18)$$

При $\bar{i}_{HT} = 0$, тогда:

$$\Delta\gamma = \frac{\gamma_1 i_a - \gamma_3 i_b}{\gamma_2 i_c}; \quad (3.19)$$

– для сегмента **4**:

$$\bar{U}_S = \gamma_{3n} \bar{U}_{M2n} + \gamma_1 \bar{U}_{C1} + \gamma_2 \bar{U}_{B2} + \gamma_{3p} \bar{U}_{M2p}; \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned}\bar{i}_{HT} &= \gamma_{3n} \cdot i_c + \gamma_1 \cdot (-i_b) + \gamma_2 \cdot 0 + \gamma_{3p} \cdot (-i_c) \\ &= -\Delta\gamma \cdot \gamma_3 \cdot i_c - \gamma_1 \cdot i_b.\end{aligned}\quad (3.21)$$

При $\bar{i}_{HT} = 0$, тогда:

$$\Delta\gamma = -\frac{\gamma_1 i_b}{\gamma_3 i_c}. \quad (3.22)$$

Для остальных секторов определение значения $\Delta\gamma$ осуществляется аналогично. Результаты расчета $\Delta\gamma$ сведены в таблице 3.3. При рассмотрении допустимого диапазона значений $\Delta\gamma$ от 0 до 1 необходимо переписать выражения его расчета в виде

$$\Delta\gamma = \begin{cases} 1, & \text{при } \Delta\gamma > 1; \\ -1, & \text{при } \Delta\gamma < -1; \\ \Delta\gamma, & \text{при } -1 \leq \Delta\gamma \leq 1. \end{cases} \quad (3.23)$$

Таким образом, из математических выражений для вычисления $\Delta\gamma$ видно, что, в отличие от известных методов, алгоритм ПВШИМ 2 учитывает влияние характеристик нагрузки и средних значений базовых векторов для баланса напряжения НТ. Благодаря высокой надежности и точности современных цифровых процессоров выполнение этих математических расчетов становится более доступным и эффективным.

Таблица 3.3 – Значения $\Delta\gamma$ для любого сегмента и сектора в семиступенчатой ПП

Положение \bar{U}_s	Сегмент 1a	Сегмент 1b	Сегмент 2	Сегмент 3a	Сегмент 3b	Сегмент 4
Сектор I	$-\frac{\gamma_2 i_c}{\gamma_1 i_a}$	$\frac{\gamma_1 i_a}{\gamma_2 i_c}$	$\frac{\gamma_2 i_b}{\gamma_3 i_a}$	$\frac{\gamma_3 i_b - \gamma_2 i_c}{\gamma_1 i_a}$	$-\frac{\gamma_3 i_b - \gamma_1 i_a}{\gamma_2 i_c}$	$-\frac{\gamma_1 i_b}{\gamma_3 i_c}$
Сектор II	$\frac{\gamma_2 i_b}{\gamma_1 i_c}$	$-\frac{\gamma_1 i_c}{\gamma_2 i_b}$	$-\frac{\gamma_2 i_a}{\gamma_3 i_c}$	$-\frac{\gamma_3 i_a - \gamma_2 i_b}{\gamma_1 i_c}$	$\frac{\gamma_3 i_a - \gamma_1 i_c}{\gamma_2 i_b}$	$\frac{\gamma_1 i_a}{\gamma_3 i_b}$
Сектор III	$-\frac{\gamma_2 i_a}{\gamma_1 i_b}$	$\frac{\gamma_1 i_b}{\gamma_2 i_a}$	$\frac{\gamma_2 i_c}{\gamma_3 i_b}$	$\frac{\gamma_3 i_c - \gamma_2 i_a}{\gamma_1 i_b}$	$-\frac{\gamma_3 i_c - \gamma_1 i_b}{\gamma_2 i_a}$	$-\frac{\gamma_1 i_c}{\gamma_3 i_a}$
Сектор IV	$\frac{\gamma_2 i_c}{\gamma_1 i_a}$	$-\frac{\gamma_1 i_a}{\gamma_2 i_c}$	$-\frac{\gamma_2 i_b}{\gamma_3 i_a}$	$-\frac{\gamma_3 i_b - \gamma_2 i_c}{\gamma_1 i_a}$	$\frac{\gamma_3 i_b - \gamma_1 i_a}{\gamma_2 i_c}$	$\frac{\gamma_1 i_b}{\gamma_3 i_c}$
Сектор V	$-\frac{\gamma_2 i_b}{\gamma_1 i_c}$	$\frac{\gamma_1 i_c}{\gamma_2 i_b}$	$\frac{\gamma_2 i_a}{\gamma_3 i_c}$	$\frac{\gamma_3 i_a - \gamma_2 i_b}{\gamma_1 i_c}$	$-\frac{\gamma_3 i_a - \gamma_1 i_c}{\gamma_2 i_b}$	$-\frac{\gamma_1 i_a}{\gamma_3 i_b}$
Сектор VI	$\frac{\gamma_2 i_a}{\gamma_1 i_b}$	$-\frac{\gamma_1 i_b}{\gamma_2 i_a}$	$-\frac{\gamma_2 i_c}{\gamma_3 i_b}$	$-\frac{\gamma_3 i_c - \gamma_2 i_a}{\gamma_1 i_b}$	$\frac{\gamma_3 i_c - \gamma_1 i_b}{\gamma_2 i_a}$	$\frac{\gamma_1 i_c}{\gamma_3 i_a}$

Имитационная модель ЭП-ПЧ при реализации ПВШИМ 2 в системе управления АИН была построена на основе общей модели, представленной на рисунке 2.5 [146]. При этом модулятор ПВШИМ был специально разработан для усовершенствованной системы управления, как показано на рисунке 3.10.

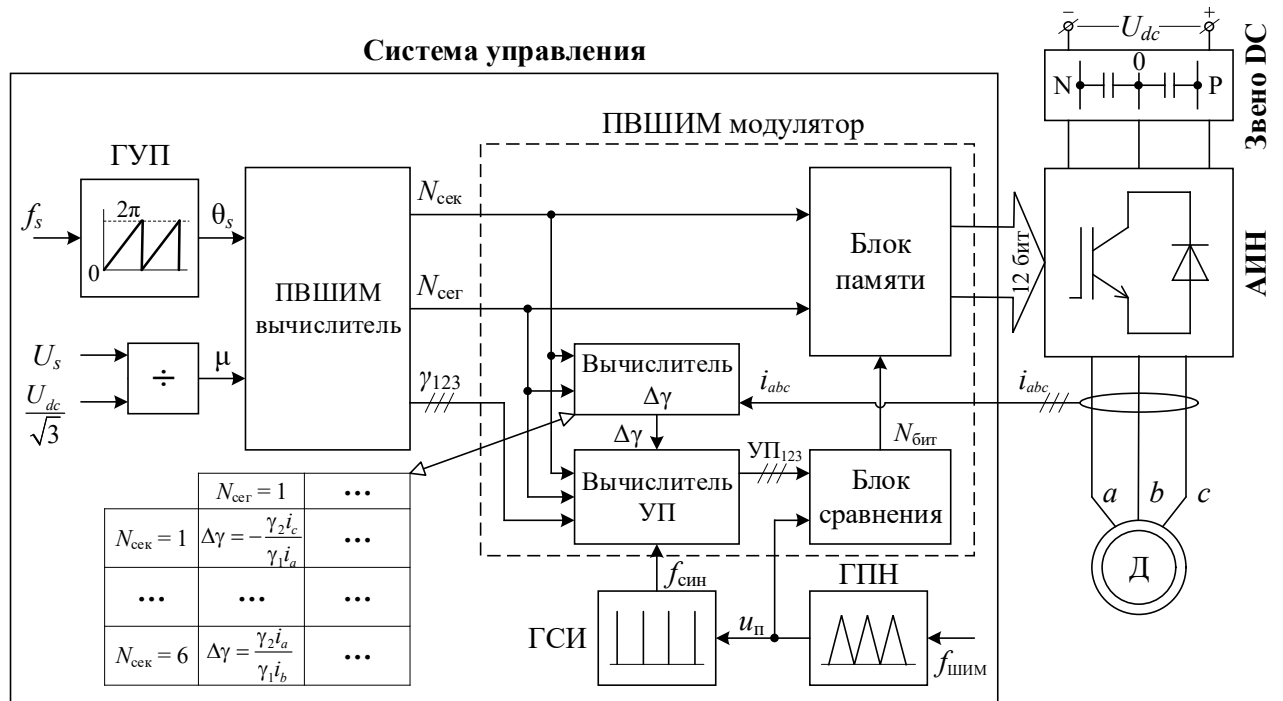


Рисунок 3.10 – Функциональная схема ЭП-ПЧ с системой управления АИН по ПВШИМ 2

Вычислитель $\Delta\gamma$ осуществляет расчет величины $\Delta\gamma$ в соответствии с таблицей 3.3 с использованием фазных токов нагрузки i_a, i_b, i_c , что позволяет уменьшить уровень дисбаланса напряжения НТ.

Вычислитель УП осуществляет расчет трех УП в зависимости от положения конца пространственного вектора \bar{U}_s . Так, например, для сегмента 1а (сектор I) УП определяются в соответствии с системой уравнений (рисунок 3.9):

$$\begin{cases} \text{УП}_1 = \gamma_{1p}; \\ \text{УП}_2 = \text{УП}_1 + \gamma_3; \\ \text{УП}_3 = \text{УП}_2 + \gamma_2. \end{cases} \quad (3.24)$$

Блок памяти отвечает за хранение информации о кодах состояний включения силовых ключей (таблица 2 в **приложении 1**) в зависимости от номера сектора $N_{\text{сек}}$ и сегмента $N_{\text{сег}}$, а также двоичного кода $N_{\text{бит}}$ с выхода блока сравнения.

На основе разработанной имитационной модели на рисунке 3.11 представлены результаты по четырем показателям $\delta u_{\text{НТ.}m}$, K_i , $n_{\text{ПК}}$ и $\gamma_{\text{СФ}}$ в зависимости от коэффициента модуляции μ для ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП и ПВШИМ 2.

На рисунке 3.11 а видно, что коэффициент $\delta u_{\text{НТ.}m}$ монотонно увеличивается с ростом коэффициента модуляции μ и достигает максимального значения при $\mu = 1$ (10,5% для ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП, 8,86% для ПВШИМ 2). Это объясняется тем, что с увеличением коэффициента μ возрастает амплитуда тока активно-индуктивной нагрузки и тока НТ согласно выражениям (2.9) и (2.10). Кроме того, влияние базовых векторов на напряжение НТ существенно ослабляется благодаря распределению длительностей включения между комбинациями состояний p - и n -типов малых базовых векторов. В результате коэффициент $\delta u_{\text{НТ.}m}$ сильнее зависит от тока нагрузки. При ПВШИМ 2 значительно уменьшается величина $\delta u_{\text{НТ.}m}$ при изменении коэффициента μ от 0 до 1 по сравнению с алгоритмом ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП, и среднее значение $\overline{\delta u_{\text{НТ.}m}}$ снижается в 2,22 раза, т.к. для ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП оно составляет 6,08%, а 2,74% для ПВШИМ 2. Это достигается за счет расчета величины регулирования $\Delta\gamma$ относительных продолжительностей комбинаций

состояний p - и n -типов распределенного вектора на каждом периоде ШИМ на основе фазных токов нагрузки (таблица 3.3). При этом $\delta u_{HT.m}$ во всем диапазоне коэффициента μ не достигает нулевого значения, поскольку ПВШИМ 2 формирует среднее значение тока НТ $\bar{i}_{HT} = 0$, а не мгновенное.

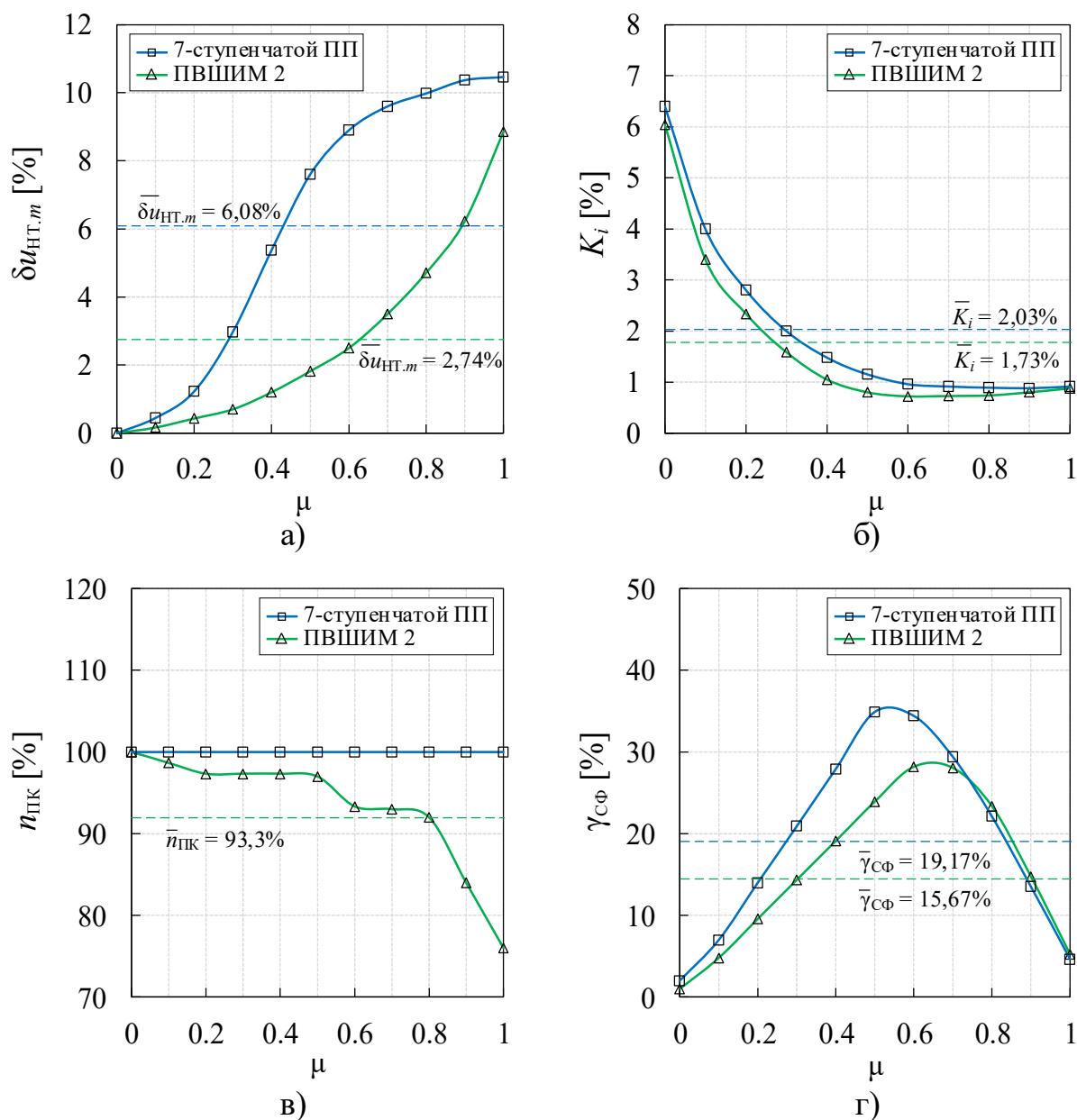


Рисунок 3.11 – Величины $\delta u_{HT.m}$ (а), K_i (б), n_{PK} (в), γ_{CPh} (г) при изменении коэффициента модуляции μ

На рисунке 3.11 б представлена зависимость K_i от коэффициента модуляции μ . Среднее значение \bar{K}_i во всем диапазоне коэффициента от 0 до 1 достигает 2,03%

для ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП и 1,73% для ПВШИМ 2. Это означает, что качество тока нагрузки для ПВШИМ 2 улучшилось по сравнению с ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП.

Из рисунка 3.11 в видно, что среднее значение $\bar{n}_{ПК}$ для ПВШИМ 2 во всем диапазоне коэффициента μ от 0 до 1 уменьшается на 6,7% по сравнению с ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП. Это объясняется возникновением случаев $\Delta\gamma = \pm 1$ по выражению (3.23), приводящих к смене семиступенчатой ПП на пятиступенчатую.

На рисунке 3.11 г представлена зависимость коэффициента $\gamma_{СФ}$ от коэффициента модуляции μ . Среднее значение $\bar{\gamma}_{СФ}$ составляет 19,17% при ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП и 15,67% при ПВШИМ 2, т.е. ПВШИМ 2 позволяет уменьшить значение $\bar{\gamma}_{СФ}$ на 3,5%.

Полученные результаты подтвердили правильность ПВШИМ 2. Все четыре показателя инвертора были улучшены, особенно значительно повысились баланс напряжения НТ и качество электроэнергии. Однако с точки зрения критерия коммутационных потерь, при ПВШИМ 2 показатель $n_{ПК}$ все еще остается высоким.

3.3. Разработка усовершенствованной системы управления автономного инвертора напряжения на основе пространственно-векторной ШИМ с гибридной последовательностью переключений (ПВШИМ 3)

Предложены в двух предыдущих разделах системы управления АИН на основе ПВШИМ 1 и на основе ПВШИМ 2. Каждый из этих подходов обладает своими преимуществами и недостатками.

ПВШИМ 1, основанный на пятиступенчатой ПП, сохраняет характерные черты этой ПП: низкие коммутационные потери, однако наблюдается ухудшение качества тока нагрузки. Кроме того, по сравнению с классической пятиступенчатой ПП, переход между различными вариантами пятиступенчатой ПП при реализации данного алгоритма позволяет улучшить баланс напряжения НТ, однако возникает проблема потери контроля над количеством переключений силовых ключей и появление высоких уровней СФ напряжения.

ПВШИМ 2, построенный на семиступенчатой ПП, способствует улучшению всех четырех ключевых показателей. Тем не менее, показатели коммутационных потерь ($n_{ПК}$) и СФ напряжения ($\gamma_{СФ}$) остаются высокими.

Таким образом, общим недостатком ПВШИМ 1 и ПВШИМ 2 является неспособность одновременного решения четырех ключевых показателей. Для преодоления этой проблемы предлагается ПВШИМ с гибридной ПП (ПВШИМ 3) для системы управления АИН [147-149]. Здесь гибридная ПП обеспечивает выполнение **четырёх условий**:

- 1) управление напряжением НТ аналогично ПВШИМ 2;
- 2) достижение допустимого уровня качества выходного тока;
- 3) снижение коммутационных потерь по сравнению с ПВШИМ 2 и отсутствие дополнительных переключений силовых ключей при переходе между пятиступенчатой и семиступенчатой ПП;
- 4) улучшение показателя $\gamma_{СФ}$, связанного со снижением высоких уровней СФ напряжения по сравнению с ПВШИМ 2.

3.3.1. Синтез гибридной последовательности переключений для ПВШИМ

Выражение (2.2) указывает на то, что степень влияния ближайших базовых векторов в любом из сегментов на пространственный вектор зависит от их относительной продолжительности включения γ_i . На рисунке 3.12 а, б отражена степень влияния трех ближайших базовых векторов в зависимости от положения пространственного вектора на примере 1-го сегмента (сектор I).

Максимальная и минимальная относительные продолжительности определяются следующим образом:

$$\begin{cases} \gamma_{\max} = \max(\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3); \\ \gamma_{\min} = \min(\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3). \end{cases} \quad (3.25)$$

В центральной области сегмента влияние трех ближайших базовых векторов на пространственный вектор \bar{U}_S несущественно отличается. Поэтому предлагается разделить любой сегмент на семь областей (рисунок 3.12 в). Тогда можно увидеть, что базовый вектор \bar{U}_{M1} обеспечивает самое сильное влияние на вектор \bar{U}_S в

области 1 и самое слабое влияние в области 4; базовый вектор \bar{U}_{M2} обеспечивает самое сильное влияние в области 2 и самое слабое влияние в области 5; базовый вектор \bar{U}_0 обеспечивает самое сильное влияние в области 3 и самое слабое влияние в области 6; влияние трех базовых векторов в области 7 несущественно отличается.

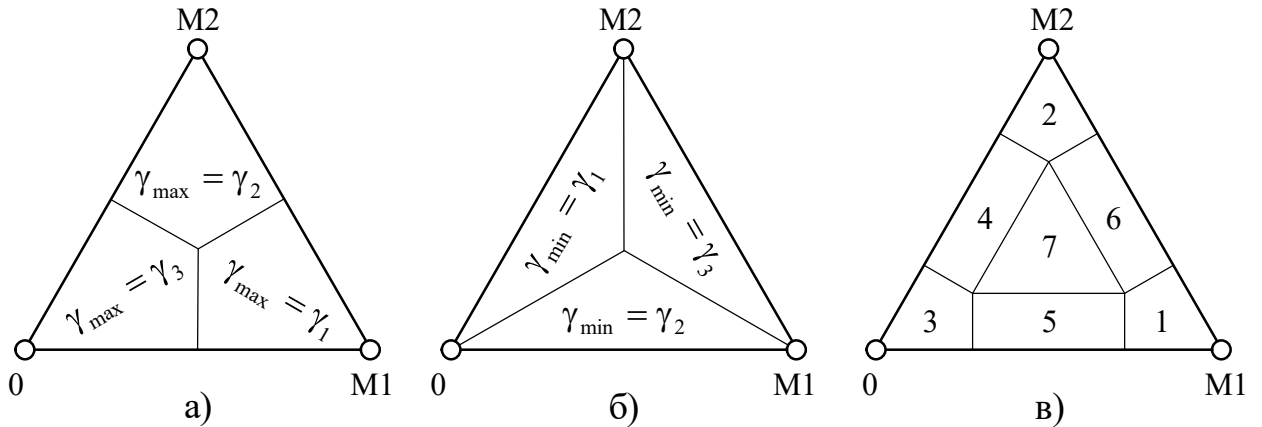


Рисунок 3.12 – Связь между положением пространственного вектора напряжения и продолжительностью включения ближайших базовых векторов в 1-м сегменте

a. Синтез гибридной последовательности переключений для сегментов 1 и 3

Согласно (2.2) пространственный вектор \bar{U}_S в сегменте 1 может быть описан комбинациями состояний малых базовых векторов \bar{U}_{M1} ([POO], [ONN]) и \bar{U}_{M2} ([OON], [PPO]), а также одним нулевым вектором \bar{U}_0 ([OOO], [PPP], [NNN]) (таблица 2.4):

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{U}_S = \gamma_1 \begin{Bmatrix} [\text{POO}] \\ [\text{ONN}] \end{Bmatrix} + \gamma_2 \begin{Bmatrix} [\text{PPO}] \\ [\text{OON}] \end{Bmatrix} + \gamma_3 \begin{Bmatrix} [\text{PPP}] \\ [\text{NNN}] \\ [\text{OOO}] \end{Bmatrix}; \\ \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 = 1. \end{array} \right. \quad (3.26)$$

Здесь сразу исключены комбинации состояний [PPP] и [NNN] нулевого базового вектора, так как они вызывают наивысшие уровни $\pm U_d/2$ СФ напряжения (таблица 2.9). Также следует отметить, что:

– \bar{U}_0 [OOO] не влияет на напряжение НТ и обеспечивает нулевой уровень СФ напряжения (таблица 2.9);

– $\bar{U}_{M1}, \bar{U}_{M2}$ существенно влияют на напряжение НТ. $\bar{U}_{M1p}, \bar{U}_{M2n}$ обеспечивают низкие уровни СФ напряжения, а $\bar{U}_{M1n}, \bar{U}_{M2p}$ вызывают высокие уровни СФ напряжения. Следовательно, две комбинации $\bar{U}_{M1n}, \bar{U}_{M2p}$ используются только в семиступенчатой ПП (рисунок 2.8) с целью обеспечения баланса напряжения НТ.

В пятиступенчатой ПП присутствуют комбинации p -типа \bar{U}_{M1p} и n -типа \bar{U}_{M2n} (рисунок 2.9), что обеспечивает баланс напряжения НТ только в том случае, когда продолжительность их включения примерно равны между собой или когда конец вектора \bar{U}_s находится вблизи границы между областями a и b . При приближении конца вектора \bar{U}_s к концу нулевого базового вектора \bar{U}_0 его влияние на вектор \bar{U}_s увеличивается, а векторов \bar{U}_{M1} и \bar{U}_{M2} наоборот уменьшается. Следовательно, область включения пятиступенчатой ПП между областями a и b можно расширить при приближении к концу вектора \bar{U}_0 . Остальные области предназначены для семиступенчатой ПП.

Исходя из приведенного выше анализа, сегмент 1 можно разделить на четыре области, как показано на рисунке 3.13 а. Здесь включение семиступенчатой ПП соответствует областям «с₁» и «с₂», а включение пятиступенчатой ПП – областям «П₁» и «П₂».

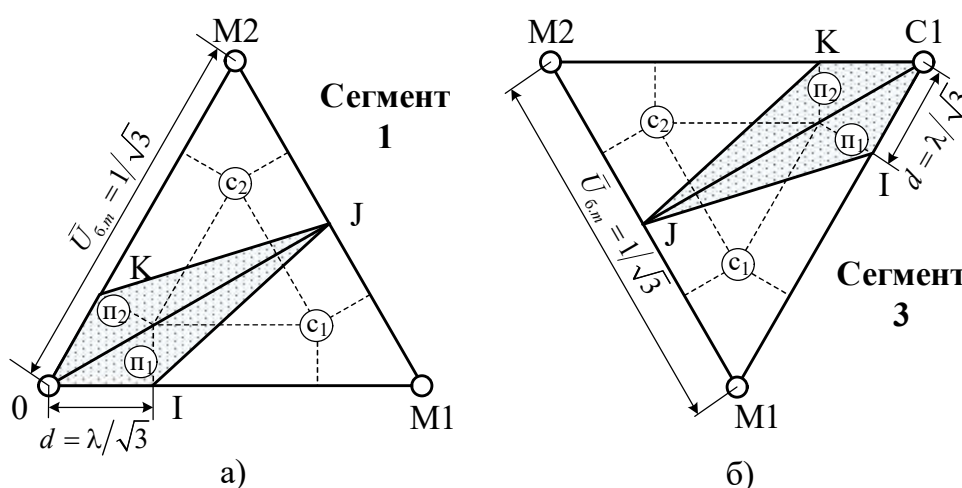


Рисунок 3.13 – Гибридная ПП для 1-го (а) и 3-го (б) сегментов в секторе I

Аналогичным образом, сегмент 3 также разделен на четыре области, как

показано на рисунке 3.13 б. Здесь семиступенчатая ПП работает в областях «с₁» и «с₂», а включение пятиступенчатой ПП – в областях «п₁» и «п₂».

б. Синтез гибридной последовательности переключений для сегментов 2 и 4

Вектор \bar{U}_S в сегменте 2 (таблица 2.4) может быть описан комбинациями состояний большого базового вектора $\bar{U}_{B1}[PNN]$, среднего $\bar{U}_{C1}[PON]$ и малого $\bar{U}_{M1}([POO],[ONN])$:

$$\begin{cases} \bar{U}_S = \gamma_1[PNN] + \gamma_2[PON] + \gamma_3 \begin{Bmatrix} [POO] \\ [ONN] \end{Bmatrix}; \\ \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 = 1. \end{cases} \quad (3.27)$$

Здесь следует отметить, что:

- \bar{U}_{C1} незначительно влияет на напряжение НТ и обеспечивает нулевой уровень СФ напряжения;
- \bar{U}_{B1} не влияет на напряжение НТ и обеспечивает низкие уровни СФ напряжения;
- \bar{U}_{M1} существенно влияет на напряжение НТ. \bar{U}_{M1p} обеспечивает низкие уровни СФ напряжения, а \bar{U}_{M1n} вызывает высокие уровни $\pm U_d/3$ СФ напряжения (таблица 2.9). Следовательно, \bar{U}_{M1n} используется только в семиступенчатой ПП (рисунок 2.8) с целью обеспечения баланса напряжения НТ совместно с \bar{U}_{M1p} .

В пятиступенчатой ПП присутствует только один тип комбинации состояния малого базового вектора \bar{U}_{M1p} , что приводит к дисбалансу напряжения НТ. Следовательно, необходимо выбрать области включения пятиступенчатой ПП, в которых малый базовый вектор оказывает слабое влияние на вектор \bar{U}_S , а средний или большой базовые векторы – сильное влияние. Это означает, что по мере приближения конца вектора \bar{U}_S к вектору \bar{U}_{M1} применение семиступенчатой ПП должно усиливаться, а пятиступенчатой ПП – резко ослабевать.

Исходя из приведенного выше анализа, сегмент 2 можно разделить на две области, как показано на рисунке 3.14 а. Здесь включение семиступенчатой ПП

соответствует области «с», а включение пятиступенчатой ПП – области «п». Аналогичным образом, сегмент 4 также разделен на две области, как показано на рисунке 3.14 б. Семиступенчатая ПП включается в области «с», а пятиступенчатая ПП включается в области «п».

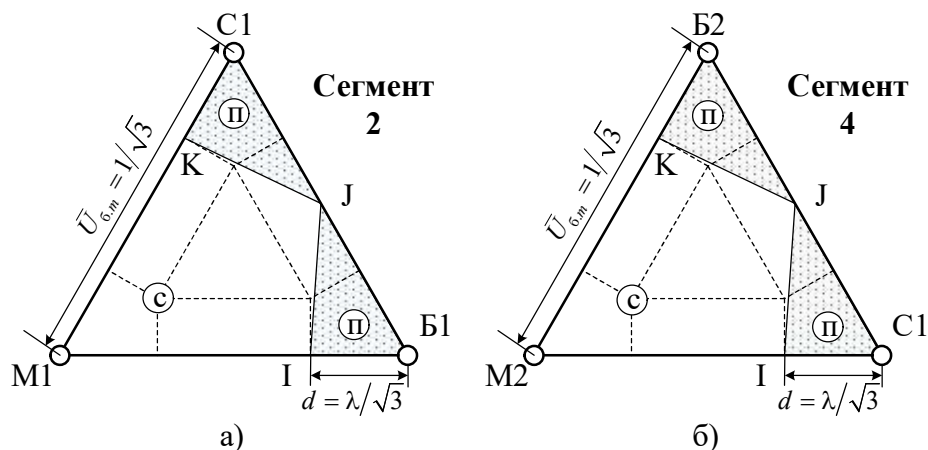


Рисунок 3.14 – Гибридная ПП для 2-го (а) и 4-го (б) сегментов в секторе I

На основании областей семиступенчатой и пятиступенчатой ПП на рисунках 3.13 и 3.14 была синтезирована гибридная ПП, представленная на рисунке 3.15 и в таблице V в **приложении 1**. Видно, что переход между пятиступенчатой и семиступенчатой ПП не требует дополнительных пар переключений силовых ключей.

в. Условия перехода между областями в гибридной последовательности переключений

С целью улучшения четырех ключевых показателей (качества электроэнергии, баланса напряжения НТ, коммутационных потерь и СФ напряжения) необходимо осуществлять переход между областями гибридной ПП, соответствующими включению пятиступенчатой и семиступенчатой ПП в каждом сегменте. Т.е. нужно определить области работы этих ПП на комплексной плоскости (векторной диаграмме). С учетом этого введем коэффициент гибридизации λ , который определяется следующим образом:

$$\lambda = \frac{d}{\bar{U}_{6.m}} = d\sqrt{3} \quad \text{при } 0 \leq \lambda \leq 1, \quad (3.28)$$

где $\bar{U}_{\sigma.m} = 1/\sqrt{3}$ – нормированная величина модуля малого базового вектора, равная длине стороны сегмента; d – часть стороны сегмента, соответствующая расширению области включения пятиступенчатой ПП (области «п1» и «п2» для 1-го и 3-го сегментов, области «п» для 2-го и 4-го сегментов согласно рисунку 3.16), $0 \leq d \leq 1/\sqrt{3}$.



Рисунок 3.15 – Гибридная ПП для сектора I

На основе рисунка 3.16 были определены условия переключения между областями ПП для каждого сегмента, как показано в таблице 3.4. Из полученных условий переключения между двумя типами ПП видно, что их область работы зависит от введенного коэффициента гибридизации λ и относительных продолжительностей γ_1 и γ_2 , связанных с положением пространственного вектора напряжения $\bar{U}_s(\mu, \theta)$ (таблица 2.4). Здесь μ – коэффициент модуляции, задающий длину вектора \bar{U}_s , а θ – его угол положения (или угол поворота).

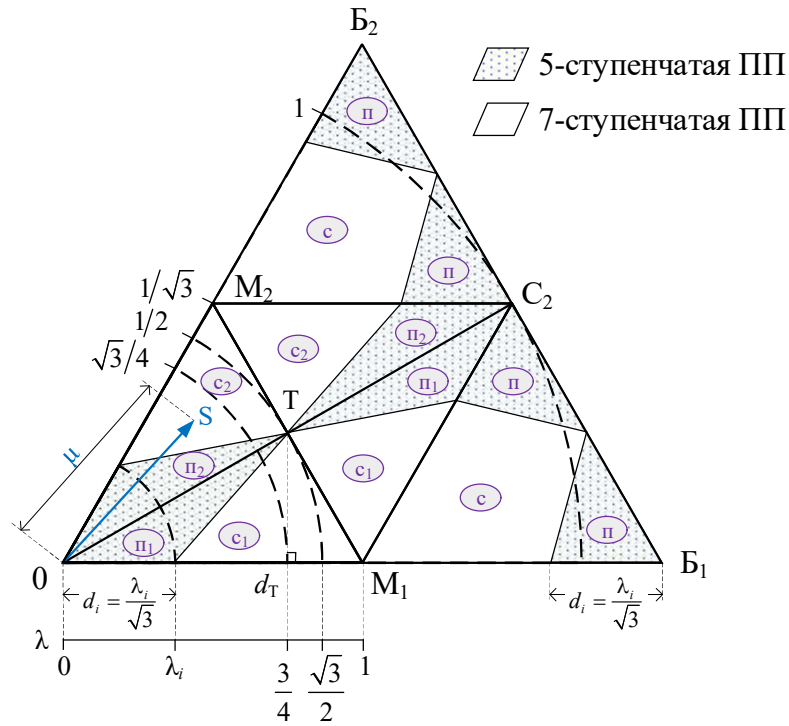


Рисунок 3.16 – Векторная диаграмма гибридной ПП для сектора I

Таблица 3.4 – Условия перехода между областями в гибридной ПП

Сегмент 1 и сегмент 3			
Область «с ₁ »	Область «с ₂ »	Область «π ₁ »	Область «π ₂ »
$\begin{cases} \gamma_1 \geq \gamma_2 \\ \gamma_1 + (2\lambda - 1)\gamma_2 \geq \lambda \end{cases}$	$\begin{cases} \gamma_1 < \gamma_2 \\ ((2\lambda - 1)\gamma_1 + \gamma_2 \geq \lambda \end{cases}$	$\begin{cases} \gamma_1 \geq \gamma_2 \\ \gamma_1 + (2\lambda - 1)\gamma_2 < \lambda \end{cases}$	$\begin{cases} \gamma_1 < \gamma_2 \\ ((2\lambda - 1)\gamma_1 + \gamma_2 < \lambda \end{cases}$
Сегмент 2 и сегмент 4			
Область «с»		Область «π»	
$\begin{cases} \gamma_1 + (1 - 2\lambda)\gamma_2 \leq 1 - \lambda \\ (1 - 2\lambda)\gamma_1 + \gamma_2 \leq 1 - \lambda \end{cases}$		$\begin{cases} \gamma_1 + (1 - 2\lambda)\gamma_2 > 1 - \lambda \\ (1 - 2\lambda)\gamma_1 + \gamma_2 > 1 - \lambda \end{cases}$	

На рисунке 3.16 видно, что существует особая область, где при определенном значении коэффициента μ включается только пятиступенчатая ПП, и нет аналогичной области для семиступенчатой ПП. Теперь приступаем к определению этой области. Очевидно, что она находится в сегменте 1. Рассмотрим два случая:

– случай 1: $0 \leq d \leq d_T = \sqrt{3}/4$ или $0 \leq \lambda \leq 0,75$ (рисунок 3.17 а).

В этом случае включается только пятиступенчатая ПП, если выполняется условие $\mu \leq \mu_i = d_i$, то есть: $0 \leq \mu \leq \lambda/\sqrt{3} = r_1 \leq \sqrt{3}/4$. Это выражается площадью, ограниченной кривой r_1 , как показано на рисунке 3.18.

– случай 2: $\sqrt{3}/4 < d \leq 1/\sqrt{3}$ или $0,75 \leq \lambda \leq 1$ (рисунок 3.17 б).

В этом случае включается только пятиступенчатая ПП, если выполняется условие $\mu \leq \mu_i = r_2$. Здесь μ_i — это радиус окружности с центром в точке 0, для которой прямая Td_i является касательной, а точка d_i принадлежит отрезку M_1d_T . Это выражается площадью, ограниченной кривой r_2 , как показано на рисунке 3.18.

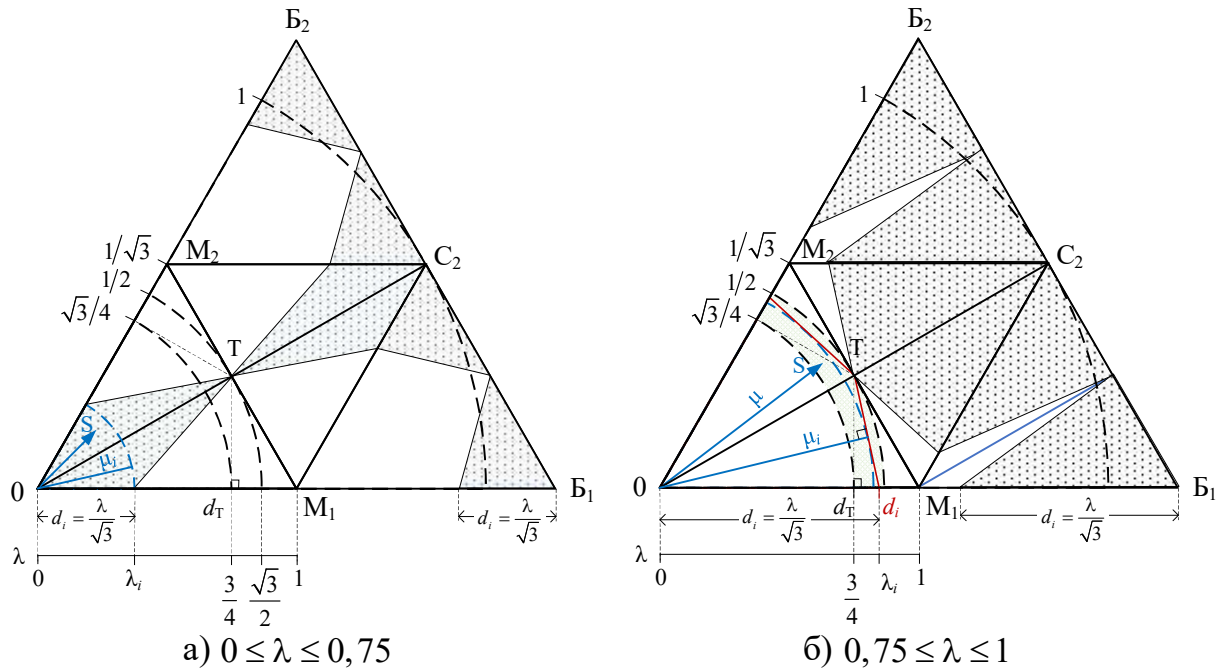


Рисунок 3.17 – Области работы гибридной ПП для двух случаев $0 \leq \lambda \leq 0,75$ (а) и $0,75 \leq \lambda \leq 1$ (б)

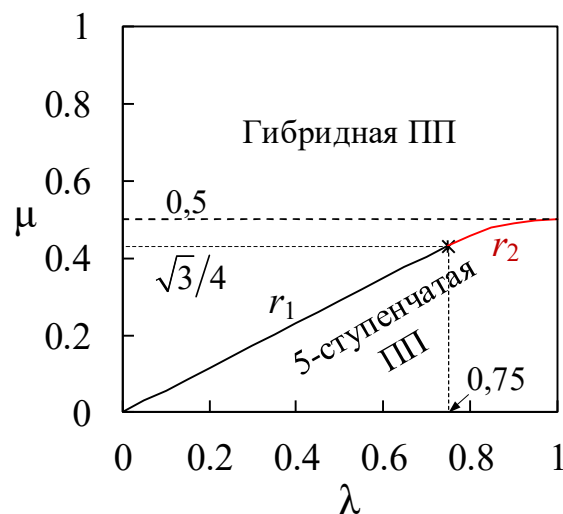


Рисунок 3.18 – Зависимость области работы ПП от коэффициентов μ и λ

Кроме того, следует отметить зависимости области работы пятиступенчатой и семиступенчатой ПП от коэффициентов μ и λ :

– при $\lambda = 0$ в гибридной ПП используется только семиступенчатая ПП, а при $\lambda = 1$ только пятиступенчатая ПП;

– при увеличении коэффициента λ от 0 до 1 общая область работы пятиступенчатой ПП увеличивается, а семиступенчатой ПП уменьшается;

– когда коэффициент модуляции приближается к 0,5, общая область работы семиступенчатой ПП увеличивается, а пятиступенчатой ПП уменьшается, и наоборот, когда коэффициент модуляции отдалается от 0,5.

3.3.2. Имитационная модель ЭП-ПЧ с системой управления АИН по ПВШИМ 3 и результаты моделирования

Имитационная модель ЭП-ПЧ при реализации ПВШИМ 3 в системе управления АИН была построена на основе общей модели, представленной на рисунке 2.5. При этом модулятор ПВШИМ был специально разработан для усовершенствованной системы управления, как показано на рисунке 3.19. В его состав входят следующие основные блоки: вычислитель оптимального коэффициента гибридизации $\lambda_{\text{опт}}$, селектор ПП, а также блок пятиступенчатой и блок семиступенчатой ПП.

Вычислитель $\lambda_{\text{опт}}$ выполняет расчет оптимального коэффициента гибридизации в зависимости от коэффициента модуляции μ . Подробно математика данного блока будет рассмотрена в данной работе.

Селектор ПП осуществляет переход между пятиступенчатой и семиступенчатой ПП в зависимости от положения вектора \bar{U}_s по принципу, приведенному на рисунке 3.20 и в таблице 3.4. Здесь коэффициент гибридизации λ следует заменить на введенный оптимальный коэффициент $\lambda_{\text{опт}}$. Выход данного блока $N_{\text{ПП}}$ представляет собой логический сигнал: «0» соответствует работе семиступенчатой ПП и «1» – пятиступенчатой ПП.

Блок пятиступенчатой ПП реализует ПВШИМ с классической пятиступенчатой ПП, а блок семиступенчатой ПП выполняет ПВШИМ 2.

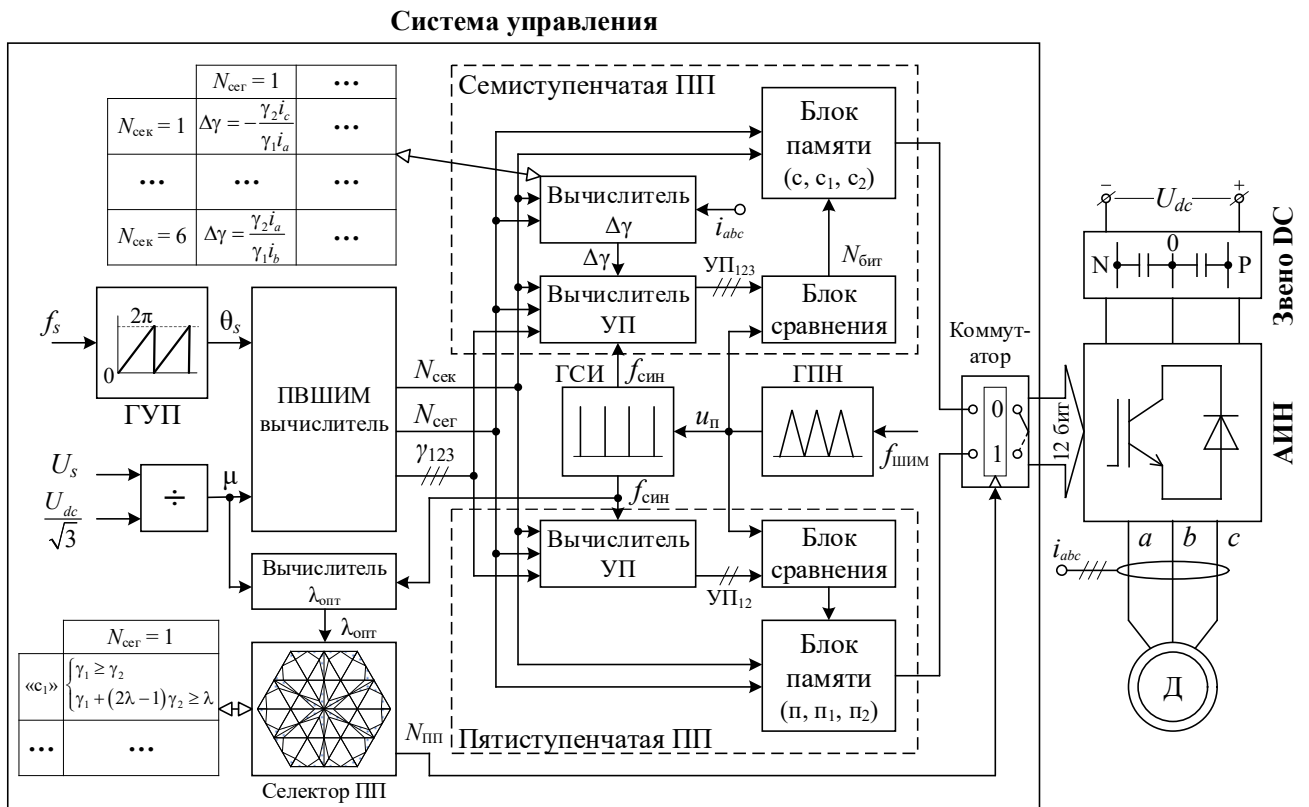


Рисунок 3.19 – Функциональная схема ЭП-ПЧ с системой управления АИН по ПВШИМ 3

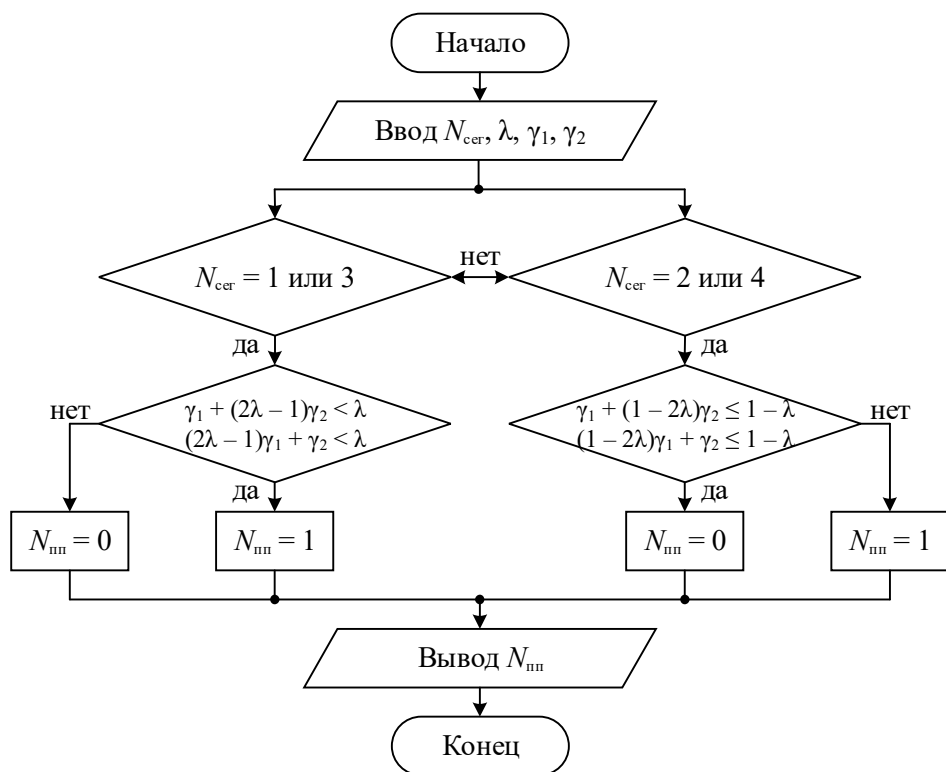


Рисунок 3.20 – Блок-схема алгоритма определения областей работы семиступенчатой ($N_{пп} = 0$) и пятиступенчатой ПП ($N_{пп} = 1$) при ПВШИМ 3

Подробное описание этих блоков было представлено в предыдущих разделах данной диссертации.

На основе разработанной модели ЭП-ПЧ на рисунке 3.21 представлены пространства статического состояния коэффициентов $\delta u_{HT,m}$, K_i , $n_{ПК}$ и γ_{CF} в зависимости от коэффициента модуляции μ и коэффициента гибридизации λ . Анализ пространств статического состояния позволяет сделать следующие выводы:

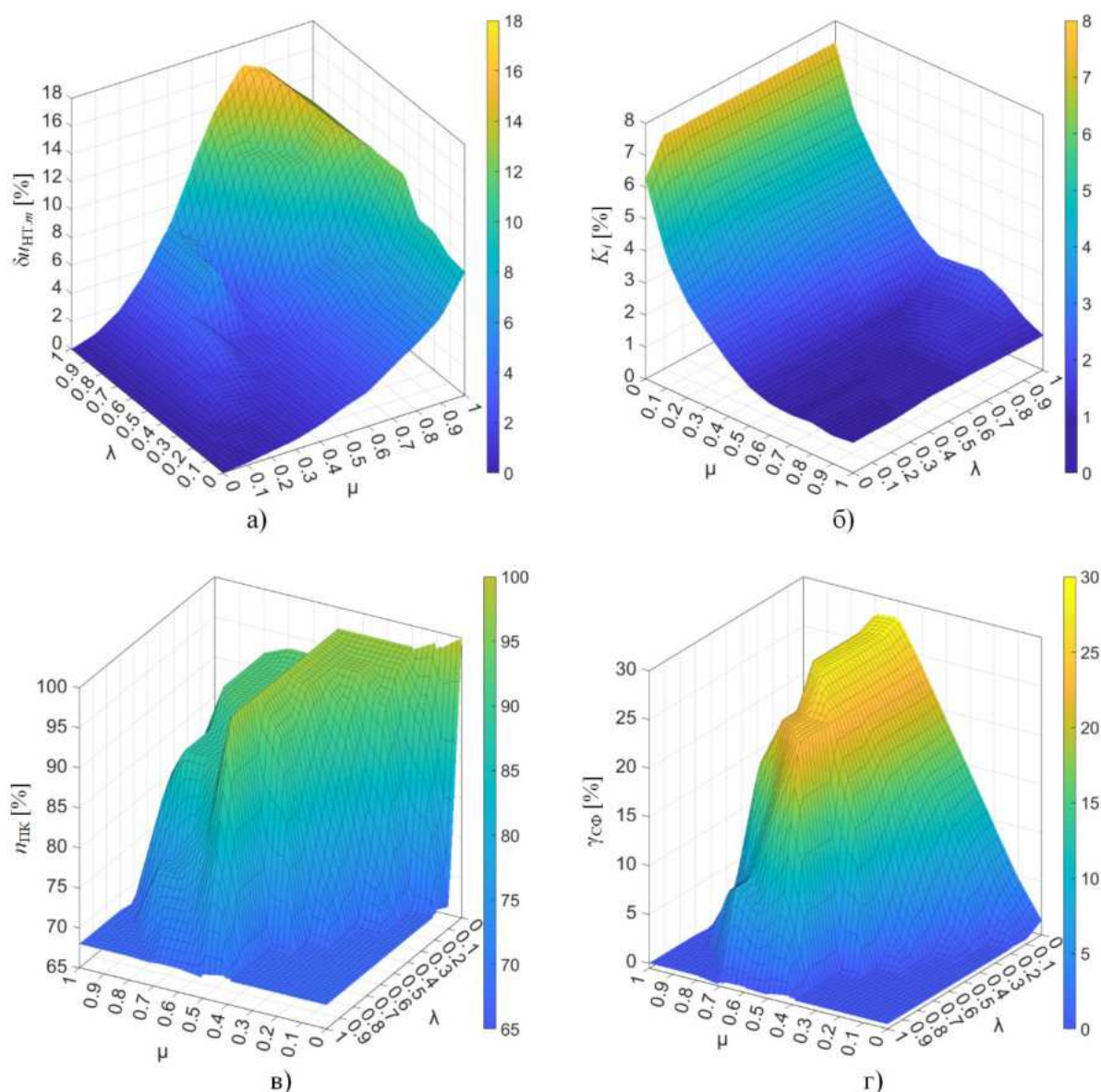


Рисунок 3.21 – Пространства статического состояния величин $\delta u_{HT,m}$ (а), K_i (б), $n_{ПК}$ (в), γ_{CF} (г) при изменении коэффициентов μ и λ

– Как известно, при $\lambda = 0$ и $\lambda = 1$ соответственно активируются ПВШИМ 2 и

ПВШИМ с классической пятиступенчатой ПП. Коэффициент $\delta u_{нт.м}$ достигает максимального значения 8,86% при $\mu = 1$ и 16,3% при $\mu = 0,75$ соответственно (рисунок 3.21 а). При ПВШИМ 3 значение $\delta u_{нт.м}$ зависит от коэффициента λ , и при определенном значении коэффициента μ он находится в пределах значений, соответствующих $\lambda = 0$ и $\lambda = 1$.

– Коэффициент K_i достигает максимального значения 7,32% для $\lambda = 1$ и 6,24% для $\lambda = 0$ (рисунок 3.21 б). При ПВШИМ 3 коэффициент K_i зависит от коэффициента λ , и при определенном значении коэффициента μ , он находится в пределах значений, соответствующих $\lambda = 0$ и $\lambda = 1$. При уменьшении коэффициента μ , значение K_i увеличивается для любых значений λ , так как амплитуда первой гармоники тока уменьшается при активно-индуктивной нагрузке и влияние высших гармоник тока проявляется сильнее, что видно из выражения (1.2).

– Коэффициент $n_{ПК}$ достигает максимального значения в 100% для $\lambda = 0$ и уменьшается до 68% для $\lambda = 1$ (рисунок 3.21 в). Это объясняется тем, что при $\lambda = 0$ включается только семиступенчатая ПП, а при $\lambda = 1$ – только пятиступенчатая ПП. Для ПВШИМ 3 величина $n_{ПК}$ зависит от коэффициента λ и изменяется в диапазоне от 68% до 100%.

– Коэффициент СФ напряжения $\gamma_{СФ}$ для $\lambda = 1$ равен 0, т.к. СФ напряжение при пятиступенчатой ПП формируется только из низких уровней 0 и $\pm U_d/6$ (см. рисунок 3.22 а). Для $\lambda \neq 0$ добавляются уровень $\pm U_d/3$ (см. рисунок 3.22 б, в), что неизбежно приводит к росту коэффициента $\gamma_{СФ}$ (рисунок 3.21 г).

Коэффициент $\gamma_{СФ}$ для $\lambda = 0$ достигает максимального значения 28,2% при μ в диапазоне 0,6...0,7, что объясняется преобладанием области работы семиступенчатой ПП и увеличением длительностей включения малых базовых векторов. Для гибридной ПП величина $\gamma_{СФ}$ зависит от коэффициента λ : с его ростом $\gamma_{СФ}$ снижается (рисунок 3.21 г). Степень снижения высоких уровней СФ напряжения пропорциональна длительности включения пятиступенчатой ПП и обратно пропорциональна длительности включения семиступенчатой ПП.

С учетом вышесказанного, возникает задача для ПВШИМ 3: для любого значения коэффициента μ определить оптимальный коэффициент гибридизации

$\lambda_{\text{опт}}$, при котором, по сравнению с ПВШИМ 2, коэффициенты $\delta u_{\text{нт.}m}$ и K_i увеличивается лишь незначительно, тогда как коэффициенты $\delta u_{\text{нт.}m}$ и $\gamma_{\text{сф}}$ существенно уменьшаются.

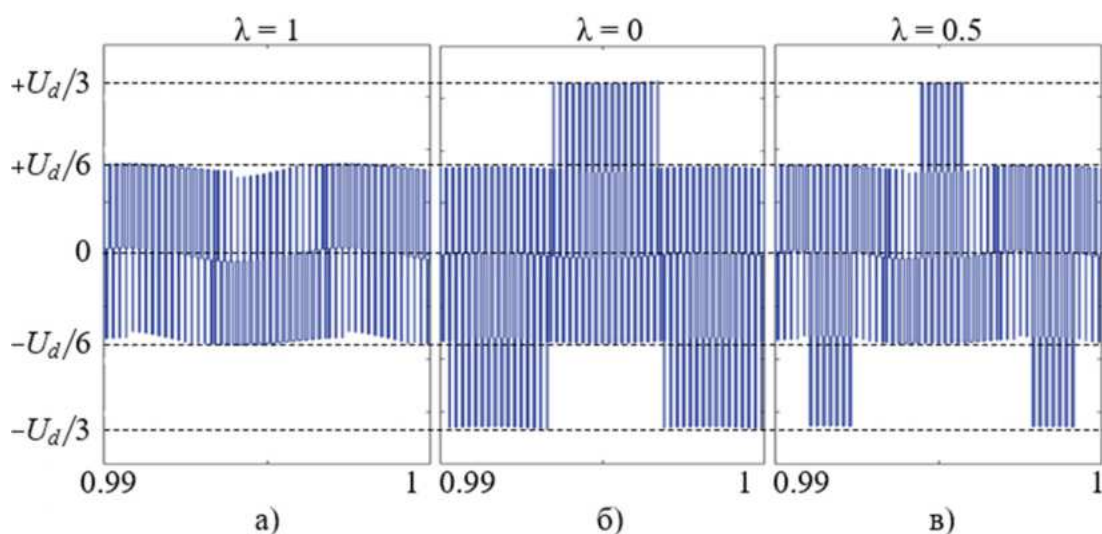


Рисунок 3.22 – Временные диаграммы СФ напряжения при $\mu = 0,7$

На рисунке 3.23 а представлены зависимости коэффициентов $\delta u_{\text{нт.}m}$, K_i , $n_{\text{пк}}$ и $\gamma_{\text{сф}}$ от коэффициента гибридизации λ при $\mu = 0,4$. Анализ этих зависимостей позволяет определить оптимальное значение коэффициента $\lambda_{\text{опт}} = 0,6$, при котором $\delta u_{\text{нт.}m}$ и K_i увеличивается незначительно, тогда как $n_{\text{пк}}$ и $\gamma_{\text{сф}}$ уменьшаются на 5,3% и 2,8% соответственно. Аналогичным образом можно определить оптимальные значения $\lambda_{\text{опт}}$ для других значений μ , которые показаны в виде зависимости $\lambda_{\text{опт}} = f(\mu)$ на графике (рисунок 3.23 б).

На основе построенной зависимости $\lambda_{\text{опт}} = f(\mu)$ была определена функция аппроксимации коэффициента $\lambda_{\text{опт}}$ в зависимости от коэффициента модуляции μ :

$$\lambda_{\text{опт}} = \begin{cases} 1,6071\mu^2 + 0,825\mu - 0,0036 & \text{при } 0 \leq \mu \leq 0,5; \\ -0,7143\mu^2 - 0,1571\mu + 1,0571 & \text{при } 0,5 < \mu \leq 1. \end{cases} \quad (3.29)$$

Выражение (3.29) используется в блоке «Вычислитель $\lambda_{\text{опт}}$ » (рисунок 3.19) для расчета оптимального коэффициента гибридизации $\lambda_{\text{опт}}$ при любых значениях коэффициента модуляции μ при реализации ПВШИМ 3 в системе управления АИН. Важно отметить, что для различных условий работы ЭП-ПЧ существует индивидуальная зависимость $\lambda_{\text{опт}} = f(\mu)$.

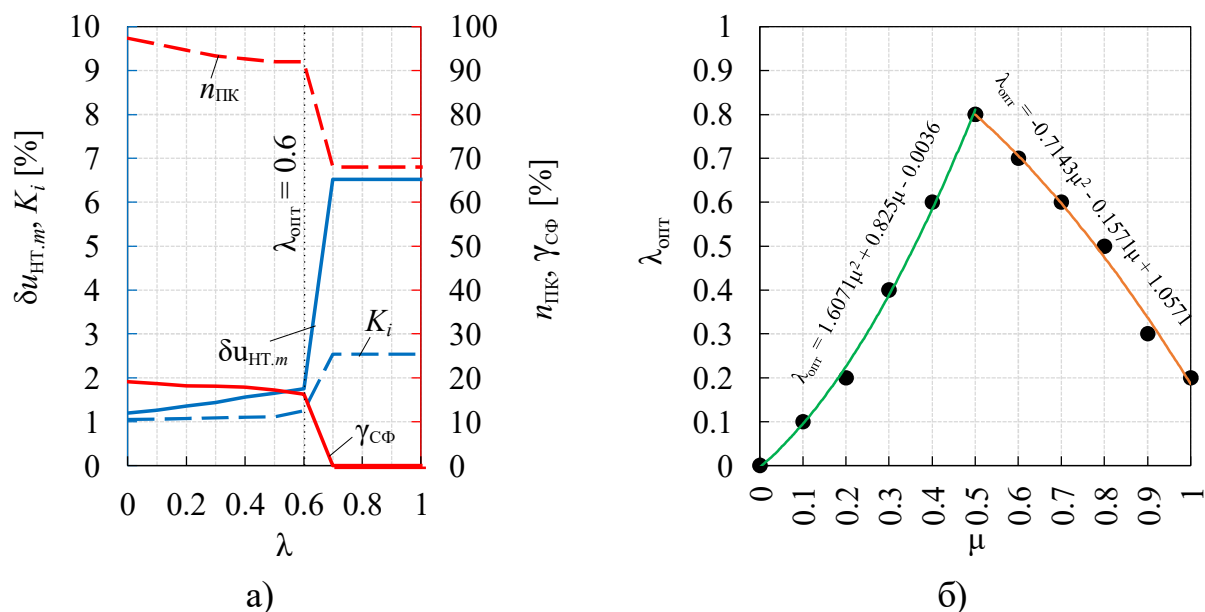


Рисунок 3.23 – Графики зависимостей величин $\delta u_{\text{HT.m}}, K_i, n_{\text{ПК}}, \gamma_{\text{СФ}}$ от коэффициента λ при $\mu = 0,4$ (а) и оптимального коэффициента $\lambda_{\text{опт}} = f(\mu)$ (б)

На рисунках 3.24 и 3.25 представлены полученные результаты по четырем показателям $\delta u_{\text{HT.m}}, K_i, n_{\text{ПК}}, \gamma_{\text{СФ}}$ и их средние значения во всем диапазоне коэффициента μ от 0 до 1 для ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП, ПВШИМ 2 и ПВШИМ 3 ($\lambda = \lambda_{\text{опт}}$). Анализ этих данных позволяет сделать следующие выводы:

- Согласно рисунку 3.25, среднее значение $\overline{\delta u_{\text{HT.m}}}$ для ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП, ПВШИМ 2 и ПВШИМ 3 составляет 6,08%, 2,74% и 3,35% соответственно. Таким образом, качество баланса напряжения НТ при ПВШИМ 3 достигает уровня, эквивалентного уровню ПВШИМ 2.

- Среднее значение $\overline{K_i}$ для ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП, ПВШИМ 2 и ПВШИМ 3 составляет 2,03%, 1,73% и 1,98% соответственно (рисунок 3.25). Таким образом, в целом качество выходного тока достигнуто для трех этих алгоритмов.

- Среднее значение $\overline{n_{\text{ПК}}}$ при ПВШИМ 3 снижается на 5,0% по сравнению с ПВШИМ 2 и на 11,7% по сравнению с ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП (рисунок 3.25).

– С точки зрения СФ напряжения, среднее значение $\bar{\gamma}_{\text{СФ}}$ при ПВШИМ 3 уменьшается на 2,86% по сравнению с ПВШИМ 2 и на 6,36% по сравнению с ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП (рисунок 3.25).

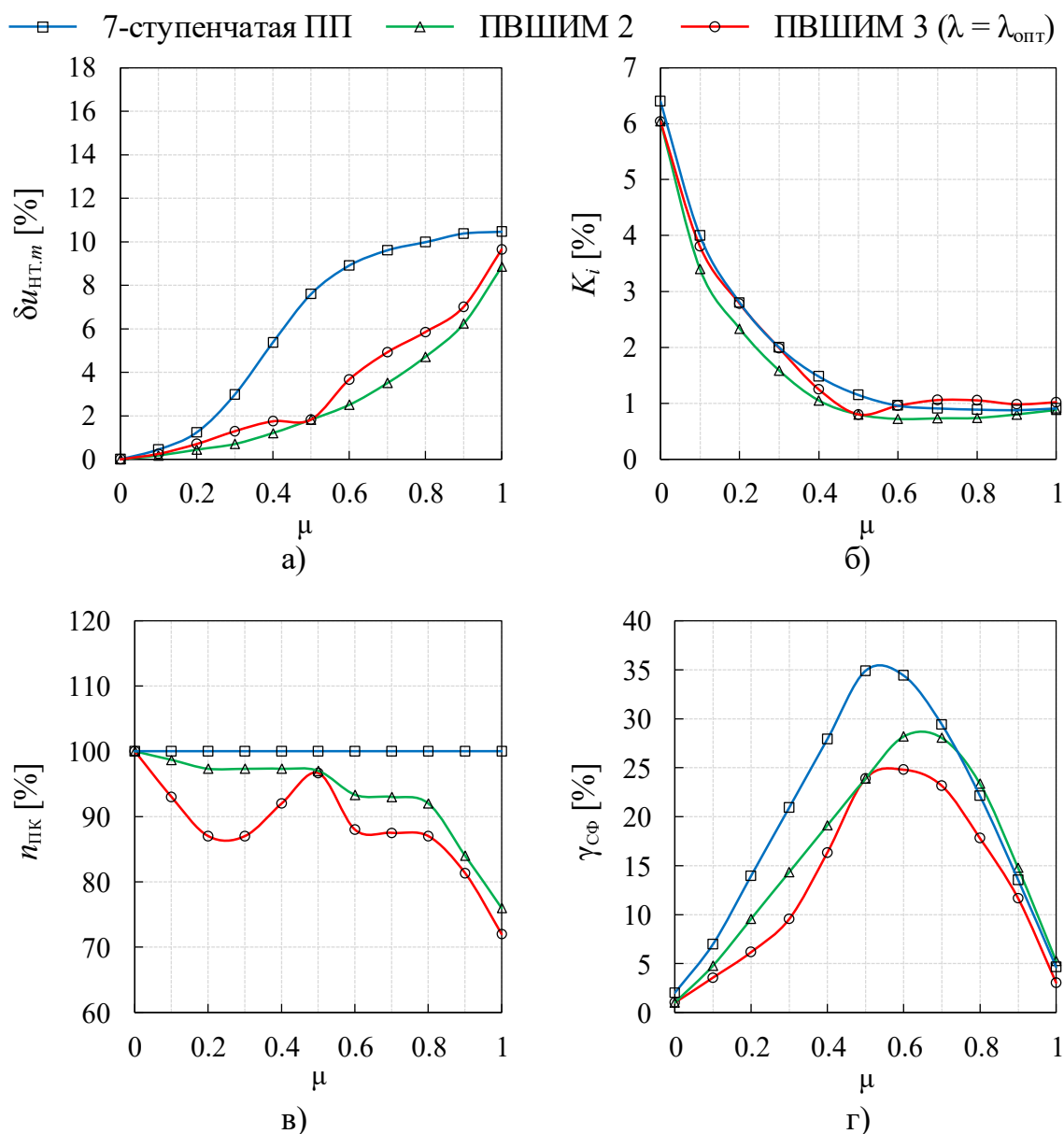


Рисунок 3.24 – Величины $\delta u_{\text{нт.м}}$ (а), K_i (б), $n_{\text{ПК}}$ (в), $\gamma_{\text{СФ}}$ (г) при изменении коэффициента модуляции μ для ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП, ПВШИМ 2 и ПВШИМ 3

Важно отметить, что при $\mu = 0,5$ область работы семиступенчатой ПП полностью доминирует над пятиступенчатой ПП в гибридной ПП (рисунок 3.16). Следовательно, в этом случае алгоритм ПВШИМ 3 становится аналогом

алгоритмом ПВШИМ 2. Это также является причиной того, почему характеристики этих двух алгоритмов пересекаются при $\mu = 0,5$ (рисунок 3.24).

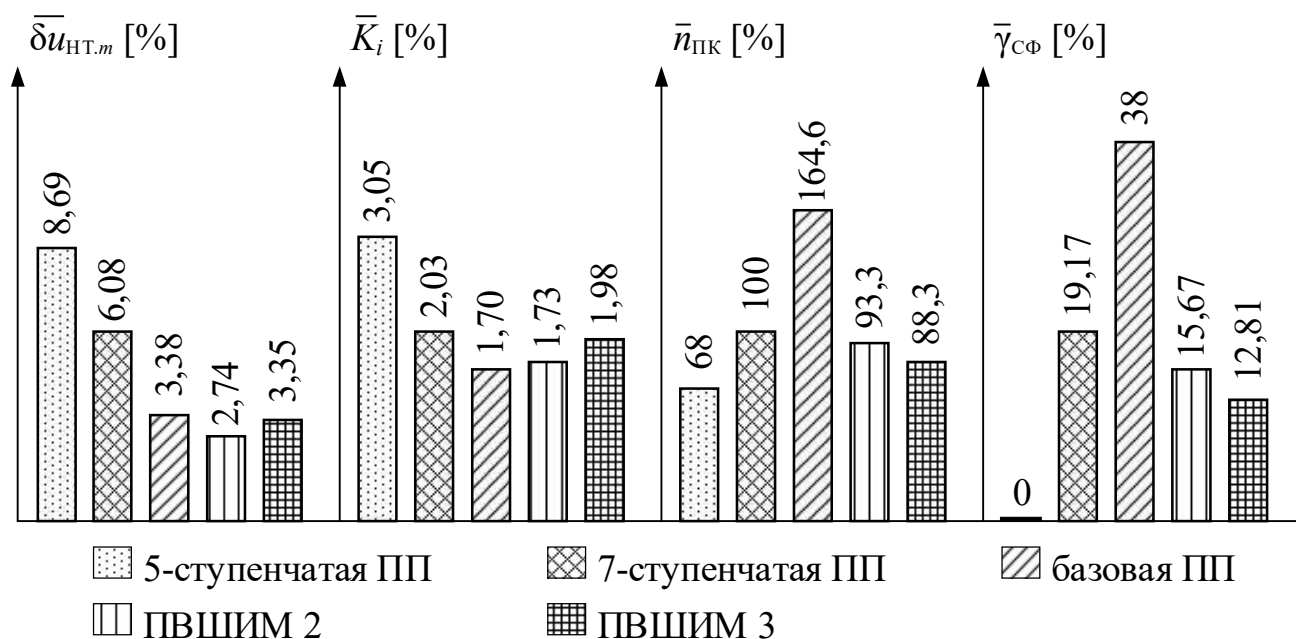


Рисунок 3.25 – Сравнение алгоритмов ПВШИМ

Таким образом, представленный анализ данных подтверждает правильность выбора $\lambda_{\text{опт}}$, что позволяет алгоритму ПВШИМ 3 достичь оптимизации одновременно по четырем заявленным критериям качества. Алгоритм ПВШИМ 3 обеспечивает возможность регулирования степени оптимизации каждого из критериев в соответствии с требованиями потребителя с помощью коэффициента гибридизации λ , что расширяет его область применения в ЭП-ПЧ.

3.4. Выводы

1. Разработана усовершенствованная система управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ 1, которая устранила основные недостатки классической пятиступенчатой ПП, значительно улучшив баланс напряжения НТ. Однако для ЭП большой мощности, где предъявляются строгие требования к качеству потребляемого тока нагрузки из-за низкой частоты коммутации, данный алгоритм не является оптимальным решением.

2. Разработана усовершенствованная система управления АИН ПЧ на основе

ПВШИМ 2. Все четыре ключевых показателя инвертора были улучшены, особенно значительно повысились баланс напряжения НТ и качество электроэнергии.

3. Разработана усовершенствованная система управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ 3, которая позволяет оптимизировать четыре ключевых показателя: качества электроэнергии, баланса напряжения НТ, коммутационных потерь и СФ напряжения. Кроме того, ПВШИМ 3 обеспечивает возможность регулирования степени оптимизации каждого из показателей в соответствии с требованиями потребителя благодаря коэффициенту гибридизации λ .

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ТРЕХУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬНОЙ ТОЧКОЙ

4.1. Описание экспериментального стенда

Для проверки адекватности усовершенствованных алгоритмов, предложенных в Главе 3, использовался лабораторный комплекс «Трехуровневый силовой преобразователь» компании «*Imperix Ltd*». В состав стенда входят (рисунок 4.1): персональный компьютер (1), силовой источник постоянного тока (5), получающий питание от трехфазной сети переменного тока 380 В (2), три интегральные полупроводниковые стойки с ФНТ на базе IGBT-модулей Vincotech P924F33 (4), платформа управления *B-Vox* (3) и короткозамкнутый асинхронный двигатель (АД) мощностью 4 кВт с порошковой муфтой *Warner Electric Brakes* серии В65 (6) [150, 151].



1. Персональный компьютер
2. Сеть 380 В
3. Платформа управления B-Vox
4. Силовая схема 3У ПЧ с ФНТ
5. Источник питания
6. Асинхронный электродвигатель 4 кВт, 380 В, 50 Гц

Рисунок 4.1 – Общий вид лабораторного комплекса
«Трехуровневый силовой преобразователь»

Персональный компьютер, работающий под управлением операционной системы Windows, в сочетании с программными пакетами *Matlab & Simulink*, обеспечивает среду для разработки программного кода, который затем интегрируется в платформу управления *B-Box* [152]. Этот компьютер также отвечает за сбор, обработку и отображение данных о текущих значениях определенных сигналов через платформу управления.

Для построения трехуровневого ПЧ с ФНТ требуется использование шести IGBT-модулей Vincotech P924F33. Интегральная схема каждого IGBT-модуля представлена на рисунке 4.2. Клеммы P и N модуля используются для подключения к двум полюсам источника постоянного напряжения на входе инвертора, тогда как клемма 0 выполняет функцию нейтральной точки. Выход x инвертора соединен с одной из фаз нагрузки. Прямой доступ к управляющим сигналам четырех силовых ключей обеспечен через оптоволоконные интерфейсы $y_{S1} \dots y_{S4}$.

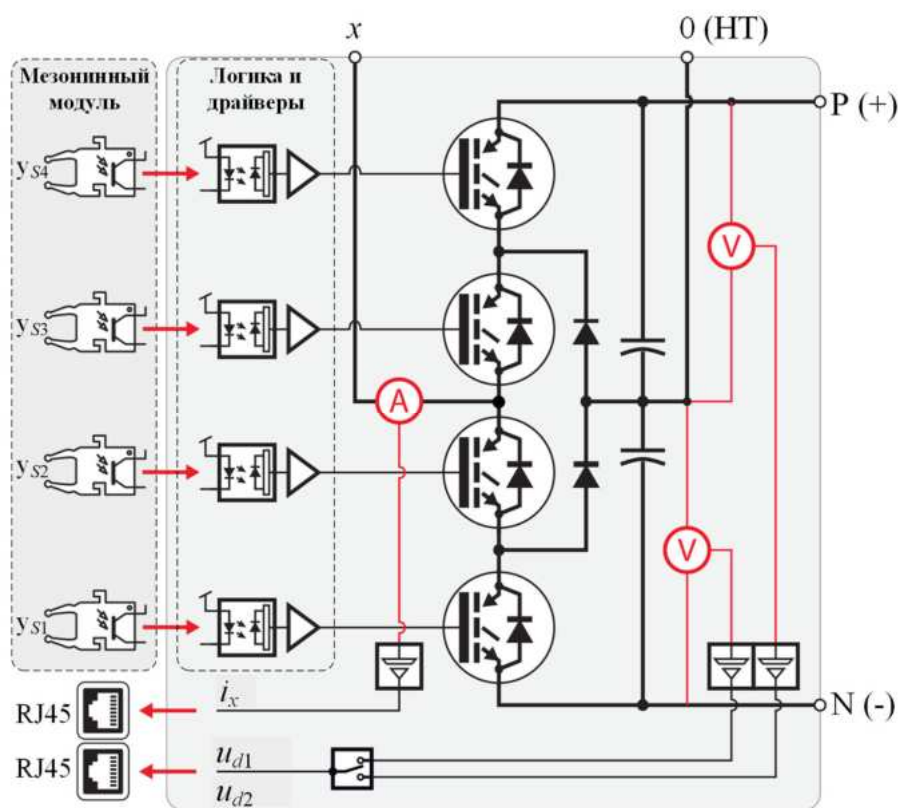


Рисунок 4.2 – Интегральная схема IGBT-модулей Vincotech P924F33 [151]

Датчики напряжений u_{Cd1} , u_{Cd2} и фазных токов i_x (рисунок 4.2), которые гальванически изолированы, передают данные через аналоговые выходы. Каждый

IGBT-модуль оборудован встроенной защитой от перенапряжений, токовых перегрузок и перегрева, настройка которой осуществляется пользователем через встроенный микроконтроллер и сложное программируемое логическое устройство (CPLD – *Complex Programmable Logic Device*).

Мезонинный модуль (рисунок 4.2) обеспечивает базовую поддержку ввода/вывода и включает оптические входы и аналоговые выходы. Модуль предназначен для передачи оптических входных сигналов и аналоговых выходных сигналов между устройством CPLD и платформой управления *B-Box*.

B-Box RCP – это платформа для быстрого прототипирования систем управления (*Rapid Control Prototyping* – RCP), основанная на цифровом сигнальном процессоре (ЦСП) и программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС). Она предоставляет гибкость программирования, позволяя реализовывать даже самые сложные алгоритмы управления. Платформа также поддерживает функции мониторинга и отладки в реальном времени. Разработка управляющего программного обеспечения осуществляется в графической среде *Matlab & Simulink* с использованием специализированных библиотек «*Imperix blockset*», предоставленных производителем [152]. За обработку управляющей программы и координацию работы системы отвечает ЦСП, который построен на базе 32-битного процессора *Texas Instruments TMS320C28346*. Генерация высокоточных управляющих сигналов для силовых ключей выполняется с помощью ПЛИС [150]. Осциллограммы и мгновенные значения измеренных напряжений и токов записываются в реальном времени в графическом программном обеспечении на платформе *WindowsTM* с использованием датчиков напряжений и токов.

ПЧ используется для питания короткозамкнутого АД мощностью 4 кВт, на валу которого установлен нагрузочный элемент с порошковой муфтой *Warner Electric Brakes* серии В65. Порошковая муфта обеспечивает нагрузочный момент, равный $\pm 2,5$ Мн, и поддерживает момент, пропорциональный току, регулируемому с помощью контроллера тока TCS250. Во всех алгоритмах управление напряжением и частотой осуществляется по закону $U/f = \text{const}$ с форсировкой по напряжению в области низких частот, равной 5% от номинального напряжения

статора АД. Это позволяет поддерживать постоянство электромагнитного момента двигателя на механических характеристиках. Основные параметры лабораторного комплекса представлены в таблице 4.1 [151, 153].

Таблица 4.1 – Основные параметры лабораторного комплекса
«Трехуровневый силовой преобразователь»

Технические параметры		Значение
АИН	Напряжение звена DC, U_{dc}	540 В
	Емкость конденсаторов звена DC, $C_{d1} = C_{d2}$	517 мкФ
	IGBT модули P924F33 Vincotech	600 В, 30 А, 50 кГц
	Датчики тока LEM HLSR 20-P/SP33	± 20 А; частота пропускания 450 кГц; ошибка измерения $\pm 0,5\%$
	Датчики напряжений Avago ACPL-C87B	частота пропускания 25 кГц; ошибка измерения $\pm 0,1\%$
	FPGA (ПЛИС)	Xilinx XC9536XL-10VQG44C
	Микропроцессор TMS320C28346	300 МГц, 256 МВ NOR flash memory, 2 МВ RAM и 300 MIPS
	Частота ШИМ, $f_{ШИМ}$	2000 Гц
	Способ частотного управления	$U/f = \text{const}$ с форсировкой по напряжению 5%
АД	Номинальная мощность, P_n	4 кВт
	Номинальное линейное напряжение, $U_{л.ном}$	380 В
	Номинальный ток статора, $I_{ном}$	8,6 А
	Номинальная частота, $f_{ном}$	50 Гц

4.2. Верификация трех усовершенствованных систем управления на основе пространственно-векторной ШИМ

В главе 3 предложены три усовершенствованных системы управления АИН по ПВШИМ 1, ПВШИМ 2 и ПВШИМ 3 для ЭП-ПЧ. Результаты моделирования подтвердили их эффективность по четырем ключевым показателям: суммарному коэффициенту гармонического искажения фазного тока K_i , максимальному относительному отклонению напряжения НТ $\delta u_{нт.м}$, относительному числу пар переключений силовых ключей $n_{пк}$ и коэффициенту заполнения импульсов с высокими уровнями СФ напряжения $\gamma_{сф}$.

Ограниченные возможности измерительного оборудования не позволяют получить точные значения показателей $n_{ПК}$ и $\gamma_{сф}$. Тем не менее, оценка трех разработанных алгоритмов по этим двум критериям, проведенная в главе 3, является достаточной основой для заключения. Таким образом, главной целью данного эксперимента было проверить эффективность трех усовершенствованных систем с точки зрения качества фазного тока (K_i) и баланса напряжения ($\delta u_{нт.м}$).

Верификация трех алгоритмов была проведена по следующему процессу:

Шаг 1: В среде *Matlab & Simulink* с применением специализированных программных блоков из библиотеки «*Imperix Blockset*», предназначенной для платформы управления *B-Vox* [152], были созданы исполняемые коды разработанных алгоритмов, представленные на рисунке 4.3.

Для алгоритма ПВШИМ 1 выбор оптимальной пятиступенчатой ПП выполняется в соответствии с блок-схемой, изображенной на рисунке 3.5. Информация о кодах состояния силовых ключей для каждого варианта сохраняется в соответствии с таблицей IV в **приложении 1**.

Для алгоритма ПВШИМ 2 информация о кодах состояния силовых ключей сохраняется в соответствии с таблицей II в **приложении 1**. Длительность включения базовых векторов определяется величиной регулирования $\Delta\gamma$, которая рассчитывается по формулам, приведенным в таблице 3.3.

Для алгоритма ПВШИМ 3 информация о кодах состояния силовых ключей соответствует таблице V в **приложении 1**. Переход между областями в гибридной ПП выполняется в соответствии с блок-схемой, изображенной на рисунке 3.20.

Шаг 2: Программные коды алгоритмов были скомпилированы на C/C++ и интегрированы в платформу *B-Vox* через JTAG-эмулятор. С использованием USB-коннектора для подключения к платформе управления и программного обеспечения *B-Vox Control* проводилось графическое отображение и управление данными, загруженными на первом этапе из *Matlab & Simulink* в центральный сигнальный процессор TMS320C28346 платформы управления *B-Vox*. Измерения и отображение фазных токов и напряжений проводились с частотой дискретизации 50 мкс. Полученные данные импортировались в *Matlab* для дальнейшего анализа.

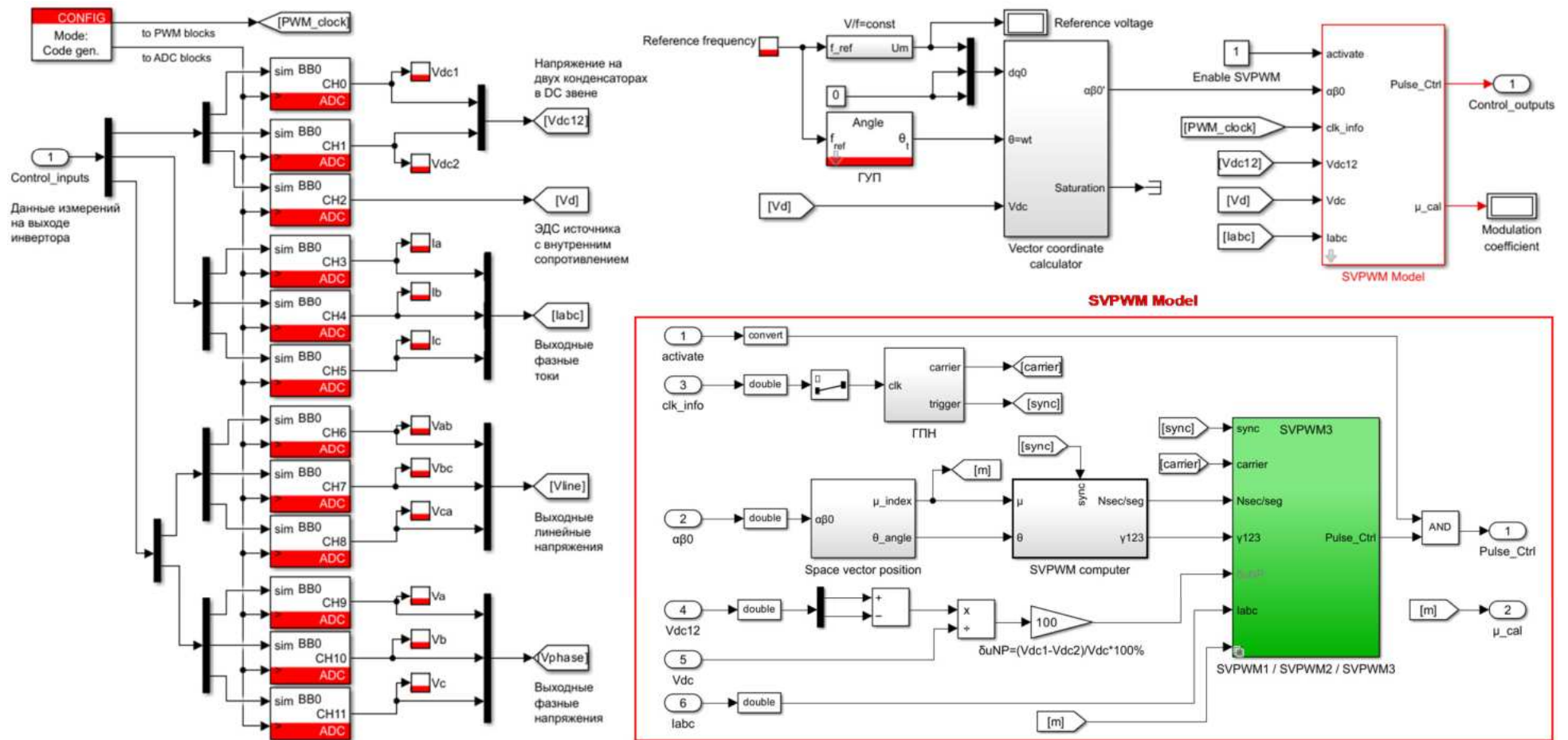


Рисунок 4.3 – Исполняемый код алгоритмов управления в среде *Matlab & Simulink* с использованием специальных программных блоков из библиотеки «*Imperix Blockset*»

Шаг 3: Проведенные измерения с использованием платформы управления *B-Vox* позволили оценить практическую эффективность усовершенствованных систем управления на основе ПВШИМ.

На рисунках 4.4 – 4.6 представлены результаты эксперимента по напряжениям на двух конденсаторах в звене DC, токам двигателя и их спектральному анализу при нормированной заданной частоте $f_s^* = 0,8$ и номинальной нагрузке двигателя для известных ПВШИМ с классическими ПП и усовершенствованных ПВШИМ. Здесь нормированная заданная частота рассчитывается по следующей формуле:

$$f_s^* = \frac{f_s}{f_{s,\text{НОМ}}}, \quad (4.1)$$

где $f_{s,\text{НОМ}} = 50$ Гц – номинальная частота статора АД.

При напряжении звена DC, равном 540 В, и идеальном балансе напряжения НТ, напряжение на каждом конденсаторе составляет 270 В. Однако, как отмечалось ранее, при работе АИН неизбежно возникает дисбаланс напряжения НТ. На основании рисунка 4.4 видно, что каждый из усовершенствованных алгоритмов позволяет улучшить баланс напряжения НТ по сравнению с их исходными версиями. В свою очередь, это повышает качество потребляемого двигателем тока. Экспериментальные данные, полученные по $\delta u_{\text{НТ},m}$, K_i , $K_{i(5)}$ и $K_{i(7)}$, приведены в таблице 4.2. В дополнение к известным коэффициентам $\delta u_{\text{НТ},m}$ и K_i , коэффициенты $K_{i(5)}$ и $K_{i(7)}$ определяются по следующим формулам:

$$K_{i(5)} = \frac{I_{m(5)}}{I_{m(1)}} \cdot 100\%; \quad K_{i(7)} = \frac{I_{m(7)}}{I_{m(1)}} \cdot 100\%, \quad (4.2)$$

где $I_{m(1)}$, $I_{m(5)}$ и $I_{m(7)}$ – амплитуда первой, пятой и седьмой гармоник.

Анализ данных, полученных при $f_s^* = 0,8$, позволяет сделать следующие выводы:

– ПВШИМ 1 снижает значение $\delta u_{\text{НТ},m}$ на 29,7% по сравнению с ПВШИМ с пятиступенчатой ПП. При этом K_i , $K_{i(5)}$ и $K_{i(7)}$ также значительно уменьшаются на 48,16%, 67% и 63,33% соответственно.

– ПВШИМ 2 обеспечивает снижение $\delta u_{\text{НТ},m}$ на 53,91% и 42,2% соответственно по сравнению с ПВШИМ с семиступенчатой ПП и с базовой ПП. Это способствует

улучшению формы выходного тока, при этом 5-я гармоника снижается с 1,8% и 1,5% до 0,65%, а 7-я гармоника – с 1,95% и 1,8% до 0,68%. В результате этого коэффициент K_i уменьшается с 3,25% и 2,83% до 2,66%.

– ПВШИМ 3 обеспечивает гибкую настройку степени улучшения показателей. По сравнению с ПВШИМ с семиступенчатой ПП, коэффициенты $\delta u_{\text{нт.м}}$, K_i , $K_{i(5)}$ и $K_{i(7)}$ уменьшаются примерно на 27,51%, 11,38%, 56,67% и 42,05% соответственно.

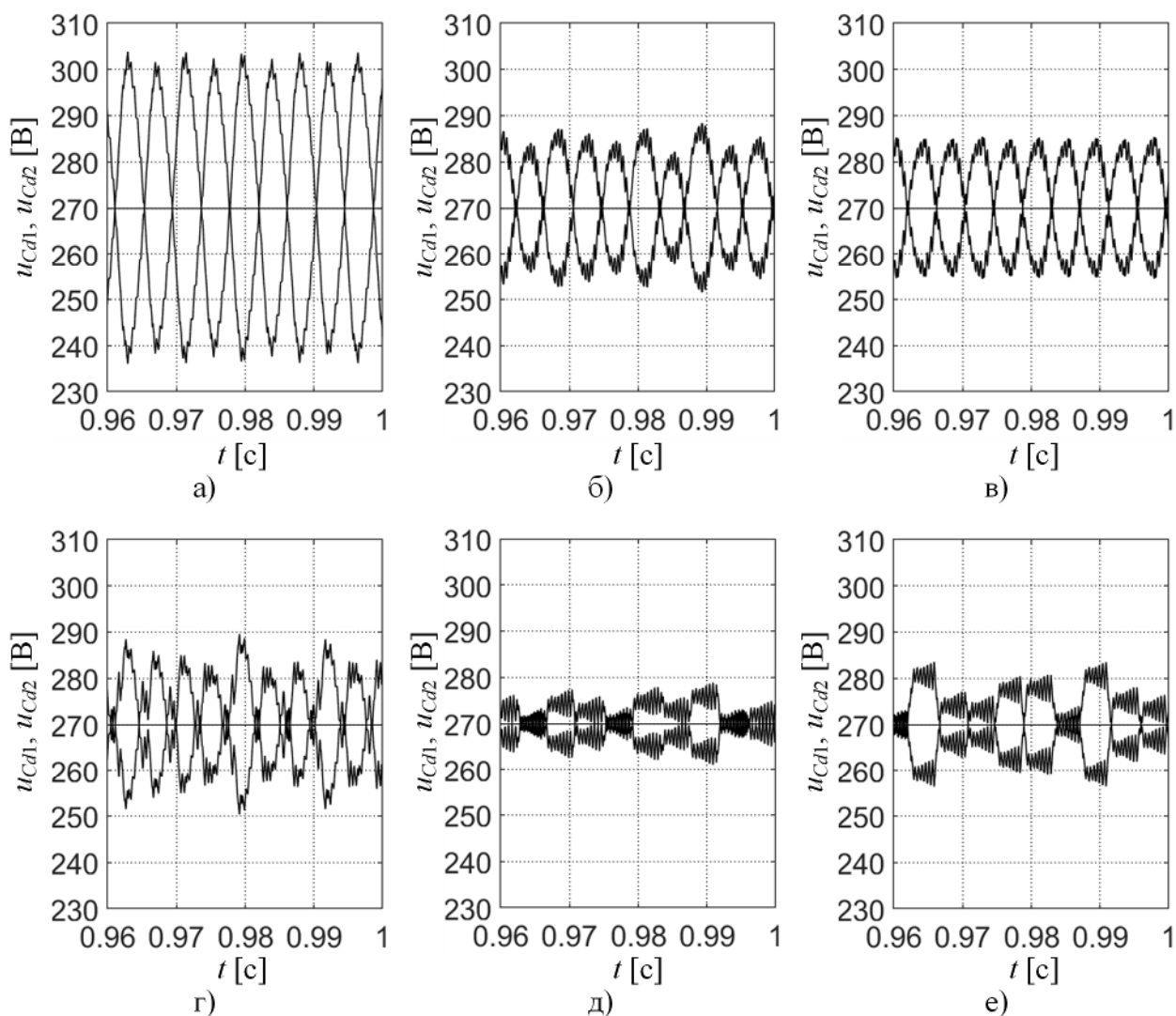


Рисунок 4.4 – Результаты эксперимента по напряжениям на конденсаторах в звене ДС для ПВШИМ с классической пятиступенчатой ПП (а), с классической семиступенчатой ПП (б) и с классической базовой ПП (в), а также ПВШИМ 1 (г), ПВШИМ 2 (д) и ПВШИМ 3 (е) при частоте $f_s^* = 0,8$ и номинальной нагрузке двигателя

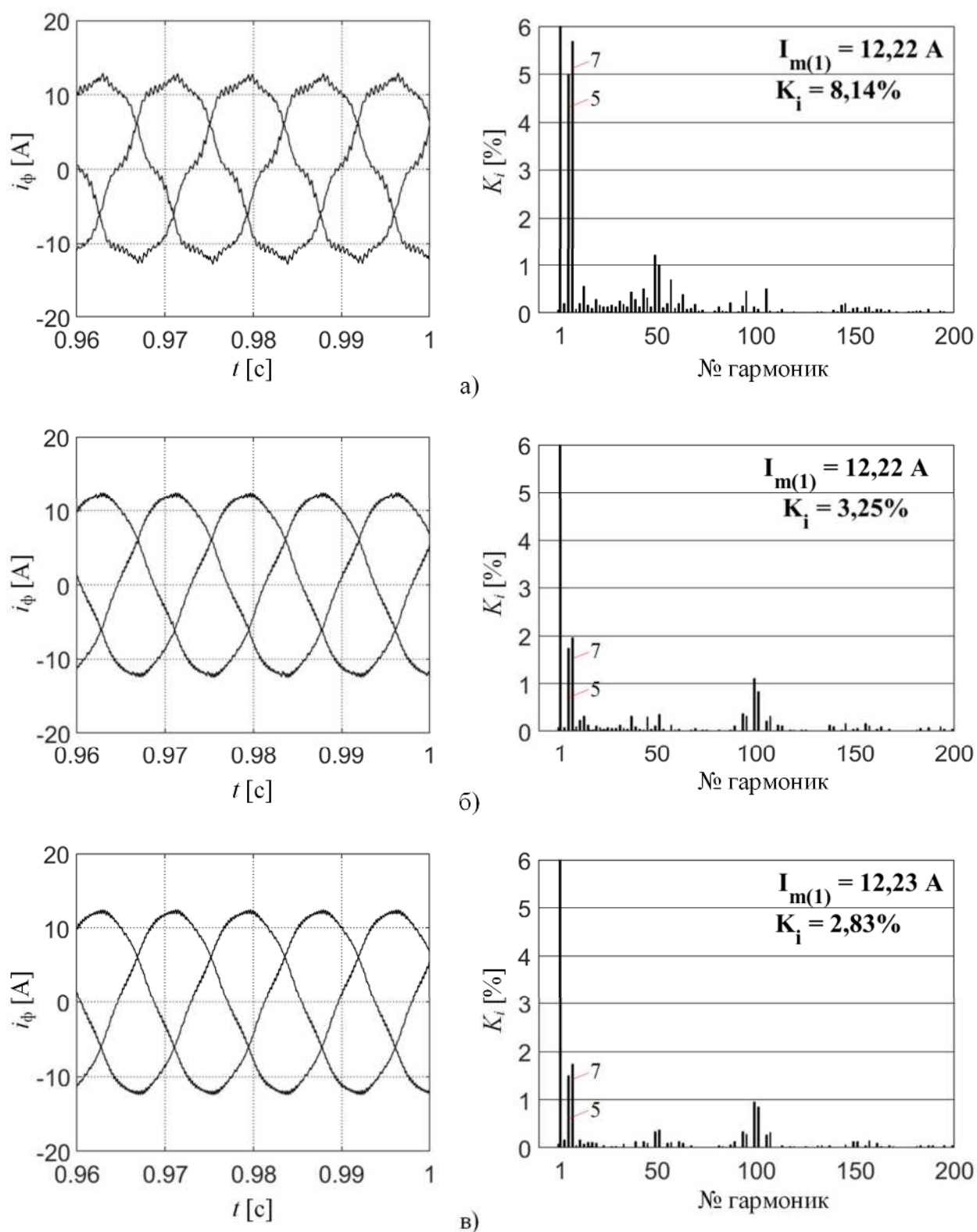
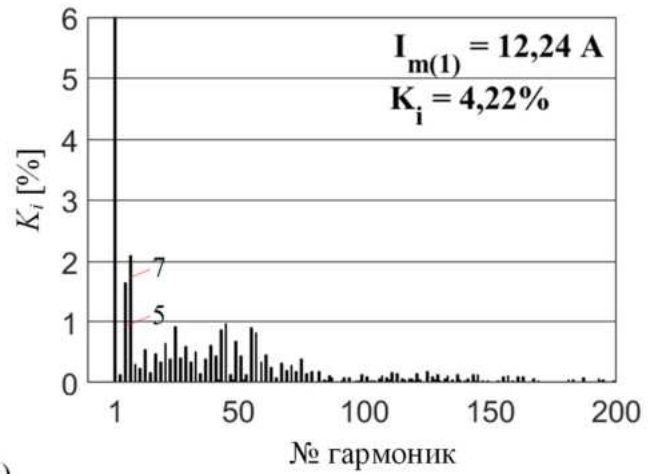
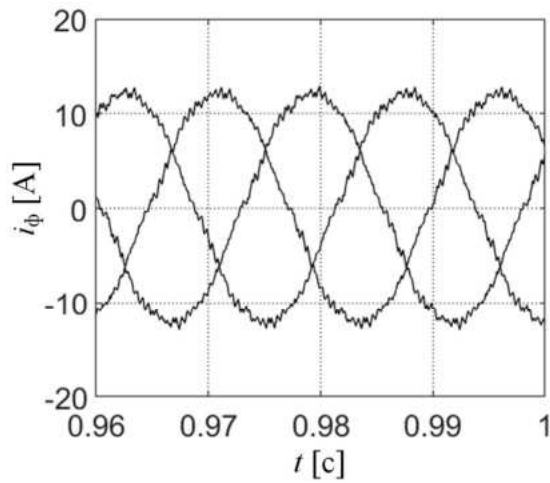
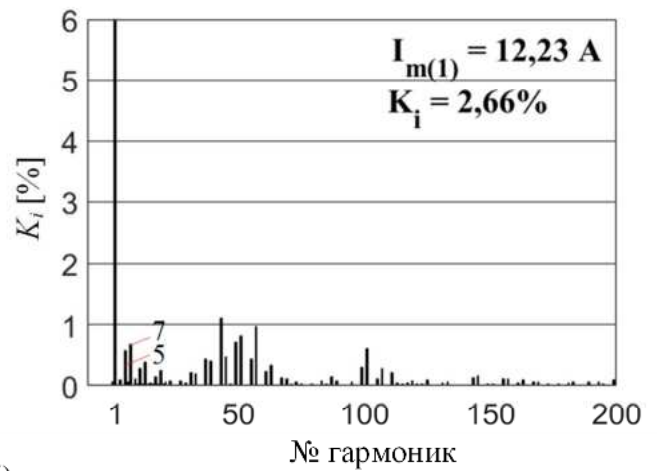
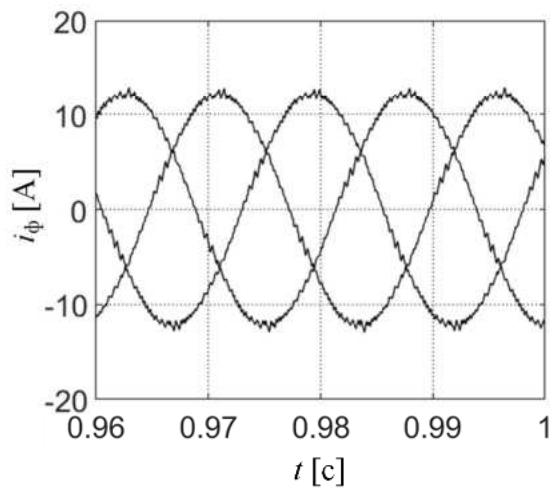


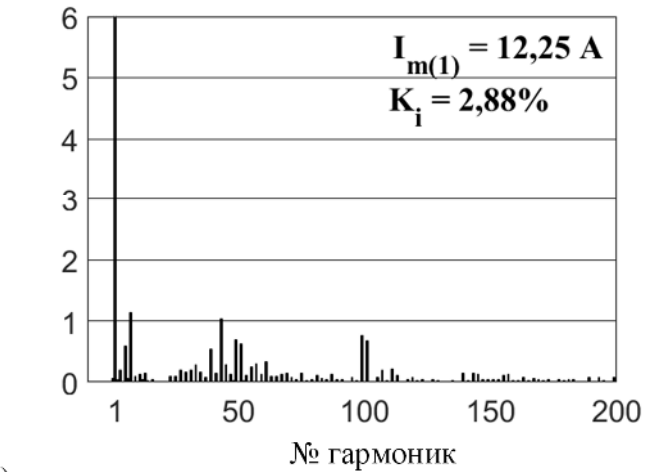
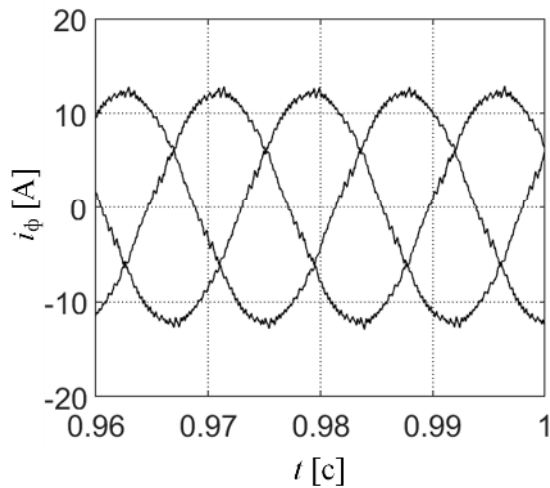
Рисунок 4.5 – Результаты эксперимента по фазным токам двигателя и их спектральному анализу для ПВШИМ с классической пятиступенчатой ПП (а), с классической семиступенчатой ПП (б) и с классической базовой ПП (в) при частоте $f_s^* = 0,8$ и номинальной нагрузке двигателя



a)



б)



в)

Рисунок 4.6 – Результаты эксперимента по фазным токам двигателя и их спектральному анализу для ПВШИМ 1 (а), ПВШИМ 2 (б) и ПВШИМ 3 (в) при частоте $f_s^* = 0,8$ и номинальной нагрузке двигателя

Таблица 4.2 – Данные эксперимента величин $\delta u_{\text{HT},m}$, K_i , $K_{i(5)}$ и $K_{i(7)}$ при частоте $f_s^* = 0,8$ и номинальной нагрузке двигателя

Величины	$\delta u_{\text{HT},m}$ [%]	K_i [%]	$K_{i(5)}$ [%]	$K_{i(7)}$ [%]
ПВШИМ с 5-ступенчатой ПП	12,56	8,14	5	5,7
ПВШИМ с 7-ступенчатой ПП	7,16	3,25	1,8	1,95
ПВШИМ с базовой ПП	5,71	2,83	1,5	1,8
ПВШИМ 1	8,83	4,22	1,65	2,09
ПВШИМ 2	3,3	2,66	0,65	0,68
ПВШИМ 3	5,19	2,88	0,78	1,13

На имитационной модели проведено моделирование, аналогичное экспериментальным исследованиям, представленным на рисунке 4.7 – 4.9. Данные моделирования, полученные по $\delta u_{\text{HT},m}$ и K_i , приведены в таблице 4.3. Сравнительный анализ результатов математического моделирования и экспериментального исследования показал, что погрешность между ними не превышает 5%, что подтверждает адекватность моделей ЭП-ПЧ с усовершенствованными системами управления.

На рисунках 4.10 и 4.11 представлены экспериментальные зависимости $\delta u_{\text{HT},m}$, K_i , $K_{i(5)}$ и $K_{i(7)}$ от частоты f_s^* и их средние значения $\overline{\delta u_{\text{HT},m}}$, $\overline{K_i}$, $\overline{K_{i(5)}}$ и $\overline{K_{i(7)}}$ во всем диапазоне частот f_s^* от 0 до 1,0 для ПВШИМ с классическими ПП, а также для ПВШИМ1, ПВШИМ 2 и ПВШИМ 3. Анализ этих зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

– ПВШИМ с классической пятиступенчатой ПП не обеспечивает возможности равномерного распределения и управления продолжительностью включения комбинаций состояний p - и n -типа для малых базовых векторов. Это приводит к дисбалансу напряжения НТ и ухудшению качества выходного тока, особенно при частоте $f_s^* = 0,7$, где коэффициенты $\delta u_{\text{HT},m}$, K_i , $K_{i(5)}$ и $K_{i(7)}$ достигают своих максимальных значений: 18,75%, 9,13%, 6,1% и 6,19% соответственно (рисунок 4.10 а).

Эта проблема значительно решается с помощью ПВШИМ 1, который выполняет переход между различными пятиступенчатыми ПП на основе сигнала обратной связи по отклонению напряжения НТ (рисунок 3.4). В результате средние

значения $\overline{\delta u_{\text{HT},m}}$, \overline{K}_i , $\overline{K}_{i(5)}$ и $\overline{K}_{i(7)}$ уменьшаются на 50,48%, 47,24%, 72,44% и 69,16% соответственно (рисунок 4.11).

– ПВШИМ с базовой ПП минимизирует влияние малых базовых векторов на напряжение НТ благодаря равномерному распределению длительностей включения малых базовых векторов p - и n -типов, но не учитывает влияние средних векторов, используемых в сегментах 2, 3 и 4 (рисунок 2.7). В результате этого коэффициент $\delta u_{\text{HT},m}$ минимален при частоте f_s^* от 0 до 0,5, но резко возрастает в диапазоне f_s^* от 0,5 до 1 и достигает максимума 5,8% при $f_s^* = 1$ (рисунок 4.10 а).

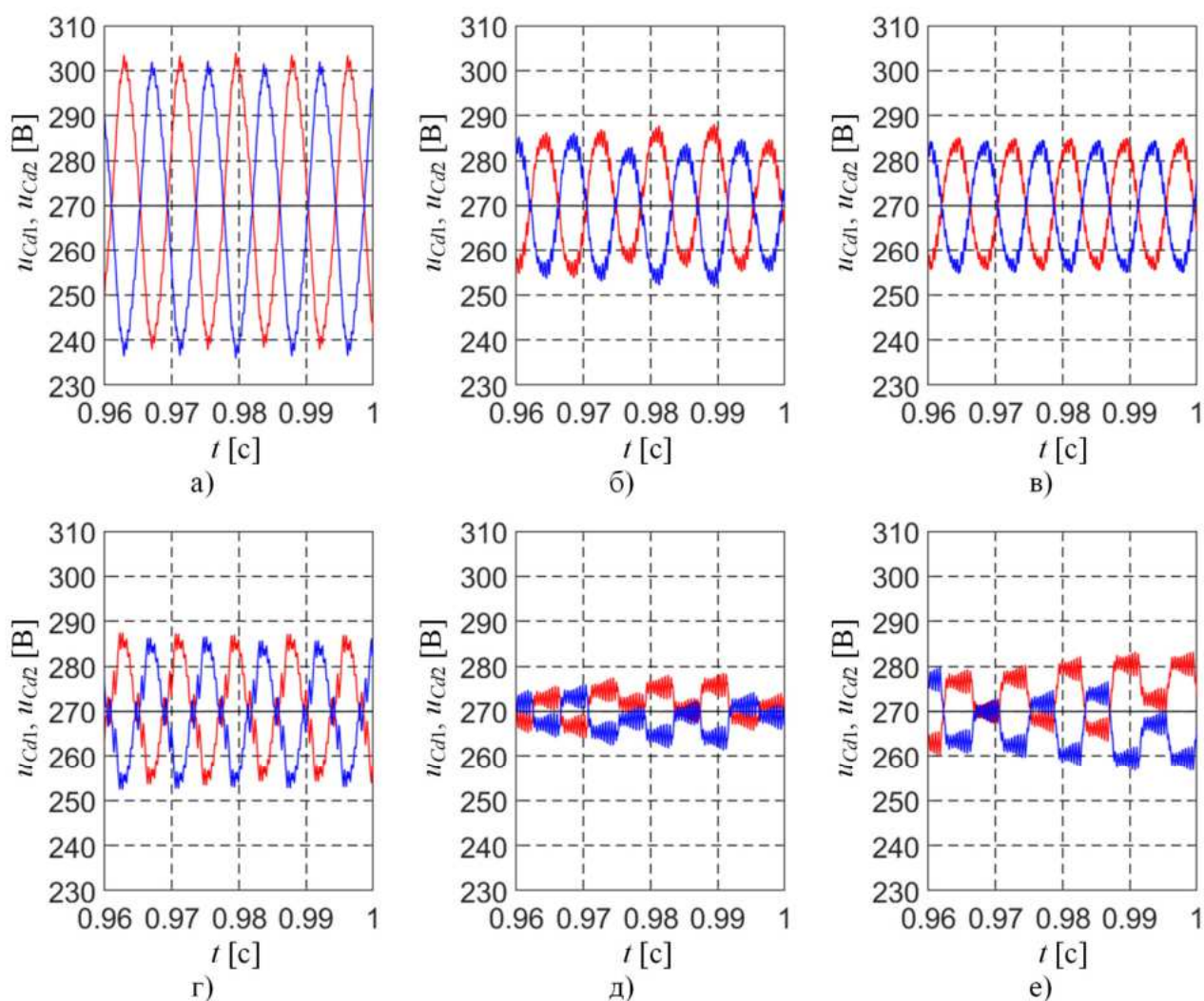


Рисунок 4.7 – Результаты моделирования по напряжениям на конденсаторах в звене DC для ПВШИМ с классической пятиступенчатой ПП (а), с классической семиступенчатой ПП (б) и с классической базовой ПП (в), а также ПВШИМ 1 (г), ПВШИМ 2 (д) и ПВШИМ 3 (е) при частоте $f_s^* = 0,8$ и номинальной нагрузке двигателя

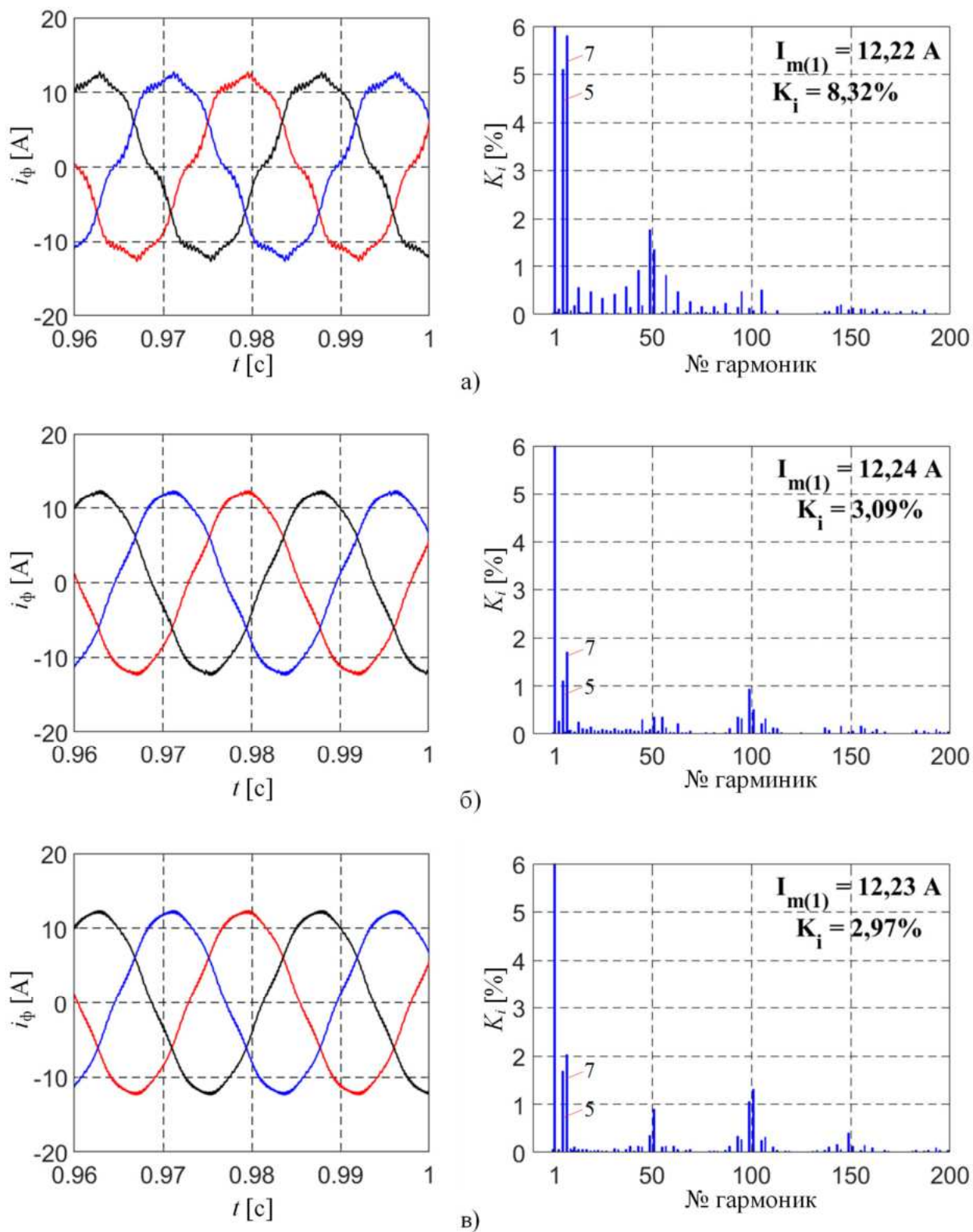


Рисунок 4.8 – Результаты моделирования по фазным токам двигателя и их спектральному анализу для ПВШИМ с классической пятиступенчатой ПП (а), с классической семиступенчатой ПП (б) и с классической базовой ПП (в) при частоте $f_s^* = 0,8$ и номинальной нагрузке двигателя

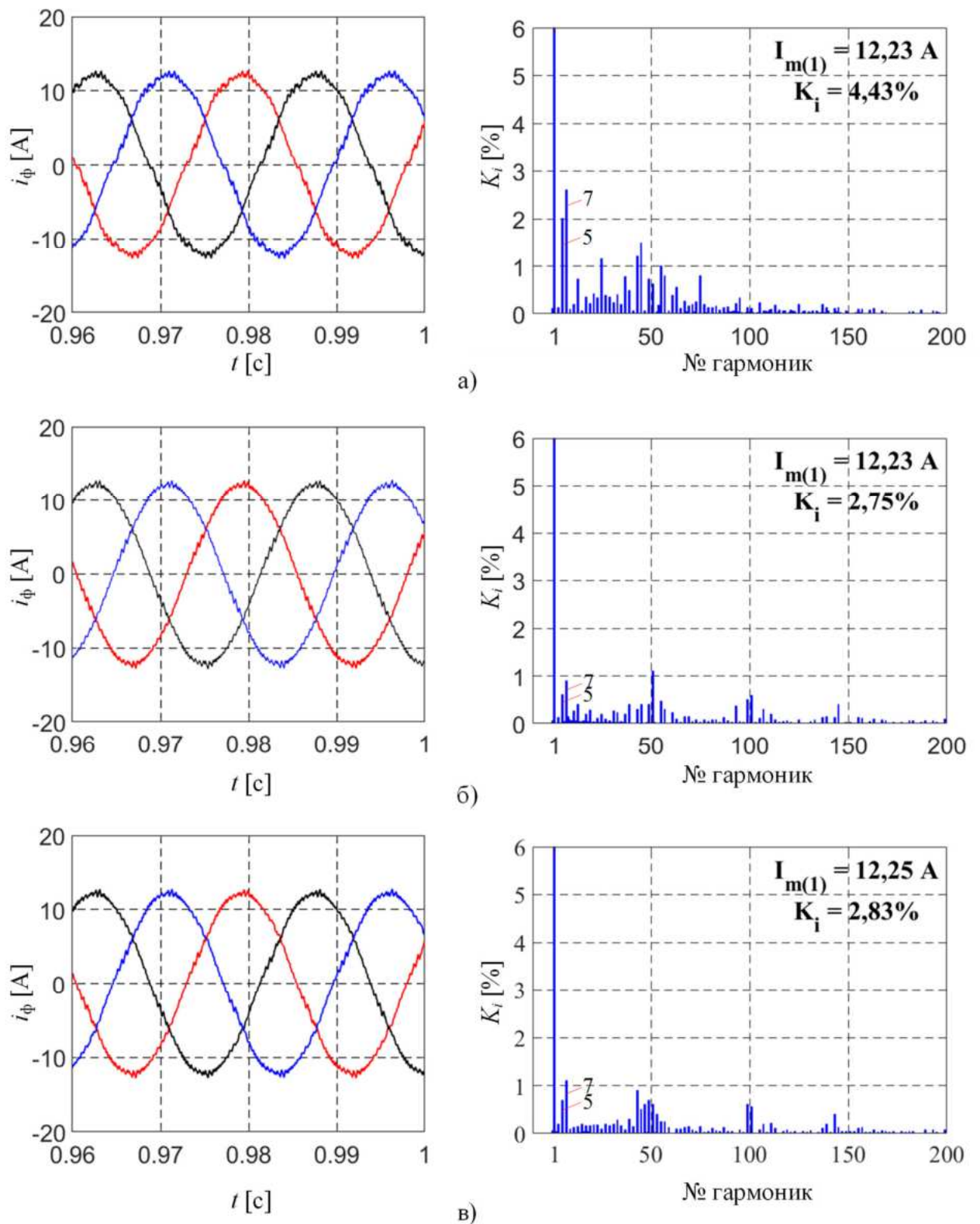


Рисунок 4.9 – Результаты моделирования по фазным токам двигателя и их спектральному анализу для ПВШИМ 1 (а), ПВШИМ 2 (б) и ПВШИМ 3 (в) при частоте $f_s^* = 0,8$ и номинальной нагрузке двигателя

Таблица 4.3 – Данные моделирования величин $\delta u_{HT.m}$ и K_i при частоте $f_s^* = 0,8$ и номинальной нагрузке двигателя

Величины	$\delta u_{HT.m}$ [%]	K_i [%]
ПВШИМ с 5-ступенчатой ПП	12,6	8,32
ПВШИМ с 7-ступенчатой ПП	6,82	3,09
ПВШИМ с базовой ПП	5,50	2,97
ПВШИМ 1	8,42	4,43
ПВШИМ 2	3,16	2,75
ПВШИМ 3	4,94	2,83

– ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП не обеспечивает управление напряжением НТ ($\Delta\gamma = 0$), что приводит к высокому уровню отклонения $\delta u_{HT.m}$, достигающему максимального значения 9,2% при $f_s^* = 0,5$ (рисунок 4.10 а), когда длительность включения малых базовых векторов на каждом периоде ШИМ достигает наибольшего значения.

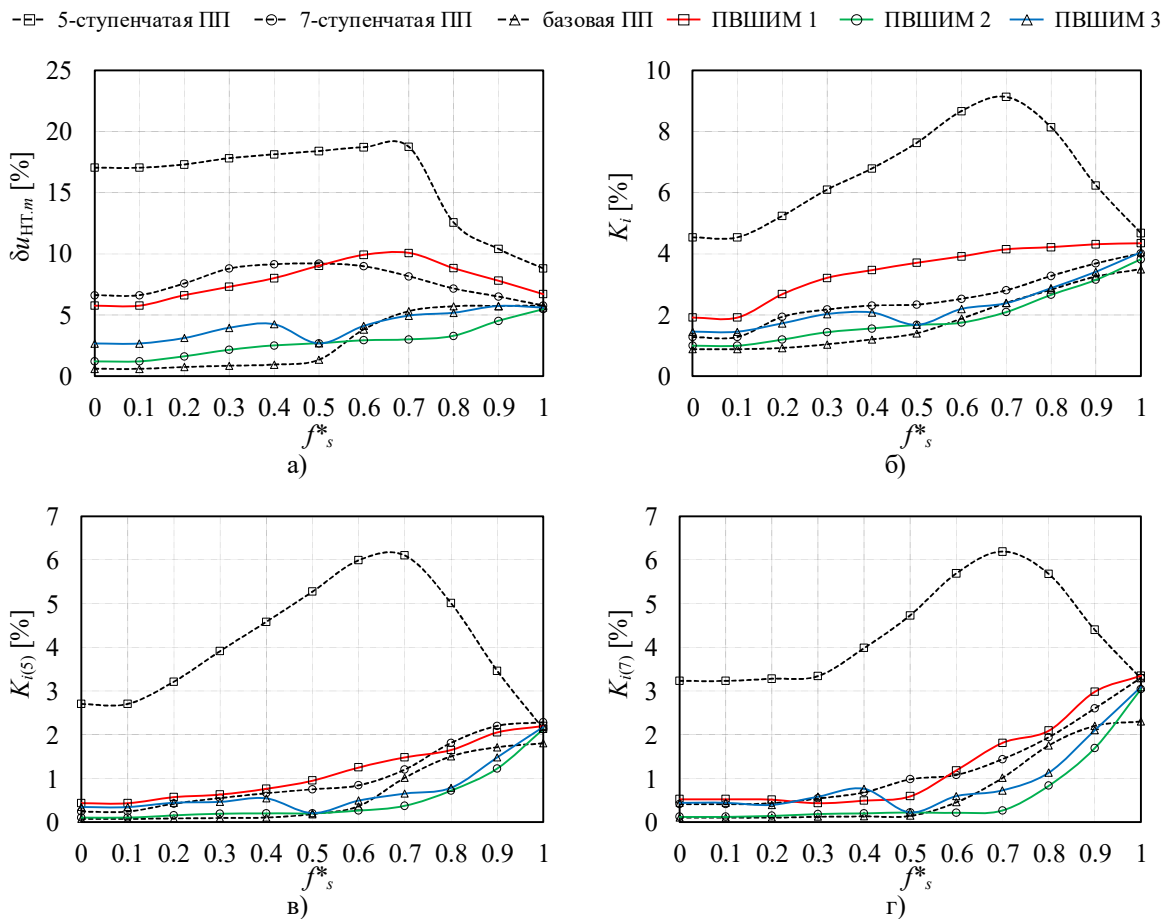


Рисунок 4.10 – Экспериментальные зависимости $\delta u_{HT.m}$ (а), K_i (б); $K_{i(5)}$ (в) и $K_{i(7)}$ (г) от нормированной частоты f_s^* при номинальной нагрузке двигателя

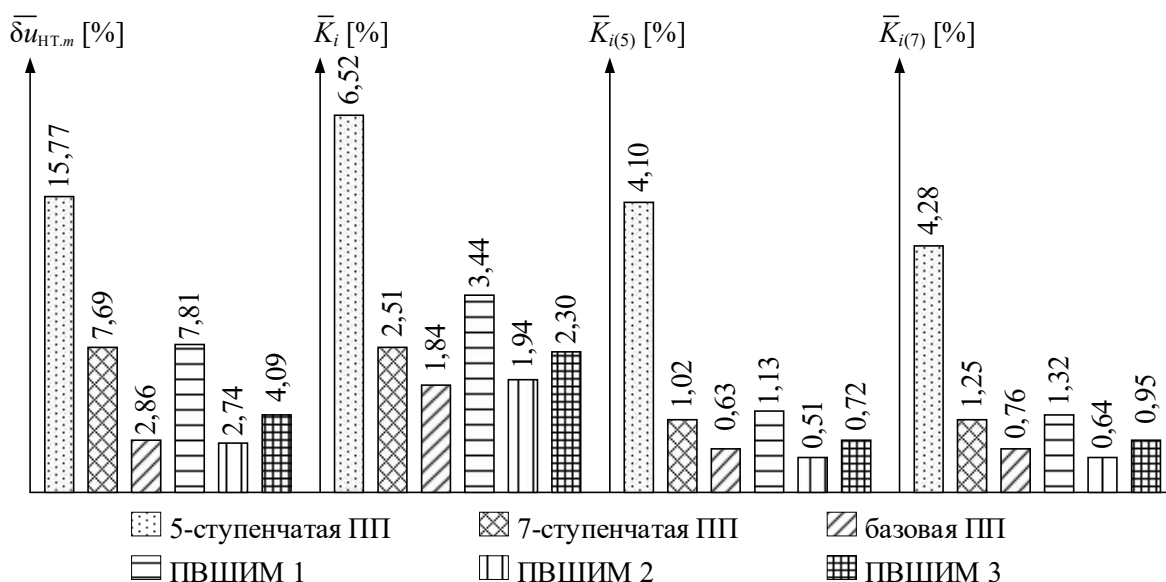


Рисунок 4.11 – Средние значения величин $\delta u_{NT.m}$, K_i , $K_{i(5)}$ и $K_{i(7)}$ во всем диапазоне частот f_s^* от 0 до 1,0 при номинальной нагрузке двигателя

– ПВШИМ 2 обеспечивает наилучшее управление напряжением НТ среди предложенных алгоритмов за счет регулирования коэффициента заполнения Δu базовых векторов на каждом периоде ШИМ. Среднее значение $\overline{\delta u_{NT.m}}$ во всем диапазоне частот f_s^* для ПВШИМ 2 составляет 2,74% (рисунок 4.11), что на 64,37% меньше, чем для ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП ($\overline{\delta u_{NT.m}} = 7,69\%$) и на 4,2% меньше, чем для ПВШИМ с базовой ПП ($\overline{\delta u_{NT.m}} = 2,86\%$).

– в диапазоне частот f_s^* от 0 до 0,5 значение отклонения $\delta u_{NT.m}$ для ПВШИМ 2 несколько больше, чем для ПВШИМ с базовой ПП (рисунок 4.10 а), так как в этом диапазоне регулирование напряжения НТ в данном алгоритме осуществляется только за счет одного доминирующего малого базового вектора, а второй малый базовый вектор остается нерегулируемым. При $f_s^* > 0,5$ отклонение $\delta u_{NT.m}$ для ПВШИМ 2, напротив, становится меньше по сравнению с ПВШИМ с базовой ПП, что объясняется сильным влиянием средних базовых векторов в данном алгоритме.

– при $f_s^* > 0,8$ отклонение $\delta u_{NT.m}$ для ПВШИМ 2 значительно возрастает и достигает 5,41% при $f_s^* = 1$ (рисунок 4.10 а), как и для ПВШИМ с базовой ПП. Это объясняется тем, что в этой области значительно уменьшается длительность включения малых базовых векторов, что ограничивает контроль над балансом

напряжения НТ в данном алгоритме.

– суммарный коэффициент искажения тока K_i для всех рассмотренных алгоритмов напрямую зависит от уровня отклонения напряжения НТ $\delta u_{\text{НТ},m}$ и носит схожий характер с зависимостями, приведенными на рисунок 4.10 б. Это объясняется тем, что дисбаланс напряжения НТ приводит к нарушению симметрии уровней напряжений на конденсаторах C_{d1} и C_{d2} звена DC и, как следствие, вызывает искажения формы кривых напряжений и токов.

– ПВШИМ 2 по среднему значению \bar{K}_i во всем частотном диапазоне f_s^* проигрывает всего лишь на 0,1% по абсолютному значению по сравнению с ПВШИМ с базовой ПП (рисунок 4.11), но выигрывает по средним значениям коэффициентов низкочастотных гармоник тока $\bar{K}_{i(5)}$ и $\bar{K}_{i(7)}$ на 19,05% и 15,79% соответственно. Здесь следует отметить, что низкочастотные нечетные гармоники (5, 7, ...) оказывают наибольшее негативное влияние и могут привести [154]: к увеличению потерь в магнитопроводе и снижению КПД двигателя; к увеличению потерь в обмотках, вызывая нагрев двигателя и сокращение его срока службы, а также к нарушению равномерности вращающегося магнитного поля двигателя, что приводит к дополнительным вибрациям и шумам.

– ПВШИМ 3 позволяет достичь приемлемых уровней баланса напряжения НТ и качества выходного тока. Для снижения значений $\delta u_{\text{НТ},m}$, K_i , $K_{i(5)}$ и $K_{i(7)}$ требуется уменьшение коэффициента гибридизации λ , однако это приводит к увеличению коммутационных потерь и высоких уровней СФ напряжения. Напротив, увеличение коэффициента λ приводит к ухудшению баланса напряжения НТ и качества выходного тока. Эти выводы были подтверждены в разделе 3.3. Результаты, представленные на рисунках 4.10 и 4.11, показывают, что кривые $\delta u_{\text{НТ},m}$, K_i , $K_{i(5)}$ и $K_{i(7)}$ при ПВШИМ 3 близки к кривым ПВШИМ 2, что подтверждает его преимущество в обеспечении компромисса между противоречащими требованиями к качеству ЭП-ПЧ.

Таким образом, сравнительный анализ экспериментальных данных позволяет сформулировать следующие обобщенные выводы:

– ПВШИМ с пятиступенчатой ПП хоть и обеспечивает низкое число

переключений силовых ключей, оно приводит к значительному дисбалансу напряжения НТ и ухудшению качества выходного тока. На практике применяются только его модификации, направленные на улучшение этих параметров.

– ПВШИМ с семиступенчатой ПП обеспечивает приемлемые показатели качества, что делает его подходящим для использования в низковольтных ЭП, таких как центробежные насосы, легкие конвейеры и вентиляторы.

– ПВШИМ с базовой ПП обеспечивает оптимальный баланс напряжения НТ и качества выходного тока. Однако, как показано в разделе 2.5, он приводит к значительному увеличению коммутационных потерь и повышенным уровням СФ напряжения. Поэтому его применение целесообразно в мощных ЭП, таких как прокатные станы горячей и холодной прокатки, дробильные установки и другие промышленные механизмы, где качество электроэнергии является критически важным из-за низкой частоты коммутации.

– ПВШИМ 1 значительно повышает баланс напряжения НТ и качество выходного тока по сравнению с его исходной версией – ПВШИМ с пятиступенчатой ПП. Однако коэффициенты $\delta_{\text{НТ},m}$, K_i , $K_{i(5)}$ и $K_{i(7)}$ остаются высокими. Таким образом, данный алгоритм целесообразно применять в низковольтных ЭП, например, в системах сетевых фотоэлектрических инверторов [155], где критично уменьшение коммутационных потерь из-за высокой частоты коммутации.

– ПВШИМ 2 значительно повышает все четыре показателя, что делает его потенциальным заменителем для большинства их применений, особенно в мощных ЭП, где выбор алгоритма управления критичен из-за строгих требований к качеству потребляемой электроэнергии.

– ПВШИМ 3 обеспечивает гибкую настройку компромисса между показателями в зависимости от конкретных требований системы с помощью коэффициента гибридизации λ . В частности:

1) для систем, предъявляющих строгие требования к балансу напряжения НТ (например, из-за малой емкости конденсаторов в звене DC или жестких ограничений по допустимому напряжению на активных и пассивных элементах

схемы), а также к высокому качеству электроэнергии (из-за низкой допустимой частоты коммутации или высоких требований к электромагнитной совместимости), коэффициент λ необходимо уменьшать, даже вплоть до $\lambda = 0$, что приводит к переходу от ПВШИМ 3 к ПВШИМ 2 и минимизацию показателей данных критериев;

2) для систем, где критично снижение коммутационных потерь силовых ключей с целью повышения общего КПД системы и уменьшения перегрева коммутационных элементов, а также для снижения высоких уровней СФ напряжения с целью повышения надежности электродвигателя, коэффициент λ необходимо увеличивать;

3) в процессе эксплуатации надежность и точность работы ЭП неизбежно снижаются из-за деградации характеристик и параметров его компонентов. Выявление и замена деградирующих элементов сложны и дорогостоящи. Альтернативный подход заключается в замене алгоритма управления, что усложняет систему и требует дополнительных временных затрат на разработку и внедрение нового алгоритма. В таких случаях ПВШИМ 3 представляет собой перспективное решение, так как позволяет адаптировать рабочие характеристики инвертора к условиям эксплуатации путем простой настройки коэффициента гибридизации λ .

4.3. Результаты моделирования перехода между пятиступенчатой и семиступенчатой последовательностями переключений при ПВШИМ 3

Ограничения возможностей оборудования не позволяют получить результаты о процессе перехода между семиступенчатой и пятиступенчатой ПП в гибридной ПП при применении алгоритма ПВШИМ 3. На основе исполняемого кода, разработанного для экспериментального стенда, было проведено моделирование в среде *Matlab & Simulink* для исследования данного перехода. Типичные переходы между семиступенчатой и пятиступенчатой ПП показаны на рисунках 4.12 и 4.13.

Когда конец пространственного вектора находится в сегменте 1 или 3,

переход между семиступенчатой и пятиступенчатой ПП осуществляется между областями «с₁» и «п₁», а также между областями «с₂» и «п₂». Из результатов на рисунке 4.12 видно, что эти переходы не требуют дополнительного переключения силовых ключей, что подтверждает правильность базовой теории, разработанной в главе 3.

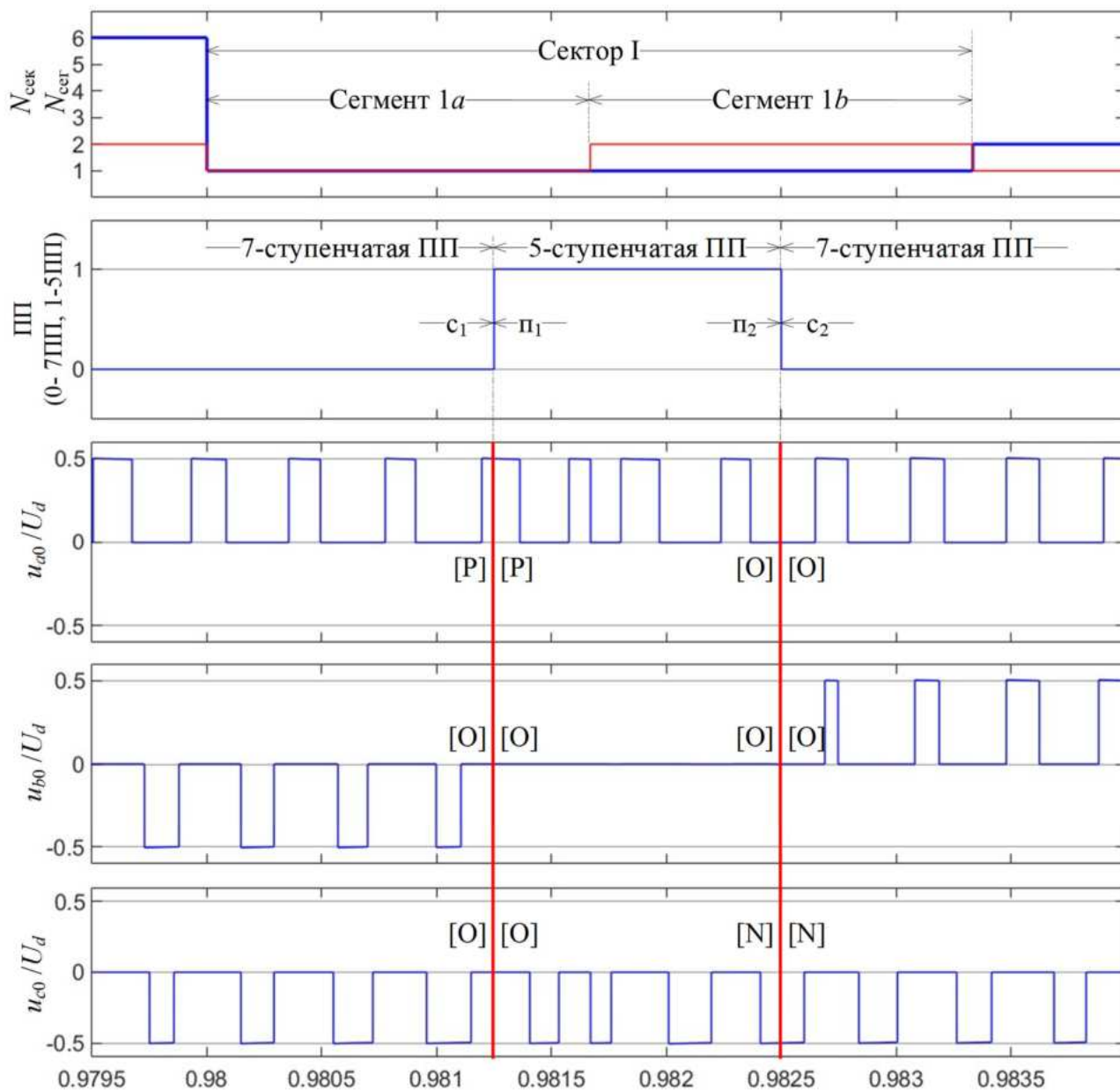


Рисунок 4.12 – Переход между пятиступенчатой ПП и семиступенчатой ПП в сегменте 1 (или сегменте 3) для сектора I

Когда конец пространственного вектора находится в сегменте 2 или 4, переход между семиступенчатой и пятиступенчатой ПП происходит между

областями «с» и «п». Из результатов на рисунке 4.13 видно, что эти переходы также не требуют дополнительного переключения. Это подтверждает правильность базовой теории, построенной в главе 3.

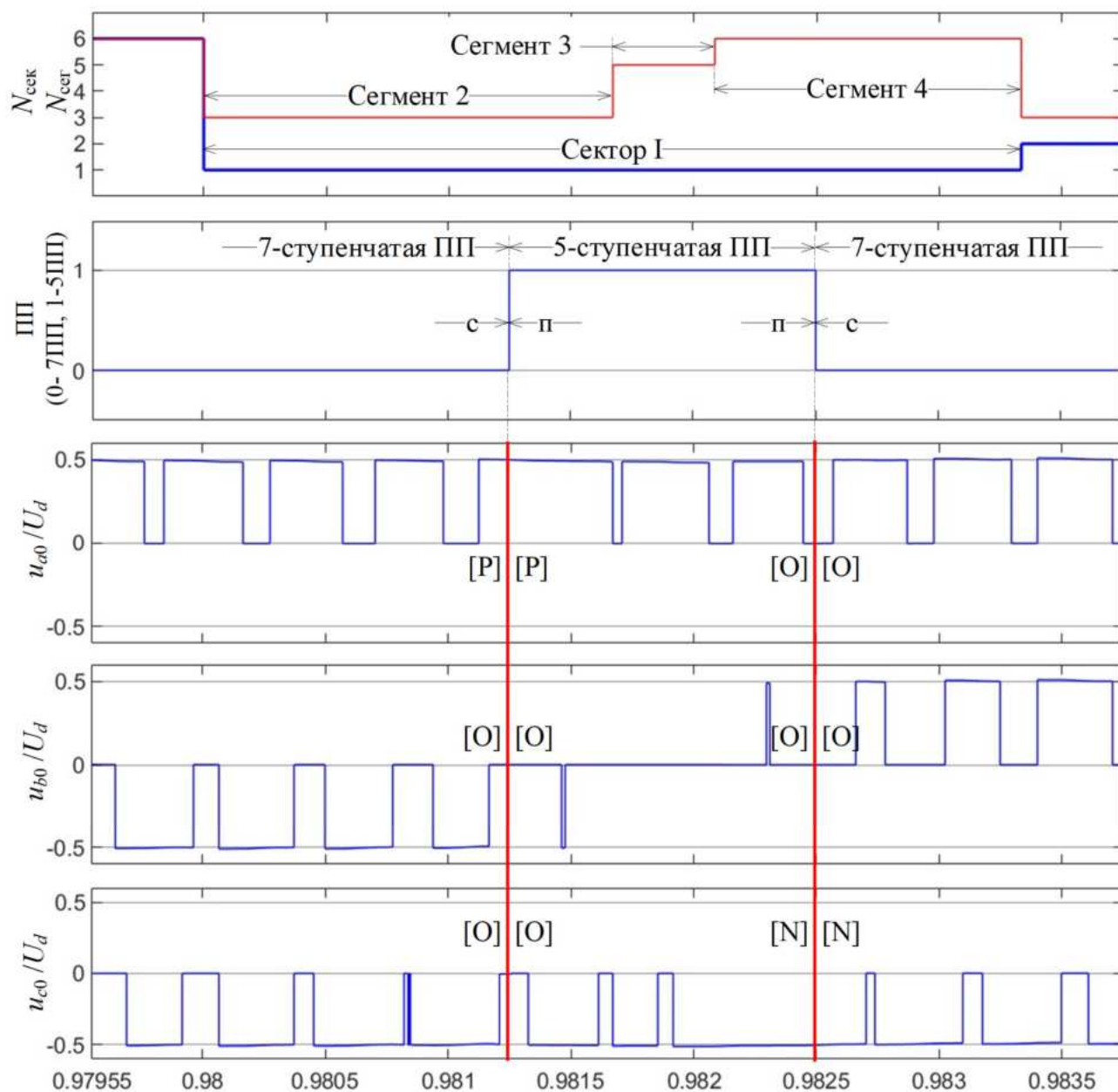


Рисунок 4.13 – Переход между пятиступенчатой ПП и семиступенчатой ПП в сегменте 2 и сегменте 4 для сектора I

4.4. Выводы

1. Проведенный эксперимент и моделирование подтвердили адекватность усовершенствованных систем управления АИН на основе ПВШИМ 1, ПВШИМ 2 и ПВШИМ 3 в балансе напряжения НТ и повышении качества электроэнергии.

ПВШИМ 1 позволяет снизить средние значения $\overline{\delta u_{нт.м}}$, $\overline{K_i}$, $\overline{K_{i(5)}}$ и $\overline{K_{i(7)}}$ на 50,48%, 47,24%, 72,44% и 69,16% соответственно по сравнению с ПВШИМ с классической пятиступенчатой ПП.

ПВШИМ 2 позволяет снизить средние значения $\overline{\delta u_{нт.м}}$, $\overline{K_i}$, $\overline{K_{i(5)}}$ и $\overline{K_{i(7)}}$ на 64,37%, 22,71%, 50,0% и 48,8% соответственно по сравнению с ПВШИМ с классической семиступенчатой ПП.

Для ПВШИМ 3 характеристические кривые $\delta u_{нт.м}$, K_i , $K_{i(5)}$ и $K_{i(7)}$ близки к характеристическим кривым ПВШИМ 2, что подтверждает его преимущество в обеспечении компромисса между противоречивыми показателями.

2. Проведены исследования процесса переходов между семиступенчатой и пятиступенчатой ПП при ПВШИМ 3. Полученные результаты показали, что такие переходы не требуют дополнительных переключений силовых ключей, что подтверждает правильность теоретических основ разработки ПВШИМ 3.

3. Разработанные системы управления АИН были признаны целесообразными для применения в существующих системах управления на базе программируемых логических устройств при проектировании преобразователей большой мощности с целью повышения показателей преобразованной электроэнергии.

ГЛАВА 5. ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ТРЕХУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬНОЙ ТОЧКОЙ В СОСТАВЕ ГЛАВНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРОКАТНОЙ КЛЕТИ ТОЛСТОЛИСТОВОГО СТАНА 5000

5.1. Описание объекта исследования

В главе 4 проводится проверка адекватности усовершенствованных систем управления АИН ПЧ на основе экспериментального стенда с АД, работающим в низковольтной электросети. В промышленности ЭП-ПЧ чаще всего проектируются для высоковольтных ЭП большой мощности. В главе 5 оценивается эффективность этих систем управления АИН при работе ПЧ в составе главного ЭП прокатной клетки толстолистого стана 5000 (рисунок 5.1).

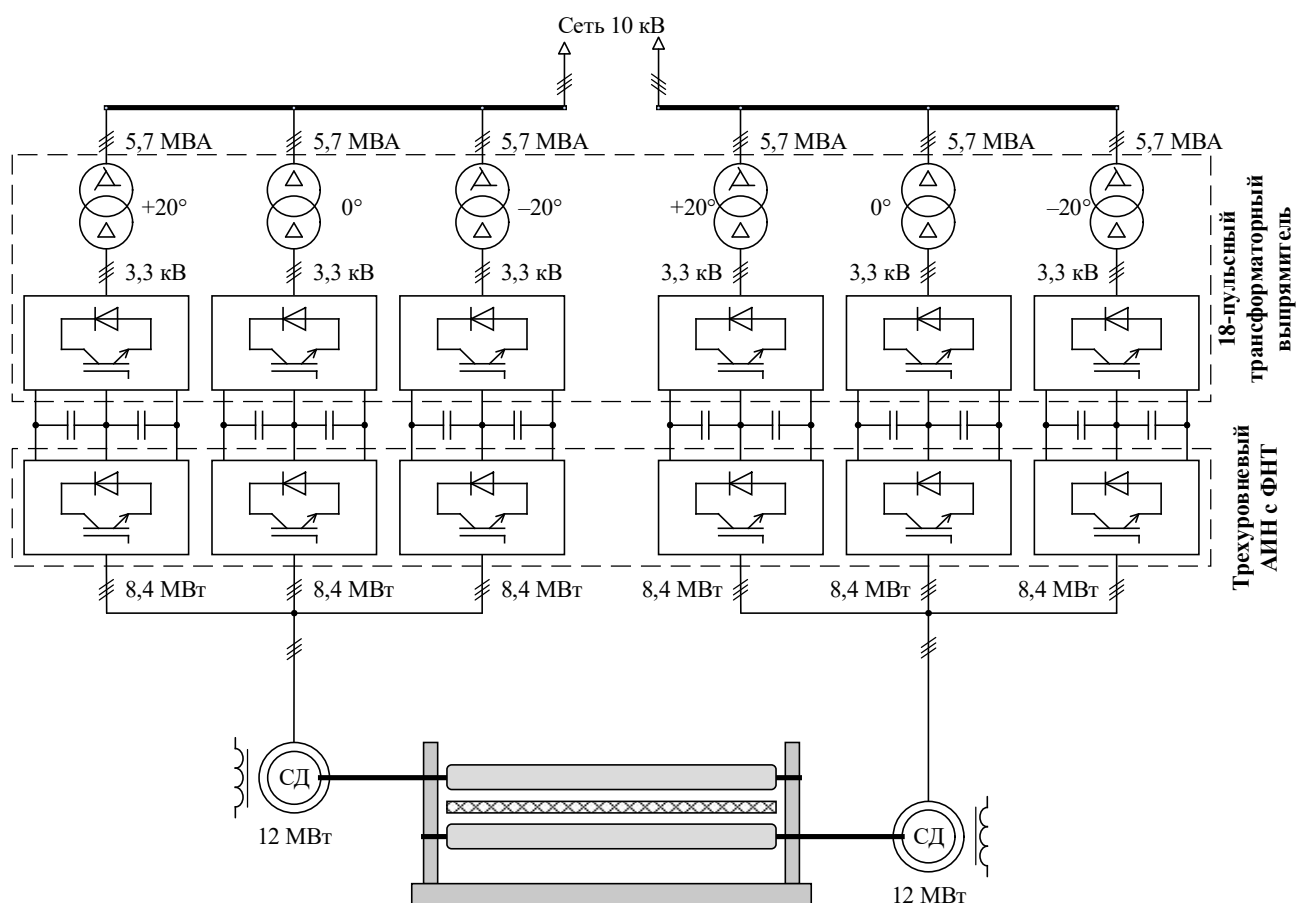


Рисунок 5.1 – Схема главного ЭП прокатной клетки толстолистого стана 5000

Главный ЭП прокатной клетки стана 5000 оснащен двумя трехфазными синхронными двигателями (СД) типа DMMYZ 3867–20V немецкой компании VEM

Sachsenwerk GmbH, предназначенными для привода двух горизонтальных валков. Питание каждого двигателя осуществляется от трех параллельно соединенных ПЧ на базе АИН. Технические характеристики СД и АИН приведены в таблицах 5.1 и 5.2 соответственно.

Таблица 5.1 – Технические данные СД клетки [156]

Технические характеристики	Значение
Мощность, P_H [МВт]	12
Номинальное напряжение, U_H [В]	3300
Номинальная скорость, $\omega_{т.н}$ [об/мин]	60
Минимальная скорость, $\omega_{т.мин}$ [об/мин]	0
Максимальная скорость, $\omega_{т.мак}$ [об/мин]	115
Номинальная частота, f_H [Гц]	10
Минимальная частота, $f_{мин}$ [Гц]	0
Максимальная частота, $f_{мак}$ [Гц]	19,2
Ток при номинальной скорости и нагрузке 100%, I_H [А]	2460
Ток при максимальной перегрузке, I [А]	5650
Максимальный ток, $I_{мак}$ [А]	6000
Номинальный крутящий момент, M_H [кНм]	1910
Максимальный крутящий момент перегрузки, $M_{мак}$ [кНм]	4298
Момент инерции, J [кгм ²]	125000
КПД, $\eta_{СД}$ [%]	95,8
Коэффициент мощности	1
Число пар полюсов	10

Таблица 5.2 – Технические данные АИН

P_H [МВт]	U_H [В]	I_H [А]	f_{sw} [Гц]	U_{dc} [В]	C_d [мкФ]	Модуляция
8,4	3300	800	600	5034	3170,54	ПВШИМ

Для повышения качества выпрямленного напряжения и снижения уровня высших гармоник в спектральном составе потребляемого и инвертируемого тока используется 18-пульсный трансформаторный выпрямитель. Схема подключения выпрямителя реализована на основе трех трансформаторов, первичные обмотки которых разделены на основные и дополнительные секции. Основная секция каждой фазы соединена с дополнительной секцией соседней фазы, что обеспечивает требуемый фазовый сдвиг между вторичными напряжениями на ± 20 эл. град. [157].

Фазовый сдвиг, равный нулю (совпадение фаз первичного и вторичного напряжений), достигается использованием трансформаторов с соединением обмоток по схеме «треугольник/треугольник». Сдвиг вектора первичного напряжения относительно вектора вторичного напряжения основной гармоники достигается подключением секций, как показано на рисунке 5.2 а для сдвига -20 эл. град. и на рисунке 5.2 б для сдвига $+20$ эл. град.

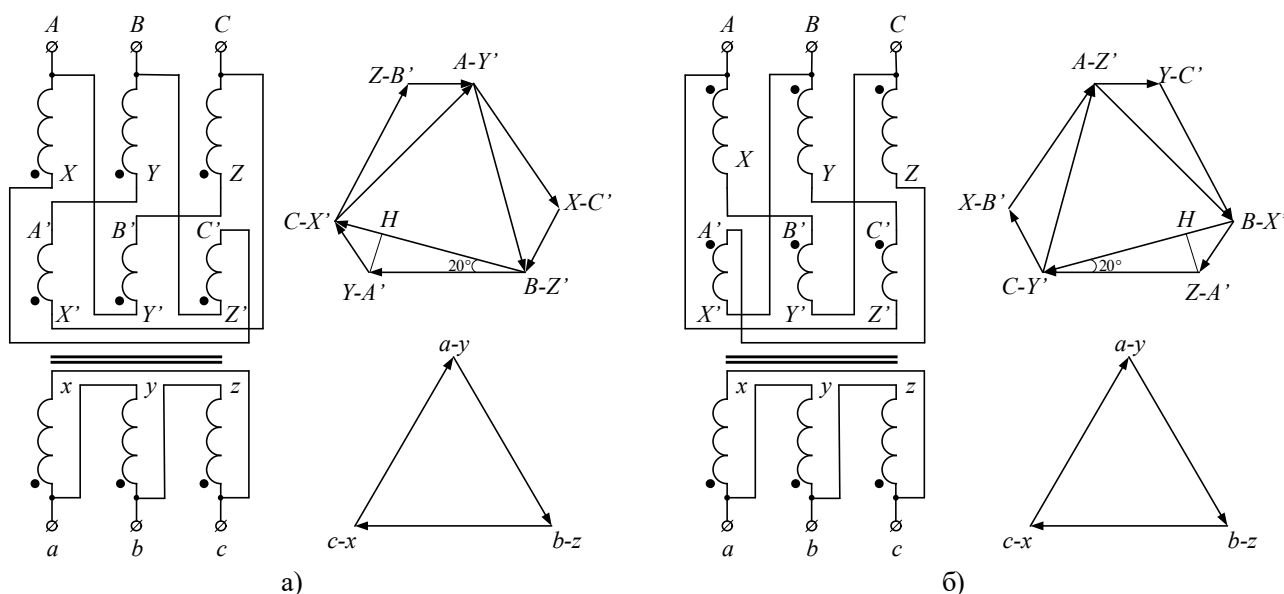


Рисунок 5.2 – Трансформатор с углами сдвига: -20 эл. град. (а) и $+20$ эл. град. (б)

На основе векторной диаграммы напряжений составляющих первичной обмотки можно определить соотношение деления напряжения между секциями первичной обмотки:

$$U' = 0,7422 \cdot U_{1ном} ; U'' = 0,3949 \cdot U_{1ном} . \quad (5.1)$$

5.2. Разработка имитационной модели главного ЭП прокатной клетки толстолистого стана 5000

Для высоковольтных ЭП большой мощности требуется использование соответствующих высоковольтных силовых ключей при построении трехуровневых ПЧ с ФНТ, чтобы обеспечить допустимые максимальные значения напряжения и тока устройства. В связи с этим частота коммутации очень низкая, всего от 150 до 750 Гц, что приводит к значительному искажению кривых напряжения и тока относительно синусоидальной формы [158]. Следовательно,

система управления АИН должна в первую очередь оптимизировать качество выходного напряжения инвертора и потребляемого тока. Среди классических ПП базовая ПП считается наиболее оптимальным вариантом, поскольку она позволяет достичь высокого качества выходных напряжений и токов (рисунок 2.11). При таких требованиях алгоритм ПВШИМ 1 не подходит из-за высокого значения K_i (рисунки 3.8 и 4.11), в то время как ПВШИМ 2 и ПВШИМ 3 могут быть рассмотрены благодаря их преимуществам (рисунки 3.25 и 4.11). На основании полученных результатов в главах 3 и 4 ПВШИМ 2 является наиболее перспективным, благодаря обеспечению самого низкого коэффициента K_i . Следует отметить, что ПВШИМ 2 является частным случаем ПВШИМ 3 с коэффициентом гибридизации $\lambda = 0$.

Каждый горизонтальный валок прокатного стана, как показано на рисунке 5.1, приводится в движение СД, который питается и управляется с помощью трех параллельно соединенных ПЧ. На рисунке 5.3 представлена функциональная схема векторной системы управления ЭП горизонтального валка толстолистного стана 5000 [159].

Система управления инвертором построена по принципу подчиненного регулирования [160]: внешний контур управления скоростью и внутренний трехканальный контур управления током и потокосцеплением обмотки возбуждения.

Регулятор скорости представляет собой пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор, который управляет скоростью с помощью сигнала рассогласования между заданной и мгновенной скоростью. Этот сигнал преобразуется в сигнал заданного электромагнитного момента двигателя M , который ограничивается в пределах максимально допустимого значения. Далее сигнал заданного момента поступает на блоки нелинейностей (БН) для вычисления опорных значений токов i_q^* , i_d^* и потокосцепления обмотки возбуждения ψ_f^* по следующим формулам [160]:

$$i_d = \frac{L_q}{\Psi_s \cdot \sqrt{1 + \frac{M^2}{\left(\frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \Psi_s\right)^2} \cdot \frac{L_q^2}{\Psi_s^2}}} \cdot \frac{M^2}{\left(\frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \Psi_s\right)^2}; \quad (5.2)$$

$$i_q = \frac{1}{\Psi_s \cdot \sqrt{1 + \frac{M^2}{\left(\frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \Psi_s\right)^2} \cdot \frac{L_q^2}{\Psi_s^2}}} \cdot \frac{M}{\frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \Psi_s}; \quad (5.3)$$

$$\Psi_f = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{M^2}{\left(\frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \Psi_s\right)^2} \cdot \frac{L_q^2}{\Psi_s^2}}} \cdot \left[L_{ff} \cdot I_{0f} + \frac{L'_d \cdot L_q}{k_f \cdot \Psi_s} \cdot \frac{M^2}{\left(\frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \Psi_s\right)^2} \right], \quad (5.4)$$

где L_d, L_q – индуктивности обмотки статора по продольной и поперечной осям ротора;

Ψ_s – потокосцепление статора;

I_{0f} – ток возбуждения по характеристике холостого хода;

k_f – коэффициент усиления потокосцепления обмотки возбуждения;

Z_p – число пар полюсов двигателя;

$L'_d = L_d - 3M_f^2 / 2L_{ff}$;

M_f – максимальное значение взаимной индукции между обмоткой возбуждения и фазой статора;

L_{ff} – собственная индуктивность обмотки возбуждения.

Внутренний трехканальный контур управления током и потокосцеплением обмотки возбуждения реализован на основе ПИ-регуляторов. Первый и второй каналы преобразуют сигналы ошибки токов по осям q и d соответственно в опорные сигналы напряжения u_q^* и u_d^* . Третий канал принимает сигнал ошибки потокосцепления обмотки возбуждения и формирует напряжение возбуждения, которое подается в систему управления возбуждением двигателя.

Вспомогательный вычислитель используется для расчета мгновенных сигналов потокосцепления обмотки возбуждения Ψ_f и потокосцепления Ψ_q, Ψ_d по

осям q и d на основе мгновенных значений токов i_q , i_d и i_f (тока возбуждения) по следующим выражениям:

$$\Psi_q = i_q \cdot L_q; \quad (5.5)$$

$$\Psi_d = i_d \cdot L_d + i_f \cdot M_f; \quad (5.6)$$

$$\Psi_f = \frac{3}{2} i_d \cdot M_f + i_f \cdot L_{ff}, \quad (5.7)$$

где i_f – ток обмотки возбуждения.

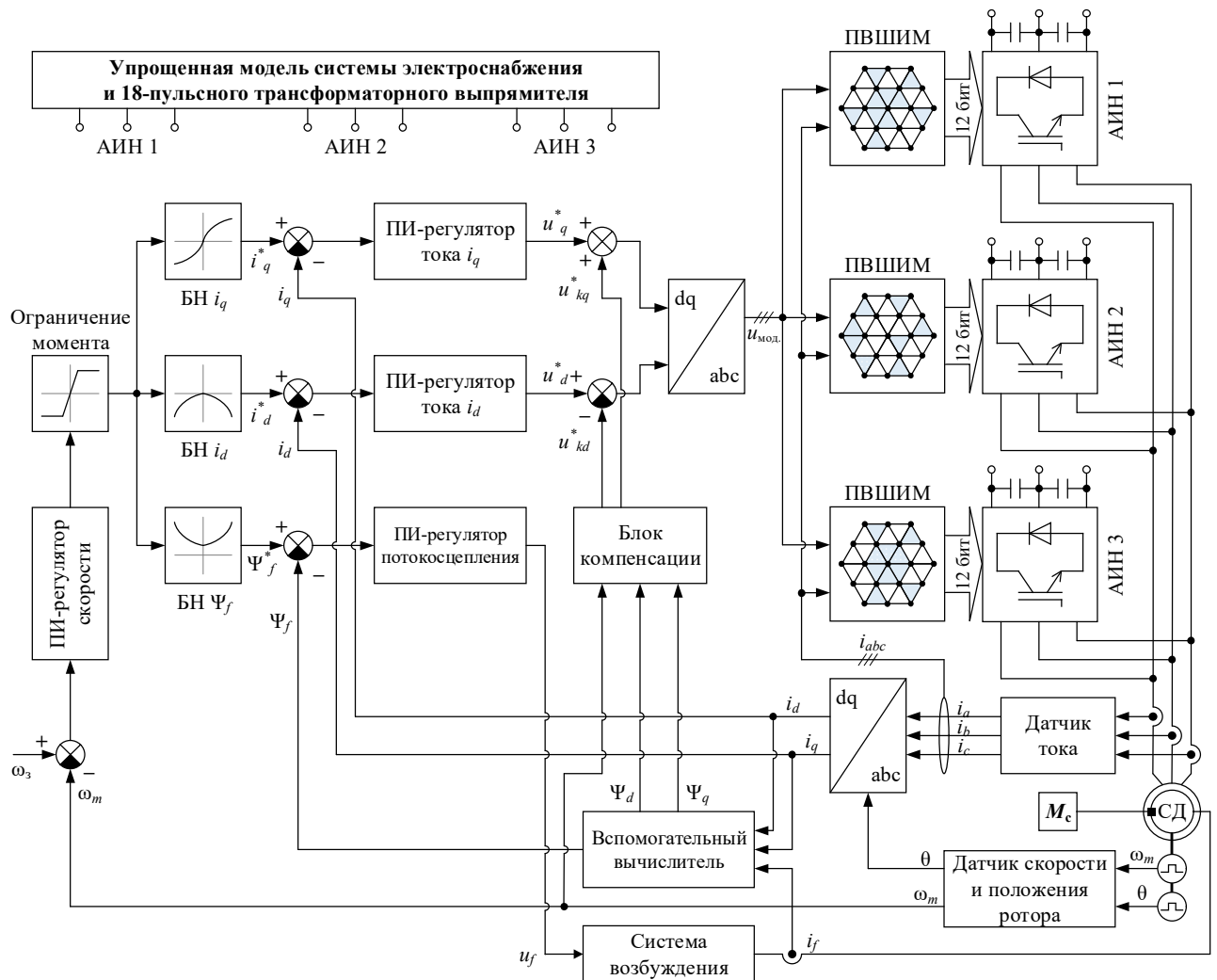


Рисунок 5.3 – Функциональная схема ЭП-ПЧ горизонтального вала толстолистого стана 5000

Блок компенсации может быть добавлен в систему для вычисления компенсирующего напряжения перекрестных связей, что позволяет устранить взаимные помехи между каналами регуляторов тока статора.

Измерительные блоки включают датчики тока для измерения мгновенных фазных токов двигателя и тока обмотки возбуждения i_f , а также датчики для

измерения скорости и углового положения ротора.

Блок преобразования abc/dq и блок преобразования dq/abc используются для перехода между трехфазной системой abc и вращающейся системой координат dq .

Каждый АИН получает управляющие импульсы от блока ПВШИМ, построенного на основе ПВШИМ с базовой ПП (рисунок 2.5) или ПВШИМ 2 (рисунок 3.10). Входными сигналами этих блоков является опорное модулирующее напряжение $u_{\text{мод}}$, содержащее информацию о коэффициенте модуляции и частоте модуляции. Кроме того, при использовании ПВШИМ 2 в этот блок также поступают мгновенные фазные токи.

На основе представленной функциональной схемы была разработана имитационная модель ЭП-ПЧ горизонтального валка толстолиствого стана 5000 в графической среде *Simulink* пакета *Matlab*. На рисунке 5.4 представлена эта имитационная модель, которая состоит из трех основных частей: упрощенная модель системы электроснабжения, обеспечивающая питание для инверторов; схема структуры СД [160]; схема структуры векторного управления СД [161]. Единственное отличие системы управления АИН от стандартной системы управления заключается в блоке ПВШИМ, где реализованы известный алгоритм ПВШИМ с базовой ПП и усовершенствованный алгоритм ПВШИМ 2.

На рисунке 5.5 приведена нагрузочная диаграмма скорости и электромагнитного момента двигателя в прокатном цикле длительностью 100 с. В каждом пропуске двигатель разгоняется до определенной скорости, затем он тормозится и после остановки разгоняется в противоположном направлении для осуществления обжатия металла валками в следующем пропуске. В первом приближении допускается, что скорость двигателя изменяется по прямолинейному закону в переходных процессах. Типовые графики скорости для отдельных пропусков представлены на рисунке 5.5 а. Следует отметить, что поскольку длина слитка может быть произвольной, то в процессе каждого пропуска скорость вращения двигателя может достигать/не достигать или превышать номинальное значение $\omega_m = 60$ об/мин, что приводит к тому, что нагрузочная диаграмма скорости принимает форму треугольника или трапеции.

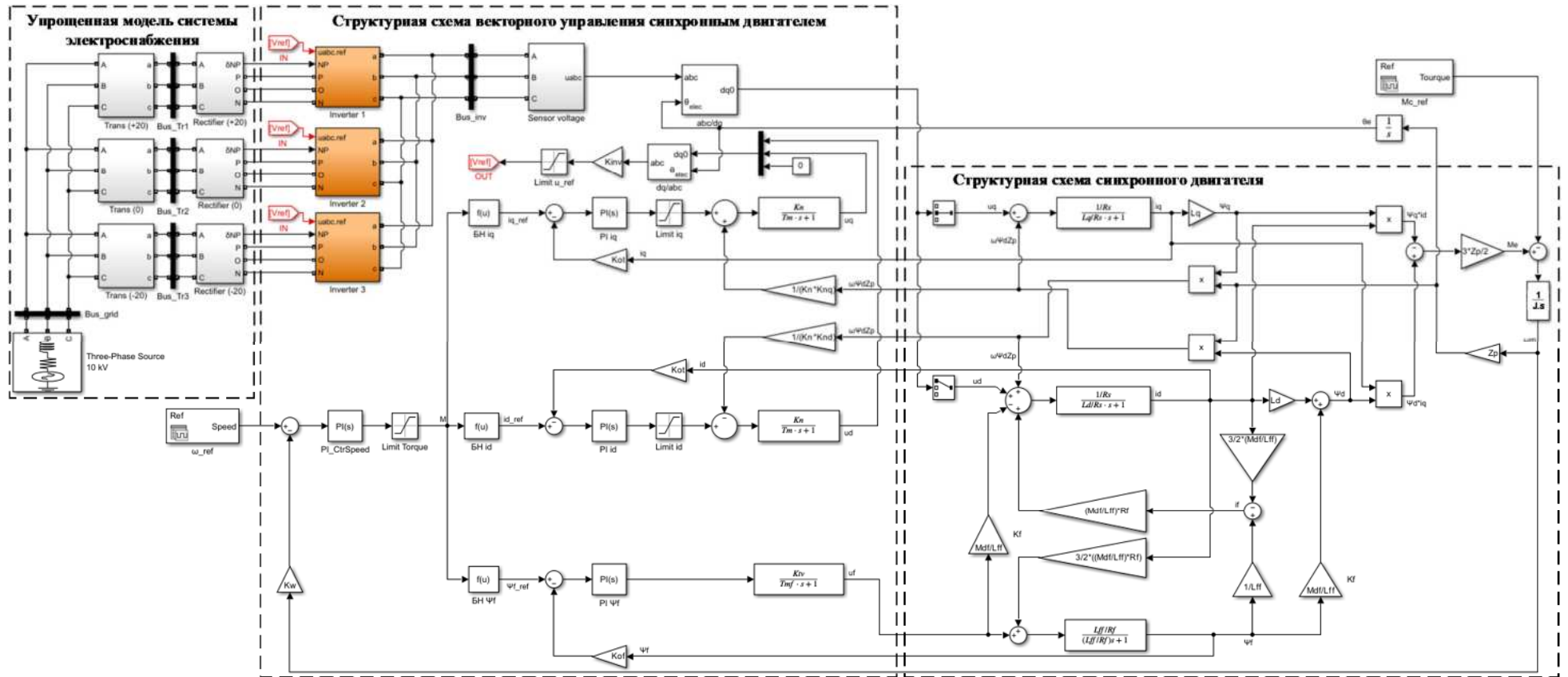


Рисунок 5.4 – Имитационная модель ЭП-ПЧ горизонтального валка толстолистового стана 5000

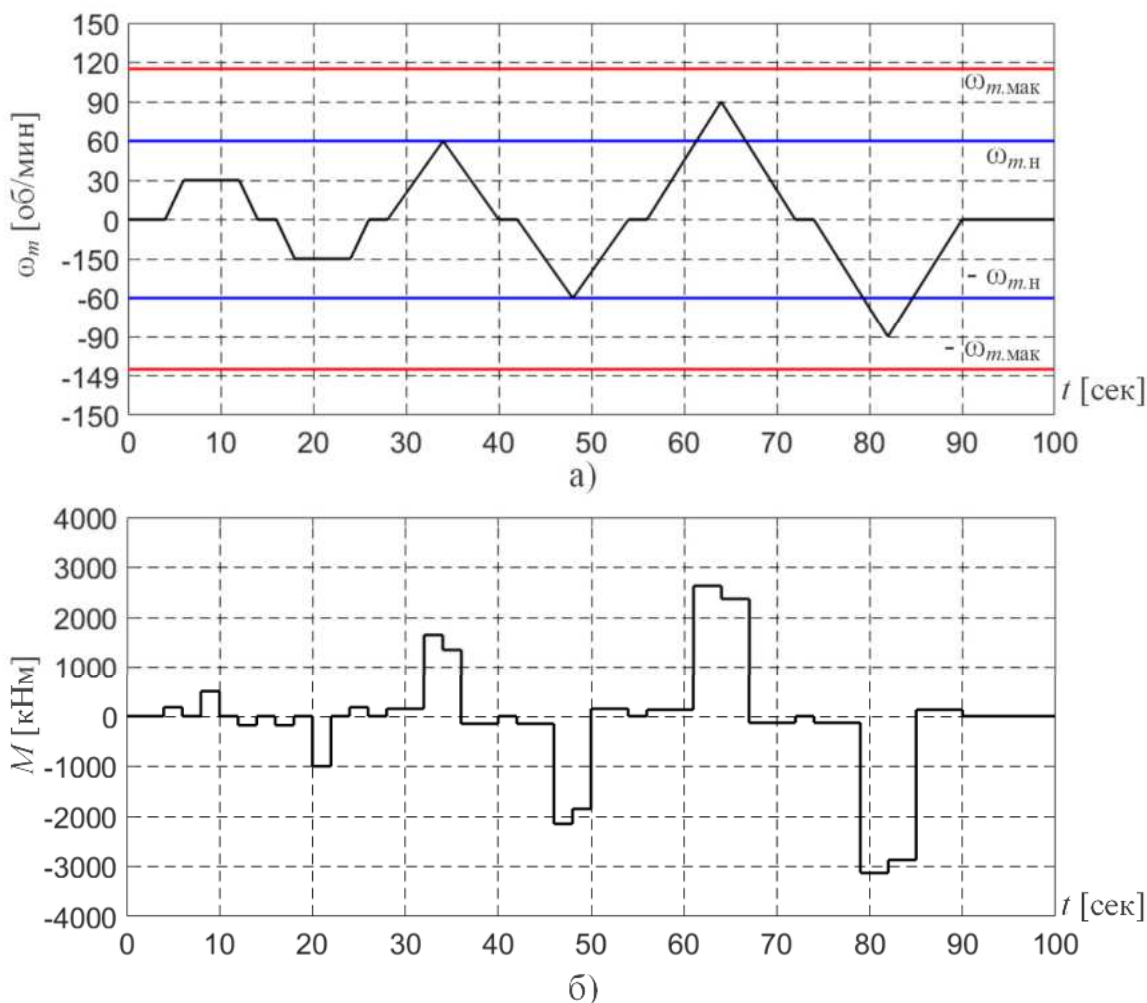


Рисунок 5.5 – Типовые нормированные скоростная и нагрузочная диаграмма в прокатном цикле длительностью 100 с

Для формирования готового продукта необходимо выполнить две стадии прокатки: черновую и чистовую. Типичные формы графиков скорости и момента для этих двух стадий прокатки аналогичны, отличаются только величинами [162]. Поэтому для упрощения анализа работы ЭП горизонтального вала толстолистового стана предложен нормированный цикл прокатки длительностью 100 секунд для обеих стадий, как показано на рисунке 5.5. Это предположение не влияет на общность оценки эффективности алгоритмов управления.

5.3. Анализ технического эффекта усовершенствованной системы управления автономного инвертора напряжения в составе главного электропривода прокатной клетки толстолистового стана 5000

На рисунке 5.6 представлена зависимость числа пар переключений силовых

ключей за один период основной гармоники напряжения на выходе инвертора от коэффициента модуляции μ и его среднее значение по всему диапазону изменения коэффициента модуляции от 0 до 1. Из графика видно, что ПВШИМ 2 позволяет значительно снизить число пар переключений $N_{ПК}$ по сравнению с ПВШИМ с базовой ПП, особенно в диапазоне коэффициента μ от 0 до 0,5, где $N_{ПК}$ уменьшается примерно на 51,5%. В целом, для всего диапазона коэффициента μ от 0 до 1 среднее значение числа пар переключений $N_{ПК}$ снижается с 618 до 350 (на 43,3%) при ПВШИМ 2.

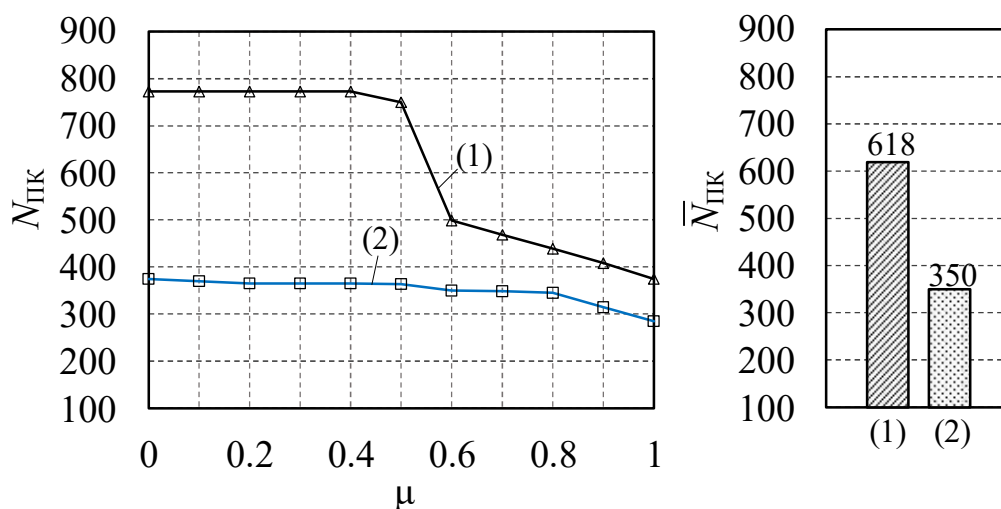


Рисунок 5.6 – Число пар переключений силовых ключей $N_{ПК}$ за один период основной гармоники на выходе инвертора и его среднее значение $\bar{N}_{ПК}$ по всему диапазону изменения коэффициента модуляции от 0 до 1,0 для ПВШИМ с базовой ПП (1) и для ПВШИМ 2 (2)

Одним из ключевых факторов, влияющих на общий КПД ЭП, являются электрические потери, возникающие при коммутации силовых ключей ПЧ. Эти потери оказывают значительное влияние на эксплуатационные затраты, предельную выходную мощность, а также тепловую нагрузку на полупроводниковые модули. В работе [95] проведен анализ зависимости КПД от частоты коммутации f_{sw} для ПЧ при номинальном напряжении 3,3 кВ, результаты которого представлены на рисунке 5.7. График представляет практически линейную зависимость КПД от частоты коммутации. При частоте коммутации 600

Гц (таблица 5.2) КПД ПЧ достигает 98,8% при ПВШИМ с базовой ПП. В случае эквивалентных коммутационных потерь частота коммутации для ПВШИМ составляет 340 Гц, при этом КПД ПЧ увеличивается до 99,4%, что соответствует улучшению на 0,6%.

В рамках рассматриваемого объекта исследования в диссертационной работе, ПЧ-СД, КПД других компонентов системы ЭП предполагается равным 1. Тогда КПД системы ПЧ-СД определяется по следующей формуле:

$$\eta = \eta_{\text{пч}} \cdot \eta_{\text{сд}} \quad (5.8)$$

Здесь КПД СД типа DMMYZ 3867–20V достигает 95,8% [156]. Применяя формулу (5.8), КПД системы при ПВШИМ с базовой ПП и ПВШИМ 2 составляет 94,65% и 95,23% соответственно, что означает увеличение на 0,58%.

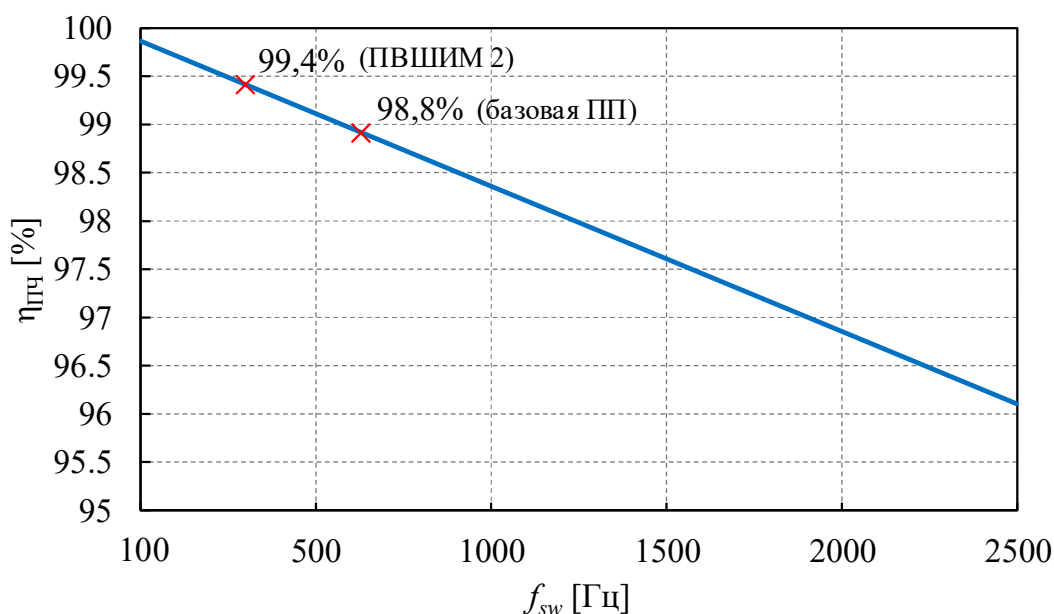


Рисунок 5.7 – КПД ПЧ в зависимости от частоты коммутации силовых ключей при номинальном напряжении 3,3 кВ

На рисунке 5.8 представлены мгновенные значения фазного тока и его гармонический состав для рассматриваемых алгоритмов ПВШИМ при номинальной скорости и нагрузке двигателя. Суммарный коэффициент гармонического искажения K_i для известного и предложенного алгоритмов ПВШИМ составляет примерно 3,59% и 3,18% соответственно. Это подтверждает эффективность предложенного алгоритма ПВШИМ (рисунок 3.10) за счет

улучшения баланса напряжения НТ в звене DC ПЧ путем регулирования коэффициента заполнения распределенных базовых векторов на каждом периоде ШИМ на основе фазных токов нагрузки.

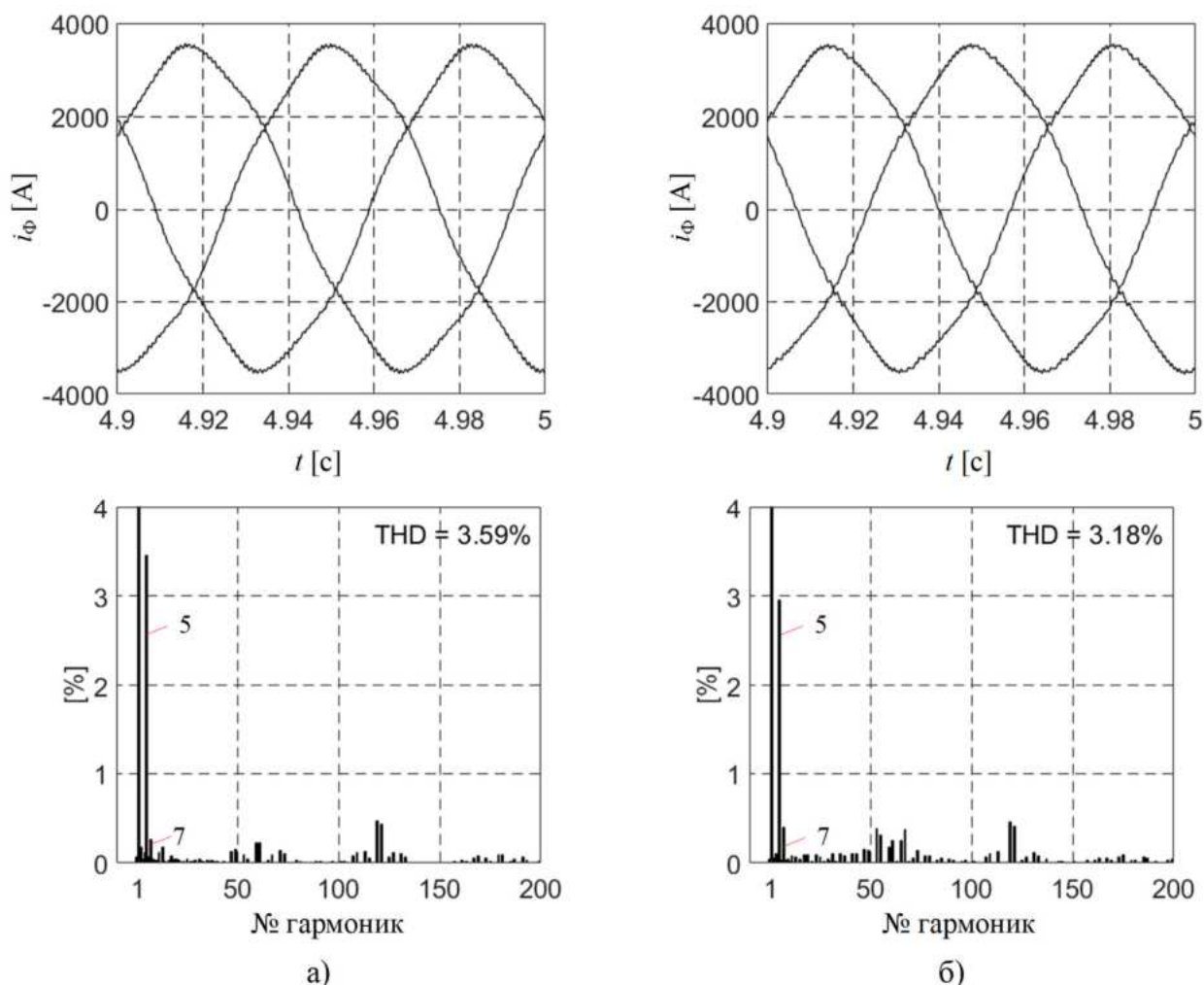


Рисунок 5.8 – Мгновенные значения фазного тока и его гармонический состав для ПВШИМ с базовой ПП (а) и ПВШИМ 2 (б)

На рисунках 5.9 и 5.10 показаны результаты моделирования скорости, момента и временные диаграммы активной P , реактивной Q и полной S мощностей:

$$P = \frac{3}{2}(u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q); \quad (5.9)$$

$$Q = \frac{3}{2}(u_q \cdot i_d - u_d \cdot i_q); \quad (5.10)$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (5.11)$$

Проведенный анализ показывает, что графики изменения скорости и момента для известного и предложенного алгоритмов ПВШИМ демонстрируют хорошее

совпадение с типовой нормированной нагрузочной диаграммой скорости и электромагнитного момента двигателя в прокатном цикле длительностью 100 с, приведенными на рисунке 5.5.

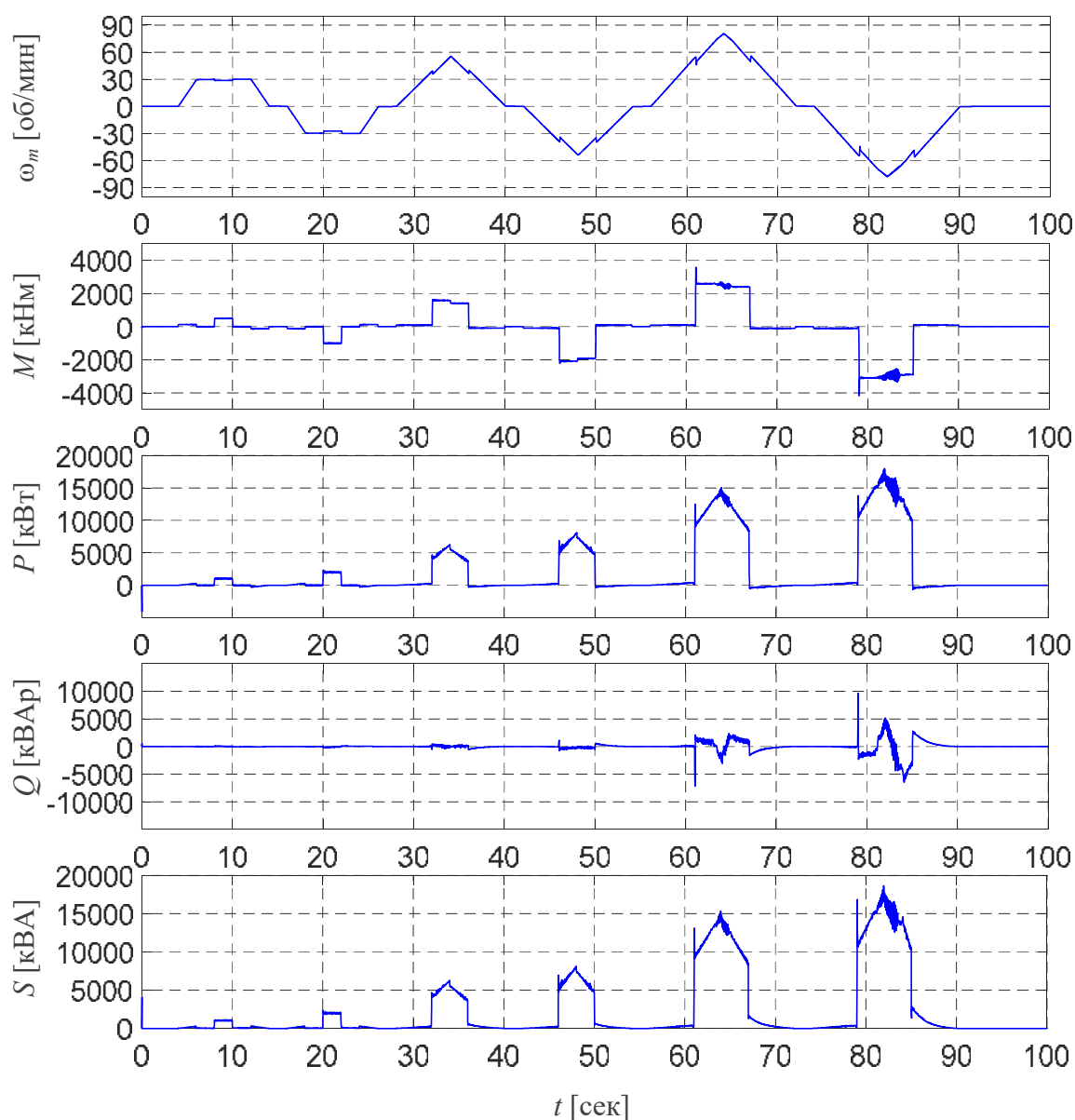


Рисунок 5.9 – Графики: скорости ω_m , момента M и мощностей P , Q , S двигателя в нормализованном прокатном цикле длительностью 100 с для ПВШИМ с базовой ПП

В моменты времени 32 с, 46 с, 61 с и 79 с наблюдается резкий рост момента M , что обусловлено действием ПИ-регуляторов. Эти регуляторы эффективно реагируют на внезапное увеличение момента сопротивления нагрузки при работе двигателя на высоких скоростях. При скорости вращения двигателя, значительно

превышающей номинальную скорость 60 об/мин, возникают интенсивные колебания энергетических графиков, что соответствует реальным рабочим процессам двигателя.

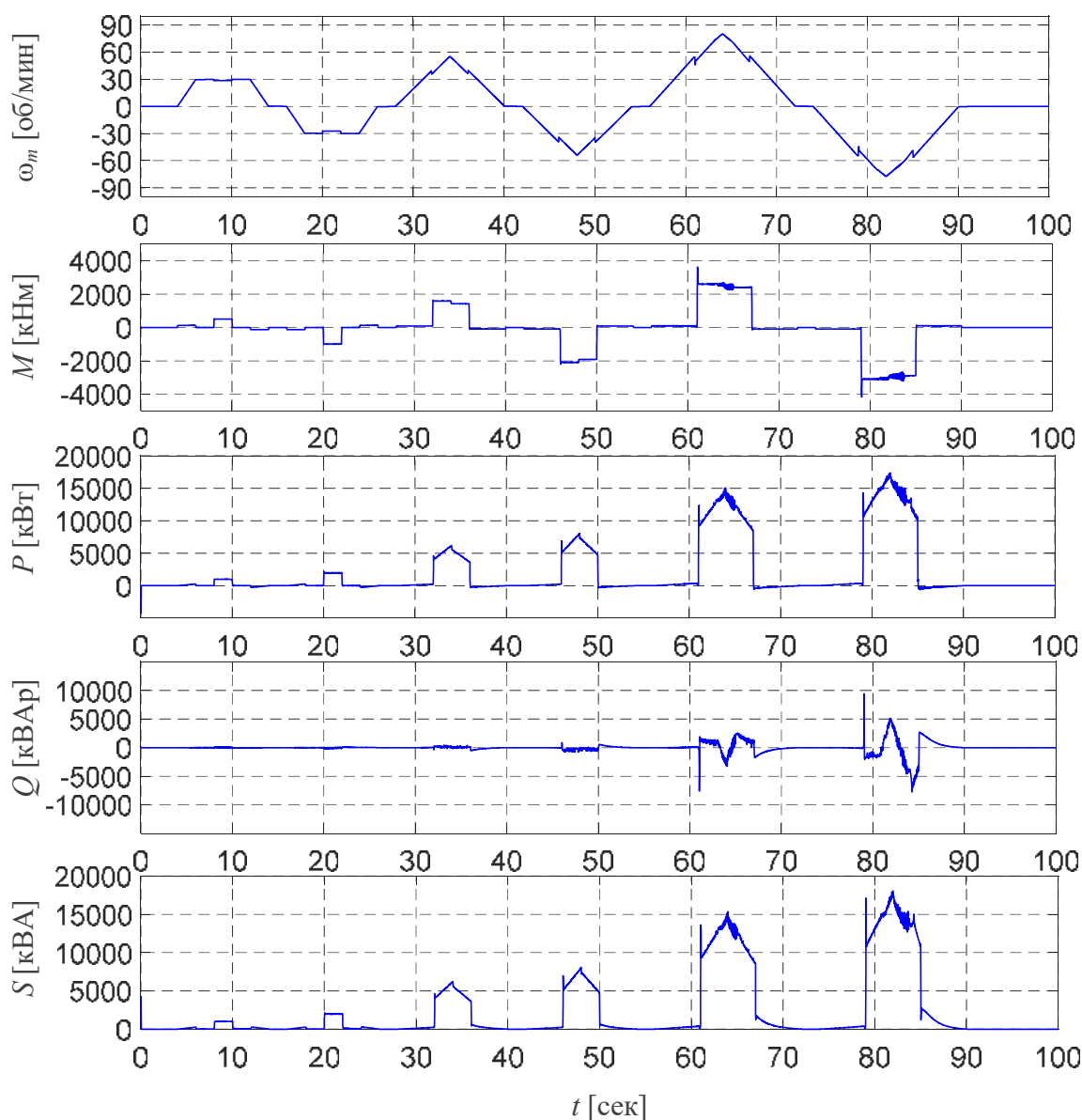


Рисунок 5.10 – Графики: скорости ω_m , момента M и мощностей P , Q , S двигателя в нормализованном прокатном цикле длительностью 100 с для ПВШИМ 2

При корректной регулировке тока возбуждения ротора потокосцепление Ψ_f , создаваемое ротором, соответствует требованиям нагрузки. Это обеспечивает необходимую подачу электромагнитной энергии в статор через магнитное поле ротора. В результате ток i_d становится очень малым или равным нулю, что приводит к снижению реактивной мощности Q до практически нулевого значения.

Однако, как уже упоминалось, при работе двигателя на высоких скоростях внезапные изменения момента сопротивления нагрузки требуют времени для генерации соответствующего электромагнитного момента из-за электромагнитной инерции. Это вызывает значительные колебания реактивной мощности до тех пор, пока система не стабилизируется.

На рисунке 5.11 представлены графики скорости и момента двигателя в интервале времени прокатки от 60 с до 86 с.

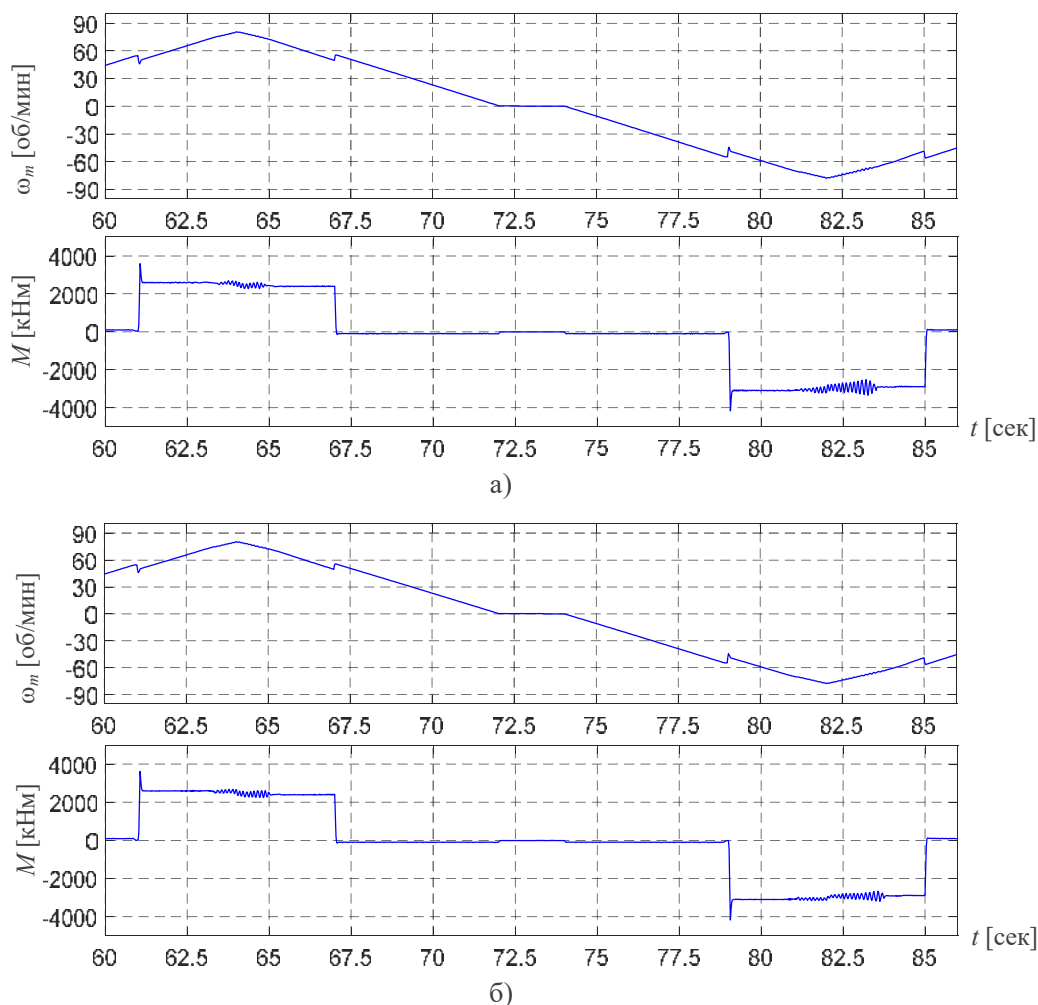


Рисунок 5.11 – График скорости ω_m и момента M двигателя в интервале времени прокатки от 60 с до 86 с для ПВШИМ с базовой ПП (а) и ПВШИМ 2 (б)

Из графиков видно, что при моменте сопротивления нагрузки M_c , значительно превышающем номинальное значение $M_n = 1910$ кНм ($M_c = 2500$ кНм в интервале с 61-й по 67-ю секунду, $M_c = 3000$ кНм в интервале с 79-й по 85-ю секунду), скорость двигателя снижается примерно на 10 об/мин. В момент каждого

приложения момента сопротивления нагрузки с использованием ПИ-регуляторов перерегулирование электромагнитного момента M составляет от 24,3% до 29,5% и за 0,2 секунды достигает требуемого значения момента сопротивления нагрузки. Оба рассматриваемых алгоритма демонстрируют достаточно схожие результаты.

Однако можно заметить, что в моменты времени 64 с и 82 с скорость достигает пика, а момент двигателя сильно колеблется в интервалах с 63,2 с до 65,2 с и с 80,9 с до 83,9 с. Амплитуда колебаний при использовании базовой последовательности выше, чем при применении ПВШИМ 2, что приводит к большему потреблению мощности.

На рисунке 5.12 представлен график потребляемой электроэнергии двигателя в процессе прокатки длительностью 100 секунд. Как видно, к концу процесса (на 100-й секунде) суммарное энергопотребление составляет 127,16 кВт·ч при ПВШИМ с базовой ПП и 126,59 кВт·ч при ПВШИМ 2. Таким образом, за нормированный прокатный цикл потребление энергии СД уменьшается примерно на 0,57 кВт·ч для каждого горизонтального вала. Данный эффект обусловлен улучшением качества фазных токов и снижением высших гармоник, в частности гармоники 5-го порядка в спектре (рисунок 5.8), а также снижением коммутационных потерь за счет существенного уменьшения среднего значения числа пар переключений $N_{ПК}$ силовых ключей на 43,3% (рисунок 5.6) при ПВШИМ 2. Следует подчеркнуть, что для высоковольтных ЭП большой мощности даже незначительное повышение КПД системы приводит к значительной экономии электроэнергии. Снижение потерь в процессе работы не только сокращает эксплуатационные расходы, но и уменьшает нагрузку на энергосистему предприятия. Для прокатной клетки толстолистового стана, оснащенной двумя горизонтальными валами, экономия электроэнергии за один прокатный цикл продолжительностью 100 секунд составляет $0,57 \cdot 2 = 1,14$ кВт·ч. Учитывая, что прокатный стан выполняет $3600/100 = 36$ циклов в час, $36 \cdot 24 = 864$ цикла в сутки и $864 \cdot 365 = 315360$ циклов в год, годовая экономия электроэнергии при круглосуточной эксплуатации составляет $315360 \cdot 1,14 = 359510,4$ кВт·ч. При стоимости электроэнергии 3,6 рубля за кВт·ч это эквивалентно

359510,4 · 3,6 = 1294237,44 рублей (около 1,3 млн рублей).

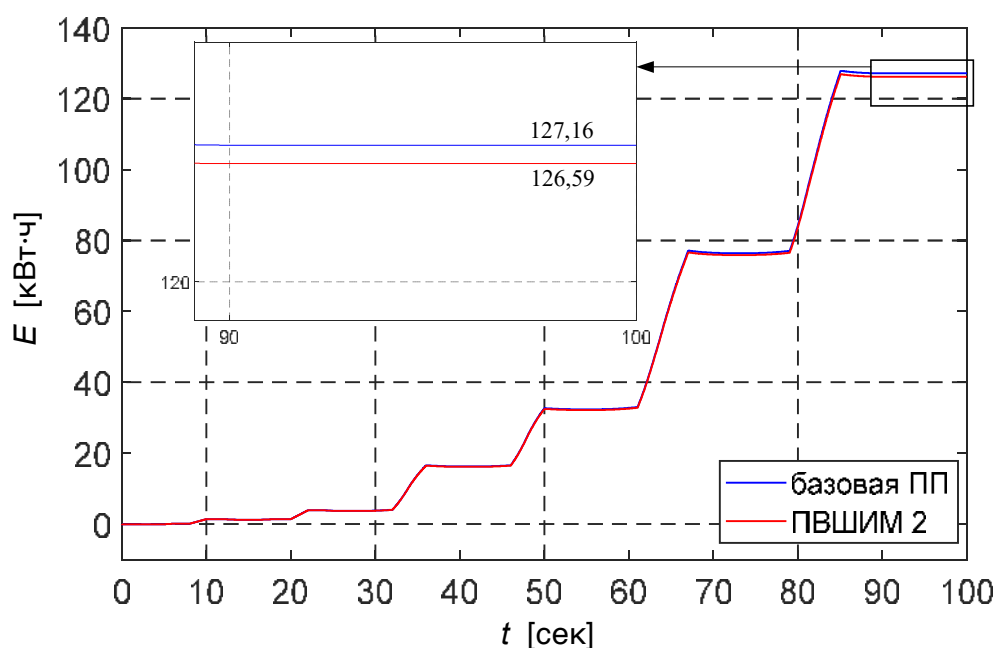


Рисунок 5.12 – Диаграмма потребляемой электроэнергии двигателя в процессе прокатки длительностью 100 секунд

Преимущество снижения СФ напряжения для повышения общей эффективности двигателя не было учтено в моделировании. Тем не менее, это также является фактором, оказывающим негативное влияние на эффективность двигателя в реальных условиях эксплуатации и значительно улучшается при применении ПВШИМ 2 (рисунок 3.25). Этот алгоритм исключает наиболее высокую уровень $\pm U_{dc}/2$ и сокращает время появления уровней $\pm U_{dc}/3$ в составе СФ напряжения, как показано на рисунке 2.12.

5.4. Выводы

1. Разработана имитационная модель системы главного ЭП прокатной клетки толстолистового стана 5000 в среде *Matlab & Simulink*. В данной модели реализованы системы управления АИН как на основе ПВШИМ с базовой ПП, так и на основе ПВШИМ 2 с целью оценки их эффективности. Адекватность имитационных моделей была проверена.

2. По результатам анализа качества потребляемого тока двигателя

установлено, что суммарный коэффициент гармонического искажения при использовании ПВШИМ с базовой ПП составляет 3,59%, а при использовании ПВШИМ 2 снижается до 3,18%.

3. Результаты моделирования главного ЭП горизонтального валка толстолистного стана 5000 с векторной системой управления показали, что ПВШИМ 2 позволяет повысить КПД ПЧ на 0,6% и КПД всей системы с СД на 0,58%. Кроме того, энергопотребление за нормированный прокатный цикл продолжительностью 100 секунд снижается на 1,14 кВт·ч, что в свою очередь обеспечивает экономию потребляемой электроэнергии в размере 359510,4 кВт·ч в год, эквивалентную экономии около 1,3 млн рублей. Данное улучшение обусловлено повышением качества фазных токов и снижением высших гармоник, в частности 5-й гармоники в спектре, а также уменьшением коммутационных потерь за счет существенного сокращения среднего числа пар переключений силовых ключей на 43,3%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. На основании сравнительного анализа существующих ЭП-ПЧ обоснована актуальность исследования повышения энергосбережения путем улучшения четырех ключевых показателей: качества электроэнергии, коммутационных потерь, баланса напряжения НТ и СФ напряжения посредством системы управления АИН ПЧ на основе усовершенствованных алгоритмов ПВШИМ.

2. Разработана общая имитационная модель ЭП-ПЧ с системой управления АИН на основе ПВШИМ с различными ПП. Проведен анализ преимуществ и недостатков трех классических ПП (базовой, пятиступенчатой, семиступенчатой) по четырем показателям.

3. Разработана усовершенствованная система управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ 1. Принцип ПВШИМ 1 заключается в переходе между различными вариантами пятиступенчатой ПП в зависимости от направления и величины сигнала обратной связи по мгновенному отклонению напряжения НТ. Это позволяет значительно улучшить баланс напряжения НТ и качество электроэнергии.

4. Разработана усовершенствованная система управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ 2. Алгоритм обеспечивает перераспределение длительности включения между комбинациями состояний p - и n - типов малых базовых векторов в семиступенчатой ПП, что позволяет существенно улучшить ключевые показатели.

5. Разработана усовершенствованная система управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ 3. Алгоритм использует гибридную ПП, объединяя преимущества пяти- и семиступенчатых ПП без необходимости дополнительных переключений силовых ключей. Это позволяет оптимизировать четыре ключевых показателя. Дополнительным преимуществом является возможность гибкой настройки степени оптимизации каждого показателя в зависимости от требований потребителя с помощью коэффициента гибридизации λ .

6. Экспериментальные исследования на лабораторном комплексе «Трехуровневый силовой преобразователь» компании «*Imperix Ltd*» подтвердили

адекватность усовершенствованных систем управления АИН ПЧ на основе ПВШИМ 1, ПВШИМ 2 и ПВШИМ 3 в улучшении баланса напряжения НТ и повышении качества электроэнергии.

7. Разработана имитационная модель главного ЭП горизонтального валка толстолистного стана 5000 с использованием графической среды *Simulink* пакета *Matlab*. Анализ результатов исследования подтвердил, что применение ПВШИМ 2 способствует повышению КПД и энергосбережения системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воронин, Г.П. Энергетическая стратегия России на период до 2035 года / Г.П. Воронин // Стандарты и качество. – 2020. – №. 11. – С. 1–1.
2. Петушков, М.Ю. Пути решения проблем в области нерегулируемого асинхронного электропривода в металлургической промышленности / М.Ю. Петушков, А.С. Сарваров, О.В. Федоров // Интеллектуальная электротехника. – 2019. – №. 3. – С. 60–74.
3. Зайцев, А.И. Регулируемый электропривод и его роль в энергосбережении / А.И. Зайцев, Ю.С. Лядов // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2006. – №. 2. – С. 35–37.
4. Mirchevski, S. Energy efficiency in electric drives / S. Mirchevski // Electronics. – 2012. – vol. 16. – №. 1. – pp. 46–49.
5. Klug, R.-D. High power medium voltage drives - innovations, portfolio, trends / R.-D. Klug, N. Klaassen // 2005 European Conference on Power Electronics and Applications. – 2005. – pp. P1–P10.
6. Jiya, I.N. Overview of power electronic switches: A summary of the past, state-of-the-art and illumination of the future / I. N. Jiya, R. Gouws // Micromachines. – 2020. – vol. 11. – №. 12. – 1116.
7. Holtz, J. Megawatt GTO-inverter with three-level PWM control and regenerative snubber circuits / J. Holtz, S.F. Salama // PESC'88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Kyoto, Japan. – IEEE, 1988. – pp. 1263–1270.
8. Волконский, В.А. Анализ и прогноз энергоемкости и энергоэффективности экономики России / В.А. Волконский, А. Кузовкин // Проблемы прогнозирования. – 2006. – №. 1. – С. 53–61.
9. Абдуллаев, М. Энергосбережение в электроприводе / М. Абдуллаев, Д. Каримжонов // Universum: технические науки: электрон. научн. журн. – 2021. – Т. 84. – №. 3. – С. 5–7.
10. Saidur, R. A review on electrical motors energy use and energy savings / R.

Saidur // *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. – 2010. – vol. 14. – №. 3. – pp. 877–898.

11. Чепанов Д.И. Обзор автоматизированных систем управления процессом бурения нефтяных скважин // *Научная реальность и образы будущего в контексте междисциплинарных исследований*, Ростов-на-Дону, Россия. – Ростов-на-Дону, 2021. – С. 207–214.

12. Абрамов, Б.И. Современный электропривод постоянного тока для буровых установок / Б.И. Абрамов, Б.М. Парфёнов, О.И. Кожачков, М.А. Шалагин, И.В. Колесников // *Электротехника*. – 2009. – №. 1. – С. 3–8.

13. Shamma, N. High power switching devices: past, present and future / N. Shamma, S. Eio, D. Chamumd // *Proceedings of the 4th WSEAS international conference on Circuits, systems, signal and telecommunications*. – 2010. – pp. 192–209.

14. Heydt, G.T. Applications Of High Power Electronic Switches In The Electric Power Utility Industry And The Needs For High Power Switching Devices / G.T. Heydt, B.J. Skromme // *MRS Online Proceedings Library (OPL)*. – 1997. – vol. 483. – pp. 3–13.

15. Arsov, G. L. Quo vadis, thyristor? / G. L. Arsov, S. Mircevski // *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010, Ohrid, Macedonia*. – IEEE, 2010. – pp. T2-152–T2-157.

16. Azuma, M. GTO thyristors / M. Azuma, M. Kurata // *Proceedings of the IEEE*. – 1988. – vol. 76. – №. 4. – pp. 419–427.

17. Крылов, Е. Современные силовые запираемые тиристоры / Е. Крылов // *Компоненты и технологии*. – 2000. – №. 6 (7). – С. 40–42.

18. Jahns, T.M. The past, present, and future of power electronics integration technology in motor drives / T.M. Jahns, H. Dai // *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*. – 2017. – vol. 2. – №. 3. – pp. 197–216.

19. Петров, Д. Применение современных преобразователей частоты / Д. Петров // *Силовая электроника*. – 2005. – №. 3. – С. 62–66.

20. 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.

21. Шрейнер, Р.Т. Управление непосредственными преобразователями частоты с ШИМ в системах приводов переменного тока / Р.Т. Шрейнер, В.К. Кривовяз, А.И. Калыгин // *Электричество*. – 2007. – №. 5. – С. 26–37.

22. Singh, B. Multipulse AC–DC Converters for Improving Power Quality: A Review / B. Singh, S. Gairola, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – vol. 23. – № 1. – 2008. – pp. 260–281.

23. Singh, B. A novel Polygon Based 18-Pulse AC–DC Converter for Vector Controlled Induction Motor Drives / B. Singh, G. Bhuvaneswari, V. Garg // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – vol. 22. – № 2. – 2007. – pp. 488–497.

24. Pham, D.C. Modeling and simulation of two level three-phase voltage source inverter with voltage drop / D.C. Pham // *2017 Seventh International Conference on Information Science and Technology (ICIST), Da Nang, Vietnam*. – IEEE, 2017. – pp. 317–322.

25. Shakweh, Y. New breed of medium voltage converters / Y. Shakweh // *Power Engineer*. – 2000. – vol. 14. – №. 1. – pp. 12–20.

26. Маклаков, А.С. Энергоэффективное управление двунаправленным преобразователем частоты в составе электропривода ветрогенератора / А.С. Маклаков, А.А. Радионов // *Электротехника: сетевой электронный научный журнал*. – 2015. – Т. 2. – №. 4. – С. 21–26.

27. 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.

28. Доброскок, Н.А. Спектральный анализ базовых алгоритмов широтно-импульсного управления без обратной связи для двухуровневых преобразователей частоты / Н.А. Доброскок, В.С. Лавриновский // *Электротехника*. – 2021. – №. 3. – С. 21–26.

29. Nabae, A. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter / A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 1981. – vol. IA-17. – №. 5. – pp. 518–523.

30. 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. – С. 80–87.

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

32. 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 Южно-Уральского государственного университета. Серия: «Энергетика». – 2015. – Т. 15. – №. 1. – С. 74–81.

33. Николаев, А.А. Исследование влияния провалов напряжения в системе электроснабжения завода ММК Metalurji на работу главных электроприводов стана горячей прокатки / А.А. Николаев, А.С. Денисевич, И.А. Ложкин, М.М. Тухватуллин // Электротехнические системы и комплексы. – 2015. – №. 3 (28). – С. 8–14.

34. Deng, Y. Improved Modulation Scheme for Loss Balancing of Three-Level Active NPC Converters / Y. Deng, J. Li, K.H. Shin, T. Viitanen, M. Saeedifard, R.G. Harley // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – vol. 32. – №. 4. – pp. 2521–2532.

35. Barbosa, P. Active Neutral-Point-Clamped Multilevel Converters / P. Barbosa, P. Steimer, J. Steinke, L. Meysenc, M. Winkelkemper, N. Celanovic // 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Dresden, Germany. – IEEE, 2005, – pp. 2296–2301.

36. Tiwari, R. Active NPC Converter for Variable Speed Operation of Pumped Storage Hydropower Plant / R. Tiwari, R. Nilsen, A. Nysveen // IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Singapore. – IEEE, 2020. – pp. 1211–1216.

37. Zhang, Z. Comprehensive loss evaluation of neutral-point-clamped (NPC) and T-Type three-level inverters based on a circuit level decoupling modulation / Z. Zhang, A. Anthon, M.A. Andersen // 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition, Shanghai, China. – IEEE, 2014. – pp. 82–87.

38. Barnawi, A.B. Review of multilevel inverter for high-power applications / A.B. Barnawi, A.R.A. Alfifi, Z.M.S. Elbarbary, S.F. Alqahtani, I.M. Shaik // *Frontiers in Engineering and Built Environment*. – 2024. – vol. 4. – №. 2. – pp. 77–89.

39. Dixon, J. High-level multistep inverter optimization using a minimum number of power transistors / J. Dixon, L. Moran // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2006. – vol. 21, – №. 2. – pp. 330–337.

40. 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.

41. Кудрявцев, А.В. Повышение эффективности электроприводов газоперекачивающих агрегатов на базе высоковольтных преобразователей частоты: дис. ... канд. техн. наук. – Санкт-Петербург, 2012. – 151 с.

42. Kushawaha, P. Significance of Capacitor Voltage Balancing in Multilevel Inverter / P. Kushawaha, V.J. Rupapara, P.M. Shah // 2019 IEEE International Conference on Innovations in Communication, Computing and Instrumentation (ICCI), Chennai, India. – IEEE, 2019. – pp. 136–142.

43. Manai, L. Capacitor Voltage Balancing in Flying Capacitor Multilevel Inverters Considering Load power factor by SHE Technique / L. Manai, F. Armi, M. Besbes // 2019 6th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT), Paris, France. – IEEE, 2019. – pp. 1670–1675.

44. Kang, D.W. A symmetric carrier technique of CRPWM for voltage balance method of flying-capacitor multilevel inverter / D.W. Kang, B.K. Lee, J.H. Jeon, T.J. Kim, D.S. Hyun // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2005. – vol. 52. – №. 3. – pp. 879–888.

45. Tian, K. A Capacitor Voltage-Balancing Method for Nested Neutral Point

Clamped (NNPC) Inverter / K. Tian, B. Wu, M. Narimani, D. Xu, Z. Cheng, N.R. Zargari // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – vol. 31. – №. 3. – pp. 2575–2583.

46. Ardashir, J.F. A Novel Boost Fifteen-Level Asymmetrical Flying-Capacitor Inverter with Natural Balancing of Capacitor Voltages / J.F. Ardashir, B. Rozmeh, M. Gasemi, A.M. Shotorbani, A.A. Ghavifekr // 2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), Tabriz, Iran. – IEEE, 2021. – pp. 1– 5.

47. Kazmierkowski, M.P. High-Performance Motor Drives / M.P. Kazmierkowski, L.G. Franquelo, J. Rodriguez, M.A. Perez, J.I. Leon // IEEE Industrial Electronics Magazine. – 2011. – vol. 5. – №. 3. – pp. 6–26.

48. Колпаков, А. Схемотехника мощных высоковольтных преобразователей / А. Колпаков // Силовая электроника. – 2007. – №. 12. – С. 44–50.

49. Peng, F.Z. Cascade multilevel inverters for utility applications / F.Z. Peng, J.W. McKeever, D.J. Adams // Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (Cat. No. 97CH36066), New Orleans, USA. – IEEE, 1997. – pp. 437–442.

50. Лазарев, С.А. Применение инверторов напряжения в высоковольтном электроприводе / С.А. Лазарев // Экспозиция нефть газ. – 2013. – №. 1 (26). – С. 31–35.

51. Садиков, Д.Г. Вопросы энергоэффективности высоковольтного электропривода компрессорных установок нефтегазового комплекса / Д.Г. Садиков, И.Е. Рубцова, В.Г. Титов // Газовая промышленность. – 2018. – №. 11 (777). – С. 58–63.

52. Степанов, С.Е. Выбор высоковольтных преобразователей частоты для электроприводного газоперекачивающего агрегата путем моделирования их характеристик / С.Е. Степанов // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления. – 2017. – №. 22. – С. 67–89.

53. Полунин, Ф.А. Оценка экономической эффективности использования емкостных накопителей энергии в частотно-регулируемом электроприводе мостового крана / Ф.А. Полунин, И.Я. Браславский, Ю.В. Плотников // Энерго-и

ресурсосбережение. Энергообеспечение. Нетрадиционные и возобновляемые источники энергии. – Екатеринбург, 2013. – С. 168–171.

54. Николаев, А.А. Исследование усовершенствованной системы управления активных выпрямителей преобразователей частоты в составе электроприводов клеток прокатного стана / А.А. Николаев, И.Г. Гилемов, О.С. Малахов // Электротехнические системы и комплексы. – 2021. – №. 4 (53). – С. 62–68.

55. Томасов, В. Многоуровневые инверторы напряжения в прецизионном сервоприводе / В. Томасов, А. Усольцев, Д. Вертегел, К. Денисов // Силовая электроника. – 2019. – №. 2 (77). – С. 42–48.

56. Kouro, S. Recent advances and industrial applications of multilevel converters / S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L.G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M.A. Pérez, J.I. Leon // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2010. – vol. 57. – №. 8. – pp. 2553–2580.

57. 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.

58. Akagi, H. Multilevel Converters: Fundamental Circuits and Systems / H. Akagi // Proceedings of the IEEE. – 2017. – vol. 105. – №. 11. – pp. 2048–2065.

59. Wang, Y. High power compact automotive IGBT module with planar technology / Y. Wang, Y. Li, X. Dai, Y. Wu, Y. Ma, G. Liu // 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), Warsaw, Poland. – IEEE, 2017. – pp. P1–P6.

60. 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.

61. Иоффе, И.С. Математическая модель активного выпрямителя напряжения с нейтральным проводом / И.С. Иоффе, А.М. Зюзев, А.В. Костылев, К. Е. Нестеров // Электротехнические системы и комплексы. – 2020. – №. 2 (47). – С. 41–46.

62. Костылев, А.В. Векторная ШИМ для двухсекционного преобразователя

частоты / А.В. Костылев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: «Энергетика». – 2015. – Т. 15. – №. 2. – С. 34–40.

63. Авилов, В.Д. Методика определения потерь в двухзвенных преобразователях частоты в составе стенда для испытания асинхронных двигателей методом взаимной нагрузки / В.Д. Авилов, Д.И. Попов, А.В. Литвинов // Известия Транссиба. – 2014. – №. 1 (17). – С. 2–8.

64. Брылина, О.Г. Исследование двухзвенных преобразователей частоты / О.Г. Брылина, М.В. Гельман // Электротехнические системы и комплексы. – 2013. – №. 21. – С. 270–278.

65. Steimer, P.K. IGCT-a new emerging technology for high power, low cost inverters / P.K. Steimer, H. E. Gruning, J. Werninger, E. Carroll, S. Klaka, S. Linder // IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting, New Orleans, USA. – IEEE, 1997. – pp. 1592–1599.

66. Chen, Z. Analysis and Experiments for IGBT, IEGT, and IGCT in Hybrid DC Circuit Breaker / Z. Chen, Z. Yu, X. Zhang, T. Wei, G. Lyu, L. Qu, Y. Huang, R. Zeng // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2017. – vol. 65. – №. 4. – pp. 2883–2892.

67. Wang, B. Review of power semiconductor device reliability for power converters / B. Wang, J. Cai, X. Du, L. Zhou // CPSS Transactions on Power Electronics and Applications. – 2017. – vol. 2. – №. 2. – pp. 101–117.

68. Карандаев, А.С. Частотно-регулируемый электропривод с электропитанием от двух независимых вводов / А.С. Карандаев, Г.П. Корнилов, Т.Р. Храмшин, В.Р. Храмшин // Электротехника. – 2015. – №. 4. – С. 41–48.

69. Николаев, А.А. Экспериментальные исследования электромагнитной совместимости современных электроприводов в системе электроснабжения металлургического предприятия / А.А. Николаев, Г.П. Корнилов, Т. Р. Храмшин, Г. Никифоров, Ф.Ф. Муталлапова // Вестник Магнитогорского государственного технического университета им. Г.И. Носова. – 2016. – Т. 14. – №. 4. – С. 96–105.

70. Чулаков, Р.В. Применение шестипульсной схемы выпрямления в преобразователе частоты / Р.В. Чулаков // XXV Туполевские чтения (Школа

молодых ученых), Казань, Россия. – Казань, 2021. – С. 320–324.

71. Храмшин, Т.Р. Исследование воздействия активных выпрямителей большой мощности на питающую сеть / Т.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, А.А. Николаев, Р.Р. Храмшин, Д.С. Крубцов // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. – 2013. – №. 1. – С. 80–83.

72. Николаев, А.А. Экспериментальные исследования качества электроэнергии в сети 34,5 кВ металлургического завода ЗАО «ММК Metalurji» / А.А. Николаев, И.Г. Гилемов, С.А. Линьков, М.С. Светлаков // Электротехнические системы и комплексы. – 2022. – №. 3 (56). – С. 44–53.

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

74. 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. – Т. 1. – №. 2. – С. 48–52.

75. Holtz, J. Pulse width modulation for electronic power conversion / J. Holtz // Proceedings of the IEEE. – 1994. – vol. 82. – №. 8. – pp. 1194–1214.

76. Обухов, С.Г. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения / С.Г. Обухов, Е.Е. Чаплыгин, Д.Е. Кондратьев // Электричество. – 2008. – №. 7. – С. 23–31.

77. Шишков, А.Н. Сравнительный анализ методов широтно-импульсной модуляции для трехуровневого инвертора напряжения с фиксированной нейтральной точкой / А.Н. Шишков, В.К. Ле, М.М. Дудкин // НАУКА – ОБЩЕСТВО – ТЕХНОЛОГИИ – 2022, Москва, Россия. – Москва, 2022. – С. 303–313.

78. Баховцев, И.А. Обобщенный анализ выходной энергии многофазных многоуровневых инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией / И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев // Электричество. – 2016. – №. 4. – С. 26–33.

79. Анучин, А.С. Минимизация и перераспределение коммутационных потерь в инверторе напряжения при использовании алгоритма широтно-импульсной модуляции с прогнозированием / А.С. Анучин, М.А. Гуляева, Д.М. Шпак, Д.И. Алямкин, М.М. Лашкевич // Вестник Московского энергетического института. – 2019. – №. 1. – С. 79–85.

80. Rushiraj, G.J. Analysis of different modulation techniques for multilevel inverters / G.J. Rushiraj, P.N. Kapil // 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), Chennai, India. – IEEE, 2016. – pp. 3017–3024.

81. Lee, J.S. An improved phase-shifted PWM method for a three-phase cascaded H-bridge multi-level inverter / J.S. Lee, K.B. Lee, Y. Ko // 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, USA. – IEEE, 2017. – pp. 2100–2105.

82. Воронцов, А.Г. Гибридные каскадные преобразователи частоты и особенности их управления / А.Г. Воронцов, В.В. Глушаков, М.В. Пронин // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2019. – №. 8. – С. 75–84.

83. McGrath, B.P. A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters / B.P. McGrath, D.G. Holmes // 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No. 00CH37018), Galway, Ireland. – IEEE, 2000. – vol. 2. – pp. 674–679.

84. Mythili, M. Harmonic minimization in multilevel inverters using selective harmonic elimination PWM technique / M. Mythili, N. Kayalvizhi // 2013 International Conference on Renewable Energy and Sustainable Energy (ICRESE), Coimbatore, India. – IEEE, 2013. – pp. 70–74.

85. 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.

86. Wu, B. High-power converters and AC drives / B. Wu, M. Narimani. 2nd ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press. – 2017. – 480 p.

87. Николаев, А.А. Разработка усовершенствованного алгоритма ШИМ

активного выпрямителя с адаптацией к резонансным явлениям во внутривзаводской сети / А.А. Николаев, М.В. Буланов, М.Ю. Афанасьев, А.С. Денисевич // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. – 2018. – №. 6. – С. 47–56.

88. 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. – №. 4 (1). – С. 66–73.

89. 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.

90. Кильдияров Р.Р. Преобразование Кларка в электроприводе / Р.Р. Кильдияров // 2-я международная научная конференция перспективных разработок молодых ученых «Школа Молодых Новаторов», Курск, Россия. – Курск, 2021. – С. 228–231.

91. Chen, F. A general space vector PWM scheme for multilevel inverters / F. Chen, W. Qiao // 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, USA. – IEEE, 2016. – pp. 1–6.

92. Маклаков, А.С. Энергосберегающий электропривод на базе двухзвенного преобразователя частоты с активным выпрямителем и автономным инвертором напряжения / А.С. Маклаков, В.Р. Гасияров, А.В. Белый // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2014. – №. 1 (1). – С. 23–30.

93. Halpin, S.M. Comparison of IEEE and IEC harmonic standards / S.M. Halpin // IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2005, Francisco, USA. – IEEE, 2005. – pp. 2214–2216.

94. Дед, А.В. О показателях качества электрической энергии. Нормы ГОСТ 32144-2013 / А.В. Дед, А.В. Паршукова // Омский научный вестник. – 2015. – №. 1 (137). – С. 148–150.

95. Seyed, S.F. Investigation and comparison of multi-level converters for medium voltage applications: Dr.-Ing / Seyed Saeed Fazel. – Berlin, 2007. – 184 p.

96. Shishkov, A.N. The Influence of Different Types of Switching Sequences in Space-Vector PWM on Output Characteristics of Three-Level Voltage Inverter / A.N. Shishkov, M.M. Dudkin, V.K. Le, N.A. Eremin // 2023 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon), Magnitogorsk, Russia. – IEEE, 2023. – pp. 690–696.

97. Celanovic, N. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters / N. Celanovic, D. Boroyevich // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2000. – vol. 15. – №. 2. – pp. 242–249.

98. Choi, U.M. Neutral-Point Voltage Balancing Method for Three-Level Inverter Systems with a Time-Offset Estimation Scheme / U.M. Choi, K.B. Lee // Journal of Power Electronics. – 2013. – vol. 13. – №. 2. – pp. 243–249.

99. Шишков, А.Н. Влияние последовательностей переключений на баланс напряжения нейтральной точки в трёхуровневом инверторе напряжения / А.Н. Шишков, М.М. Дудкин, В.К. Ле // Известия МГТУ «МАМИ». – 2023. – Т. 17. – №. 2. – С. 195–206.

100. Zhang, H. Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages / H. Zhang, A. Von Jouanne, S. Dai, A.K. Wallace, F. Wang // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2000. – vol. 36. – №. 6. – pp. 1645–1653.

101. Babu, N. Space vector modulation for three-level NPC inverter using two-level space vector diagram / N. Babu, P. Agarwal // 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Trivandrum, India. – IEEE, 2016. – pp. 1–6.

102. Piao, C. A simplified space vector PWM algorithm for three-level NPC VSI / C. Piao, J.Y. Hung // SoutheastCon 2015, Lauderdale, USA. – IEEE, 2015. – pp. 1–8.

103. Abdulvelev, I.R. Space-vector pulse-width modulation of a three-level NPC-inverter at low switching frequency / I.R. Abdulvelev, T.R. Khrumshin, G.P. Kornilov // 2016 IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering

Conference (EIconRusNW), Petersburg, Russia. – IEEE, 2016. – pp. 476–481.

104. Xiang, C.Q. Improved Virtual Space Vector Modulation for Three-Level Neutral-Point-Clamped Converter With Feedback of Neutral-Point Voltage / C.Q. Xiang, C. Shu, D. Han, B.K. Mao, X. Wu, T.J. Yu // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2017. – vol. 33. – №. 6. – pp. 5452–5464.

105. Hu, C. An Improved Virtual Space Vector Modulation Scheme for Three-Level Active Neutral-Point-Clamped Inverter / C. Hu, X. Yu, D. G. Holmes, W. Shen, Q. Wang, F. Luo, N. Liu // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – vol. 32. – №. 10. – pp. 7419–7434.

106. Khatri, K. An efficient technique for DC capacitor voltage balancing by using space vector modulated three-level STATCOM / K. Khatri, Y. Singh // 2016 11th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS), Roorkee, India. – IEEE, 2016. – pp. 570–575.

107. Bhalodi, K.H. Space Vector Modulation with DC-Link Voltage Balancing Control for Three-Level Inverters / K.H. Bhalodi, P. Agrawal // 2006 International Conference on Power Electronic, Drives and Energy Systems, Delhi, India. – IEEE, 2006. – pp. 1–6.

108. Lewicki, A. Space-Vector Pulsewidth Modulation for Three-Level NPC Converter With the Neutral Point Voltage Control / A. Lewicki, Z. Krzeminski, H. Abu-Rub // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – vol. 58. – №. 11. – pp. 5076–5086.

109. Tian, K. A Virtual Space Vector Modulation Technique for the Reduction of Common-Mode Voltages in Both Magnitude and Third-Order Component / K. Tian, J. Wang, B. Wu, Z. Cheng, N.R. Zargari // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – vol. 31. – №. 1. – pp. 839–848.

110. Li, K. A generalized discontinuous PWM based neutral point voltage balancing method for three-level NPC voltage source inverter with switching losses reduction / K. Li, M. Wei, C. Xie, F. Deng, J.M. Guerrero, J.C. Vasquez // 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, USA. – IEEE, 2017. – pp. 1816–1820.

111. dos Santos, M.E. Short circuit and overcurrent protection of IGCT-based three-level NPC inverters / M.E. dos Santos, B. JC Filho // 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551), Aachen, Germany. – IEEE, 2004. – pp. 2553–2558.

112. Справочные данные [Электронный ресурс]. SINAMICS GM150 SM150 Catalog D12 2012 supplement 2013 EN. – <https://dokumen.tips/documents/sinamics-gm150-sm150-catalog-d12-2012-supplement-2013-en.html?page=1>.

113. Митряйкина, И.С. Многоуровневые инверторы напряжения // Новые информационные технологии в научных исследованиях (НИТ-2019), Рязань, Россия. – Рязань, 2019. – С. 312–315.

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

115. Seixas, P.F. A space vector PWM method for three-level voltage source inverters / P.F. Seixas, M.S. Mendes, P. Donoso-Garcia, A.M.N. Lima // APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 00CH37058), New Orleans, USA. – IEEE, 2000. – pp. 549–555.

116. Шишков, А.Н. Баланс напряжения нейтральной точки в трехуровневом инверторе напряжения на основе пространственно-векторной ШИМ с семиступенчатой последовательностью переключений / А.Н. Шишков, М.М. Дудкин, В.К. Ле, Н.А. Еремин // Электротехника. – 2024. – №. 6. – С. 52–63.

117. Маклаков, А.С. Математическое описание трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной нейтралью на базе активного выпрямителя и автономного инвертора напряжения // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: «Энергетика». – 2016. – Т. 16. – №. 4. – С. 49–59.

118. Shishkov, A.N. Optimizing DC Link Capacitors in Three-Level Voltage Inverter Based on Space-Vector PWM with Seven-Stage Switching Sequence / A.N. Shishkov, M.M. Dudkin, V.K. Le, N.A. Eremin // 2024 International Russian Smart

Industry Conference (SmartIndustryCon), Sochi, Russia. – IEEE, 2024. – pp. 949–956.

119. Sommer, R. Medium voltage drive system with NPC three-level inverter using IGBTs / R. Sommer, A. Mertens, C. Brunotte, G. Trauth // IEE Seminar PWM Medium Voltage Drives (Ref. No. 2000/063), Birmingham, UK. – IET, 2000. – pp. 3/1–3/3.

120. Mishra, M.K. Control schemes for equalization of capacitor voltages in neutral clamped shunt compensator / M.K. Mishra, A. Joshi, A. Ghosh // IEEE Transactions on Power Delivery. – 2003. – vol. 18. – №. 2. – pp. 538–544.

121. Lee, D.H. An analysis of midpoint balance for the neutral-point-clamped three-level VSI / D.H. Lee, S.R. Lee, F.C. Lee // PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196), Fukuoka, Japan. – IEEE, 1998. – pp. 193–199.

122. Newton, C. A novel arrangement for balancing the capacitor voltages of a five level diode clamped inverter / C. Newton, M. Sumner // 1998 Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 456), London, UK. – IET, 1998. – pp. 465–470.

123. Sebaaly, F. Three-level neutral-point-clamped inverters in transformerless PV systems — State of the art / F. Sebaaly, H.Y. Kanaan, N. Moubayed // MELECON 2014-2014 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, Beirut, Lebanon. – IEEE, 2014. – pp. 1–7.

124. Pou, J. A Carrier-Based PWM Strategy With Zero-Sequence Voltage Injection for a Three-Level Neutral-Point-Clamped Converter / J. Pou, J. Zaragoza, S. Ceballos, M. Saeedifard, D. Boroyevich // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – vol. 27. – №. 2. – pp. 642–651.

125. Jiang, W. A Carrier-Based PWM Strategy Providing Neutral-Point Voltage Oscillation Elimination for Multi-Phase Neutral Point Clamped 3-Level Inverter / W. Jiang, X. Huang, J. Wang, J. Wang, J. Li // IEEE Access. – 2019. – vol. 7. – pp. 124066–124076.

126. Feng, D.W. Space vector modulation for neutral point clamped multilevel inverter with even order harmonic elimination / D.W. Feng, B. Wu, S. Wei, D. Xu // Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering 2004 (IEEE Cat. No.

04CH37513), Niagara Falls, Canada. – IEEE, 2004. – pp. 1471–1475.

127. Rana, R.A. Review of Multilevel Voltage Source Inverter Topologies and Analysis of Harmonics Distortions in FC-MLI / R.A. Rana, S.A. Patel, A. Muthusamy, C.W. Lee, H.J. Kim // *Electronics*. – 2019. – vol. 8. – №. 11. – 1329.

128. DeWinter, F. Medium voltage drives: Are isolation transformers required? / F. DeWinter, N. Zargari, S. Rizzo, Y. Xiao // *Record of Conference Papers. Industry Applications Society. Forty-Ninth Annual Conference. 2002 Petroleum and Chemical Industry Technical Conference, New Orleans, USA*. – IEEE, 2002. – pp. 191–196.

129. Akagi, H. An approach to eliminating high-frequency shaft voltage and ground leakage current from an inverter-driven motor / H. Akagi, T. Doumoto // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2004. – vol. 40. – №. 4. – pp. 1162–1169.

130. Akagi, H. A Passive EMI Filter for Eliminating Both Bearing Current and Ground Leakage Current From an Inverter-Driven Motor / H. Akagi, S. Tamura // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2006. – vol. 21. – №. 5. – pp. 1459–1469.

131. Zhu, N. An Integrated AC Choke Design for Common-Mode Current Suppression in Neutral-Connected Power Converter Systems / N. Zhu, J. Kang, D. Xu, B. Wu, Y. Xiao // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2011. – vol. 27. – №. 3. – pp. 1228–1236.

132. Zhao, Z. Hybrid Selective Harmonic Elimination PWM for Common-Mode Voltage Reduction in Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverters for Variable Speed Induction Drives / Z. Zhao, Y. Zhong, H. Gao, L. Yuan, T. Lu // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2011. – vol. 27. – №. 3. – pp. 1152–1158.

133. Steimer, P.K. Transformerless multi-level converter based medium voltage drives / P.K. Steimer, M. Winkelkemper // *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, USA*. – IEEE, 2011. – pp. 3435–3441.

134. Renge, M.M. Multilevel inverter to reduce common mode voltage in AC motor drives using SPWM technique / M.M. Renge, H.M. Suryawanshi // *Journal of Power Electronics*. – 2011. – vol. 11. – №. 1. – pp. 21–27.

135. Tallam, R.M. Common-Mode Voltage Reduction PWM Algorithm for AC Drives / R.M. Tallam, R.J. Kerkman, D. Leggate, R.A. Lukaszewski // *IEEE Transactions*

on Industry Applications. – 2010. – vol. 46. – №. 5. – pp. 1959–1969.

136. Renge, M.M. Three-Dimensional Space-Vector Modulation to Reduce Common-Mode Voltage for Multilevel Inverter / M.M. Renge, H.M. Suryawanshi // IEEE transactions on Industrial Electronics. – 2009. – vol. 57. – №. 7. – pp. 2324–2331.

137. Rodriguez, J. A new modulation method to reduce common-mode voltages in multilevel inverters / J. Rodriguez, J. Pontt, P. Correa, P. Cortes, C. Silva // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2004. – vol. 51. – №. 4. – pp. 834–839.

138. Nguyen, N.V. A Reduced Switching Loss PWM Strategy to Eliminate Common-Mode Voltage in Multilevel Inverters / N.V. Nguyen, T.K.T. Nguyen, H.H. Lee // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2014. – vol. 30. – №. 10. – pp. 5425–5438.

139. Nguyen, T.K.T. Eliminated common-mode voltage pulsewidth modulation to reduce output current ripple for multilevel inverters / T.K.T. Nguyen, N.V. Nguyen, N.R. Prasad // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – vol. 31. – №. 8. – pp. 5952–5966.

140. Lai, Y.S. Optimal common-mode voltage reduction PWM technique for inverter control with consideration of the dead-time effects-part II: applications to IM drives with diode front end / Y.S. Lai, P.S. Chen, H.K. Lee, J. Chou // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2004. – vol. 40. – №. 6. – pp. 1613–1620.

141. Hava, A.M. A High-Performance PWM Algorithm for Common-Mode Voltage Reduction in Three-Phase Voltage Source Inverters / A.M. Hava, E. Ün // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – vol. 26. – №. 7. – pp. 1998–2008.

142. Zaragoza, J. Voltage-Balance Compensator for a Carrier-Based Modulation in the Neutral-Point-Clamped Converter / J. Zaragoza, J. Pou, S. Ceballos, E. Robles, C. Jaen, M. Corbalan // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2008. – vol. 56. – №. 2. – pp. 305–314.

143. Koyama, M. Space voltage vector-based new PWM method for large capacity three-level GTO inverter / M. Koyama, T. Fujii, R. Uchida, T. Kawabata // Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, Diego, USA. – IEEE, 1992. – pp. 271–276.

144. Dalessandro, L. Discontinuous Space-Vector Modulation for Three-Level

PWM Rectifiers / L. Dalessandro, S.D. Round, U. Drofenik, J.W. Kolar // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – vol. 23. – №. 2. – pp. 530–542.

145. Shishkov, A.N. Neutral Point Voltage Balance Based on Space-Vector PWM with Five-Stage Sequence for Three-Level Voltage Inverter / A.N. Shishkov, M.M. Dudkin, V.K. Le, N.A. Eremin // 2023 International Russian Smart Industry Conference (SmartIndustryCon), Sochi, Russia. – IEEE, 2023. – pp. 586–592.

146. Shishkov, A.N. Neutral Point Voltage Balance in Three-Level Voltage Inverter Based on Space-Vector PWM with Seven-Stage Switching Sequence / A.N. Shishkov, M.M. Dudkin, V.K. Le, N.A. Eremin // Russian Electrical Engineering. – 2024. – №. 95. – pp. 475–485.

147. Шишков, А.Н. Оптимальная гибридная последовательность переключения для трехуровневого инвертора напряжения с пространственно-векторной ШИМ / А.Н. Шишков, М.М. Дудкин, А.С. Маклаков, В.К. Ле // Электротехнические системы и комплексы. – 2023. – Т. 60. – №. 3. – С. 61–71.

148. Шишков, А.Н. Алгоритм пространственно-векторной ШИМ с гибридной последовательностью переключений для регулируемых электроприводов переменного тока на базе трехуровневого инвертора напряжения / А.Н. Шишков, М.М. Дудкин, В.К. Ле, Н.А. Еремин // Вестник Южно-Уральского государственного Университета. Серия: «Энергетика». – 2023. – Т. 23. – №. 4. – С. 34–46.

149. Dudkin, M.M. An Algorithm for a Space-Vector Pulse Width Modulation with a Hybrid Switching Sequence for a Three-Level Neutral Point Clamped Voltage Source Inverter / M.M. Dudkin, A.N. Shishkov, V.K. Le // Power System Technology. – 2024. – vol. 48. – №. 1. – pp. 55–84.

150. Справочные данные [Электронный ресурс]. B-Box RCP^{3.0} Rapid prototyping controller User Manual. – 2024. – 17 p. – https://cdn.imperix.com/wp-content/uploads/document/B-Box_Datasheet.pdf.

151. Справочные данные [Электронный ресурс]. PEN8018 – NPC building block User Manual. – 2023. – 6 p. – <https://cdn.imperix.com/wp-content/uploads/document/PEN8018.pdf>.

152. Справочные данные [Электронный ресурс]. Simulink Blockset part of the ACG SDK. – 2024. – <https://imperix.com/software/acg-sdk/simulink/>.

153. Справочные данные [Электронный ресурс]. Datasheet EA-PS 10000 3U Programmable DC Power Supply. – 2022. – 175 p. – https://elektroautomatik.com/shop/media/pdf/80/01/09/datasheet_ps_10000_3u_15kw_en.pdf.

154. Mansoor, A. Lower order harmonic cancellation: impact of low-voltage network topology / A. Mansoor // IEEE Power Engineering Society. 1999 Winter Meeting (Cat. No. 99CH36233), New York, USA. – IEEE, 1999. – pp. 1106–1109.

155. Touil, S.A. Closed loop discontinuous pulse width modulation control used in inverter grid-connected photovoltaic system for reduced switching losses / S.A. Touil, N. Boudjerda, A. Boubakir, K.E.K. Drissi // Rev. Roum. Sci. Techn. – 2019. – vol. 64. – no. 4. – pp. 357–363.

156. Кузнецов, В.А. Основные проблемы двухдвигательного электропривода прокатных станков / В.А. Кузнецов, Е.С. Кузнецова, Д.А. Лузин, Н.С. Зайцев // Высокие технологии, наука и образование: актуальные вопросы, достижения и инновации, Пенза, Россия. – Пенза, 2020. – С. 81–86.

157. Гусаков, Д.В. 18-пульсный трансформаторный выпрямитель повышенной эффективности / Д.В. Гусаков, Д.Р. Масалимов // Электротехнические комплексы и системы, Уфа, Россия. – Уфа, 2018. – С. 255–261.

158. Брованов, С.В. Методика расчета энергетических показателей качества преобразования энергии в трехуровневом инверторе напряжения / С.В. Брованов // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. – 2009. – №3 (36). – С. 131–142.

159. Radionov, A.A. Research of electric drive at load impact on hot plate mill 5000 / A.A. Radionov, A.S. Maklakov, V.R. Gasiyarov, E.A. Maklakova // 2015 International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems (MEACS), Tomsk, Russia. – IEEE, 2015. – 7414864.

160. Слежановский, О.В. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В.

Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.

161. Маклаков, А.С. Математическое моделирование синхронного электропривода реверсивной прокатной клетки / А.С. Маклаков, Е.А. Маклакова, В.Р. Гасияров // XVI Международная научно-техническая конференция «Электроприводы переменного тока», Екатеринбург, Россия. – Екатеринбург, 2015. – С. 131-136.

162. Radionov, A.A. Smart Grid for main electric drive of plate mill rolling stand / A.A. Radionov, A.S. Maklakov, V.R. Gasiyarov // 2014 International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems (MEACS), Tomsk, Russia. – IEEE, 2014. – С. 1–4.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Таблица I – Базовая ПП для трехуровневого АИН с ФНТ при ПВШИМ

Сегмент 1											
<i>Сектор I</i>		<i>Сектор II</i>		<i>Сектор III</i>		<i>Сектор IV</i>		<i>Сектор V</i>		<i>Сектор VI</i>	
\bar{U}_{0n}	[NNN]	\bar{U}_{0p}	[PPP]	\bar{U}_{0n}	[NNN]	\bar{U}_{0p}	[PPP]	\bar{U}_{0n}	[NNN]	\bar{U}_{0p}	[PPP]
\bar{U}_{M1n}	[ONN]	\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M6p}	[POP]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M6p}	[POP]	\bar{U}_{M1n}	[ONN]
\bar{U}_{0p}	[PPP]	\bar{U}_{0n}	[NNN]	\bar{U}_{0p}	[PPP]	\bar{U}_{0n}	[NNN]	\bar{U}_{0p}	[PPP]	\bar{U}_{0n}	[NNN]
\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M6p}	[POP]	\bar{U}_{M1n}	[ONN]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{M1n}	[ONN]	\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M6p}	[POP]
\bar{U}_{0n}	[NNN]	\bar{U}_{0p}	[PPP]	\bar{U}_{0n}	[NNN]	\bar{U}_{0p}	[PPP]	\bar{U}_{0n}	[NNN]	\bar{U}_{0p}	[PPP]
Сегмент 2											
<i>Сектор I</i>		<i>Сектор II</i>		<i>Сектор III</i>		<i>Сектор IV</i>		<i>Сектор V</i>		<i>Сектор VI</i>	
\bar{U}_{M1n}	[ONN]	\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M6p}	[POP]
\bar{U}_{B1}	[PNN]	\bar{U}_{B2}	[PPN]	\bar{U}_{B3}	[NPN]	\bar{U}_{B4}	[NPP]	\bar{U}_{B5}	[NNP]	\bar{U}_{B6}	[PNP]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{B1}	[PNN]	\bar{U}_{B2}	[PPN]	\bar{U}_{B3}	[NPN]	\bar{U}_{B4}	[NPP]	\bar{U}_{B5}	[NNP]	\bar{U}_{B6}	[PNP]
\bar{U}_{M1n}	[ONN]	\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M6p}	[POP]
Сегмент 3											
<i>Сектор I</i>		<i>Сектор II</i>		<i>Сектор III</i>		<i>Сектор IV</i>		<i>Сектор V</i>		<i>Сектор VI</i>	
\bar{U}_{M1n}	[ONN]	\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M6p}	[POP]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M6p}	[POP]	\bar{U}_{M1n}	[ONN]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]

Продолжение таблицы I

Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{M1n}	[ONN]	\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M6p}	[POP]
Сегмент 4											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{B2}	[PPN]	\bar{U}_{B3}	[NPN]	\bar{U}_{B4}	[NPP]	\bar{U}_{B5}	[NNP]	\bar{U}_{B6}	[PNP]	\bar{U}_{B1}	[PNN]
\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M6p}	[POP]	\bar{U}_{M1n}	[ONN]
\bar{U}_{B2}	[PPN]	\bar{U}_{B3}	[NPN]	\bar{U}_{B4}	[NPP]	\bar{U}_{B5}	[NNP]	\bar{U}_{B6}	[PNP]	\bar{U}_{B1}	[PNN]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]

Таблица II – Классическая семиступенчатая ПП для трехуровневого АИН с ФНТ при ПВШИМ

Сегмент 1a											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{M1n}	[ONN]	\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M6p}	[POP]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
Сегмент 1b											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M6p}	[POP]	\bar{U}_{M1n}	[ONN]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
Сегмент 2											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]

Таблица III – Классическая пятиступенчатая ПП для трехуровневого АИН с ФНТ при ПВШИМ

Сегмент 1a											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
Сегмент 1b											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
Сегмент 2											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{B1}	[PNN]	\bar{U}_{B2}	[PPN]	\bar{U}_{B3}	[NPN]	\bar{U}_{B4}	[NPP]	\bar{U}_{B5}	[NNP]	\bar{U}_{B6}	[PNP]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
Сегмент 3a											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
Сегмент 3b											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]

Сегмент 4											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{B2}	[PPN]	\bar{U}_{B3}	[NPN]	\bar{U}_{B4}	[NPP]	\bar{U}_{B5}	[NNP]	\bar{U}_{B6}	[PNP]	\bar{U}_{B1}	[PNN]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M1p}	[POO]

Таблица IV – Варианты пятиступенчатой ПП для трехуровневого АИН с ФНТ при ПВШИМ

Сегмент 1											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
<i>Вариант «P»</i>											
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M6p}	[POP]	\bar{U}_{M6p}	[POP]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M3p}	OPO	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
<i>Вариант «PN»</i>											
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
<i>Вариант «NP»</i>											
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
<i>Вариант «N»</i>											
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{M1n}	[ONN]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M1n}	[ONN]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]	\bar{U}_{0o}	[OOO]

Сегмент 2											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
<i>Вариант «P»</i>											
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{B2}	[PPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{B4}	[NPP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{B6}	[PNP]
\bar{U}_{B1}	[PNN]	\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{B3}	[NPN]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{B5}	[NNP]	\bar{U}_{M6p}	[POP]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{B2}	[PPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{B4}	[NPP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{B6}	[PNP]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
<i>Вариант «N»</i>											
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{B1}	[PNN]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{B3}	[NPN]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{B5}	[NNP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M1n}	[ONN]	\bar{U}_{B2}	[PPN]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{B4}	[NPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{B6}	[PNP]
\bar{U}_{B1}	[PNN]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{B3}	[NPN]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{B5}	[NNP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
Сегмент 3											
Сектор I		Сектор II		Сектор III		Сектор IV		Сектор V		Сектор VI	
<i>Вариант «P»</i>											
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{M6p}	[POP]	\bar{U}_{M6p}	[POP]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
<i>Вариант «PN»</i>											
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
<i>Вариант «NP»</i>											
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M1p}	[POO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
<i>Вариант «N»</i>											
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]

Продолжение таблицы IV

<i>Вариант «N»</i>											
\bar{U}_{M1n}	[ONN]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{M1n}	[ONN]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
Сегмент 4											
<i>Сектор I</i>		<i>Сектор II</i>		<i>Сектор III</i>		<i>Сектор IV</i>		<i>Сектор V</i>		<i>Сектор VI</i>	
<i>Вариант «P»</i>											
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
\bar{U}_{B2}	[PPN]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{B4}	[NPP]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{B6}	[PNP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{M2p}	[PPO]	\bar{U}_{B3}	[NPN]	\bar{U}_{M4p}	[OPP]	\bar{U}_{B5}	[NNP]	\bar{U}_{M6p}	[POP]	\bar{U}_{B1}	[PNN]
\bar{U}_{B2}	[PPN]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{B4}	[NPP]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{B6}	[PNP]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{M3p}	[OPO]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{M5p}	[OOP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{M1p}	[POO]
<i>Вариант «N»</i>											
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{C6}	[PNO]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{B3}	[NPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{B5}	[NNP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{B1}	[PNN]
\bar{U}_{B2}	[PPN]	\bar{U}_{M3n}	[NON]	\bar{U}_{B4}	[NPP]	\bar{U}_{M5n}	[NNO]	\bar{U}_{B6}	[PNP]	\bar{U}_{M1n}	[ONN]
\bar{U}_{C1}	[PON]	\bar{U}_{B3}	[NPN]	\bar{U}_{C3}	[NPO]	\bar{U}_{B5}	[NNP]	\bar{U}_{C5}	[ONP]	\bar{U}_{B1}	[PNN]
\bar{U}_{M2n}	[OON]	\bar{U}_{C2}	[OPN]	\bar{U}_{M4n}	[NOO]	\bar{U}_{C4}	[NOP]	\bar{U}_{M6n}	[ONO]	\bar{U}_{C6}	[PNO]

Таблица V – Гибридная ПП для трехуровневого АИН с ФНТ при ПВШИМ

Сектор I											
Сегмент $1n_1$	Сегмент $1n_2$	Сегмент $1c_1$	Сегмент $1c_2$	Сегмент $2n$	Сегмент $2c$	Сегмент $3n_1$	Сегмент $3n_2$	Сегмент $3c_1$	Сегмент $3c_2$	Сегмент $4n$	Сегмент $4c$
\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M2n} [OON]
\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{C1} [PON]	\bar{U}_{C1} [PON]	\bar{U}_{C1} [PON]	\bar{U}_{C1} [PON]	\bar{U}_{C1} [PON]	\bar{U}_{C1} [PON]	\bar{U}_{C1} [PON]	\bar{U}_{C1} [PON]
\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{B1} [PNN]	\bar{U}_{B1} [PNN]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{B2} [PPN]	\bar{U}_{B2} [PPN]
\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{M1n} [ONN]	\bar{U}_{M2p} [PPO]	\bar{U}_{C1} [PON]	\bar{U}_{M1n} [ONN]	\bar{U}_{C1} [PON]	\bar{U}_{C1} [PON]	\bar{U}_{M1n} [ONN]	\bar{U}_{M2p} [PPO]	\bar{U}_{C1} [PON]	\bar{U}_{M2p} [PPO]
\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{B1} [PNN]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{B2} [PPN]
		\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]		\bar{U}_{C1} [PON]			\bar{U}_{C1} [PON]	\bar{U}_{C1} [PON]		\bar{U}_{C1} [PON]
		\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M2n} [OON]		\bar{U}_{M1p} [POO]			\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M2n} [OON]		\bar{U}_{M2n} [OON]
Сектор II											
Сегмент $1n_1$	Сегмент $1n_2$	Сегмент $1c_1$	Сегмент $1c_2$	Сегмент $2n$	Сегмент $2c$	Сегмент $3n_1$	Сегмент $3n_2$	Сегмент $3c_1$	Сегмент $3c_2$	Сегмент $4n$	Сегмент $4c$
\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]
\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{C1} [OPN]	\bar{U}_{C1} [OPN]	\bar{U}_{C1} [OPN]	\bar{U}_{C1} [OPN]	\bar{U}_{C1} [OPN]	\bar{U}_{C1} [OPN]	\bar{U}_{C1} [OPN]	\bar{U}_{C1} [OPN]
\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{B2} [PPN]	\bar{U}_{B2} [PPN]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{B3} [NPN]	\bar{U}_{B3} [NPN]
\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{M2p} [PPO]	\bar{U}_{M3n} [NON]	\bar{U}_{C1} [OPN]	\bar{U}_{M2p} [PPO]	\bar{U}_{C1} [OPN]	\bar{U}_{C1} [OPN]	\bar{U}_{M2p} [PPO]	\bar{U}_{M3n} [NON]	\bar{U}_{C1} [OPN]	\bar{U}_{M3n} [NON]
\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{B2} [PPN]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{B3} [NPN]
		\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]		\bar{U}_{C1} [OPN]			\bar{U}_{C1} [OPN]	\bar{U}_{C1} [OPN]		\bar{U}_{C1} [OPN]
		\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M3p} [OPO]		\bar{U}_{M2n} [OON]			\bar{U}_{M2n} [OON]	\bar{U}_{M3p} [OPO]		\bar{U}_{M3p} [OPO]
Сектор III											
Сегмент $1n_1$	Сегмент $1n_2$	Сегмент $1c_1$	Сегмент $1c_2$	Сегмент $2n$	Сегмент $2c$	Сегмент $3n_1$	Сегмент $3n_2$	Сегмент $3c_1$	Сегмент $3c_2$	Сегмент $4n$	Сегмент $4c$
\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]
\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{C3} [NPO]	\bar{U}_{C3} [NPO]	\bar{U}_{C3} [NPO]	\bar{U}_{C3} [NPO]	\bar{U}_{C3} [NPO]	\bar{U}_{C3} [NPO]	\bar{U}_{C3} [NPO]	\bar{U}_{C3} [NPO]
\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{B3} [NPN]	\bar{U}_{B3} [NPN]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{B4} [NPP]	\bar{U}_{B4} [NPP]

Продолжение таблицы V

Сегмент In_1	Сегмент In_2	Сегмент Ic_1	Сегмент Ic_2	Сегмент $2n$	Сегмент $2c$	Сегмент $3n_1$	Сегмент $3n_2$	Сегмент $3c_1$	Сегмент $3c_2$	Сегмент $4n$	Сегмент $4c$
\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{M3n} [NON]	\bar{U}_{M4p} [OPP]	\bar{U}_{C3} [NPO]	\bar{U}_{M3n} [NON]	\bar{U}_{C3} [NPO]	\bar{U}_{C3} [NPO]	\bar{U}_{M3n} [NON]	\bar{U}_{M4p} [OPP]	\bar{U}_{C3} [NPO]	\bar{U}_{M4p} [OPP]
\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{B3} [NPN]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{B4} [NPP]
		\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]		\bar{U}_{C3} [NPO]			\bar{U}_{C3} [NPO]	\bar{U}_{C3} [NPO]		\bar{U}_{C3} [NPO]
		\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]		\bar{U}_{M3p} [OPO]			\bar{U}_{M3p} [OPO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]		\bar{U}_{M4n} [NOO]
Сектор IV											
Сегмент In_1	Сегмент In_2	Сегмент Ic_1	Сегмент Ic_2	Сегмент $2n$	Сегмент $2c$	Сегмент $3n_1$	Сегмент $3n_2$	Сегмент $3c_1$	Сегмент $3c_2$	Сегмент $4n$	Сегмент $4c$
\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M5p} [OOP]
\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{C4} [NOP]	\bar{U}_{C4} [NOP]	\bar{U}_{C4} [NOP]	\bar{U}_{C4} [NOP]	\bar{U}_{C4} [NOP]	\bar{U}_{C4} [NOP]	\bar{U}_{C4} [NOP]	\bar{U}_{C4} [NOP]
\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{B4} [NPP]	\bar{U}_{B4} [NPP]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{B5} [NNP]	\bar{U}_{B5} [NNP]
\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{M4p} [OPP]	\bar{U}_{M5n} [NNO]	\bar{U}_{C4} [NOP]	\bar{U}_{M4p} [OPP]	\bar{U}_{C4} [NOP]	\bar{U}_{C4} [NOP]	\bar{U}_{M4p} [OPP]	\bar{U}_{M5n} [NNO]	\bar{U}_{C4} [NOP]	\bar{U}_{M5n} [NNO]
\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{B4} [NPP]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{B5} [NNP]
		\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]		\bar{U}_{C4} [NOP]			\bar{U}_{C4} [NOP]	\bar{U}_{C4} [NOP]		\bar{U}_{C4} [NOP]
		\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]		\bar{U}_{M4n} [NOO]			\bar{U}_{M4n} [NOO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]		\bar{U}_{M5p} [OOP]
Сектор V											
Сегмент In_1	Сегмент In_2	Сегмент Ic_1	Сегмент Ic_2	Сегмент $2n$	Сегмент $2c$	Сегмент $3n_1$	Сегмент $3n_2$	Сегмент $3c_1$	Сегмент $3c_2$	Сегмент $4n$	Сегмент $4c$
\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]
\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{C5} [ONP]	\bar{U}_{C5} [ONP]	\bar{U}_{C5} [ONP]	\bar{U}_{C5} [ONP]	\bar{U}_{C5} [ONP]	\bar{U}_{C5} [ONP]	\bar{U}_{C5} [ONP]	\bar{U}_{C5} [ONP]
\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{B5} [NNP]	\bar{U}_{B5} [NNP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{B6} [PNP]	\bar{U}_{B6} [PNP]
\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{M5n} [NNO]	\bar{U}_{M6p} [POP]	\bar{U}_{C5} [ONP]	\bar{U}_{M5n} [NNO]	\bar{U}_{C5} [ONP]	\bar{U}_{C5} [OOO]	\bar{U}_{M5n} [NNO]	\bar{U}_{M6p} [POP]	\bar{U}_{C5} [OOO]	\bar{U}_{M6p} [POP]
\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{B5} [NNP]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{B6} [PNP]
		\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]		\bar{U}_{C5} [ONP]			\bar{U}_{C5} [ONP]	\bar{U}_{C5} [ONP]		\bar{U}_{C5} [ONP]
		\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]		\bar{U}_{M5p} [OOP]			\bar{U}_{M5p} [OOP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]		\bar{U}_{M6n} [ONO]

Сектор VI											
Сегмент $1n_1$	Сегмент $1n_2$	Сегмент $1c_1$	Сегмент $1c_2$	Сегмент $2n$	Сегмент $2c$	Сегмент $3n_1$	Сегмент $3n_2$	Сегмент $3c_1$	Сегмент $3c_2$	Сегмент $4n$	Сегмент $4c$
\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M1p} [POO]
\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{C6} [PNO]	\bar{U}_{C6} [PNO]	\bar{U}_{C6} [PNO]	\bar{U}_{C6} [PNO]	\bar{U}_{C6} [PNO]	\bar{U}_{C6} [PNO]	\bar{U}_{C6} [PNO]	\bar{U}_{C6} [PNO]
\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{B6} [PNP]	\bar{U}_{B6} [PNP]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{B1} [PNN]	\bar{U}_{B1} [PNN]
\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{M6p} [POP]	\bar{U}_{M1n} [ONN]	\bar{U}_{C6} [PNO]	\bar{U}_{M6p} [POP]	\bar{U}_{C6} [PNO]	\bar{U}_{C6} [OOO]	\bar{U}_{M6p} [POP]	\bar{U}_{M1n} [ONN]	\bar{U}_{C6} [OOO]	\bar{U}_{M1n} [ONN]
\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{B6} [PNP]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M1p} [POO]	\bar{U}_{B1} [PNN]
		\bar{U}_{0o} [OOO]	\bar{U}_{0o} [OOO]		\bar{U}_{C6} [PNO]			\bar{U}_{C6} [PNO]	\bar{U}_{C6} [PNO]		\bar{U}_{C6} [OOO]
		\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M1p} [POO]		\bar{U}_{M6n} [ONO]			\bar{U}_{M6n} [ONO]	\bar{U}_{M1p} [POO]		\bar{U}_{M1p} [POO]

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Акт внедрения

в учебный процесс результатов диссертационной работы

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»
(МОСКОВСКИЙ ПОЛИТЕХ)

АКТ

_____ № _____

(место составления)

УТВЕРЖДАЮ
Директор департамента по
образовательной политике
А.Б. Максимов
«10» Мая 2025 г.
(подпись и печать)

О внедрении в учебный процесс университета результатов диссертационной работы «Повышение энергосбережения электроприводов переменного тока на базе трехуровневых преобразователей частоты с фиксированной нейтральной точкой», выполненной стажёром кафедры «Электрооборудование и промышленная электроника» Ле Ван Кань.

Мы, нижеподписавшиеся, декан факультета урбанистики и городского хозяйства, заведующий кафедрой «Электрооборудование и промышленная электроника» составили настоящий акт о том, что результаты _____ диссертационной _____ работы
(научно-исследовательской или диссертационной)
по теме «Повышение энергосбережения электроприводов переменного тока на базе трехуровневых преобразователей частоты с фиксированной нейтральной точкой» имеют теоретическое и практическое значение для учебного процесса и внедрены в учебный процесс Московского политехнического университета при обучении студентов направлений подготовки 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника» в форме практических занятий по теме «Повышение энергосбережения электроприводов переменного тока».

(направления подготовки: шифры и названия)

Кафедра, внедрившая результаты: «Электрооборудование и промышленная электроника».

Номер протокола и дата заседания кафедры, на котором рассмотрены результаты внедрения: протокол № 9 от 10.03.2025.

Декан

К.И. Лушин

Заведующий кафедрой

А.Н. Шишков