

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Новосибирский государственный технический университет»

На правах рукописи



Сидоров Георгий Сергеевич

АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ МНОГОУРОВНЕВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ
ЧАСТОТЫ НА БАЗЕ Н-МОСТОВ В РЕЖИМЕ АВАРИЙНОГО СОСТОЯНИЯ
СИЛОВЫХ ЯЧЕЕК

Специальность: 2.4.2. – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация
на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук, доцент
Нос Олег Викторович

Новосибирск – 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
ГЛАВА 1 АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ТОПОЛОГИЙ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ	12
1.1 Обзор топологий высоковольтных преобразователей частоты	12
1.2 Анализ функциональных возможностей преобразователей	29
1.3 Анализ аппаратных реализаций шунтирования силовых ячеек	40
Выводы по первой главе	51
ГЛАВА 2 ПРИНЦИПЫ ФОРМИРОВАНИЯ ВЫХОДНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ МНОГОУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА В АВАРИЙНЫХ И ПОСТАВАРИЙНЫХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ.....	52
2.1 Математическое описание алгоритма смещения нейтральной точки.....	52
2.2 Координатные преобразования в гиперкомплексном пространстве	68
2.3 Обобщение преобразований на многофазные системы.....	81
2.4 Анализ методов широтно-импульсной модуляции для многоуровневых инверторов.....	94
2.4.1 Широтно-импульсная модуляция со смещением по уровню.....	94
2.4.2 Широтно-импульсная модуляция со смещением по фазе	96
2.4.3 Векторные методы многоуровневой ШИМ	98
Выводы по второй главе	100
ГЛАВА 3 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА	104
3.1 Входные данные математической модели	104
3.2 Модель многоуровневого инвертора.....	106
3.3 Разработка имитационной модели асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором	116
3.4 Синтез регуляторов системы векторного управления	119
3.4.1 Синтез контура регулирования тока статора	121
3.4.2 Синтез контура регулирования скорости	124

3.4.3 Синтез контура регулирования модуля вектора потокосцеплений ротора .	127
3.5 Структурное моделирование системы высоковольтного электропривода в аварийном режиме работы в сценарии шунтирования силовых ячеек	129
Выводы по третьей главе	144
ГЛАВА 4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ СМЕЩЕНИЯ НЕЙТРАЛИ И ШУНТИРОВАНИЯ СИЛОВЫХ ЯЧЕЕК	146
4.1 Основные цели и задачи экспериментального исследования	146
4.2 Описание экспериментальной установки.....	147
4.3 Исследование статических и динамических характеристик	156
Выводы по четвертой главе	165
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	167
ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ	172
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	175
ПРИЛОЖЕНИЕ «А» СВИДЕТЕЛЬСТВО О ГОСУДАРСТВЕННОЙ РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ.....	201
ПРИЛОЖЕНИЕ «Б» ТАБЛИЦЫ РАСЧЕТНЫХ ЗНАЧЕНИЙ КОЭФФИЦИЕНТОВ МАТРИЦЫ ОБРАТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ КЛАРК И КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ДЛЯ АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ 21-УРОВНЕВОГО КАСКАДНОГО ИНВЕРТОРА	202
ПРИЛОЖЕНИЕ «В» КОД М-ФАЙЛА СРАВНЕНИЯ КООРДИНАТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ	213
ПРИЛОЖЕНИЕ «Г» ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ КОД MATLAB FUNCTION «FCN_TRI_GEN_PSPWM_COMPACT»	216
ПРИЛОЖЕНИЕ «Д» ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ КОД М-ФАЙЛА С ПАРАМЕТРАМИ МОДЕЛИ	217
ПРИЛОЖЕНИЕ «Е» ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ КОД MATLAB FUNCTION ДЛЯ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ МАТРИЦЫ Э. КЛАРК.....	219
ПРИЛОЖЕНИЕ «Ж» АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ.....	221

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность и степень разработанности темы исследования

Современные системы автоматизации производственных процессов в большинстве случаев строятся на основе частотно-регулируемых приводов. За последние десятилетия существенно возросла потребность в высокомошных высоковольтных источниках механического движения вращательного принципа действия на базе асинхронных и синхронных электрических машин переменного тока. Такие машины применяются для управления режимами работы особо ответственных исполнительных механизмов в различных отраслях промышленности, среди которых – перекачивающие насосные агрегаты, в том числе подводного исполнения, подключаемые с помощью длинных кабельных линий, компрессорные и вентиляционные установки, горнодобывающие технологические машины, гребные винты танкеров и ледоколов и т. д.

Одним из ключевых требований к высоковольтным преобразователям частоты (ВПЧ) для таких высокотехнологичных комплексов является обеспечение их работоспособности в условиях частичного отказа силовых модулей. Согласно статистике, приблизительно 30 % аварийных ситуаций в устройствах силовой электроники данного класса связаны с конденсаторными батареями, 21 % вызваны отказом полупроводниковых приборов, а в совокупности с отказами плат управления, контактов и разъемных соединений более 50 % аварий приходится на силовую ячейку [1–3]. Следовательно, научно-прикладная задача повышения надежности ВПЧ, достигаемой за счет продолжения стабильной работы при наличии неисправности с поддержанием максимально возможного уровня выходного напряжения инвертора, является актуальной.

Среди наиболее распространенных на практике топологий многоуровневых преобразователей частоты – с фиксирующими диодами *NPC* (*Neutral point clamped*) [4–8], с плавающими конденсаторами *FLC* (*Flying capacitor*) [9, 10], с последовательным соединением модулей *MMC* (*Modular multilevel converter*) [11] и каскадным включением однофазных инверторов *ML-SCHB* (*Series connected H-*

bridge) [12] – наилучшей адаптируемостью для восстановления работоспособности и принципиальной возможностью поддержания функционирования при шунтировании аварийных ячеек обладает последняя конфигурация с каскадным включением Н-мостов. В настоящее время на российском рынке представлены как зарубежные ВПЧ производства компаний «*Siemens*», «*ABB*», «*Toshiba*», «*Nidec*», «*INVT*» и др. [13–34], так и отечественные образцы данного типа, изготовленные ООО «НПП ИТСПб», АО «Электромаш», ЗАО «ЭРАСИБ», ООО «НПП ЭКРА» и др. [35–46]. Анализ их функциональных возможностей показывает, что большинство изделий оснащены алгоритмами шунтирования поврежденных ячеек с последующим симметрированием выходных фазных напряжений путем отключения равного количества ячеек во всех фазах или при помощи включения резервных модулей. Однако при этом отсутствуют сведения об алгоритмах смещения нейтральной точки и выравнивания фазных напряжений за счет увеличения напряжения звена постоянного тока (ЗПТ), а также о диагностике и законах коммутации полупроводниковых ключей в зависимости от их текущего состояния.

Сравнительный анализ методов резервирования показывает [47, 48], что последний алгоритмический подход наиболее эффективен, так как не требует включения в силовую схему избыточных элементов и может реализовываться на программном уровне в ВПЧ, уже имеющих механический или электронный байпас.

Вопросы повышения надежности многоуровневых преобразователей частоты рассматривались в работах *P. Hammond, J. Rodriguez, P. Lezana* и др. [48–56]. Тем не менее комплексное математическое описание алгоритма смещения нейтральной точки на основе математического аппарата линейной алгебры с интеграцией в систему векторного управления путем модификации матрицы обратного преобразования Э. Кларк [56], включающее расчет предельных угловых сдвигов для двигательного режима и получение таблиц допустимых комбинаций для произвольного числа уровней, отсутствует. Таким образом, диссертационное исследование, направленное на разработку алгоритмического метода смещения нейтральной точки с использованием модифицированной матрицы Э. Кларк для

симметрирования линейных напряжений высоковольтных *ML-SCHB* в аварийных режимах работы без использования избыточных элементов, является актуальным.

Целью диссертационной работы является разработка и исследование алгоритмических методов повышения отказоустойчивости высоковольтных частотно-регулируемых электроприводов на базе многоуровневых преобразователей частоты с каскадным включением Н-мостов, обеспечивающих сохранение работоспособности при отказе силовых ячеек за счет смещения нейтральной точки выходных напряжений без использования аппаратного резерва.

Основной **идеей** работы является замена традиционного аппаратного резервирования, требующего применения дополнительных силовых модулей, алгоритмическим способом, заключающимся в принудительном смещении нейтральной точки инвертора с модификацией матрицы обратного преобразования Э. Кларк, что позволяет сохранить симметрию линейных напряжений при произвольной комбинации зашунтированных ячеек.

Задачи исследования

1. Провести анализ современных топологий и функциональных возможностей высоковольтных преобразователей частоты для особо ответственных применений, а также обосновать выбор силовой схемы с использованием каскадного включения Н-мостов как наиболее перспективной для реализации алгоритмов отказоустойчивого управления.

2. Выполнить сравнительный анализ различных способов шунтирования силовых ячеек, классифицировать типы обводных ключей и способы их расположения, систематизировать аппаратные методы ввода резерва.

3. Разработать математическое описание алгоритма смещения нейтральной точки для многоуровневых инверторов с каскадным включением Н-мостов на основе математического аппарата линейной алгебры и предложить способ интеграции данного закона в систему векторного управления электрической машины переменного тока путем модификации матрицы обратного преобразования Э. Кларк.

4. Осуществить аналитическое исследование всех реализуемых и недопустимых комбинаций рабочих ячеек, а также оценить предельные значения фазовых

сдвигов, гарантирующих работу частотно-регулируемого электропривода в двигательном режиме с положительной активной мощностью.

5. Обосновать выбор закона широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для практической реализации алгоритма смещения нейтрали в каскадных преобразовательных устройствах.

6. Разработать имитационную модель высоковольтного частотно-регулируемого электропривода в среде «*MATLAB/Simulink*» с учетом особенностей программной реализации алгоритма смещения нейтральной точки, включающую в себя многоуровневый инвертор с динамической реконфигурацией ШИМ, асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором и систему векторного управления.

7. Провести экспериментальную верификацию синтезированных алгоритмов на специализированном производственном стенде с использованием адаптированной системы векторного управления типа «ЭРАТОН-В» и промышленного асинхронного двигателя.

Объектом исследования являются электротехнический комплекс «многоуровневый преобразователь частоты – асинхронный электродвигатель» и алгоритмы управления выходными напряжениями многоуровневого автономного инвертора в аварийных и поставарийных режимах работы.

Предметом исследования являются методы обеспечения работоспособности высоковольтных преобразователей частоты с каскадным включением Н-мостов в аварийных режимах работы на основе смещения нейтральной точки и модифицированного координатного преобразования Э. Кларк.

Научная новизна основных результатов диссертационной работы заключается в следующем:

1. Разработано математическое описание алгоритма желаемого смещения нейтральной точки для многоуровневых инверторов с каскадным включением Н-мостов на основе математического аппарата линейной алгебры и решения системы нелинейных уравнений высокого порядка. Этот алгоритм позволяет позволяет

универсально определять требуемые амплитуды и углы фазных напряжений при произвольном количестве шунтированных силовых ячеек.

2. Предложен новый способ интеграции алгоритма смещения нейтрали в традиционную систему векторного управления путем модификации матрицы обратного преобразования Э. Кларк, не требующий перестройки базовой архитектуры управляющей части системы электропривода.

3. На основании четырехмерного представления трехфазных переменных с помощью кватернионов предложен новый способ реализации желаемого смещения нейтральной точки многоуровневого инвертора с каскадным включением Н-мостов, использующий четыре независимых кинематических параметра вместо девяти направляющих косинусов.

4. Установлены и проанализированы предельные соотношения для угловых сдвигов между фазными напряжениями инвертора и токами статора исполнительного двигателя переменного тока, обеспечивающие работу частотно-регулируемого электропривода в двигательном режиме с положительным коэффициентом мощности в поставарийном режиме работы.

Теоретическая и практическая значимость

1. Разработан автоматизированный алгоритм расчета желаемого пространственного положения нейтральной точки автономного инвертора при симметрировании линейных напряжений, базирующийся на решении системы нелинейных уравнений высокого порядка с использованием модифицированной матрицы обратного преобразования Э. Кларк, что расширяет рабочий диапазон применения многоуровневых преобразователей в аварийных режимах работы.

2. Получены аналитические зависимости для определения предельных фазовых сдвигов между выходными напряжениями инвертора и фазными токами статора исполнительного двигателя переменного тока, позволяющие определить границы применимости алгоритма смещения нейтрали в двигательном режиме работы.

3. Экспериментально подтверждена возможность программной реализации алгоритма смещения нейтрали инвертора на базе модифицированной обратной

матрицы координатного преобразования Э. Кларк на штатных средствах управления высоковольтных преобразователей частоты типа «ЭРАТОН-В» без доработки управляющей и силовой частей системы электропривода.

4. Сформированы расчетные таблицы допустимых и нереализуемых комбинаций силовых ячеек для 21-уровневого инвертора, которые могут быть непосредственно встроены в подсистемы предварительной и текущей диагностики, а также реконфигурации высоковольтных преобразователей частоты в процессе эксплуатации.

На защиту выносятся следующие научные положения:

1. Методика определения желаемого смещения нейтральной точки для многоуровневого инвертора с каскадным включением Н-мостов, основанная на решении системы нелинейных уравнений высокого порядка и математическом аппарате линейной алгебры, позволяющая при произвольном количестве зашунтированных ячеек многоуровневого инвертора устанавливать желаемые параметры выходных гармонических напряжений, обеспечивающих симметричное питание электрической машины переменного тока.

2. Способ программной интеграции алгоритма смещения нейтрали в систему векторного управления без изменения ее базовой архитектуры, заключающийся в модификации матрицы обратного координатного преобразования Э. Кларк.

3. Алгоритм желаемого смещения нейтральной точки многоуровневого инвертора на базе Н-мостов, основанный на представлении задающих воздействий в виде четырехмерных гиперкомплексных чисел.

4. Методика расчета предельных угловых сдвигов между выходными напряжениями многоуровневого инвертора и фазными токами статора многофазного двигателя, обеспечивающих работу частотно-регулируемого электропривода с положительным коэффициентом мощности по основной гармонике в аварийном режиме работы.

Достоверность полученных результатов подтверждается корректной постановкой задач и использованием математического аппарата линейной алгебры, методов теории автоматического управления и электропривода; применением

верифицированных блоков библиотек «*MATLAB/Simulink*» и собственных программных модулей; совпадением результатов вычислительного эксперимента с теоретическими положениями; качественным и количественным соответствием результатов имитационного моделирования и экспериментальных данных – максимальное расхождение не превышает 5 %; проведением экспериментальных исследований на сертифицированном оборудовании в условиях действующего производства ЗАО «ЭРАСИБ» и многократной повторяемостью результатов.

Методы исследования

Для решения сформулированных выше задач диссертационного исследования использовались базовые положения теории электропривода переменного тока и теории автоматического управления, математический аппарат линейной алгебры, включая различные способы координатных преобразований, методы широтно-импульсной модуляции. Проверка работоспособности синтезированных алгоритмов производилась с помощью имитационного моделирования и натурного эксперимента на промышленном стенде и оборудовании.

Апробация работы. Основные положения работы были представлены в форме докладов на конференциях: Всероссийской научно-практической конференции «Информационно-телекоммуникационные системы и технологии», 2025; Международной научно-практической конференции «Мехатроника, автоматика и робототехника», 2026; X Международной научно-практической конференции «Булатовские чтения», 2026.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 7 научных работ, из них 3 представлены в рецензируемых научных журналах, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук (перечень ВАК РФ), по специальности 2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы, а также получено 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

Результаты диссертационного исследования применялись при выполнении опытно-конструкторской работы (ОКР) по договору № 8291-ЦТТ/2024 от

19.03.2024 г. «Разработка конструкторской документации и производство системы управления частотно-регулируемым электроприводом “Siemens”».

Личный вклад автора в печатных работах, опубликованных в соавторстве с научным руководителем, заключается в разработке математического описания алгоритма смещения нейтральной точки, создании имитационной модели высоковольтного частотно-регулируемого электропривода, проведении вычислительных и имитационных экспериментов, анализе полученных результатов, подготовке экспериментального стенда и выполнении натурных испытаний. Постановка цели и задач диссертационного исследования осуществлялась совместно с научным руководителем О. В. Носом.

Структура и объем диссертации. Диссертация объемом 222 страницы состоит из введения, основной части (4 главы), заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы из 191 наименования и 7 приложений. Работа содержит 140 рисунков и 8 таблиц.

ГЛАВА 1 АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ТОПОЛОГИЙ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

1.1 Обзор топологий высоковольтных преобразователей частоты

Современные системы автоматизации производственных процессов различного функционального назначения в большинстве случаев строятся на основе использования частотно-регулируемых приводов (ЧРП). За последние десятилетия существенно возросла потребность в высокомоощных высоковольтных ЧРП на базе асинхронных и синхронных электрических машин переменного тока, которые применяются для управления режимами работы особо ответственных исполнительных механизмов. Область применения таких электродвигателей охватывает ключевые отрасли промышленности и критической инфраструктуры: нефтегазовую отрасль (насосные агрегаты [57], компрессорные станции [58], газоперекачивающие агрегаты [59], установки электроцентробежных насосов [60], системы поддержания пластового давления [61]); горнорудную и металлургическую промышленность (шахтные подъемные машины [62], дробилки, мельницы [63], экскаваторы [64], конвейеры [65], прокатные станы [66]); энергетику, включая возобновляемую (тягодутьевые механизмы, питательные насосы [67], дымососы [68], вентиляторы градирен, системы собственных нужд электростанций, ветрогенераторы [69], гидроаккумулирующие станции [70], системы накопления энергии [71]); водоснабжение и водоотведение (мощные насосные станции, очистные сооружения [72], системы ирригации [73]); судостроение и морскую технику (компрессоры, насосные агрегаты, пропульсивные системы [74], включая гребные электродвигатели [75], системы динамического позиционирования, подруливающие устройства, буровые платформы); железнодорожный транспорт и тяговый электропривод (магистральные и промышленные электровозы, автомобили [76], трамваи, троллейбусы, метро [77]); авиационную и космическую промышленность (наземные испытательные стенды, системы электропитания летательных аппаратов [78, 79], аэродромное

оборудование); химическую и фармацевтическую промышленность (реакторы, центрифуги, смесители); целлюлозно-бумажную промышленность (размольное оборудование, сушильные цилиндры, вакуумные насосы); жилищно-коммунальное хозяйство и критическую инфраструктуру (лифтовое хозяйство [80], системы дымоудаления, насосные станции пожаротушения); военную технику и специальное машиностроение (электроприводы систем наведения, пусковые установки [81], корабельные электроэнергетические системы, подвижные зарядные станции). При этом среди наиболее критических и ответственных механизмов, определяющих безаварийность и энергоэффективность функционирования перечисленных отраслей, – насосные агрегаты (в том числе подводного исполнения, подключаемые посредством протяженных кабельных линий с распределенными параметрами), компрессорные и вентиляционные установки, горнодобывающие технологические машины, а также гребные винты танкеров, ледоколов и судов ледового класса. Таким образом, развитие и совершенствование систем высоковольтного регулируемого электропривода представляет собой одно из приоритетных научно-технических направлений, непосредственно определяющих технологическую гибкость, надежность и энергетическую эффективность современной промышленности и объектов критической инфраструктуры, что обуславливает высокую актуальность диссертационного исследования.

Для мощных электроприводов широкое распространение получили многоуровневые инверторы напряжения, базовые принципы построения которых были заложены в прошлом веке, что подтверждается патентом 1975 года [83]. Реализация таких топологий обусловлена ограничением на класс обратных напряжений транзисторных ключей, в связи с чем компании-производители постоянно совершенствуют изоляцию своих полупроводниковых приборов. Так, например, компания «Infineon» выпускает IGBT-модули типа *IHM* (*IGBT High-Power Modules*) и *IHV* (*IGBT High-Voltage Modules*) с рабочим диапазоном напряжений до 6,5 кВ при номинальном токе до 750 А. Средним же классом изоляции таких приборов является величина 1,7 кВ при номинальных токах до 3600 А. Выбор конкретной конфигурации силовой части преобразователя и применение определенных типов

полупроводниковых приборов зависят от множества факторов: стандартного уровня сетевого напряжения в стране, потребности в качестве формируемого выходного напряжения инвертора, амплитуды, тока и частоты выходного напряжения, доступности полупроводниковых приборов и ценовой политики производящих компаний, наличия военной приемки, универсальности применения разрабатываемого изделия, временного интервала разработки и проектирования и т. д. [83–87].

Существуют следующие основные виды топологий многоуровневых высоковольтных преобразователей частоты [88–91]:

1. Многоуровневый инвертор с фиксированной нейтралью (фиксирующими диодами, фиксированной средней точкой, фиксированной нейтральной точкой) *NPC* [4]:

а) многоуровневый инвертор *I*-типа с емкостным делителем и отсекающими диодами;

б) многоуровневый инвертор *T*-типа с емкостным делителем напряжения и парой встречно включенных транзисторов, позволяющих объединять среднюю точку ЗПТ с центром транзисторной стойки [5];

с) многоуровневый инвертор *A*-типа с емкостным делителем напряжения и активной балансировкой потерь [6–8].

2. Многоуровневый инвертор с «плавающими» конденсаторами *FLC* [9, 10].

3. Многоуровневый инвертор с каскадным включением *H*-мостов *SCHB* [12].

4. Модульный многоуровневый инвертор *MMC* [11].

Из основных преимуществ многоуровневых преобразователей можно выделить:

1. Увеличение числа уровней выходного напряжения, которое приводит к повышению качества формируемой на выходе основной гармоники (приближает к форме модулирующего сигнала), улучшению частотного спектра и, как следствие, уменьшению коэффициента нелинейных искажений (КНИ) [90].

2. Выходное напряжение и ШИМ многоуровневых ВПЧ обеспечивают меньшее число коммутационных выбросов напряжения, в результате чего достигается меньшее значение производной по напряжению, что благоприятно сказывается на работе подшипниковых узлов, электромагнитной совместимости и изоляции электрических машин [92, 93].

3. Применение многоуровневых топологий позволяет использовать последовательное включение силовых ключей с низким классом напряжения.

4. Установки возобновляемой энергетики могут выступать в роли ЗПТ, интегрированного в состав многоуровневого преобразователя.

5. Модульность конфигурации силовой схемы позволяет повысить надежность систем электропривода [94]: при возникновении аварийных ситуаций они могут продолжить свою работу с уменьшенным числом модулей или реконфигурированной силовой частью [95].

Впервые многоуровневый инвертор *NPC*-типа предложен в 1981 году [4]. Позднее данный тип инвертора был доработан для применения в установках средней и большой мощности для возобновляемой энергетики [96], а затем – для электропривода [97], например электромобилей [98, 99].

Многоуровневый инвертор *I-NPC*, обобщенная схема которого приведена на рисунке 1.1, обычно используется в мощных приводах, поскольку позволяет увеличить рабочее напряжение ЗПТ по сравнению со стандартным 2-уровневым инвертором на базе элементов такого же класса. В случае достаточно высоких значений обратных напряжений применяется последовательное включение блокирующих диодов. Достоинством схемы является высокое значение КПД и относительная простота.

Схема многоуровневого инвертора *A-NPC*, изображенная на рисунке 1.2, является усовершенствованием топологии *I*-типа, в которой отсекающие диоды заменены транзисторами с алгоритмом балансировки потерь. Этот алгоритм оценивает количество выделяемой тепловой мощности и температуру полупроводниковых приборов по виртуальным моделям и вырабатывает управляющее воздействие для оптимального распределения нагрузки. При этом общие потери инвертора не

изменяются, но введение закона балансировки позволяет достичь на 20 % большей выходной мощности или повысить частоту коммутации ключей на 85 % [6–8].

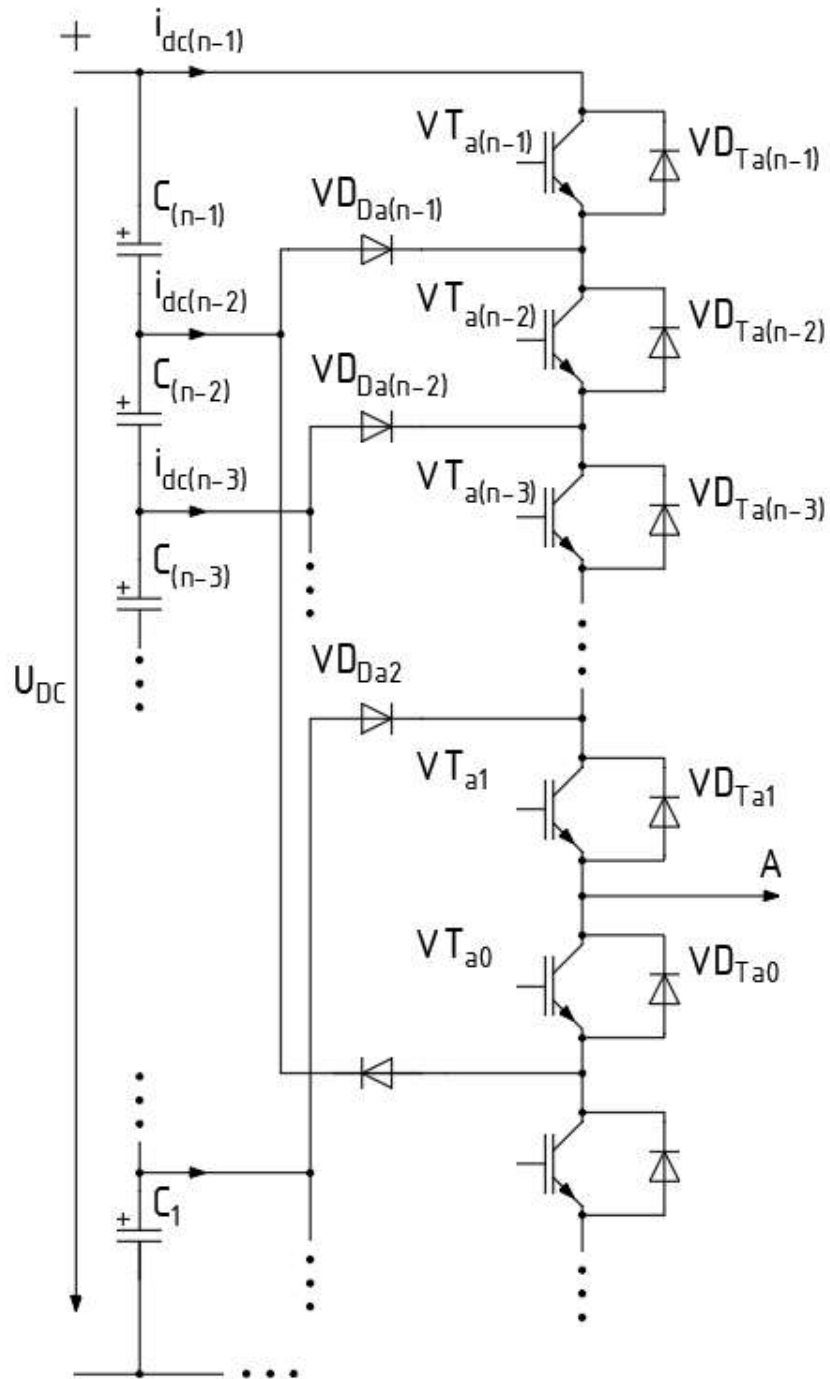


Рисунок 1.1 – Обобщенная схема n-уровневого инвертора I типа

Многоуровневый инвертор *T-NPC*, трехуровневая схема которого приведена на рисунке 1.3, используется преимущественно в точных и высокоэффективных

электроприводах, источниках бесперебойного питания и инверторах для солнечных панелей, где на первый план выступают задачи минимизации габаритов сетевого фильтра. Так, например, ключи в мостовой части (V_{ta1} , V_{ta2}) должны выдерживать общее напряжение ЗПТ, а номинальное напряжение полупроводниковых приборов, соединяющих нейтрали источника и нагрузки (V_{td3} , V_{td4}), обычно составляет половину данного значения. Для достижения большего числа уровней применяется каскадное включение трехуровневых схем, что иллюстрирует рисунок 1.4 [100]; однако упоминание в литературе конфигураций с числом уровней более 5 встречается редко, и на практике преобразователи вплоть до 9 уровней производятся компанией «WEG».

Инверторы *NPC* известны своей способностью формировать напряжение с низким уровнем гармонических искажений, однако их конструктивное исполнение усложняется при увеличении числа уровней из-за значительного роста количества дополнительных компонентов с повышением требуемого выходного напряжения. Недостатком данной топологии является низкая модульность, а также большое количество силовых полупроводниковых ключей и диодов, что приводит к существенному росту массогабаритных показателей и стоимости инвертора. Кроме того, данная схема требует организации цепей предварительного заряда конденсаторных батарей и балансировки их напряжений [101, 102].

Топология с «плавающими конденсаторами» *FC*, впервые предложенная в 1992 году [9], нашла широкое применение в системах преобразования электрической энергии на базе солнечных панелей [103], ветряных турбин [104], а также в электроприводах [19, 105]. В инверторах *FC* используются конденсаторы, которые переключаются между источником постоянного тока и нагрузкой для создания нескольких уровней напряжения, что иллюстрирует рисунок 1.5. Инверторы *FC* характеризуются простотой и малым количеством компонентов, но при увеличении числа уровней возрастают паразитные индуктивности и существенно увеличивается размер конденсаторных батарей. В данной схеме также необходимо выполнять балансировку напряжения на силовых элементах ЗПТ в совокупности с их

предварительным зарядом, что приводит к использованию в составе силовой схемы дополнительных элементов [106, 107].

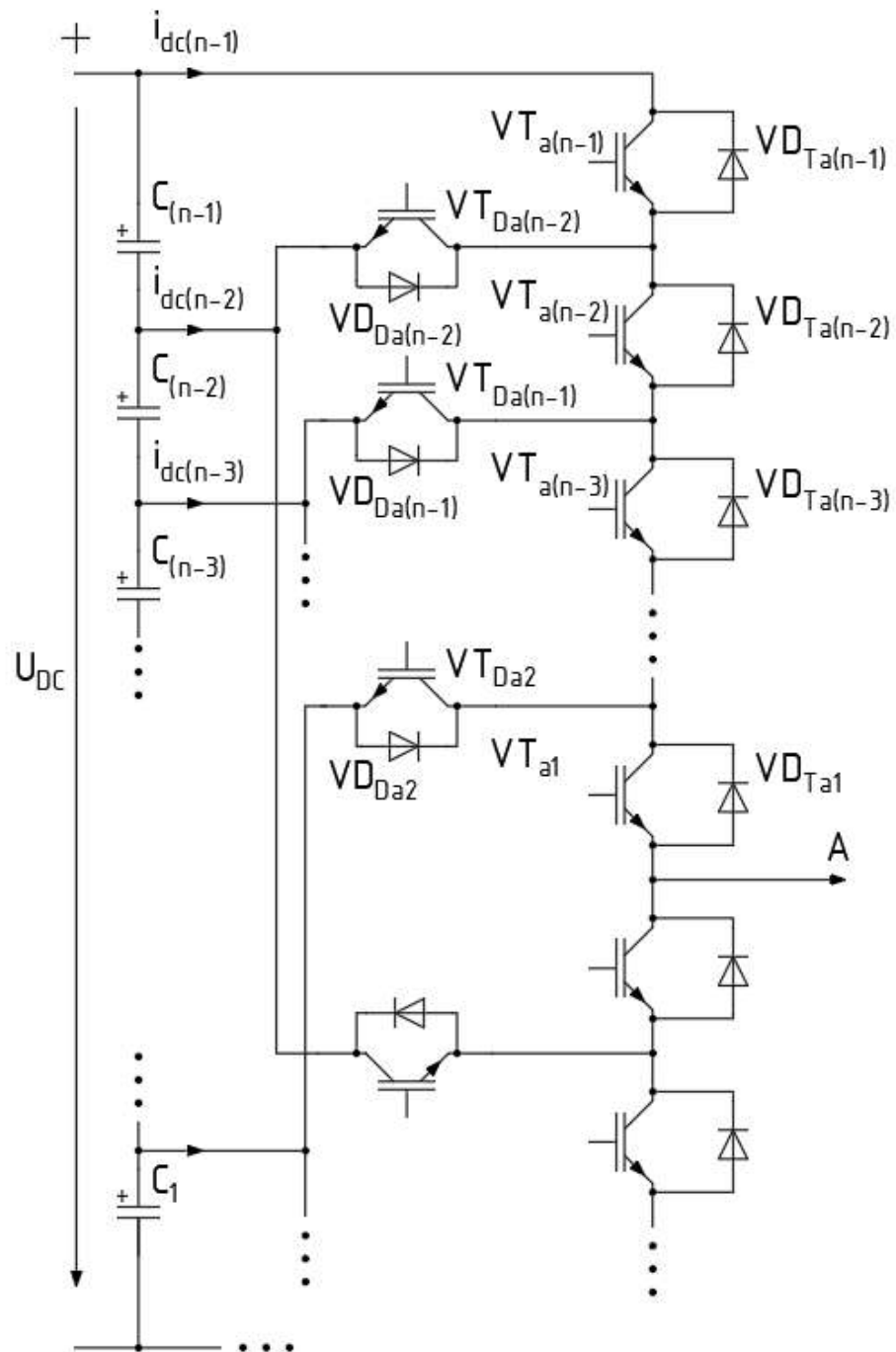


Рисунок 1.2 – Обобщенная схема n -уровневого инвертора A -NPC типа

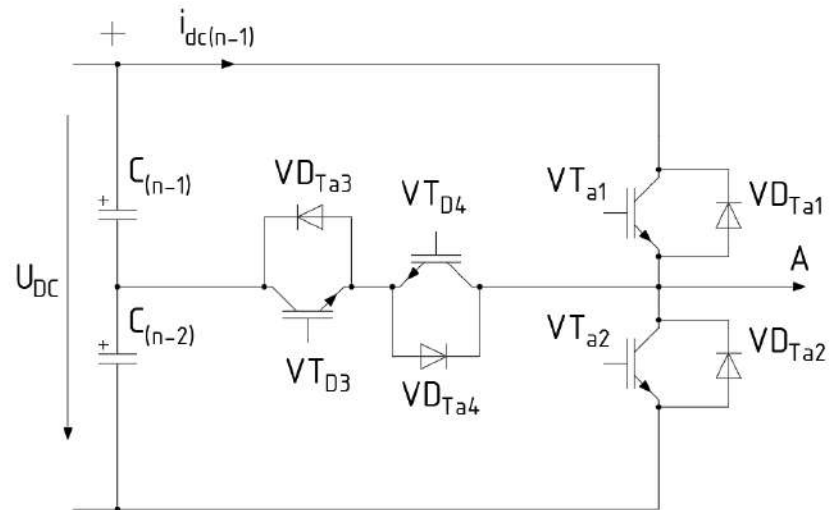


Рисунок 1.3 – Схема трехуровневого инвертора T -NPC типа

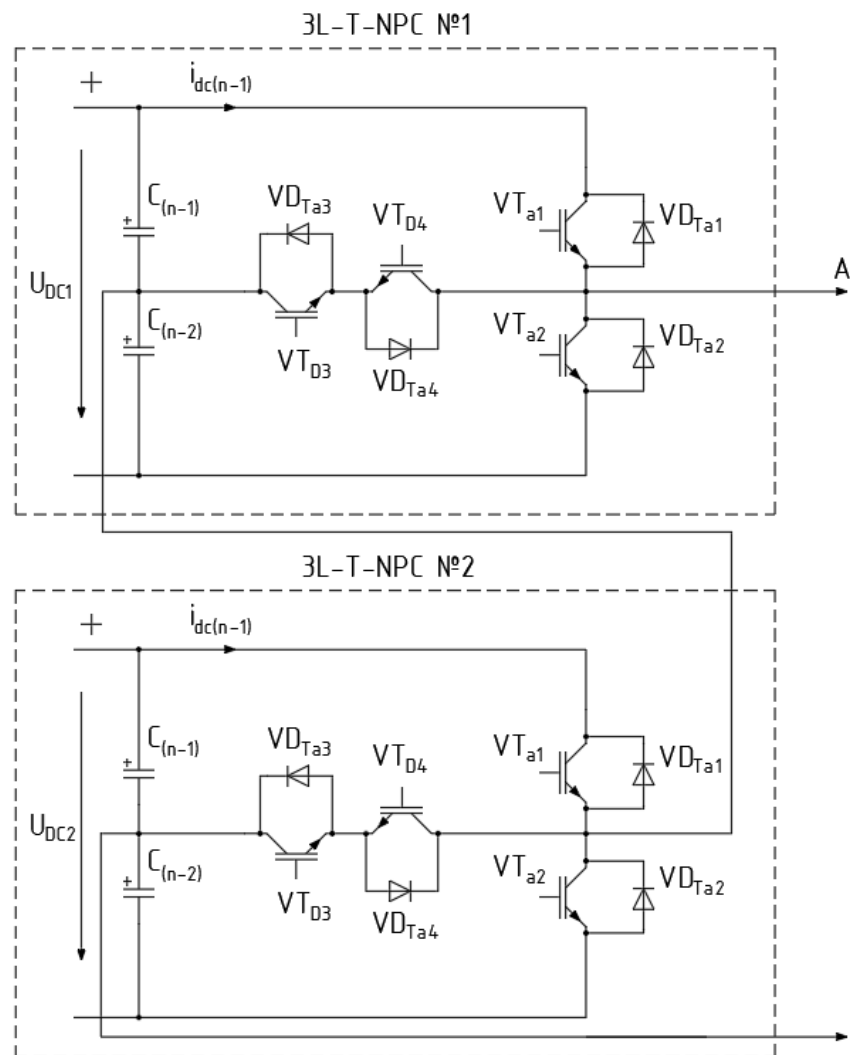


Рисунок 1.4 – Схема пятиуровневого инвертора T -NPC типа с каскадным включением трехуровневых инверторов

Достоинством данной топологии является возможность ее применения в качестве силовой основы полупроводниковых устройств активной фильтрации, поскольку она позволяет управлять потоками активной и реактивной мощности; широкий диапазон частот коммутации ключей; избыточность состояний инвертора, допускающая равномерно распределять нагрузку между силовыми ключами [108]; а также отсутствие, в отличие от *NPC*-топологии, низкочастотных пульсаций в конденсаторных батареях [109].

Недостатком данной конфигурации является необходимость применения дорогостоящих высоковольтных конденсаторов, число которых растет с числом уровней выходного напряжения инвертора. Кроме того, с увеличением числа уровней возрастает количество силовых полупроводниковых ключей и, как следствие, массогабаритные и стоимостные показатели.

Уже в 1965 году в патенте [110] была предложена базовая концепция каскадного включения полупроводниковых вентилях (тиристоров) через низкоомные коммутирующие LC-цепи, что позволяло формировать ступенчатое (многоуровневое) выходное напряжение и заложило базовые принципы последовательной работы силовых ячеек многоуровневых преобразователей.

Топология высоковольтных инверторов с каскадным включением низковольтных ячеек на базе *H*-мостов с *IGBT*-транзисторами была предложена в 1988 году для управления высокочастотными катушками стабилизации плазмы в токамаке [12]. Позднее данная топология была применена в системах гибкой передачи электрической энергии переменного (*FACTS*) и постоянного (*HVDC*) тока [111], в составе статических синхронных компенсаторов (*STATCOM*) [112], а также в электроприводах средней и большой мощности [113].

Схема многоуровневого преобразователя с каскадным включением низковольтных ячеек, построенных на базе *H*-мостов, является наиболее распространенной. Для низковольтных ячеек часто применяются топологии с неуправляемым (рисунок 1.6) и управляемым (рисунок 1.7) выпрямителями, промежуточным ЗПТ и однофазным двухуровневым инвертором, реализованным на базе мостовой схемы.

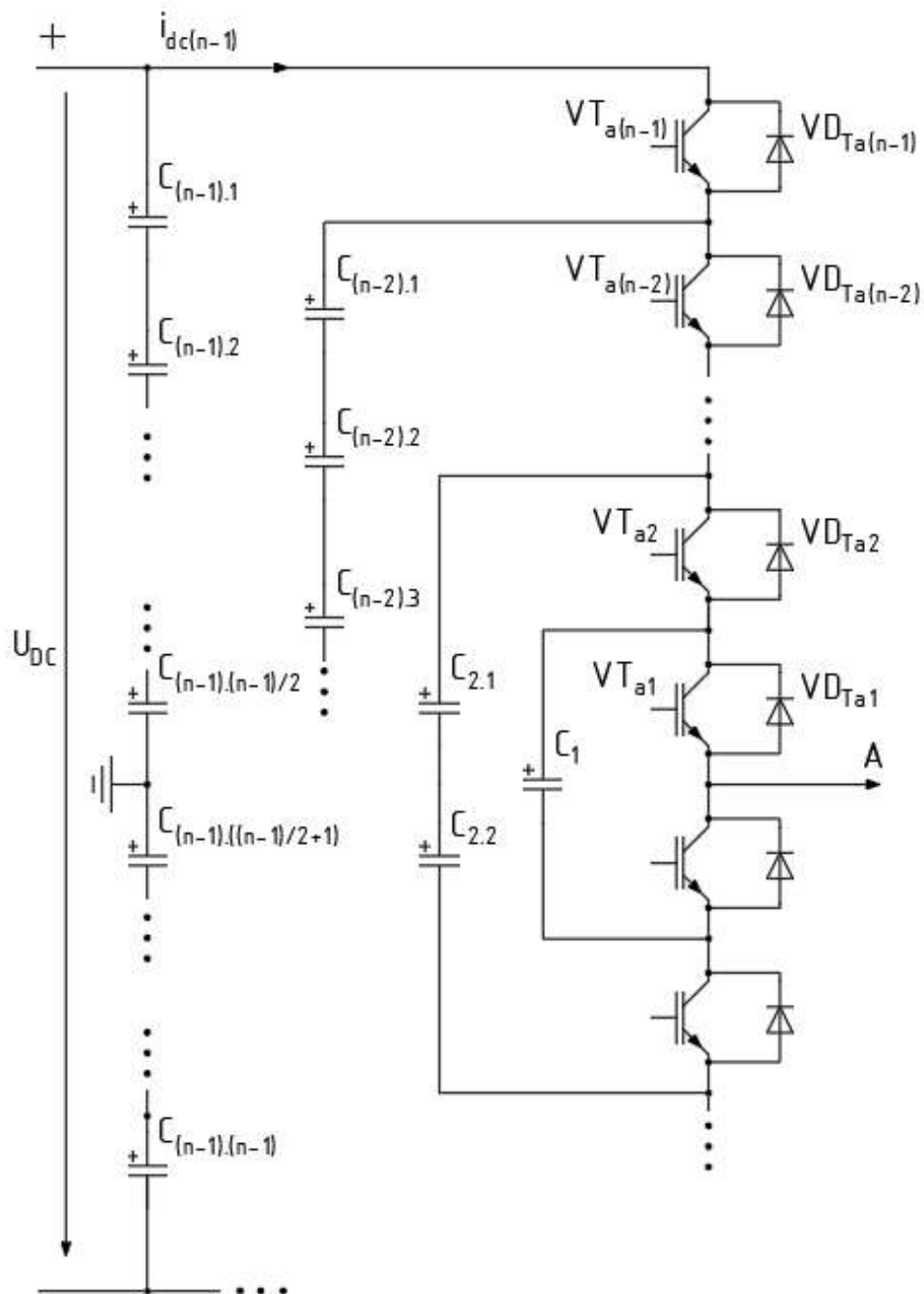


Рисунок 1.5 – Обобщенная схема n -уровневого инвертора FC-типа

Выходное напряжение такого инвертора представляет собой сумму напряжений, генерируемых каждой низковольтной ячейкой, что позволяет формировать мгновенную форму сигнала с низким уровнем искажений по сравнению с 2-уровневой топологией. Каждый инвертор в виде Н-моста состоит из двух стоек на базе *IGBT*-транзисторов, а его выход последовательно соединяется с аналогичной

силовой ячейкой, формируя необходимое количество уровней в выходном напряжении фазы инвертора.

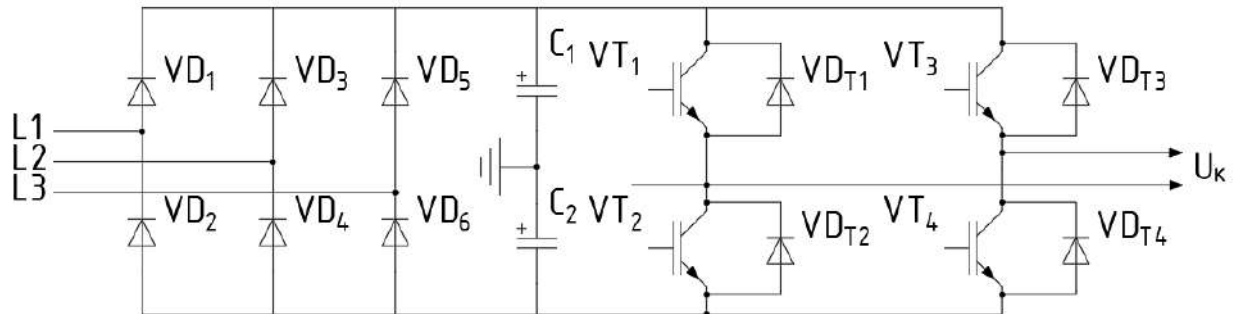


Рисунок 1.6 – Типовая электрическая схема низковольтной ячейки с неуправляемым выпрямителем, промежуточным ЗПТ и однофазным мостовым инвертором

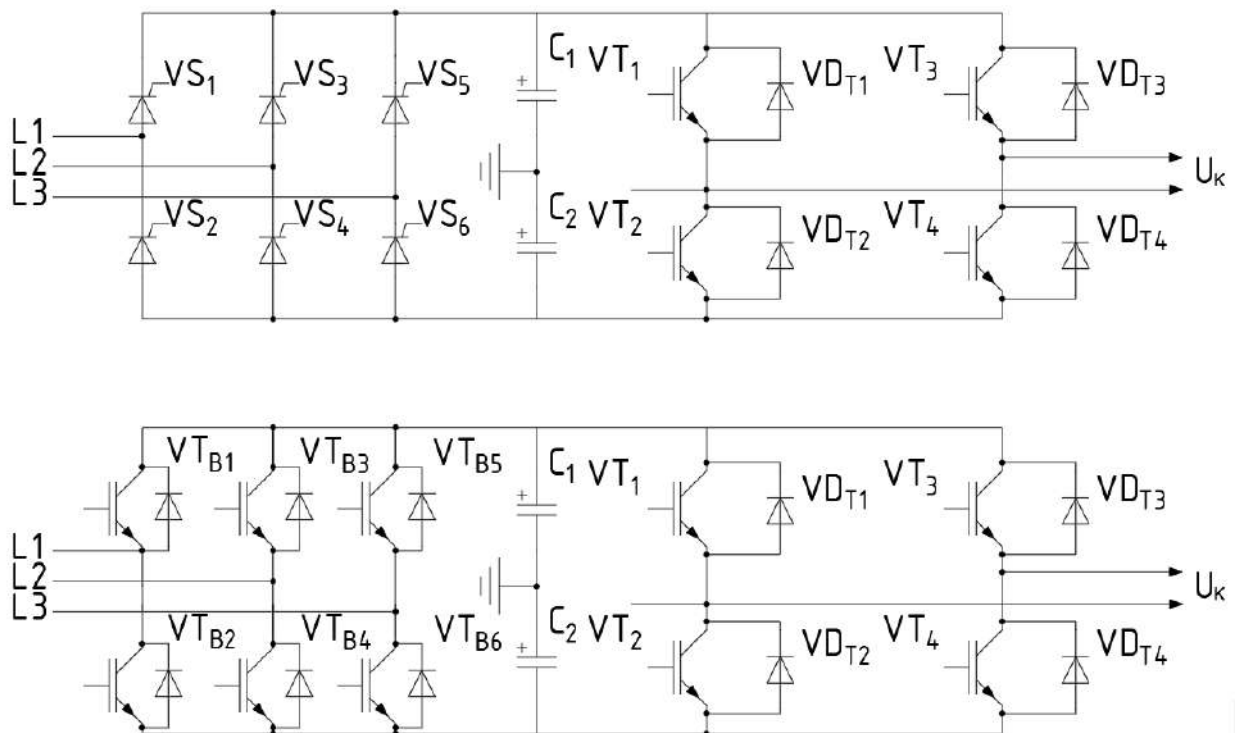


Рисунок 1.7 – Типовые электрические схемы низковольтных ячеек с полу- и полностью управляемыми выпрямителями, промежуточным ЗПТ и однофазным мостовым инвертором

Вход каждого элементарного H -моста подключается к соответствующей вторичной обмотке силового трансформатора. При этом в случае применения неуправляемого выпрямителя многообмоточный трансформатор, как правило, имеет дополнительную вторичную обмотку с RC -цепью для обеспечения предварительного заряда ЗПТ силовых ячеек, что иллюстрирует рисунок 1.8. При использовании полностью управляемых выпрямителей данная обмотка может быть исключена, как показано на рисунке 1.9.

В отличие от FLC и NPC топологий предзаряд низковольтных ячеек выполняется индивидуально, что вызывает различие в напряжениях ЗПТ из-за разброса параметров согласующего трансформатора и полупроводниковых приборов. При этом балансировка ЗПТ может быть осуществлена за счет применения активных выпрямителей или изменения модулирующего сигнала ШИМ [114].

В настоящее время предложены схемотехнические решения на основе конфигурации каскадного включения ячеек с различными напряжениями ЗПТ, что позволяет достичь большего числа уровней выходного напряжения, не прибегая к увеличению количества силовых модулей в фазе [115–117].

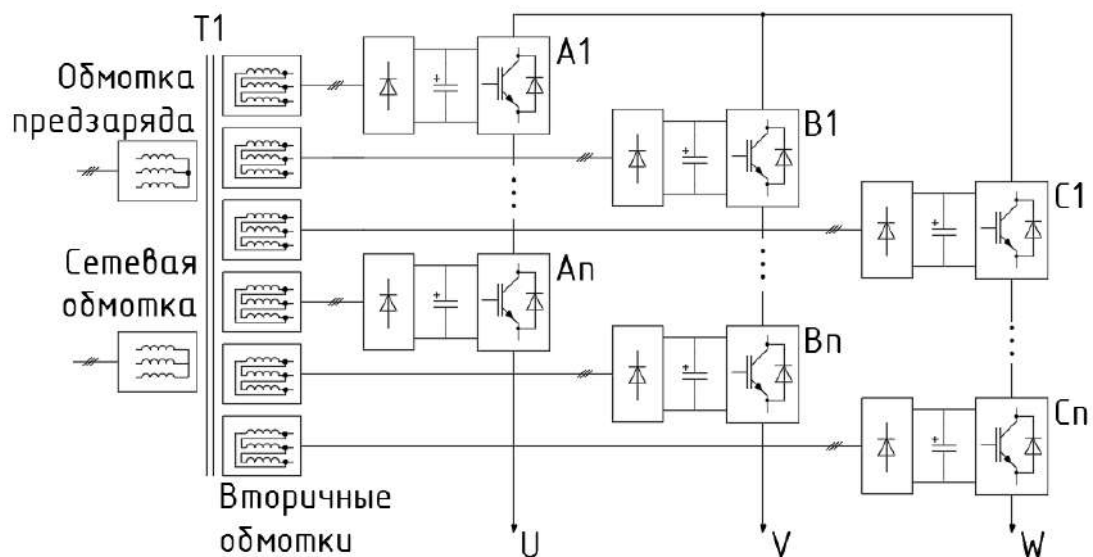


Рисунок 1.8 – Структура многоуровневого преобразователя с каскадным включением низковольтных ячеек,

содержащих неуправляемые выпрямители. В случае применения управляемого выпрямителя на входе H -моста преобразователь частоты позволяет выполнять рекуперацию электрической энергии в сеть, например при работе приводного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АДКЗР) в режиме генераторного торможения [118, 119]. В противном случае работа электропривода во втором квадранте плоскости механических характеристик не реализуема, но при этом упрощается система управления многоуровневым преобразователем частоты (МПЧ). При необходимости такой преобразователь может быть оснащен тормозными резисторами для рассеивания кинетической энергии [120].

Наиболее сложным элементом $SCHB$ -преобразователей является многообмоточный согласующий трансформатор, вторичные обмотки которого обычно выполняются с фазовым сдвигом, чтобы снизить коэффициент гармонических искажений. Наиболее габаритной и дорогостоящей конструкцией трансформатора получается при применении низковольтных ячеек с неуправляемым выпрямителем, который при данной конфигурации занимает 30 % объема преобразователя частоты (ПЧ), до 70 % массы и до 30 % его стоимости [121]. Использование активных выпрямителей позволяет существенно упростить конструкцию многообмоточного трансформатора. В частности, включение в силовую ячейку однофазных активных выпрямителей уменьшает число вторичных обмоток трансформатора втрое, и при этом исчезает необходимость в их фазовом смещении, что существенно снижает стоимость, упрощает процесс изготовления и повышает надежность работы электропривода в целом.

Для отказа от многообмоточного трансформатора в работах [122, 123] предлагается удвоить и унифицировать низковольтные силовые ячейки, что иллюстрирует рисунок 1.10. Идея такого подхода заключается в том, что низковольтные выпрямительно-инверторные ячейки входного ПЧ подключаются к соответствующим выпрямительно-инверторным ячейкам выходного ПЧ через отдельные трансформаторы гальванической развязки. При этом все низковольтные ячейки входного ПЧ формируют выходные синусоидальные напряжения повышенной частоты, что благоприятно сказывается на массогабаритных показателях силовых согласующих

устройств, а единое конструктивное исполнение и модульность ячеек позволяют использовать их и во входной, и в выходной частях такого ПЧ.

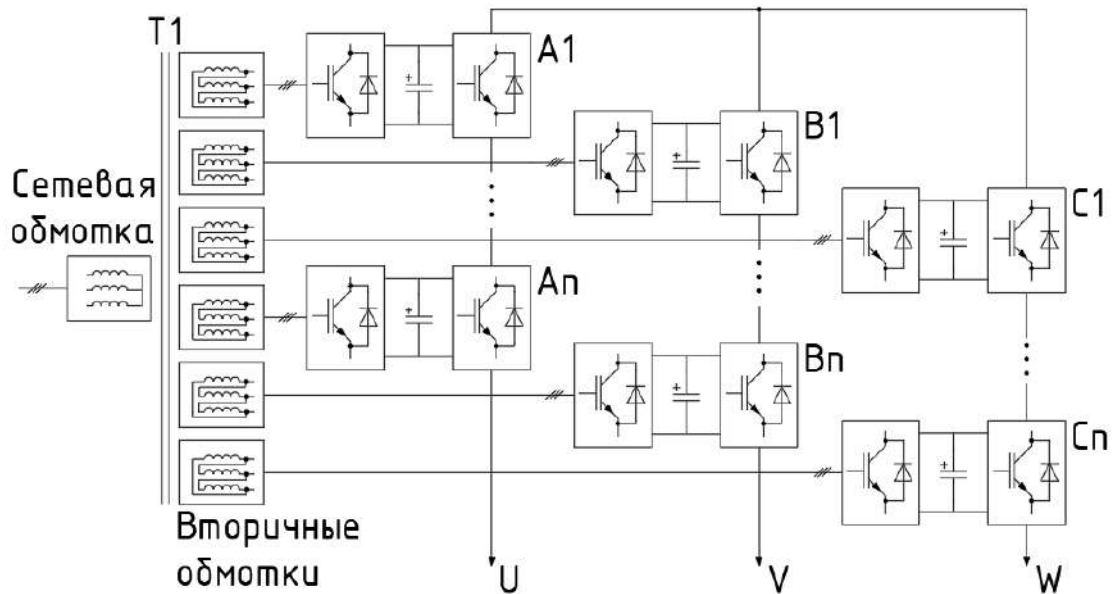


Рисунок 1.9 – Структура многоуровневого преобразователя с каскадным включением низковольтных ячеек, содержащих управляемые выпрямители

Широко представленная на рынке многоуровневая каскадная структура позволяет повышать напряжение и, соответственно, мощность путем увеличения числа уровней. Данная топология обеспечивает высокую надежность, поскольку в случае неисправности одной ячейки представляется возможным исключить ее из состава силовой цепи, не прерывая работу всего преобразователя. Она применяется как для управления частотой вращения ротора электрической машины переменного тока, так и для компенсации реактивной мощности в составе распределительной сети. К достоинствам данного схмотехнического решения можно отнести хороший гармонический состав выходного напряжения и токов, а также использование достаточно полно отработанной технологии проектирования и изготовления низковольтных ПЧ с явно выраженным ЗПТ.

В рамках данной конфигурации наиболее современным является ВПЧ модульного типа, представленный в 2003 году [11], который находит применение в высоковольтных и сверхвысоковольтных (более 800 кВ) силовых установках [124],

а также в электроприводах, в том числе тягового функционального назначения [125–127].

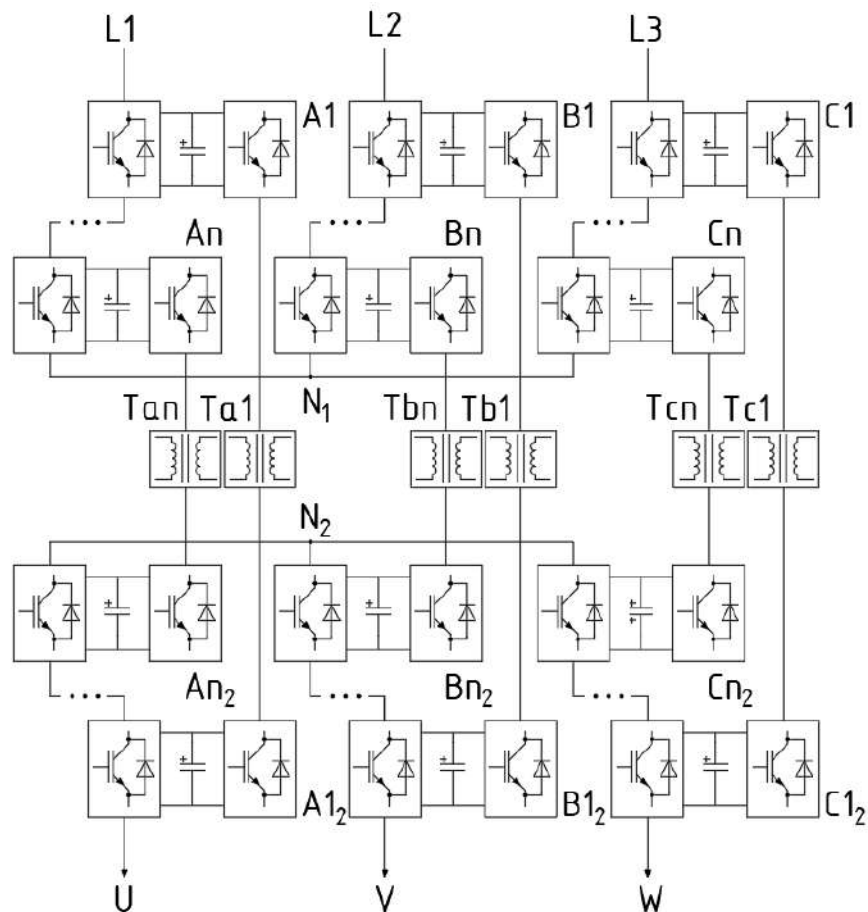


Рисунок 1.10 – Структура многоуровневого бестрансформаторного преобразователя с каскадным включением низковольтных ячеек

Схема модульного преобразователя частоты показана на рисунке 1.11, на ней видно, что силовая ячейка, или, иначе, submodule, реализуется на основе полумоста или полного моста, но также встречаются варианты с применением *NPC* и *FLC* топологий [128, 129]. Каждая фаза, или, иначе, ветвь, *MMC* разделяется на верхнее и нижнее плечи, которые, в свою очередь, состоят из последовательно включенных силовых ячеек. Верхняя и нижняя части силовой схемы соединены через реакторы, ограничивающие уравнивающие токи вследствие разницы в мгновенных напряжениях на выходе каждого плеча. Эти структуры могут работать как от общего ЗПТ, так и в паре с выпрямительной силовой ячейкой.

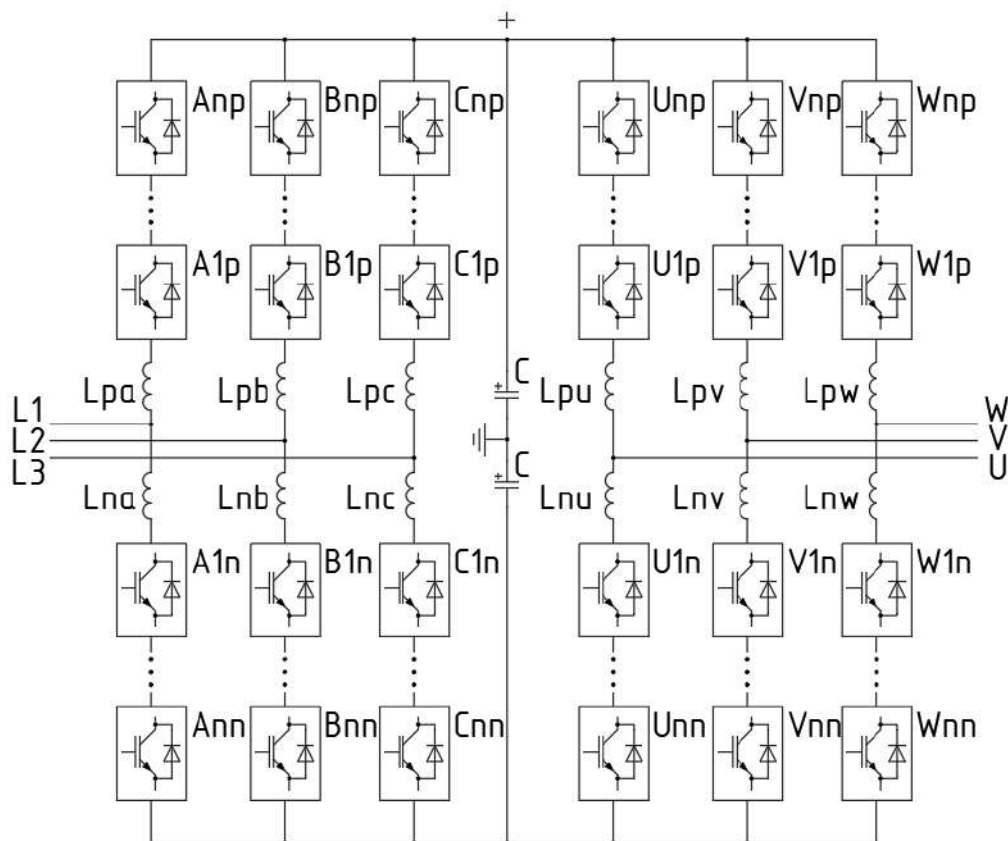


Рисунок 1.11 – Структура модульного многоуровневого преобразователя частоты

Сравнительный анализ схемотехнических решений высоковольтных МПЧ позволяет выявить характерные особенности топологии *ML-SCHB*, среди которых – изолированность низковольтных источников питания ячеек, модульность конструкции и принципиальная возможность поддержания работоспособности при шунтировании аварийных ячеек. В связи с этим далее будет выполнен сравнительный анализ количества силовых компонентов МПЧ, данные о которых приведены в таблице 1.1, а соответствующий график приведен на рисунке 1.12. В таблице 1.1 за N принято число уровней напряжения МПЧ.

На основании представленных данных можно отметить одно из важных преимуществ ПЧ, построенных на базе топологии многоуровневого инвертора с каскадным включением Н-мостов, которое заключается в линейной зависимости числа уровней выходного напряжения от количества силовых компонентов, что

позволяет реализовывать относительно недорогое масштабирование такого типа преобразовательных устройств.

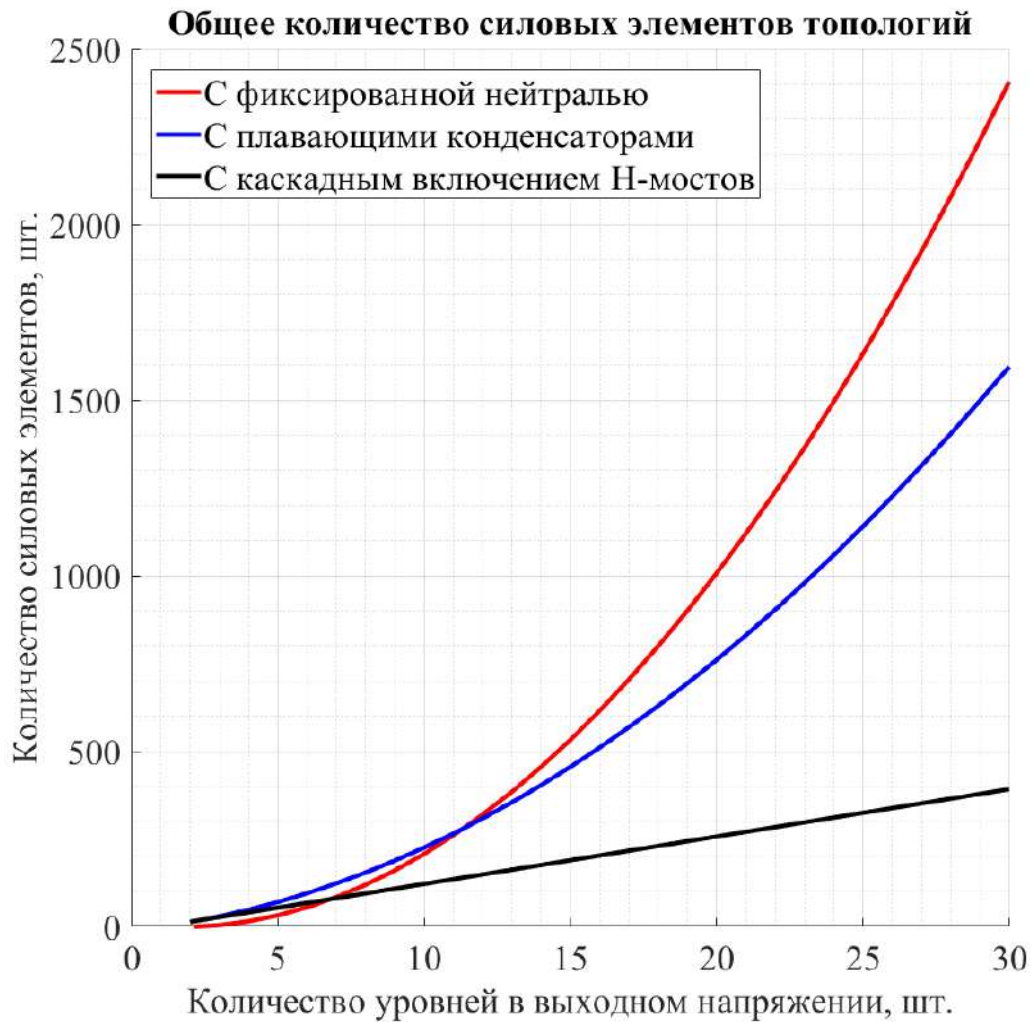


Рисунок 1.12 – Общее количество силовых элементов рассматриваемых топологий

Таблица 1.1 – Количественная зависимость компонентов силовых схем МПЧ

Топология	С фиксированной нейтралью	С «плавающими» конденсаторами	С каскадным включением H-мостов
Силовые ключи	$6(N-1)$	$6(N-1)$	$6(N-1)$
Обратные диоды	$6(N-1)$	$6(N-1)$	$6(N-1)$
Блокирующие диоды	$3(N-1)(N-2)$	0	0

Окончание таблицы 1.1

Топология	С фиксированной нейтралью	С «плавающими» конденсаторами	С каскадным включением H-мостов
Конденсаторы ЗПТ	$(N - 1)$	$(N - 1)$	$1,5(N - 1)$
«Плавающие» конденса- торы	0	$1,5(N - 1)(N - 2)$	0
Общее количество сило- вых элементов	$(N - 1)(3N - 7)$	$0,5(N - 1)(3N + 20)$	$13,5(N - 1)$

В следующем разделе будут рассмотрены тенденции развития рынка российских ВПЧ и уже реализованные функции, повышающие отказоустойчивость электроприводов в составе особо ответственных установок и систем.

1.2 Анализ функциональных возможностей преобразователей

В настоящее время на российском рынке доступны высоковольтные МПЧ, выполненные по всем топологиям, рассмотренным выше. В таблице 1.2 на основании общедоступной информации [13–34] приведены обобщенные характеристики устройств силовой электроники этого класса, предлагаемых ведущими мировыми производителями, а в таблице 1.3 – российскими [35–46].

Анализ данных таблицы 1.2 можно показывает, что в диапазоне больших мощностей наибольшее распространение получили силовые преобразовательные устройства, построенные на базе каскадного включения H-мостов. Изделия ведущих китайских производителей, таких как «*INVT*», «*Inovance*» и др., не уступают по своим функциональным возможностям европейским и американским аналогам. Области применения, описанные в рекламных каталогах производителей, включают в себя электроэнергетический комплекс, горнодобывающую, нефтегазовую, металлургическую, целлюлозно-бумажную и цементную отрасли, а также тяговые установки для морского и железнодорожного транспорта.

Таблица 1.2 – Обобщенные характеристики зарубежных ВПЧ

Производитель	Тип преобразователя	Мощность, МВт	Напряжение, кВ	Схема
<i>ASI Robicon</i>	<i>Perfect Harmony</i>	0,3–23	2,3–13,8	<i>ML-SCHB</i>
<i>Allan Bradley</i>	<i>Power Flex 7000</i>	0,15–25,3	2,4–6,6	<i>CSI</i>
<i>Siemens</i>	<i>Masterdrive MV</i>	0,66–9,1	2,3; 3,3; 4,16; 6	<i>3L-NPC</i>
	<i>Masterdrie ML2</i>	5–30	3,3; 6,6	<i>3L-NPC</i>
	<i>Perfect Harmony</i>	0,225–120	3; 6; 10	<i>ML-SCHB</i>
	<i>Simovort-MV</i>	0,6–7,2	2,3; 3,3; 4,16; 6,6	<i>3L-NPC</i>
<i>ABB</i>	<i>ACS1000</i>	0,3–5	2,3; 3,3; 4,16	<i>3L-NPC</i>
	<i>ACS5000</i>	4,4–20,5	6; 6,6; 6,9	<i>ML-SCHB</i>
	<i>ACS6000</i>	3–27	3; 3,3	<i>3L-NPC</i>
<i>Alstom</i>	<i>VDM 5000</i>	1,4–7,2	2,3; 3,3; 4,2	<i>2L-VSC</i>
	<i>VDM 6000</i>	0,3–8	2,3; 3,3; 4,2	<i>4L-FLC</i>
	<i>VDM 7000</i>	7–9,5	3,3	<i>3L-NPC</i>
<i>General Electric</i>	<i>Dura-Bilt5 MV</i>	0,3–2,4	4,16	<i>3L-NPC</i>
	<i>MV-GP Type H</i>	0,45–7,5	3,3; 4,16	<i>ML-SCHB</i>
<i>Toshiba</i>	<i>T300MV2</i>	0,225–7,5	2,4; 3,3; 4,16; 6,6; 6,9	<i>(3-5)L-NPC</i>
<i>Nidec</i>	<i>Silcovert TH 14000</i>	2,8–100	6,6–13,8	<i>ML-SCHB</i>
	<i>Silcovert 7000</i>	0,29–21,2	2,4–7,2	<i>ML-SCHB</i>
	<i>Silcovert N</i>	1,3–21,6	<3,3	<i>3L-NPC</i>
<i>Nancal</i>	<i>NC HVVF</i>	0,22–180	2,3–35	<i>ML-SCHB</i>
<i>Vichi</i>	<i>ACH200</i>	0,22–2	3; 3,3; 6; 6,6; 10; 11	<i>ML-SCHB</i>
	<i>ACH100</i>	0,25–10	6; 10	<i>ML-SCHB</i>
	<i>ACP30</i>	0,04–2,5	0,4; 0,66; 1,1; 2,3; 3,3	<i>3L-NPC</i>
<i>Hiconics</i>	<i>HC1000</i>	0,2–30	6; 10	<i>ML-SCHB</i>
	<i>HC3000</i>	0,2–2,3	6; 6,6; 10	<i>3L-NPC</i>
<i>WEG</i>	<i>MVW3000</i>	0,13–13	2,3; 3,3; 4,16; 5,5; 6,3; 6,9; 10; 11; 13,2; 13,8	<i>ML-SCHB</i>
	<i>MVW01</i>	0,4–20,6	2,3; 3,3; 4,16; 5,5; 6,3; 6,9; 10; 11; 13,2; 13,8	<i>(3-9)L-NPC</i>
<i>INVT</i>	<i>GD5000</i>	0,22–10,8	3; 3,3; 4,16; 6; 6,6; 10; 11	<i>ML-SCHB</i>
<i>Inovance</i>	<i>HD9xs, HD7xs</i>	0,2–30	3–13,8	<i>ML-SCHB</i>
	<i>HD3x</i>	2,4–45	2,3; 3,3	<i>(3-5)L-NPC</i>
<i>Delta electronics</i>	<i>MVD22</i>	0,135–1,3	3,3–10	<i>ML-SCHB</i>
	<i>MVF23</i>	0,135–2,2	3,3–6,6	<i>ML-SCHB</i>
	<i>MVF20</i>	0,25–10,9	3,3–11	<i>ML-SCHB</i>

На основании данных таблицы 1.3 можно также отметить, что у отечественных производителей наиболее широкое распространение получила топология ML-

SCHB. Это закономерный результат развития ПЧ, построенных на базе низковольтных силовых ячеек: такая технология производства достаточно отлажена и уже много лет реализуется российскими производителями.

Таблица 1.3 – Обобщенные характеристики российских ВПЧ

Производитель	Тип преобразователя	Мощность, МВт	Напряжение, кВ	Схема
ООО «НПП ИТСПб»	Геркулес	0,185–7,1	3; 3,3; 4,16; 6; 6,6; 10; 11	<i>ML-SCHB</i>
АО «Электромаш»	РИТМ-В	0,25–15	3; 6; 10	<i>ML-SCHB</i>
ЗАО «ЭРАСИБ»	ЭРАТОН-В	0,25–15	3,3; 6; 10	<i>ML-SCHB</i>
ООО «Электротекс-ИН»	ПЧВМ	0,25–6,3	3; 6; 10	<i>ML-SCHB</i>
АО «ЧЭАЗ»	ВЧРП-ТМ	0,25–14,5	3; 6; 10	<i>ML-SCHB</i>
ООО «ТЭС»	СИРИУС-ВВПЧ	0,22–14	3; 6; 10	<i>ML-SCHB</i>
ООО «НПО Рустмаш»	АТ27	0,16–8	3; 3,3; 4,6; 6; 10; 11	<i>ML-SCHB</i>
ООО «Л-Старт»	ВПЧА	0,4–25	3; 6; 10	<i>ML-SCHB</i>
ООО «НПП Бэлком»	АВПЧ	1–10	6; 10	<i>ML-SCHB</i>
	ПЧСВ	1–10	6; 10	<i>CSI</i>
ЗАО «НПО Стройтех-автоматика»	СТА-В9.HVI	0,315–8	3; 6; 10	<i>ML-SCHB</i>
АО «Силовые машины»	ТПЧ	9,14	6	<i>CSI</i>
ООО «НПП ЭКРА»	ЭСН	0,25–8 (<100)	3; 6; 10	<i>ML-SCHB</i>
	ЭМСН	0,315–40	3; 6; 10; 35	<i>MMC</i>
	ШПТУ-ВИР	<100	3; 6; 10; 15	<i>CSI</i>
«ПАО Электровыпрямитель»	ВПЧА	0,5–2	6,3	НПЧ

Совместный анализ таблиц 1.2 и 1.3 показывает, что ВПЧ российского мелкосерийного и среднесерийного производства рассчитаны на меньшую мощность, меньшую вариативность и меньшие диапазоны входных напряжений.

Существенной проблемой для российских компаний является то, что при отсутствии регулирования ввоза импортных устройств силовой электроники их МПЧ могут быть заменены в большинстве типовых применений китайскими или европейскими аналогами. Кроме того, объем производства и численность персонала не позволяют обслуживать и расширять линейки собственных изделий.

Если рассматривать силовые преобразователи на основе топологии *ML-SCHB* с точки зрения показателей надежности, то одним из центральных вопросов

становится анализ резервирования, поскольку именно резерв определяет способность преобразователя сохранять работоспособность при отказе отдельных элементов. В этом контексте можно выделить следующие основные виды резервирования:

Холодный резерв – резерв, который содержит один или несколько резервных элементов, находящихся в ненагруженном режиме (выключенных) до начала выполнения ими функций основного элемента.

Теплый резерв – резерв, который содержит один или несколько резервных элементов, находящихся в ненагруженном режиме до начала выполнения ими функций основного элемента.

Горячий резерв – резерв, который содержит один или несколько резервных элементов, находящихся в режиме основного элемента.

Нагрузочное резервирование – резервирование за счет преднамеренно заложенного запаса варьируемых параметров установки.

Программно-алгоритмическое резервирование – резервирование за счет внедрения новых алгоритмов работы установки без изменения её аппаратной части.

На основании вышеперечисленных методов можно выделить решения для топологии ML-SCHB следующие:

1. Надежность устройства повышается за счет унификации силовых ячеек, следовательно, все ячейки могут быть спроектированы в соответствии с требованием взаимозаменяемости, что также повышает ремонтпригодность изделия.

2. Поскольку эта топология может быть легко масштабирована и реконфигурирована по выходу преобразователя, введение механического или электронного байпаса позволяет исключать поврежденные ячейки без ущерба для дальнейшей работы преобразователя [129].

3. Масштабируемость и унификация силовой схемы допускает вводить в конструкцию дополнительные силовые ячейки для создания аппаратного резерва (введения избыточности) с последующим байпасированием поврежденных ячеек в аварийных ситуациях и вводом теплого резерва в результате чего суммарная надежность системы повышается по сравнению с горячим резервом. Введение аппаратного резерва будет рассмотрено в следующем разделе.

4. При правильном выборе трансформатора и соответствующей силовой части ячейки представляется возможным осуществить нагрузочное резервирование и управлять напряжением ЗПТ для выравнивания фазных напряжений в случае аварийного отказа одной из ячеек.

5. Модернизация силовой части и улучшение алгоритмов ШИМ позволяют выполнять резервирование после диагностики силовой ячейки и реконфигурировать силовую схему, например за счет перехода из полномостовой схемы в полумостовую [95, 131, 132].

6. Повышение надежности за счет программно-алгоритмических подходов, например различных алгоритмов симметрирования линейных напряжений при отказе силовых ячеек [48–56]. Один из возможных алгоритмов симметрирования будет более детально описан в следующей главе.

Если произвести анализ силового преобразовательного устройства как части технологической установки или комплекса, то повышение надежности всей системы на верхнем уровне внешней АСУ должно обеспечиваться за счет аппаратного резервирования, то есть весь преобразователь должен быть резервирован аналогичным устройством или иметь возможность перевода двигателя на сеть. При таком резервировании ПЧ должен реализовывать дополнительные функции, включающие в себя автоматический подхват частоты вращения выбегающего ротора и алгоритм синхронного перевода двигателя на сеть.

Для дальнейшего анализа предлагается рассмотреть функциональные возможности управления выходными напряжениями ПЧ в аварийных режимах работы для повышения надежности электропривода.

Реализация функции повышения работоспособности силового преобразователя и поддержания выходных напряжений на заданном уровне с помощью векторных диаграмм фазных и линейных напряжений для 11-уровневого инвертора, изображенных на рисунке 1.13 для режима байпасирования поврежденной силовой ячейки с вводом теплого резерва, на рисунке 1.14 – с нагрузочным резервированием и регулированием напряжения ЗПТ ячеек поврежденной фазы, на рисунке 1.15 – для режима симметричного байпасирования, равного числу

поврежденных ячеек в фазе и на рисунке 1.16 – для режима байпасирования поврежденного числа ячеек в фазе с последующим определением смещения нейтральной точки преобразователя и симметрированием линейных напряжений. На рисунках 1.13–1.16 под «а» отмечено состояние выходных напряжений до повреждения инвертора, под «б» – в момент повреждения, под «в» – после парирования отказа вышеописанными методами; красным цветом показаны вектора фазных напряжений, синим – вектора линейных напряжений, рисками обозначены уровни выходных напряжений ячеек в фазе

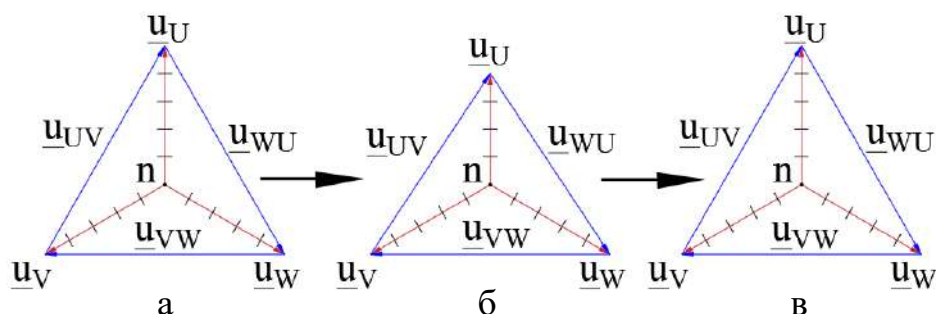


Рисунок 1.13 – Векторная диаграмма выходных фазных и линейных напряжений ВПЧ согласно процедуре ввода теплого резерва

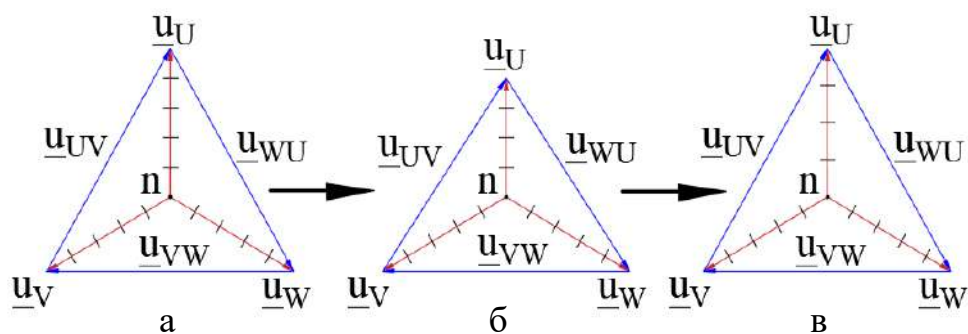


Рисунок 1.14 – Векторная диаграмма выходных фазных и линейных напряжений ВПЧ при поднятии напряжения в ЗПТ ячеек поврежденной фазы

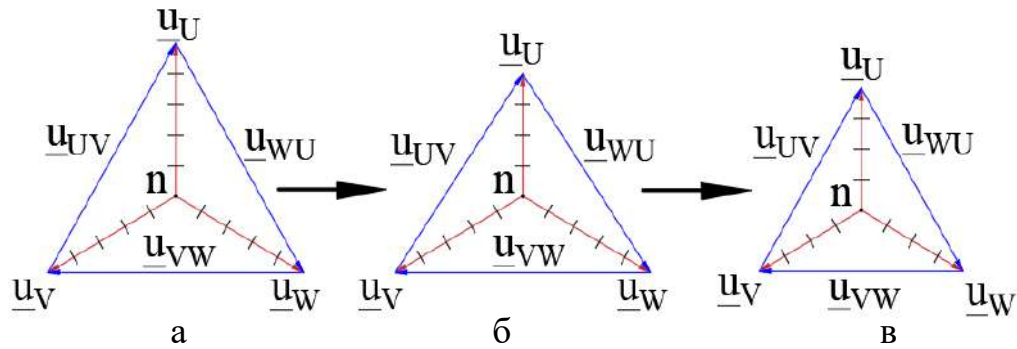


Рисунок 1.15 – Векторная диаграмма выходных фазных и линейных напряжений ВПЧ при байпасе равного числа ячеек в фазах

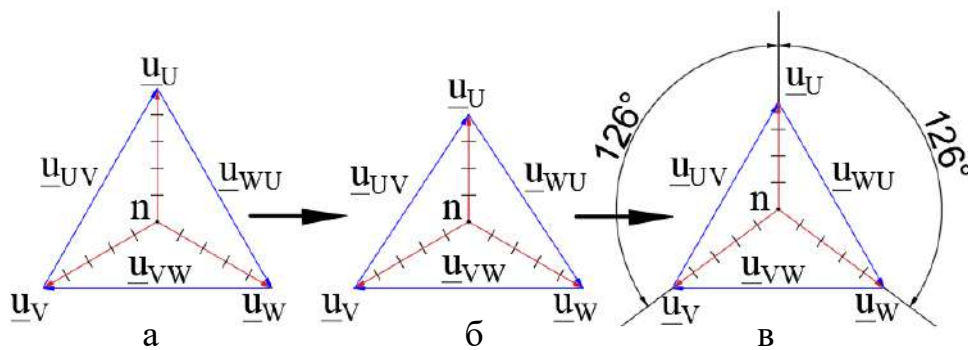


Рисунок 1.16 – Векторная диаграмма выходных фазных и линейных напряжений ВПЧ с реализацией алгоритма смещения нейтрали

На рисунках 1.17–1.18 представлены совокупности пространственных точек с картой глубины выходных напряжений и количество состояний инвертора для всех вышеописанных способов повышения надежности и работоспособности силового преобразователя, за исключением нагрузочного резервирования, так как его реализация определяется конструкцией и возможностями конкретного устройства.

На основании анализа графического представления текущих состояний и уровней выходных напряжений можно отметить, что алгоритм смещения нейтрали с последующим выравниванием линейных напряжений позволяет обеспечить работоспособность 11-уровневого инвертора при более чем 100 возможных комбинациях силовых ячеек против 5 и 11 при других методах резервирования.

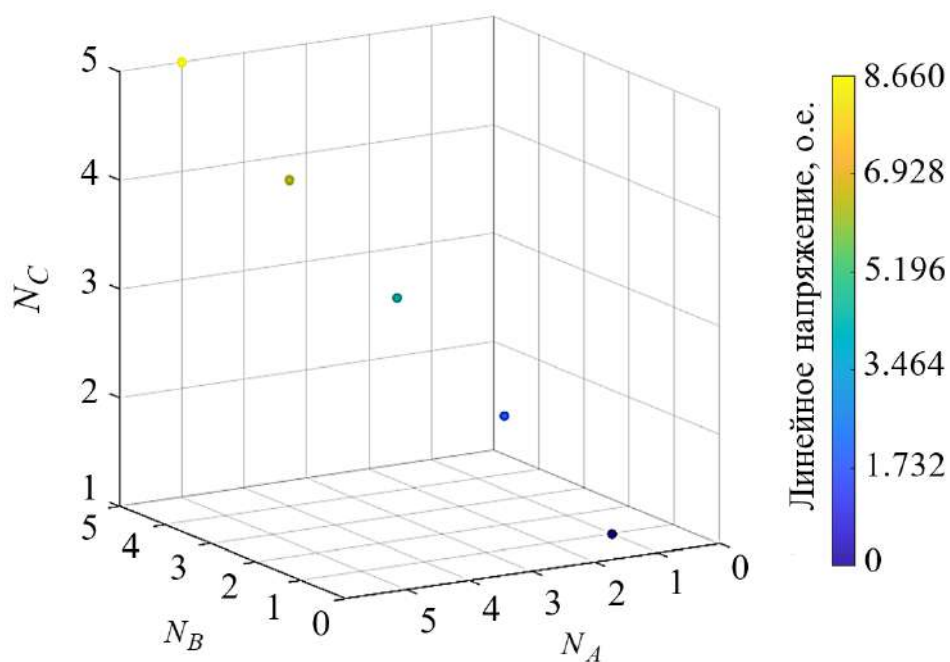


Рисунок 1.17 – Доступные состояния и напряжения на выходе 11-уровневого инвертора с симметричным байпасированием ячеек

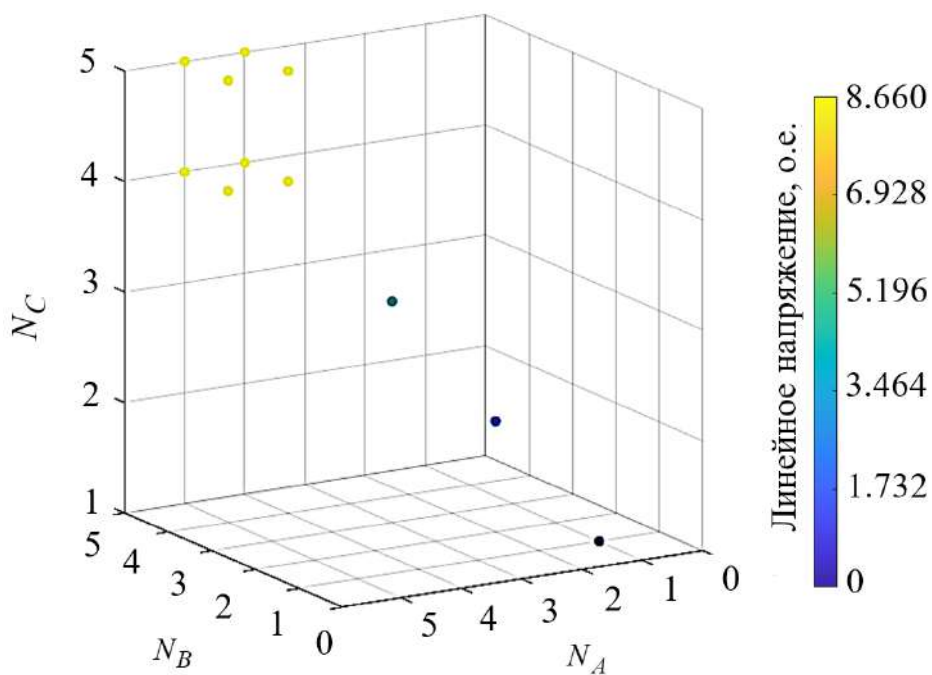


Рисунок 1.18 – Доступные состояния и напряжения на выходе 11-уровневого инвертора с введением аппаратного резерва по 1 ячейке в каждую фазу

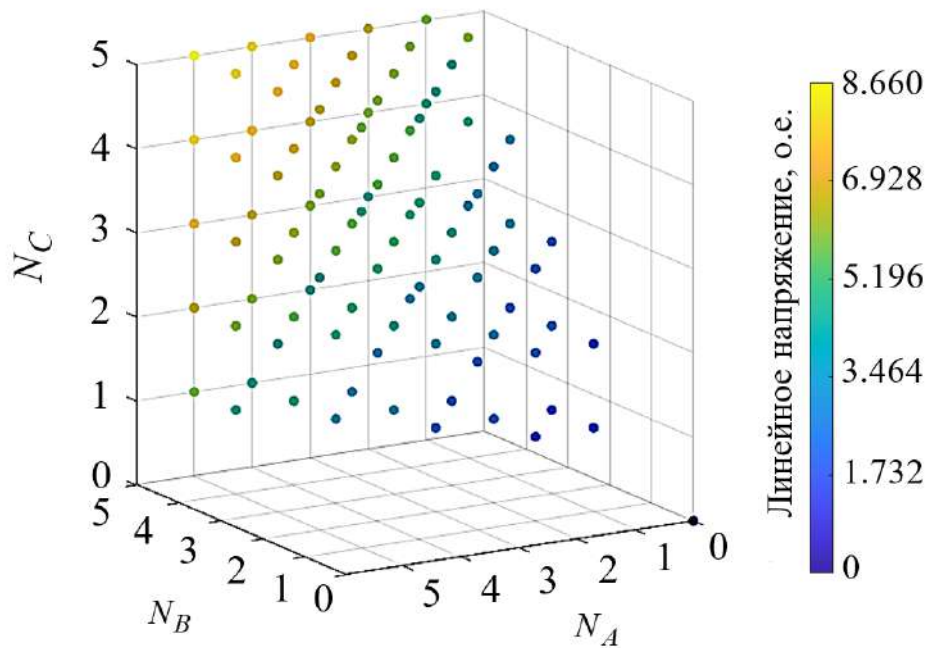


Рисунок 1.19 – Доступные состояния и напряжения на выходе 11-уровневого инвертора с неуправляемым выпрямителем при симметрировании линейных напряжений на основании алгоритма смещения нейтральной точки

Опираясь на данные, приведенных в [1], около 30 % аварийных ситуаций в ВПЧ связаны с конденсаторными батареями, 26 % – с отказом плат управления, 13 % – с повреждением или старением контактов, образованных пайкой, 21 % – вызваны отказом силовых модулей, 3 % – обусловлены повреждением разъемных соединений и, наконец, 7 % относят к прочим причинам, что иллюстрирует рисунок 1.20. При этом, согласно [2, 3], приблизительно 38 % отказов приходится непосредственно на полупроводниковые приборы.

На основании вышеприведенной статистики можно отметить, что более 50 % аварий ВПЧ связаны с отказом силовой ячейки, следовательно, научно-прикладная задача повышения надежности изделия сводится к продолжению стабильной работы даже при отказе части силовых модулей в совокупности с поддержанием максимально возможного уровня напряжения на выходе инвертора. В этой связи алгоритм смещения нейтральной точки с симметрированием линейных напряжений является наиболее приемлемым, так как не требует включения в силовую схему преобразователя избыточных силовых ячеек.

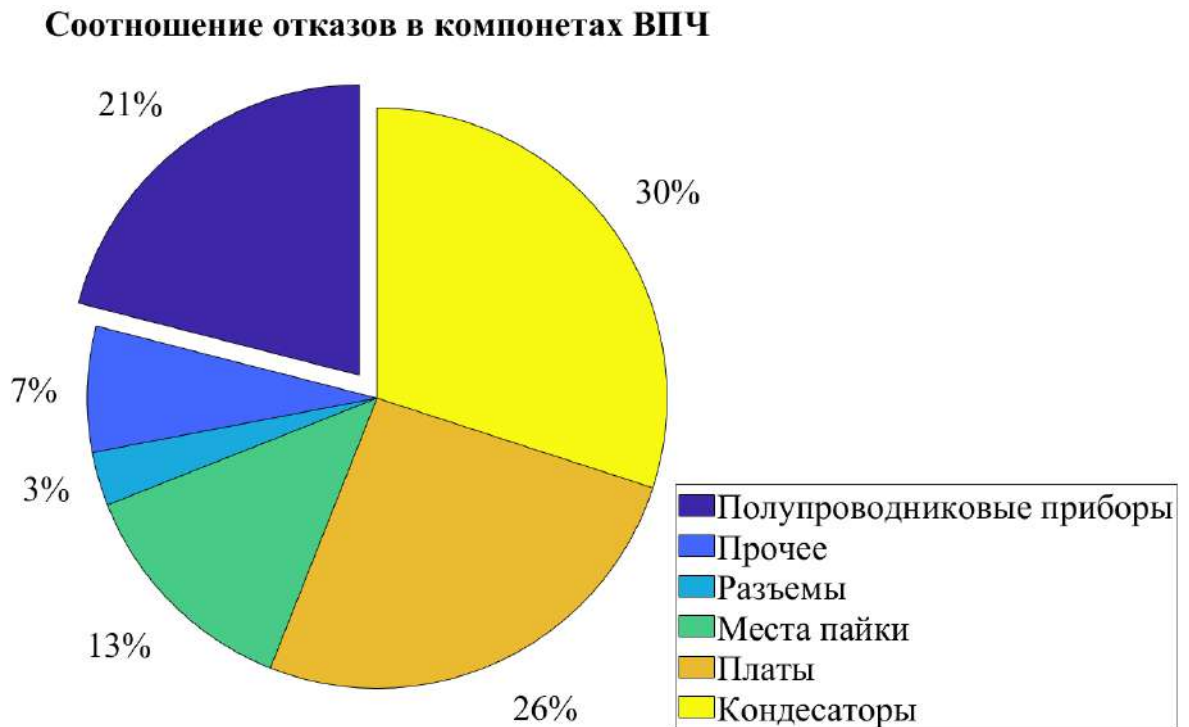


Рисунок 1.20 – Соотношение отказов компонентов ВПЧ

Таблица 1.4 содержит данные о функциональных возможностях ПЧ, перечисленных в таблице 1.3. Описываемые в таблице 1.4 функции получены из открытой документации [35–46] и консультаций со специалистами –представителями компаний. Следует отметить, что проблему нехватки некоторых алгоритмов потенциально позволяет решить участие отечественных компаний в научно-исследовательских работах. На основании данных таблицы 1.4 видно, что отечественными производителями реализованы режимы синхронного перевода на сеть и обратно, алгоритм шунтирования поврежденных ячеек с последующим симметрированием фазных выходных напряжений путем отключения равного количества ячеек во всех фазах или включения резервных модулей на их место.

При этом отсутствуют какие-либо сведения о диагностике и законах коммутации силовых ячеек в зависимости от текущего состояния силовых ключей, а алгоритм симметрирования линейных напряжений на основе смещения нейтральной точки не представлен в документации [35–46].

Таблица 1.4 – Сравнение функциональных возможностей ВПЧ

[illegible]

Окончание таблицы 1.4

Реализованные алгоритмы	Фирма-производитель										
	ООО «НПП ИТСПб»	АО «Электромаш»	ЗАО «ЭРАСИБ»	ООО «Электротекс-ИН»	АО «ЧЭАЗ»	ООО «ТЭС»	ООО «НПО Рустмаш»	ООО «Л-Старт»	ООО «НПП Бэлком»	ЗАО «НПО Стройтехавтоматика»	ООО «НПП ЭКРА»
Алгоритм байпаса силовой ячейки с применением алгоритма смещения нейтральной точки системы фазных напряжений для поддержания симметрии линейных напряжений	✓	✓	✓	✓	✓	×	×	✓	×	✓	✓
Алгоритм ввода резервной ветви ПЧ	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×

Обобщая вышеизложенное, можно заключить, что применение алгоритмического принципа смещения нейтральной точки не требует дополнительных силовых модулей и может реализовываться на программном уровне в ВПЧ, уже имеющих в своем составе механический или электронный байпас. В связи с этим в задачу диссертационного исследования входит разработка методики расчета требуемых угловых смещений модулирующих функций ШИМ для любого числа уровней применительно к различным конфигурациям силовых ячеек.

1.3 Анализ аппаратных реализаций шунтирования силовых ячеек

Ключевым требованием к высоковольтным преобразователям частоты для особо ответственных применений является обеспечение их работоспособности в условиях частичного отказа силовых модулей. Как было рассмотрено ранее в разделе 1.2, наиболее распространенным способом восстановления

работоспособности в топологиях с каскадным включением H -мостов выступает шунтирование (байпасирование) неисправной ячейки.

Вывод ячейки из работы осуществляется с помощью специального коммутационного аппарата – шунтирующего ключа, который накоротко замыкает выходные цепи ячейки, обеспечивая протекание тока нагрузки в обход поврежденного силового модуля.

Выбор конкретного типа шунтирующего ключа представляет собой ответственную инженерную задачу, так как он должен обеспечивать высокую надежность, малое переходное сопротивление в замкнутом состоянии, гальваническую развязку и зачастую срабатывание в условиях ограниченного пространства внутри ячейки. В настоящее время на практике используются два основных подхода к реализации шунтирования, различающихся по физическому принципу действия коммутирующего элемента и его конструктивному исполнению.

По первому квалификационному признаку шунтирующие устройства можно разделить на три основные группы: полупроводниковые, механические и комбинированные ключи, как показано на рисунке 1.21.

Полупроводниковые ключи. В этом случае роль обводного элемента выполняют сами силовые ключи H -моста ($IGBT$ -транзисторы) или дополнительный тиристор/симистор/транзистор, установленный параллельно выходу ячейки. При возникновении аварийной ситуации управляющие импульсы на неисправную ячейку блокируются и все ее транзисторы закрываются. Либо часть ключей инвертора переводятся в проводящее состояние, при этом ЗПТ может быть использовано как фиксированный уровень напряжения или должно быть обесточено, либо открывается параллельный ключ. Достоинством такого аппаратного способа является высокое быстродействие, так как переход в режим шунтирования может быть осуществлен в течение одного периода коммутации, что позволяет реализовать так называемый горячий резерв без прерывания тока нагрузки. Однако у полупроводникового шунта есть существенный недостаток: падение напряжения в открытом состоянии на уровне 0,7–2,5 В и, как следствие, значительные потери мощности в аварийном режиме. Кроме того, отказ самого силового ключа, например в случае

пробоя или обрыва, приведет к нарушению процесса регулирования скорости и потребует применения резервированных схем в самой ячейке.

Механические ключи. Такой тип обводного элемента подключается параллельно выходу ячейки и замыкается по сигналу системы управления после диагностирования неисправности, является наиболее распространенным в мощных силовых преобразователях. Механический шунт обладает крайне малым переходным сопротивлением (десятки-сотни мкОм) и, следовательно, пренебрежимо малыми потерями мощности в замкнутом состоянии, но при этом имеет низкое быстродействие (десятки-сотни миллисекунд), что требует введения «бестоковой паузы» для реконфигурации силовой части.

В зависимости от физического принципа, обеспечивающего замыкание контактов, механические ключи подразделяются на отдельные подвиды:

1. Электромагнитные контакторы, представляющие собой классическое решение на основе электромагнитной катушки для приведения в действие контактной группы [133, 134], обладают рядом достоинств, среди которых – надежность, простота управления, большой ресурс механических срабатываний. Но при этом они имеют относительно крупные габариты, что затрудняет их размещение внутри компактной силовой ячейки современных ВПЧ.

2. Пневматические контакторы, использующие энергию сжатого воздуха для приведения контактов в действие [135, 136], в основном применяются в сверхмощных преобразователях и распределительных устройствах, где уже имеется собственная пневматическая система. Для автономных ВПЧ средней мощности требуется применение компрессора, что существенно усложнит конструкцию.

3. Вакуумные выключатели характеризуются наличием вакуумированной камеры, в которую помещается контактная группа. Благодаря высокой электрической прочности вакуума и отсутствию среды для образования электрической дуги такие контакторы способны коммутировать значительно большие токи и напряжения в меньшем объеме по сравнению с воздушными электромагнитными аналогами [137, 138], обладая при этом высоким ресурсом работы (до миллиона коммутаций) и повышенной коммутационной износостойкостью. Основным недостатком этого типа

механических ключей является высокая стоимость, однако, как показывает практика, для мощных высоковольтных преобразователей вакуумные контакторы часто являются наилучшим выбором, так как позволяют эффективно управлять шунтированием в условиях жестких ограничений по габаритам силовой ячейки [139].

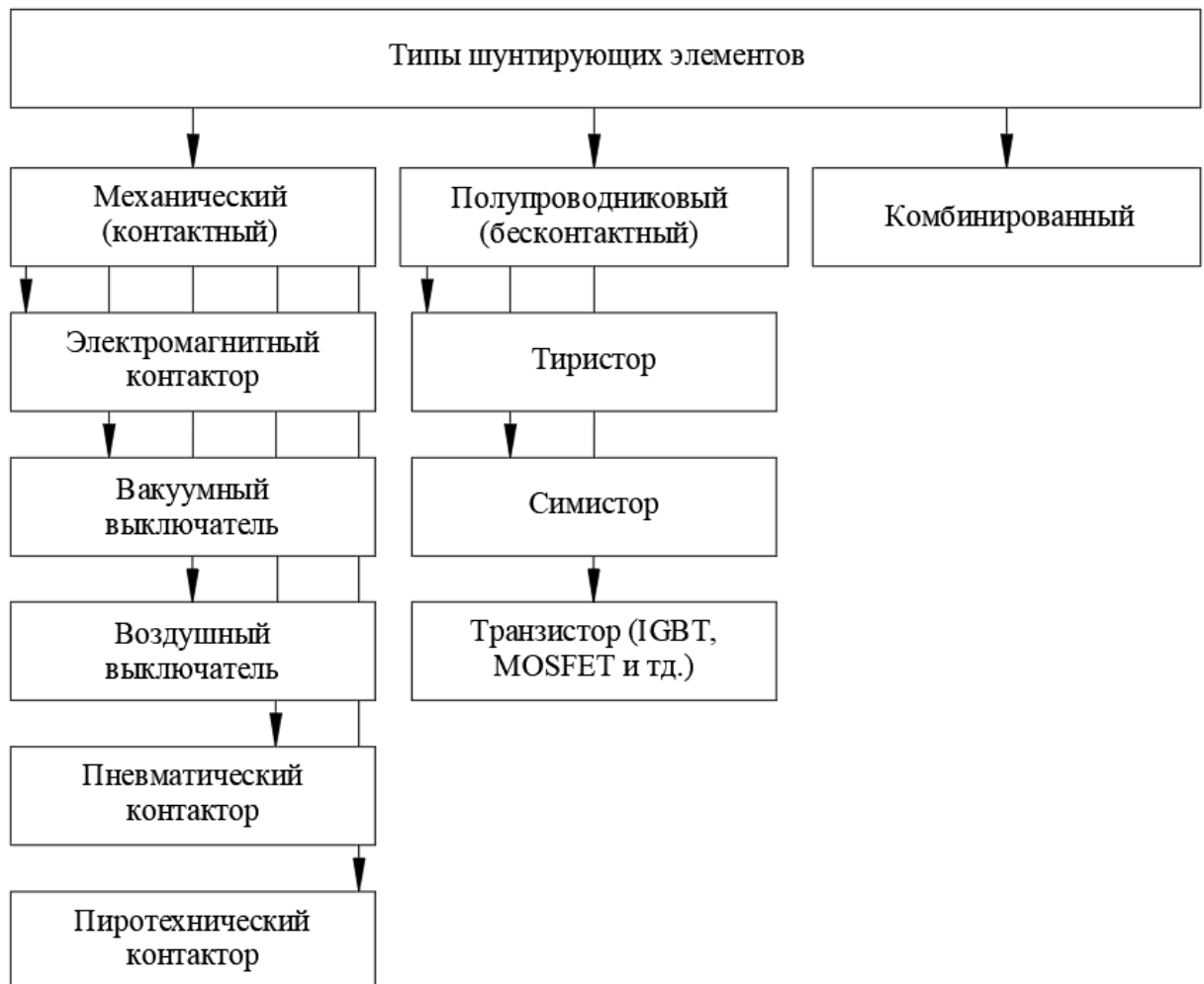


Рисунок 1.21 – Типы шунтирующих элементов по принципу действия

4. Пиротехнические контакторы обеспечивают практически мгновенное замыкание цепи за счет энергии пиропатрона при временном интервале срабатывания на уровне микросекунды, а также способны коммутировать очень большие токи [140, 141]. Однако в силу физического принципа действия они не подлежат восстановлению после введения в работу и требуют замены после срабатывания. Кроме того, из-за искрообразования этот обводной элемент имеет ограничения на

область практического применения и предъявляет особые требования к технике безопасности при эксплуатации.

Помимо вышеописанного, ключевым конструктивным признаком шунтирующего ключа является место его установки относительно силовой ячейки:

1. Внутреннее расположение, или, иначе, встроенный байпас. В этом случае шунтирующий ключ является неотъемлемой частью силового модуля и размещается непосредственно внутри его корпуса, что позволяет минимизировать общие габариты модуля – это особенно важно при создании многоуровневых систем с большим числом уровней. Короткие токоведущие связи между выводами H -моста и шунтирующим ключом обеспечивают минимальную паразитную индуктивность контура шунтирования, исключая таким образом перенапряжения на полупроводниковых приборах, а также позволяют организовать непосредственную связь от шунтирующего ключа к плате управления силовой ячейки, что повышает помехоустойчивость системы в условиях сильных электромагнитных полей.

В случае разрушения силовых элементов ячейки и возникновения электрической дуги размещение шунта внутри корпуса позволяет локализовать разряд в пределах модуля, предотвращая его распространение на соседнее оборудование и повышая общую безопасность установки. В свою очередь, встроенный шунтирующий ключ может использовать ту же систему охлаждения, что и силовые полупроводниковые приборы ячейки, это упрощает конструкцию системы охлаждения и повышает эффективность отвода тепла, особенно при использовании полупроводниковых байпасных ключей.

Внутреннее расположение обводного элемента позволяет поместить все оборудование силовой ячейки в общую вакуумную камеру или залить компаундом, что значительно повышает диэлектрическую прочность изоляции и устойчивость к внешним воздействиям. При отказе ячейки ее замена производится единым модулем, включающим как силовую часть, так и встроенный шунт, это упрощает ремонтно-восстановительные работы и сокращает время простоя оборудования.

В то же время интеграция шунтирующего ключа в корпус силовой ячейки, наряду с вышеперечисленными достоинствами, сопряжена с рядом конструктивных и эксплуатационных ограничений:

- существенно ужесточаются требования к массогабаритным параметрам коммутационного аппарата и его способности функционировать в условиях повышенных тепловых нагрузок, обусловленных близостью силовых полупроводниковых приборов и ограниченным объемом ячейки;

- внутриячеечное размещение исключает возможность применения некоторых типов шунтирующих элементов (например, пиротехнические контакторы из-за генерации светового излучения и вибрации способны нарушить работу оптоволоконных каналов связи и привести к ложному срабатыванию соответствующих датчиков защиты; пневматических контакторов требует подвода сжатого воздуха к каждому модулю, что ведет к неоправданному усложнению конструкции);

- встроенное расположение шунта исключает возможность горячей замены ячейки, так как при срабатывании обводной контакт не может быть разомкнут без прерывания рабочего тока фазы, что делает невозможной замену модуля на работающем оборудовании.

2. Внешнее расположение, или, иначе, выносной байпас. Альтернативой предыдущему конструктивному исполнению является внешнее (выносное) размещение шунтирующего аппарата на общей шине, в отдельном шкафу или на несущей конструкции преобразователя, в результате чего достигается:

- снятие жестких массогабаритных ограничений, что позволяет применять серийно выпускаемые промышленные контакторы, включая пневматические аппараты, обладающие высокой помехозащищенностью за счет гальванической развязки, обеспечиваемой пневматическими линиями;

- упрощение ремонтных работ и сокращение времени простоя при отказе шунтирующего аппарата, доступ к которому не требует демонтажа силового модуля;

– уменьшение теплового износа вследствие расположения обводного элемента вне зоны интенсивного тепловыделения силовых полупроводниковых приборов.

При этом появляется принципиальная возможность реализации алгоритма горячей замены ячейки с автоматическим расшунтированием байпасного ключа *KM4*, изображенном на рисунке 1.22, и возвратом преобразователя к исходной топологии без полной блокировки электропривода. Для этого необходима установка дополнительных контакторов *KM1–KM3*, отключающих выходные и входные цепи для полного обесточивания силовой ячейки [142]. Такое техническое решение не только улучшает эксплуатационные характеристики горячей замены, но и повышает защищенность преобразователя за счет визуального разрыва между входным трансформатором, силовой ячейкой и выходной цепью.

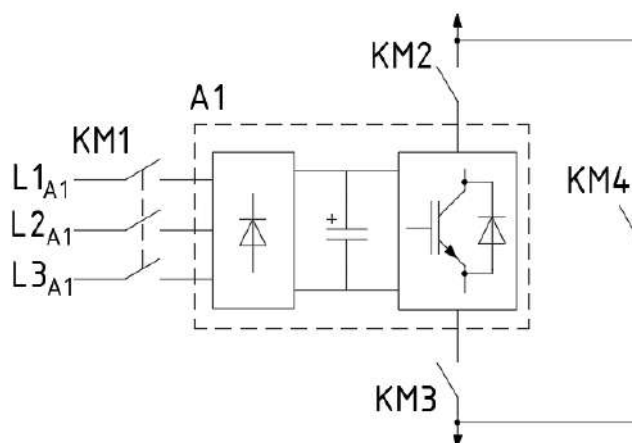


Рисунок 1.22 – Силовая ячейка с возможностью горячей замены при шунтировании

Выносное расположение шунтирующего ключа наряду с перечисленными преимуществами сопряжено с рядом конструктивных и эксплуатационных ограничений, которые приведены ниже:

– увеличение длины токоведущих связей между выводами ячейки и шунтом ведет к возрастанию паразитной индуктивности, что негативно сказывается на коммутационных процессах;

- для электромагнитных контакторов характерна низкая помехозащищенность цепей управления, а также сложность организации надежной обратной связи по положению контактов при наличии интенсивных полей рассеяния;

- для обеспечения изоляции от основной системы управления при таком конструктивном исполнении требуется установка дополнительной платы управления шунтированием силовых ячеек;

- при возникновении электрической дуги она оказывается вне защищенного объема силовой ячейки, что создает риск появления междуобмоточного или междофазного короткого замыкания в цепях согласующего трансформатора, приводящего к тяжелым последствиям. Так, например, на рисунке 1.23 показано оплавление шин преобразователя частоты компании «*Siemens*» типа «*Perfect Harmony*» при выходе дуги из корпуса предохранителя трехфазных цепей питания силовой ячейки.

Для симметрирования фазных и линейных выходных напряжений инвертора в аварийном режиме работы могут применяться следующие методы ввода резерва:

1. Ввод запасной силовой ячейки на место поврежденной, что иллюстрирует рисунок 1.24.

2. Ввод дополнительной силовой ячейки для обеспечения запаса по напряжению, которая постоянно находится в работе.

3. Ввод холодной силовой ячейки с возможностью подключения к любой стойке инвертора и замещения поврежденного силового модуля [143], как это показано на рисунке 1.25, на котором приведен пример подключения запасной ячейки *D1*, которая питается от собственной обмотки многообмоточного трансформатора, с помощью контакторов *KM1–KM3* к любой из поврежденных фаз.



Рисунок 1.23 – Оплавление трехфазных питающих шин силовых ячеек при сложном междуобмоточном и междуфазном коротком замыкании согласующего силового трансформатора

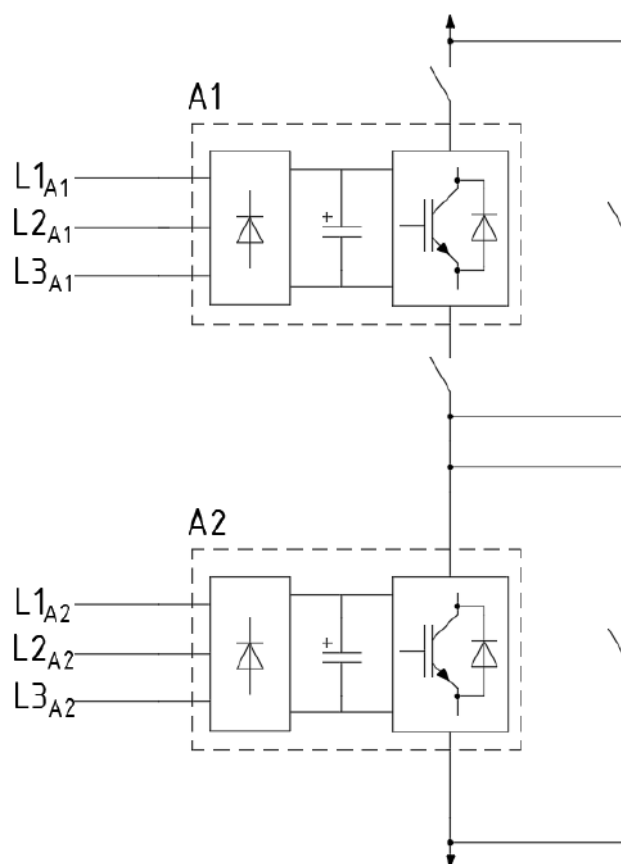


Рисунок 1.24 – Ввод холодного резерва с 1 запасной ячейкой в фазе

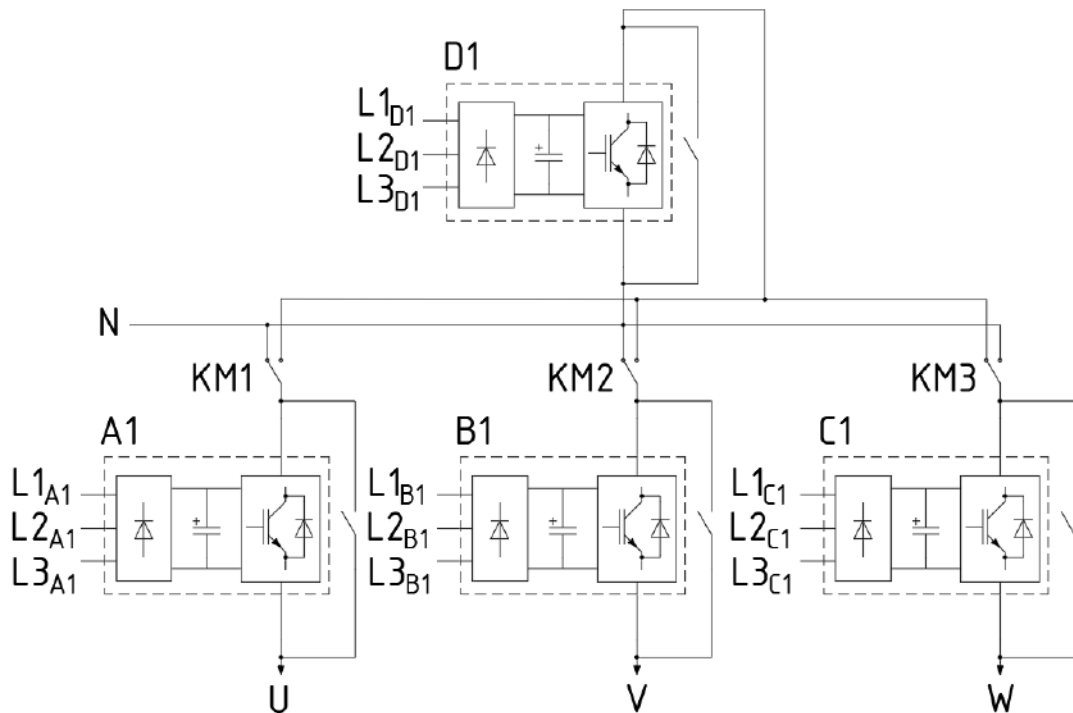


Рисунок 1.25 – Ввод холодного резерва с возможностью подключения к любой из поврежденных фаз

4. Ввод матрицы $M \times N$ силовых ячеек с возможностью подключения любого числа доступных ячеек к любой из фаз исполнительного двигателя переменного тока. На рисунке 1.26 изображена упрощенная функциональная схема подключения 2×3 силовых ячеек $D11-D23$, позволяющая реализовать алгоритм управления, при котором после обнаружения и шунтирования неисправных ячеек система перераспределяет резервные ячейки из матрицы таким образом, чтобы разница между работоспособными ячейками в фазах не превышала одной [144].

5. Ввод резервного плеча инвертора, как правило применяемый в топологиях силовой схемы типа *NPC* и *FC* [145–147], причем также допускается полное резервирование всех трех стоек, что эквивалентно резервированию при помощи второго ВПЧ.

В условиях жестких экономических и технических ограничений все более привлекательными становятся алгоритмические методы повышения отказоустойчивости. В отличие от аппаратных, они не требуют введения избыточных силовых модулей и реализуются исключительно на уровне управляющих программ. К таким

методам относится, в частности, желаемое смещение нейтральной точки, позволяющее за счет перераспределения углов фазных напряжений сохранить симметрию выходных напряжений при произвольном сочетании аварийных модулей.

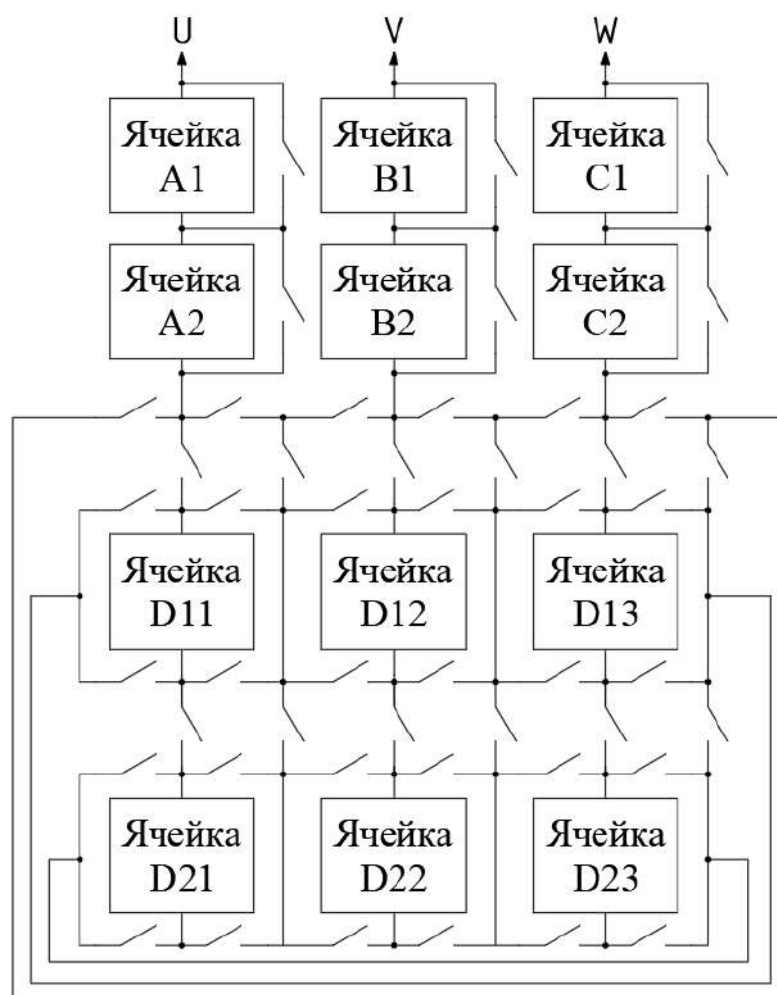


Рисунок 1.26 – Резервирование с помощью матричного подключения силовых ячеек

С учетом изложенного в диссертации основное внимание уделяется разработке и исследованию именно алгоритмического метода смещения нейтрали как наиболее экономичного и гибкого решения задачи повышения надежности высоковольтных преобразователей частоты в составе особо ответственных технологических комплексов и систем.

Выводы по первой главе

В первой главе выполнен сравнительный анализ топологий построения силовой части инверторов, наиболее распространенных на рынке систем высоковольтного частотно-регулируемого электропривода переменного тока. Рассмотрены методы повышения надежности высоковольтных преобразователей частоты. Основные результаты, полученные в первой главе:

1. Исследованы основные принципы построения силовой части высоковольтных преобразователей частоты. Выполнен сравнительный анализ топологий *NPC*, *FLC*, *MMC* и *ML-SCHB*. Обосновано, что топология с каскадным включением *H*-мостов обладает наилучшей модульностью, ремонтпригодностью и принципиальной возможностью поддержания работоспособности при шунтировании аварийных ячеек, что делает ее наиболее перспективной для реализации отказоустойчивых алгоритмов управления.

2. Проведен анализ рынка зарубежных и отечественных ВПЧ. Установлено, что большинство производителей реализуют лишь базовые методы повышения надежности ПЧ. Выявлено отставание в программной реализации алгоритмов смещения нейтральной точки, которые не требуют аппаратной избыточности, не заявлены в открытой документации производителей и отсутствуют в серийно выпускаемых системах управления, что подтверждает актуальность их разработки.

3. Выполнена систематизация аппаратных средств шунтирования силовых ячеек с описанием квалификационных признаков шунтирующих ключей по принципу действия и месту установки, а также классификация аппаратных методов ввода резерва.

4. Проведение сравнение алгоритмов резервирования для повышения работоспособности ВПЧ на базе каскадного включения *H*-мостов.

ГЛАВА 2 ПРИНЦИПЫ ФОРМИРОВАНИЯ ВЫХОДНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ МНОГОУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА В АВАРИЙНЫХ И ПОСТАВАРИЙНЫХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ

2.1 Математическое описание алгоритма смещения нейтральной точки

Для практической реализации алгоритма смещения нейтральной точки инвертора преобразователя частоты требуется выполнить предварительный расчет углового положения и амплитуды векторов симметричной системы выходных линейных напряжений при шунтировании аварийных ячеек. На начальном этапе вводятся следующие допущения [148]:

1) система векторов выходных линейных напряжений симметрична

$$|\vec{U}_{UV}| = |\vec{U}_{VW}| = |\vec{U}_{WU}| = |\vec{U}_{\text{лин}}|;$$

2) евклидова норма вектора выходного линейного напряжения стремится к максимальному значению $|\vec{U}_{\text{лин}}| \rightarrow \max$;

3) в гармонических функциях выхода отсутствует нулевая последовательность фаз $u_{UV}(t) + u_{VW}(t) + u_{WU}(t) = 0$;

4) выходное напряжение силовой ячейки принимается равным $|\vec{U}_{U(V,W)k}| = U_{DC_k}$, где k – произвольный номер силовой ячейки; потерями на силовых ключах пренебрегают;

5) напряжение в ЗПТ силовых ячеек неизменно во времени $U_{DC_k} = \text{const}, \forall k \in \{1...N\}$;

6) выходное напряжение фазы определяется как:

$$u_{U(V,W)}(t) = \sum_{k=1}^N u_{U(V,W)k}(t),$$

где N – количество силовых ячеек в одной фазе.

Решение данной задачи, которое базируется на теореме косинусов, приводится во многих публикациях [49, 56, 149, 150], поэтому в диссертационном исследовании воспользуемся математическим аппаратом линейной алгебры. При этом

вычисленные значения желаемого смещения нейтрали предлагается реализовать при помощи предсказания выходных фазных напряжений и модифицированной матрицы преобразования координат из ортогональной системы α, β в трехфазную систему U, V, W, аналогичную матрице обратного преобразования Э. Кларк [47, 56].

Предварительно зададим начальное нулевое положение декартовой системы координат в конце вектора фазы V, что дает возможность зафиксировать пространственное положение вектора $\vec{U}_V$ на плоскости и в дальнейшем определить координаты искомой нейтральной точки. На рисунке 2.1 приведено построение исходной системы выходных напряжений инвертора ($\vec{U}_{UV}, \vec{U}_{WU}, \vec{U}_{VW}, \vec{U}_U, \vec{U}_V, \vec{U}_W$) и поврежденной после выполнения условий алгоритма смещения нейтрали ($\vec{U}'_{UV}, \vec{U}'_{WU}, \vec{U}'_{VW}, \vec{U}'_U, \vec{U}'_V, \vec{U}'_W$). Точками $P2(x_2, y_2)$ и $P2'(x'_2, y'_2)$ обозначены концы векторов $\vec{U}_U$ и $\vec{U}'_U$, а $P3(x_3, y_3)$ и $P3'(x'_3, y'_3)$ – концы векторов $\vec{U}_W$ и $\vec{U}'_W$ соответственно. Следует отметить, что при таком расположении системы координат искомая нейтральная точка $P1'(x'_1, y'_1)$ принадлежит прямой, направленной вдоль опорного вектора $\vec{U}_V$ ($P1' \in (P1 + t \cdot \vec{U}_V \mid t \in [0, 1])$).

В случае выхода из строя конечного числа силовых ячеек система управления может определить их рабочее количество в каждой фазе N_U, N_V и N_W по битам слова состояния. Так, на рисунке 2.1 изображена аварийная ситуация при следующих условиях $N_U = 5, N_V = 3, N_W = 4$, которые выбраны случайным образом.

Для составления системы уравнений требуется произвести дополнительные построения, как это показано на рисунке 2.2. Векторы $\vec{U}'_{UV}, \vec{U}'_{VW}$ в силу условия равенства линейных напряжений образуют графическую зависимость между точками $P2'$ и $P3'$, лежащую на дуге окружности с радиусом R_{n3} и центром в точке $P1$, которая описывается формулой (2.1).

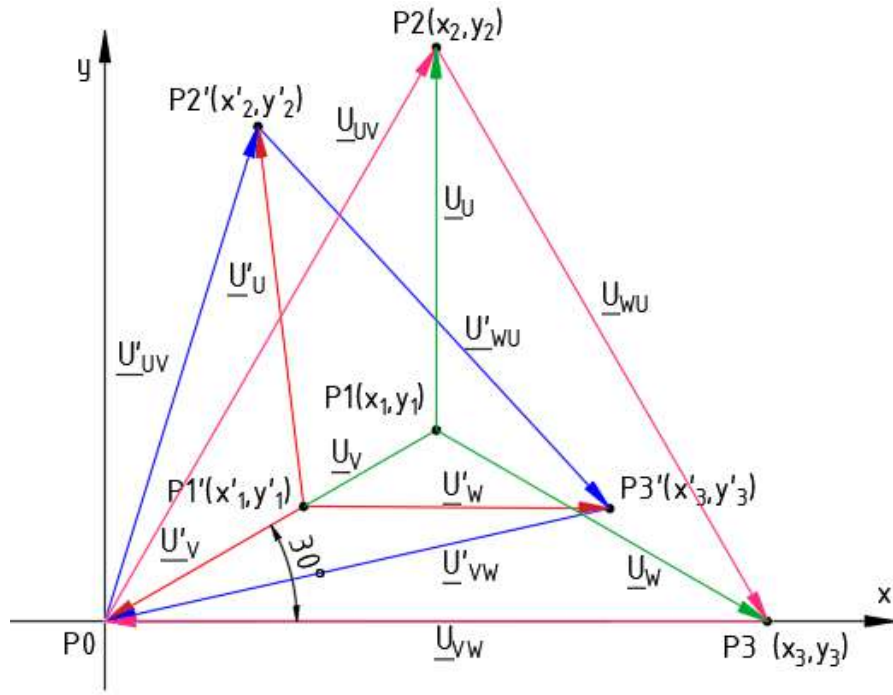


Рисунок 2.1 – Пояснение к выбору начала системы декартовой системы координат

$$x_2'^2 + y_2'^2 = x_3'^2 + y_3'^2. \quad (2.1)$$

Зная координаты точки $P1'$, которые могут быть найдены из (2.2), можно записать еще два уравнения окружности вида (2.3), чтобы связать $P2'$ и $P3'$ с длиной векторов $\vec{U}'_U$, $\vec{U}'_W$.

$$\begin{aligned} x_1' &= |\vec{U}'_V| \cos\left(\frac{\pi}{6}\right); \\ y_1' &= |\vec{U}'_V| \sin\left(\frac{\pi}{6}\right). \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} (x_2' - x_1')^2 + (y_2' - y_1')^2 &= |\vec{U}'_U|^2; \\ (x_3' - x_1')^2 + (y_3' - y_1')^2 &= |\vec{U}'_W|^2. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Из условия симметрии линейных напряжений следует, что треугольник $\Delta P0P2'P3'$ является равносторонним, значит последним уравнением системы будет расчет угла между векторами $\vec{U}'_{UV}$, $\vec{U}'_{vW}$, определяемыми в соответствии с (2.4):

$$\frac{x'_3 \cdot x'_2 + y'_3 \cdot y'_2}{x'^2_2 + y'^2_2} = \cos\left(\frac{\pi}{3}\right). \quad (2.4)$$

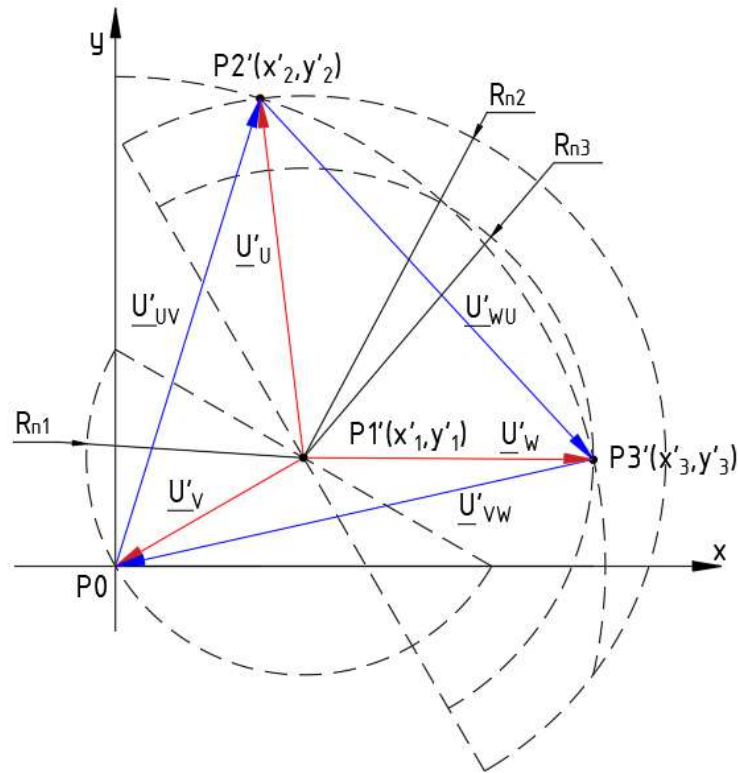


Рисунок 2.2 – Пояснения к выводу системы уравнений расчета системы векторов

Расчет необходимых углов между векторами фазных напряжений, изображенными на рисунке 2.3, предлагается выполнить на основе тригонометрической функции (2.5):

$$\cos(\phi'_{UV(WU)}) = \frac{\vec{U}'_{U(W)} \cdot \vec{U}'_{V(U)}}{|\vec{U}'_{U(W)}| \cdot |\vec{U}'_{V(U)}|}. \quad (2.5)$$

Таким образом, при группировке вышеприведенных соотношений итоговая система уравнений для вычисления амплитуд линейных напряжений и углов между фазными напряжениями принимает вид (2.6). В системе уравнений (2.6) условие $x'_3 > 0$ выбирается для уменьшения возможных решений в двое.

Далее ориентируем ортогональную систему α, β вдоль оси фазы А и получим функциональную зависимость преобразованных напряжений в системе α, β в виде функции координат исходного базиса. Для этого получим проекции векторов $\vec{U}_\alpha$ и $\vec{U}_\beta$ на продолжение прямых, заданных векторами $\vec{U}'_V$ и $\vec{U}'_W$, в результате чего на основании рисунка 2.4 получим систему уравнений в векторной форме (2.7).

$$\left\{ \begin{array}{l} x_2'^2 + y_2'^2 = x_3'^2 + y_3'^2; \\ x_1' = |\vec{U}'_V| \cos(\frac{\pi}{6}); \\ y_1' = |\vec{U}'_V| \sin(\frac{\pi}{6}); \\ (x_2' - x_1')^2 + (y_2' - y_1')^2 = |\vec{U}'_U|^2; \\ (x_3' - x_1')^2 + (y_3' - y_1')^2 = |\vec{U}'_W|^2; \\ \frac{x_3' \cdot x_2' + y_3' \cdot y_2'}{x_2'^2 + y_2'^2} = \cos(\frac{\pi}{3}); \\ \cos(\varphi'_{UV}) = \frac{(x_2' - x_1') \cdot (0 - x_1') + (y_2' - y_1') \cdot (0 - y_1')}{\sqrt{(x_2' - x_1')^2 + (y_2' - y_1')^2} \cdot \sqrt{(0 - x_1')^2 + (0 - y_1')^2}}; \\ \cos(\varphi'_{WU}) = \frac{(x_3' - x_1') \cdot (x_2' - x_1') + (y_3' - y_1') \cdot (y_2' - y_1')}{\sqrt{(x_3' - x_1')^2 + (y_3' - y_1')^2} \cdot \sqrt{(x_2' - x_1')^2 + (y_2' - y_1')^2}}; \\ \varphi'_{UV} = \arccos(\cos(\varphi'_{UV})) \text{ при } 0 \leq \varphi'_{UV} \leq \pi; \\ \varphi'_{WU} = \arccos(\cos(\varphi'_{WU})) \text{ при } 0 \leq \varphi'_{WU} \leq \pi. \\ x_3' > 0. \end{array} \right. \quad (2.6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{U}'_U = \vec{U}_\alpha; \\ \vec{U}'_V = \vec{U}_{\beta V} + \vec{U}_{\alpha V}; \\ \vec{U}'_W = \vec{U}_{\beta W} + \vec{U}_{\alpha W}, \end{array} \right. \quad (2.7)$$

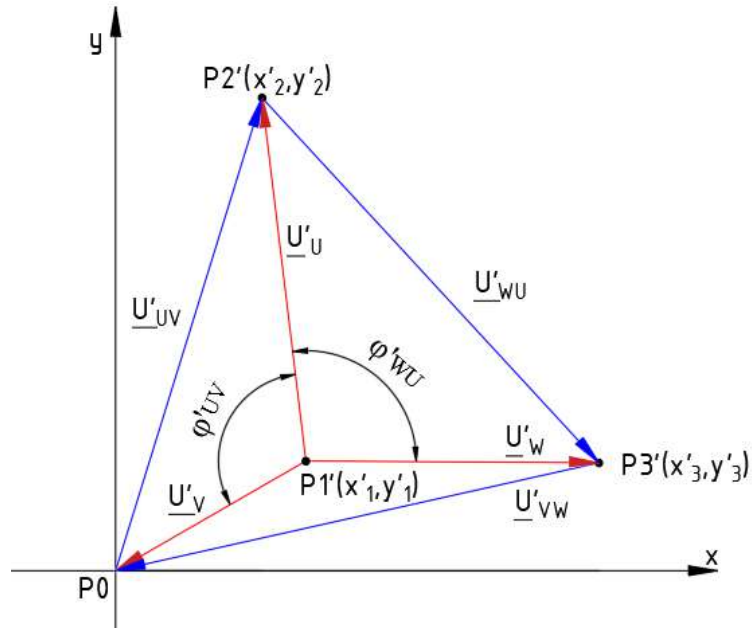


Рисунок 2.3 – Пояснения к расчету углов между фазными напряжениями

которую также можно записать в скалярном виде (2.8)

$$\begin{cases} U_U = U_\alpha; \\ U_V = -U_\alpha \cos(\pi - \phi'_{UV}) + U_\beta \cdot \cos(\phi'_{UV} - \frac{\pi}{2}); \\ \vec{U}'_W = -U_\alpha \cos(\pi - \phi'_{WU}) - U_\beta \cdot \cos(\phi'_{WU} - \frac{\pi}{2}), \end{cases} \quad (2.8)$$

откуда

$$\begin{cases} U_U = U_\alpha; \\ U_V = U_\alpha \cos(\phi'_{UV}) + U_\beta \cdot \sin(\phi'_{UV}); \\ \vec{U}'_W = U_\alpha \cos(\phi'_{WU}) - U_\beta \cdot \sin(\phi'_{WU}), \end{cases} \quad (2.9)$$

или, иначе,

$$\underline{U}_{UVW} = \underline{L} \times \underline{U}_{\alpha\beta}, \quad (2.10)$$

где

$$\mathbf{U}_{UVW} = \begin{pmatrix} U_U \\ U_V \\ U_W \end{pmatrix}; \mathbf{U}_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{pmatrix}; \mathbf{L} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \cos(\varphi'_{UV}) & \sin(\varphi'_{UV}) \\ \cos(\varphi'_{WU}) & -\sin(\varphi'_{WU}) \end{pmatrix}.$$

На основании нелинейной системы уравнений (2.6) был создан *MATLAB-Script* [151], позволяющий вычислять значения углов между векторами фазных напряжений при симметричном формировании выходных линейных напряжений инвертора при различных комбинациях поврежденных силовых ячеек.

Симметрирование линейных напряжений путем желаемого смещения нейтральной точки инвертора неизбежно ведет к образованию дополнительного сдвига между фазными напряжениями инвертора. Дополнительный сдвиг может приводить к аварии ВПЧ вызывая нежелательные рекуперативные режимы работы. Эти режимы иллюстрирует рисунок 2.5, на нем используются следующие обозначения: $\vec{I}_U, \vec{I}_V, \vec{I}_W$ – симметричная система фазных токов; $\vec{U}_{UV}, \vec{U}_{WU}, \vec{U}_{VW}$ – система линейных напряжений, образованная искаженной системой фазных напряжений инвертора $\vec{U}'_U, \vec{U}'_V, \vec{U}'_W$; $\vec{U}_{Uд}, \vec{U}_{Vд}, \vec{U}_{Wд}$ – симметричная система фазных напряжений обмотки статора электрической машины переменного тока в двигательном режиме работы (ЭД); $\varphi_U, \varphi_V, \varphi_W$ – углы сдвига фаз искаженной фазной системы инвертора относительно симметричной трехфазной системы напряжений; φ – фазовый сдвиг между соответствующим фазным напряжением и фазным током.

Выполним преобразование исходной системы векторов путем их параллельного переноса таким образом, чтобы нейтральные точки ПЧ и ЭД совмещались, как это показано на рисунке 2.6.

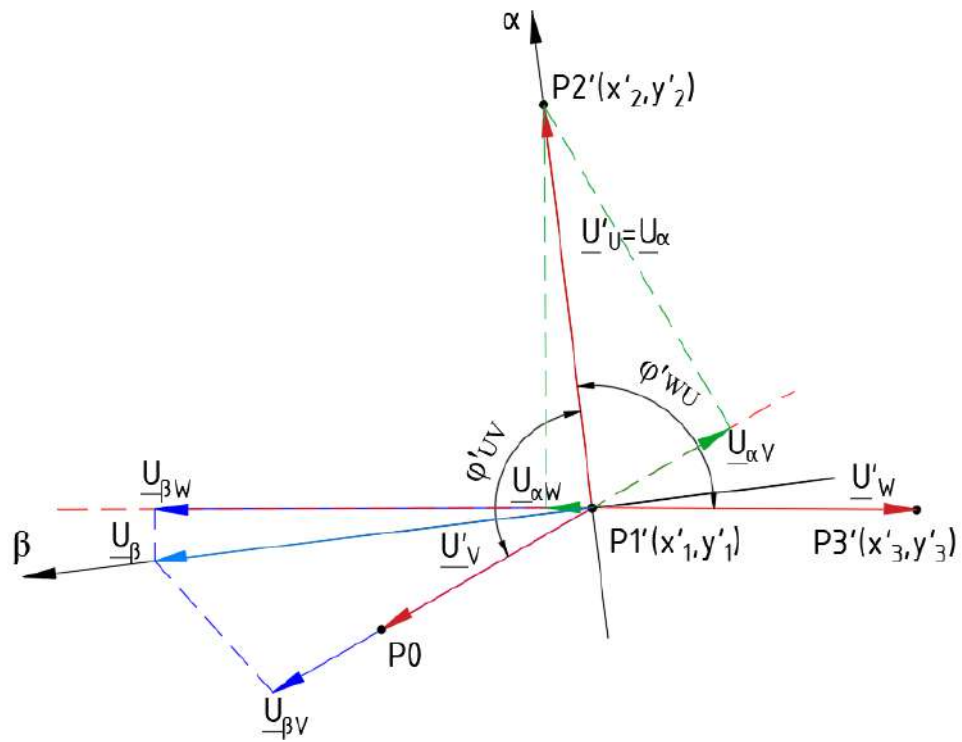


Рисунок 2.4 – Пояснение к выполнению обратного преобразования из ортогональной системы α, β в трехфазную систему U, V, W

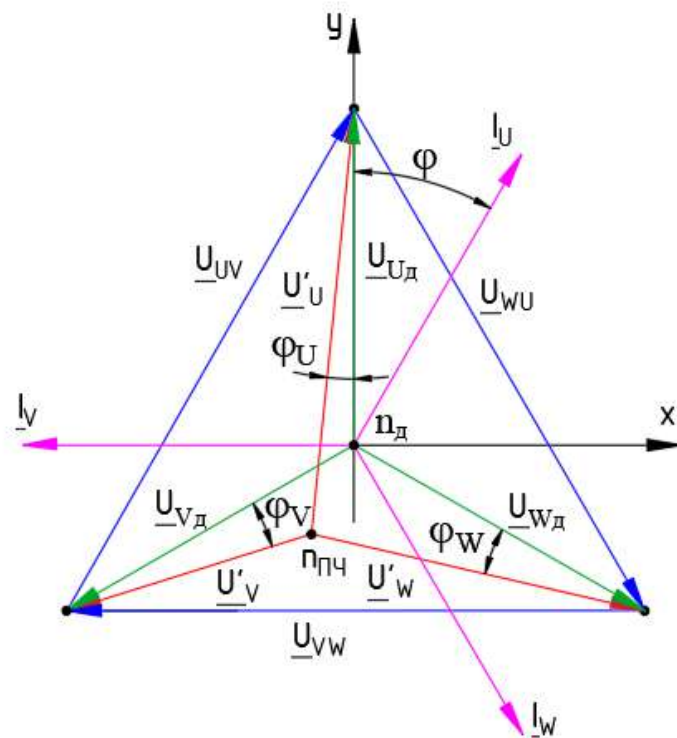


Рисунок 2.5 – Система напряжений и токов ПЧ-ЭД после применения алгоритма смещения нейтрали

Из рисунка 2.6 следует, что углы сдвига предсказанной системы фазных напряжений $\varphi'_U, \varphi'_V, \varphi'_W$ относительно тока однозначно определяют режим работы группы последовательно включенных Н-мостов. Фазовый сдвиг $\varphi'_U, \varphi'_V, \varphi'_W$ существенно зависит от сдвига фаз между током и напряжением φ , зависящим от параметров схемы замещения ЭД и текущего момента сопротивления на валу ЭД, симметричной системы напряжений и тока ЭД, а также от дополнительного сдвига $\varphi_U, \varphi_V, \varphi_W$, полученного в результате выполнения алгоритма смещения нейтрали.

Далее определим предельные величины углов $\varphi'_U, \varphi'_V, \varphi'_W$ для двигательного режима работы инвертора из условия положительной активной мощности, то есть коэффициент мощности по основной гармонике должен быть положительным (2.11), а угол сдвига фаз – принадлежать I или IV квадранту (2.12).

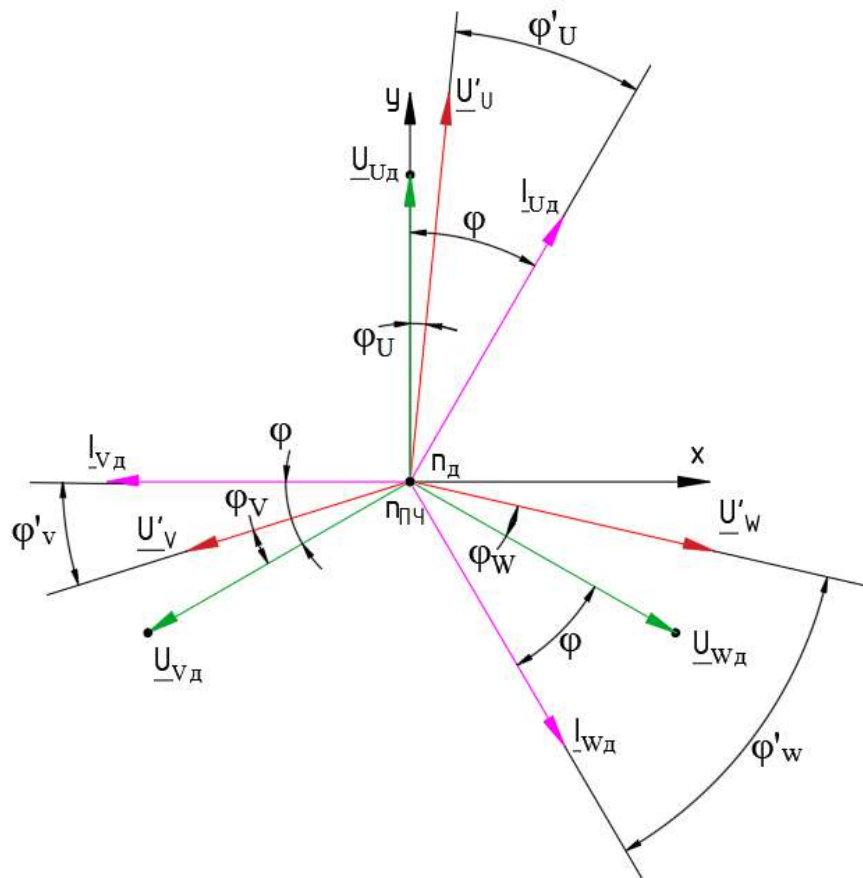


Рисунок 2.6 – Совмещенные системы фазных напряжений ЭД и ПЧ

$$\cos(\varphi'_{U(V,W)}) > 0, \quad (2.11)$$

тогда

$$\begin{aligned} \frac{\pi}{2} > \varphi'_{U(V,W)} &\geq 0; \\ 2\pi > \varphi'_{U(V,W)} &> \frac{3\pi}{2}. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Воспользовавшись рисунком 2.3, далее рассчитаем угловое положение всех векторов относительно оси y , что иллюстрирует рисунок 2.7. На нем в качестве ξ'_U , ξ'_V , ξ'_W обозначено угловое положение векторов преобразованной системы фазных напряжений относительно оси y ; $\xi_{Uд}$, $\xi_{Vд}$, $\xi_{Wд}$ – угловые положения симметричной системы фазных напряжений двигателя относительно оси y .

С учетом данного пространственного построения угловое положение векторов может быть определено на основании следующих тригонометрических функций (2.13):

$$\begin{cases} \xi'_U = \text{atan } 2(x'_2 - x'_1, y'_2 - y'_1); \\ \xi'_V = \frac{2\pi}{3}; \\ \xi'_W = \text{atan } 2(x'_3 - x'_1, y'_3 - y'_1); \\ \xi_{Uд} = \text{atan } 2(x'_2 - x_4, y'_2 - y_4); \\ \xi_{Vд} = \text{atan } 2(x'_3 - x_4, y'_3 - y_4); \\ \xi_{Wд} = \text{atan } 2(0 - x_4, 0 - y_4), \end{cases} \quad (2.13)$$

где функция $\text{atan } 2(y, x)$ определяется следующим выражением:

$$\operatorname{atan} 2(y, x) = \begin{cases} \operatorname{atan}\left(\frac{y}{x}\right) \text{ при } x > 0, \\ \operatorname{atan}\left(\frac{y}{x}\right) + \pi \text{ при } x < 0 \text{ и } y \geq 0, \\ \operatorname{atan}\left(\frac{y}{x}\right) - \pi \text{ при } x < 0 \text{ и } y < 0, \\ +\frac{\pi}{2} \text{ при } x = 0 \text{ и } y > 0, \\ -\frac{\pi}{2} \text{ при } x = 0 \text{ и } y < 0, \\ \text{неопределена при } x = 0 \text{ и } y = 0. \end{cases}$$

В свою очередь, для определения координат точки $P4$ опустим перпендикуляр из $P0$ на отрезок, заданный вектором $\vec{U}_{WU}$, в результате чего точка $P5$ является серединой противоположащего вектора, откуда следует (2.14):

$$\begin{cases} x_5 = \frac{x'_2 + x'_3}{2}; \\ y_5 = \frac{y'_2 + y'_3}{2}. \end{cases} \quad (2.14)$$

Через точки $P0$ и $P5$ может быть проведена прямая с угловым коэффициентом, равным (2.15):

$$k = \frac{y_5}{x_5}, \quad (2.15)$$

откуда, с учетом того, что модуль вектора $\vec{U}_{Vд}$ удовлетворяет условию симметрии (2.16):

$$|\vec{U}_{Vд}| = \frac{|\vec{U}_{\text{лин}}|}{\sqrt{3}} = \frac{|\vec{U}'_{VW}|}{\sqrt{3}}. \quad (2.16)$$

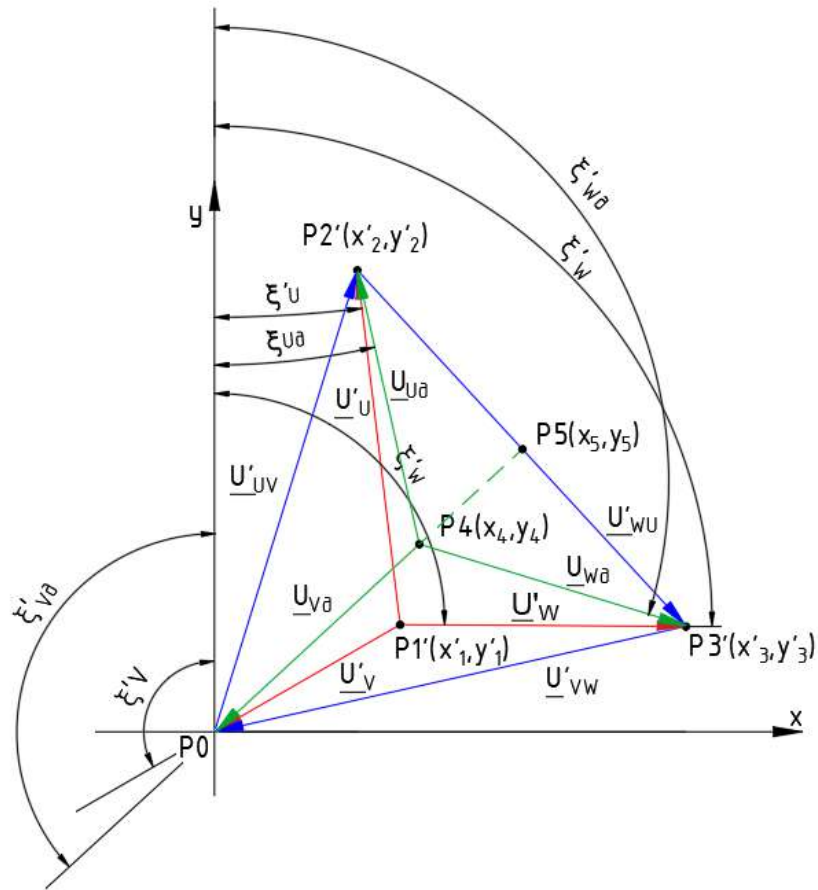


Рисунок 2.7 – Пояснение к расчету угловых положений относительно оси y

Далее получаем следующие выражения для координаты точки $P4$, принадлежащей прямой $P0P5$ (2.17):

$$\begin{cases} x_4 = \frac{|\vec{U}_{V\Delta}|}{\sqrt{1+k^2}}; \\ y_4 = \frac{|\vec{U}_{V\Delta}| \cdot k}{\sqrt{1+k^2}}, \end{cases} \quad (2.17)$$

или окончательно получаем систему (2.18):

$$\left\{ \begin{array}{l}
x_5 = \frac{x'_2 + x'_3}{2}; \\
y_5 = \frac{y'_2 + y'_3}{2}; \\
k = \frac{y_5}{x_5}; \\
x_4 = \frac{|\vec{U}'_{vw}|}{\sqrt{3(1+k^2)}}; \\
y_4 = \frac{|\vec{U}'_{vw}| \cdot k}{\sqrt{3(1+k^2)}}; \\
\xi'_U = \text{atan } 2(x'_2 - x'_1, y'_2 - y'_1); \\
\xi'_V = \frac{2\pi}{3}; \\
\xi'_W = \text{atan } 2(x'_3 - x'_1, y'_3 - y'_1); \\
\xi_{U_d} = \text{atan } 2(x'_2 - x_4, y'_2 - y_4); \\
\xi_{V_d} = \text{atan } 2(x'_3 - x_4, y'_3 - y_4); \\
\xi_{W_d} = \text{atan } 2(0 - x_4, 0 - y_4).
\end{array} \right. \quad (2.18)$$

На следующем этапе зададим пространственное положение векторов тока для двигательного режима работы электрической машины с помощью (2.19):

$$\left\{ \begin{array}{l}
\varphi = \arccos(\cos \varphi) \text{ при } \varphi \in [0, \frac{\pi}{2}) \cup (\frac{3\pi}{2}, 2\pi); \\
\xi_{I_U} = \xi_{U_d} - \varphi; \\
\xi_{I_V} = \xi_{V_d} - \varphi; \\
\xi_{I_W} = \xi_{W_d} - \varphi.
\end{array} \right. \quad (2.19)$$

Откуда углы сдвига между соответствующими векторами фазных напряжений относительно симметричной системы находятся как (2.20):

$$\begin{cases} \varphi_U = \xi_{U_d} - \xi'_U; \\ \varphi_V = \xi_{V_d} - \xi'_V; \\ \varphi_W = \xi_{W_d} - \xi'_W, \end{cases} \quad (2.20)$$

а в случае преобразованной системы напряжений и токов вычисляются по формулам (2.21):

$$\begin{cases} \varphi'_U = \xi_{I_U} - \xi'_U; \\ \varphi'_V = \xi_{I_V} - \xi'_V; \\ \varphi'_W = \xi_{I_W} - \xi'_W. \end{cases} \quad (2.21)$$

Совместное решение (2.17)–(2.21) позволяет определить углы φ'_U , φ'_V , φ'_W и их предельные значения, а также допустимые максимальные и минимальные значения $\cos \varphi$, при которых соблюдается условие (2.12) для всех возможных аварийных комбинаций силовых ячеек в рамках алгоритма смещения нейтрали.

На основании систем уравнений (2.6) и (2.17)–(2.21) с применением программы для ЭВМ [151] (Приложение А) выполнен расчет аварийных режимов работы для каскадного инвертора, содержащего 10 силовых ячеек в фазах. Данные расчета приведены на рисунках Б.2–Б.11 (Приложение Б), а недопустимые комбинации поясняются красными областями на рисунках 2.8–2.12, полученными при фиксированном значении числа силовых ячеек в фазе U. Под недопустимыми комбинациями следует понимать такие комбинации силовых ячеек, при которых невозможно получить симметрию линейных напряжений при фиксированном значении выходного напряжения, однако, в порядке исключения, определяемого разработчиком исходя из критериев сохранения работоспособности электропривода, система управления преобразователя частоты может быть переведена в аварийный режим функционирования с несимметричной системой выходных напряжений.

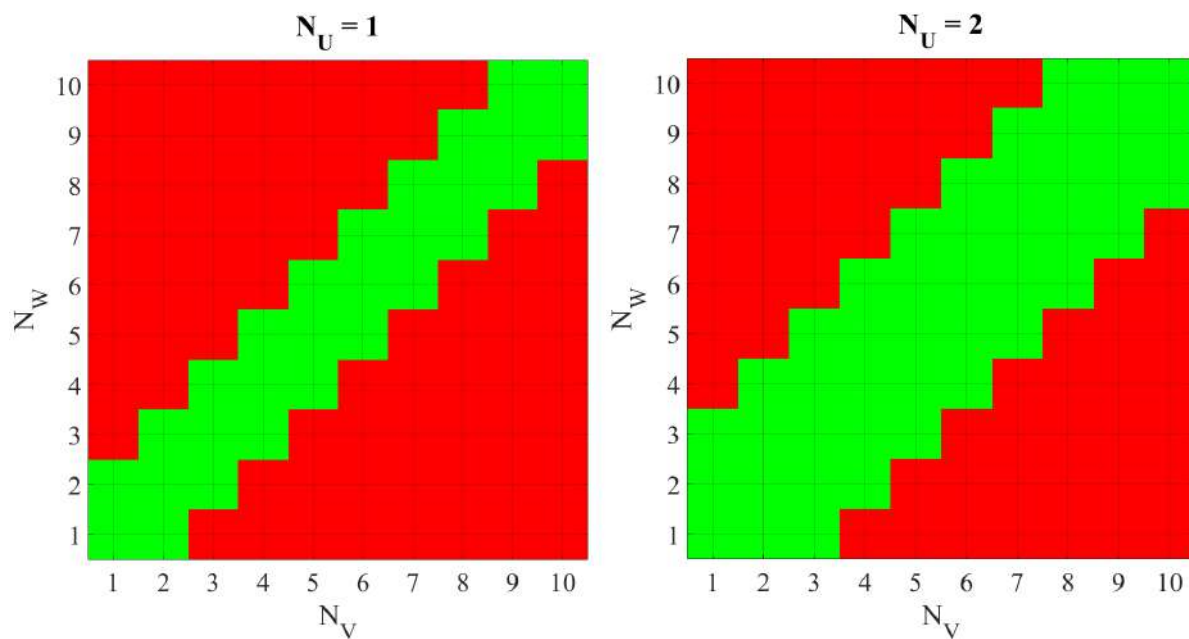


Рисунок 2.8 – Недопустимые комбинации силовых ячеек для $N_U = 1; 2$

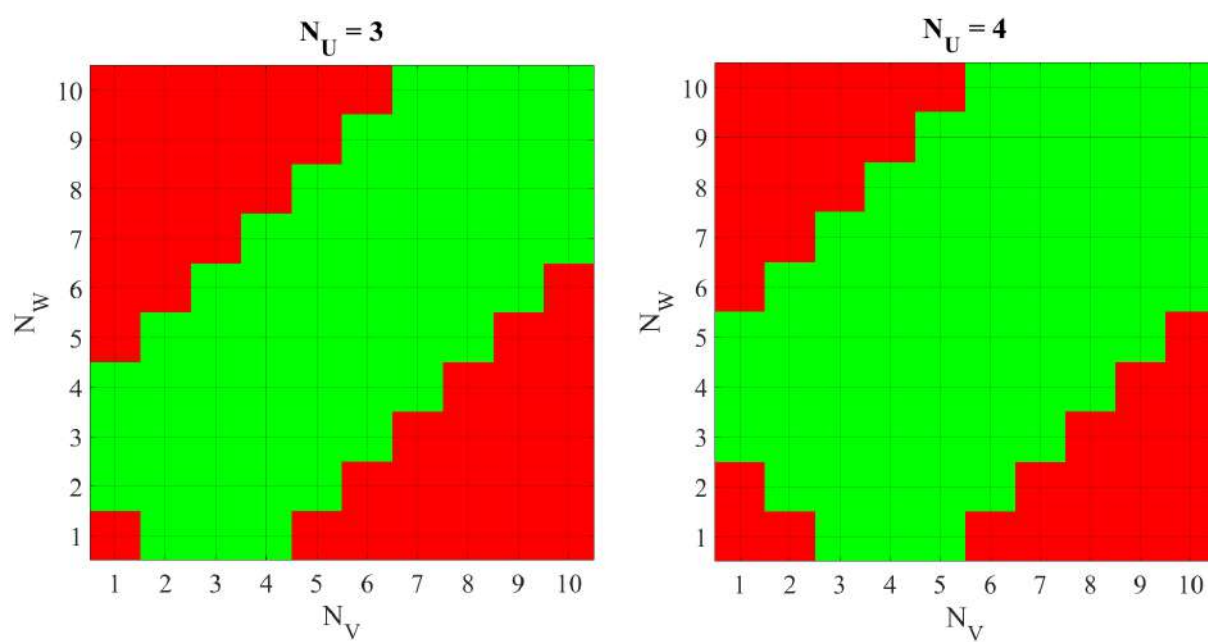


Рисунок 2.9 – Недопустимые комбинации силовых ячеек для $N_U = 3; 4$

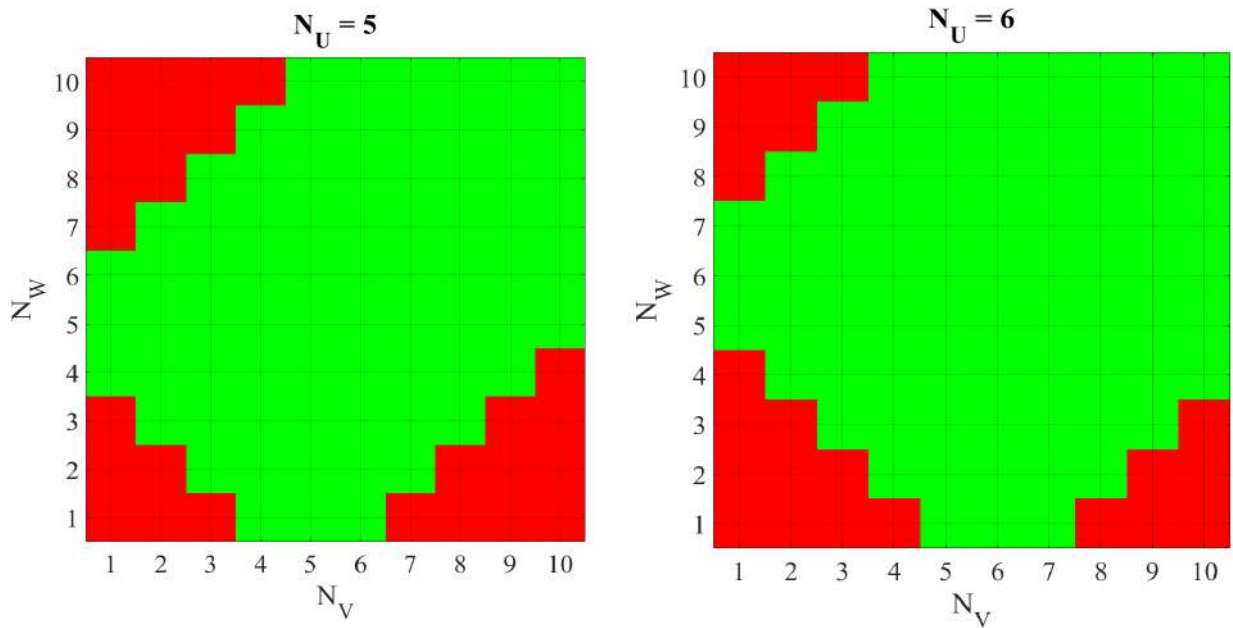


Рисунок 2.10 – Недопустимые комбинации силовых ячеек для $N_U = 5; 6$

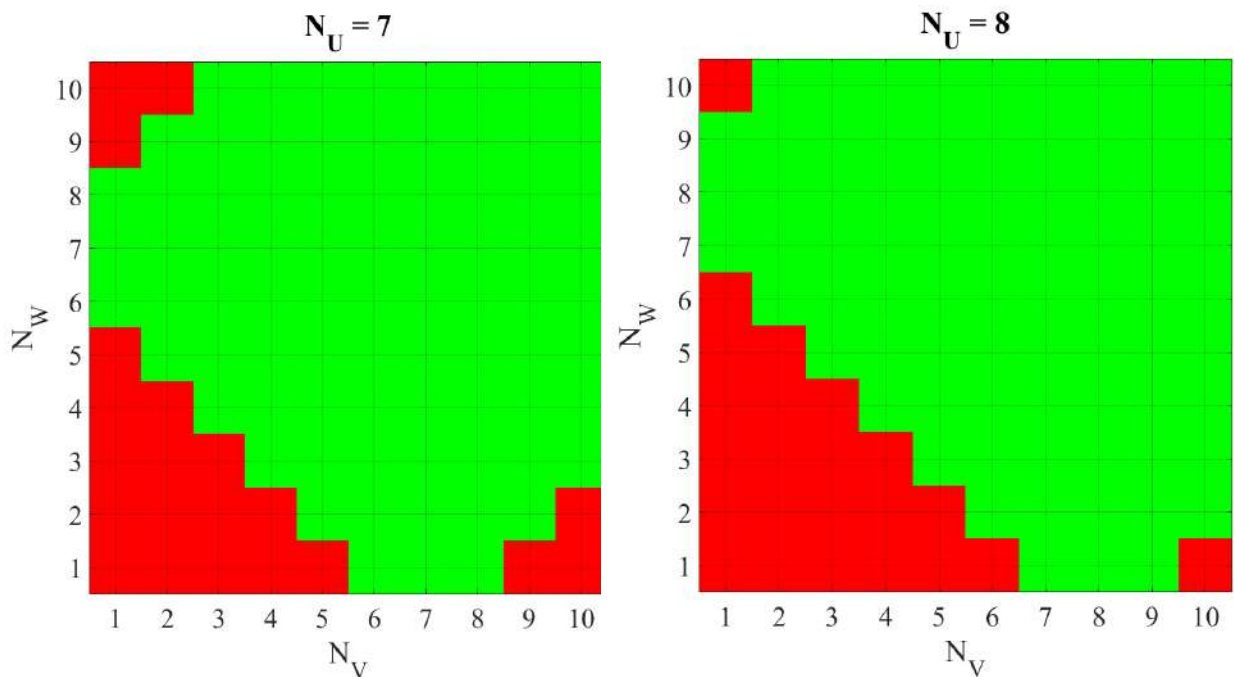


Рисунок 2.11 – Недопустимые комбинации силовых ячеек для $N_U = 7; 8$

Выполненный расчет покрывает широкий диапазон мощностей преобразователей частоты и позволяет использовать коэффициенты модифицированной матрицы обратного преобразования Э. Кларк в табличной форме записи без применения аналитического расчета в реальном масштабе времени. При необходимости

расширения данных в приложении Б разработанная программа для ЭВМ [151] обеспечивает возможность поиска допустимых комбинаций для любого числа силовых ячеек в фазах.

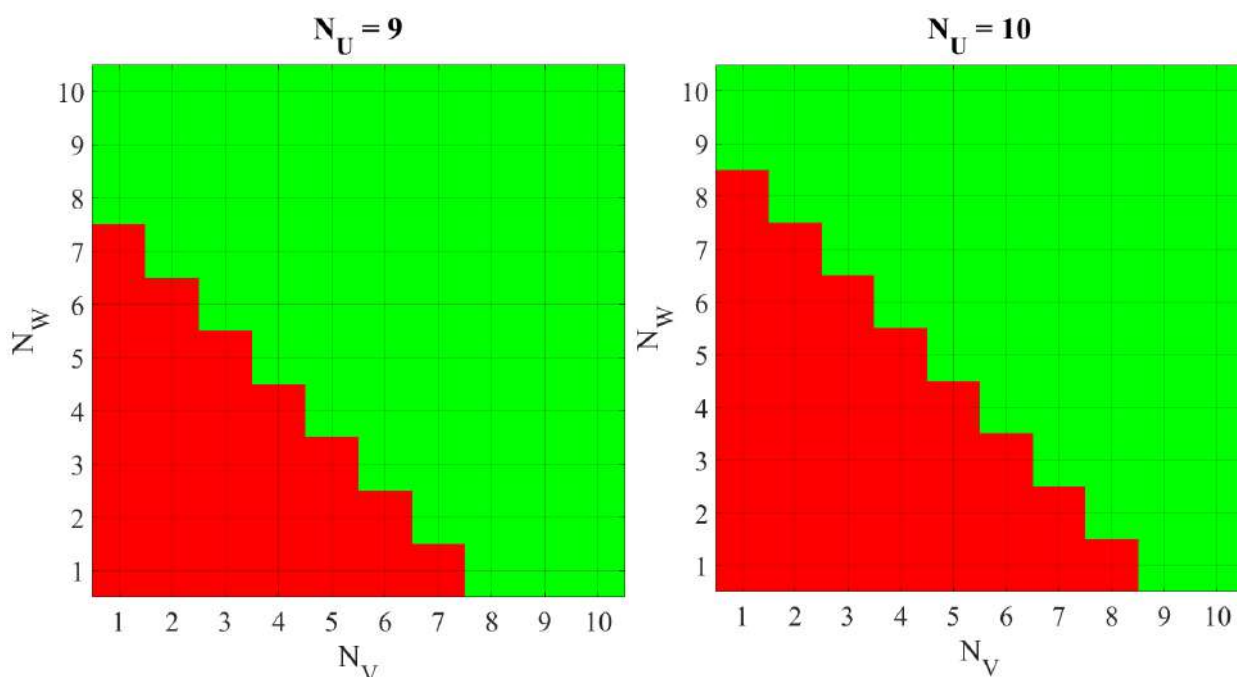


Рисунок 2.12 – Недопустимые комбинации силовых ячеек для $N_U = 9;10$

2.2 Координатные преобразования в гиперкомплексном пространстве

Как было показано в разделе 2.1, для практической реализации алгоритма смещения нейтральной точки ВПЧ на базе каскадного включения Н-мостов требуется выполнить расчет угловых сдвигов фазных напряжений и коэффициентов модифицированной матрицы обратного преобразования Э. Кларк для каждой возможной комбинации работоспособных силовых ячеек. Для 21-уровневого инвертора объем такой таблицы составляет тысячи записей (Приложение Б). Классический подход оперирует тремя независимыми фазными напряжениями, в то время как геометрическая задача включает в себя четыре взаимосвязанные составляющие (три фазных напряжения и нейтраль). В связи с этим для практической реализации синтезированного алгоритма представляется возможным воспользоваться

математическим аппаратом четырехмерных гиперкомплексных чисел, носящих название кватернионов [152, 153].

Кватернион Λ представляет собой обобщение функции комплексной переменной на четырехмерное гиперкомплексное пространство и имеет следующий вид [154]:

$$\Lambda = \lambda_0 + \lambda_1 \mathbf{q}_1 + \lambda_2 \mathbf{q}_2 + \lambda_3 \mathbf{q}_3, \quad (2.22)$$

где $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ – вещественные коэффициенты; $\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \mathbf{q}_3$ – мнимые единицы [155], для которых У. Гамильтоном были постулированы 10 правил произведения (2.23):

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_2 \mathbf{q}_3 &= -\mathbf{q}_3 \mathbf{q}_2 = \mathbf{q}_1; \\ \mathbf{q}_3 \mathbf{q}_1 &= -\mathbf{q}_1 \mathbf{q}_3 = \mathbf{q}_2; \\ \mathbf{q}_1 \mathbf{q}_2 &= -\mathbf{q}_2 \mathbf{q}_1 = \mathbf{q}_3; \\ \mathbf{q}_1^2 &= \mathbf{q}_2^2 = \mathbf{q}_3^2 = \mathbf{q}_1 \mathbf{q}_2 \mathbf{q}_3 = -1. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Некоммутативность математической операции умножения позволяет описывать произвольные угловые вращения векторов в трехмерном пространстве с единой точкой в начале координат. В свою очередь, сопряженная и обратная формы исходного кватерниона Λ находятся как:

$$\widehat{\Lambda} = \lambda_0 - \lambda_1 \mathbf{q}_1 - \lambda_2 \mathbf{q}_2 - \lambda_3 \mathbf{q}_3, \quad \Lambda^{-1} = \|\Lambda\|^{-1} \widehat{\Lambda} = |\Lambda|^{-2} \widehat{\Lambda},$$

где $|\Lambda|, \|\Lambda\|$ – модуль и норма кватерниона [152]:

$$|\Lambda| = \sqrt{\Lambda \widehat{\Lambda}} = \sqrt{\widehat{\Lambda} \Lambda} = \sqrt{\sum_{k=0}^3 \lambda_k^2}, \quad \|\Lambda\| = |\Lambda|^2.$$

Для математического представления трехфазных переменных в виде четырехмерного гиперкомплексного числа отбрасывается вещественная часть и в качестве базиса принимаются три мнимые единицы [152]:

$$\mathbf{X}_{ABC} = x_A \mathbf{q}_1 + x_B \mathbf{q}_2 + x_C \mathbf{q}_3,$$

здесь x_A, x_B, x_C – фазные напряжения, токи, потокосцепления и т. д.

В свою очередь, преобразование трехмерной мнимой компоненты посредством ее углового смещения с фиксированной начальной точкой осуществляется с помощью умножения слева на прямой, а справа на обратный кватернион перехода. Так, например, чисто мнимый кватернион $\mathbf{X}_{\alpha\beta 0}$ в неподвижной преобразованной системе координат $\alpha, \beta, 0$ и кватернион $\mathbf{X}_{ABC}$ в исходном базисе A, B, C связаны между собой в гиперкомплексной форме записи на основании равенства (2.24) [154, 155]:

$$\mathbf{X}_{ABC} = \Lambda_{\alpha\beta 0} \mathbf{X}_{\alpha\beta 0} \Lambda_{\alpha\beta 0}^{-1} = x_\alpha \mathbf{q}_1 + x_\beta \mathbf{q}_2 + x_0 \mathbf{q}_3, \quad (2.24)$$

где $\Lambda_{\alpha\beta 0}$ – кватернион преобразования трехмерной системы координат $\alpha, \beta, 0$ в A, B, C вида (2.22), в результате чего после выполнения соответствующих математических операций (2.23) с учетом (2.24) становятся справедливыми:

$$x_A = \|\Lambda_{\alpha\beta 0}\|^{-1} \left((\lambda_0^2 + \lambda_1^2 - \lambda_2^2 - \lambda_3^2)x_\alpha + 2(\lambda_1\lambda_2 - \lambda_0\lambda_3)x_\beta + 2(\lambda_1\lambda_3 + \lambda_0\lambda_2)x_0 \right); \quad (2.25)$$

$$x_B = \|\Lambda_{\alpha\beta 0}\|^{-1} \left(2(\lambda_2\lambda_1 + \lambda_0\lambda_3)x_\alpha + (\lambda_0^2 + \lambda_2^2 - \lambda_1^2 - \lambda_3^2)x_\beta + 2(\lambda_2\lambda_3 + \lambda_0\lambda_1)x_0 \right); \quad (2.26)$$

$$x_C = \|\Lambda_{\alpha\beta 0}\|^{-1} \left(2(\lambda_3\lambda_1 - \lambda_0\lambda_2)x_\alpha + 2(\lambda_3\lambda_2 + \lambda_0\lambda_1)x_\beta + (\lambda_0^2 + \lambda_3^2 - \lambda_1^2 - \lambda_2^2)x_0 \right). \quad (2.27)$$

В частном случае, когда $\|\mathbf{\Lambda}_{\alpha\beta 0}\|=1$, нормы исходного $\|\mathbf{X}_{\alpha\beta 0}\|$ и трансформированного $\|\mathbf{X}_{ABC}\|$ кватернионов равны друг другу, что обеспечивает инвариантность скалярных величин после преобразования Э. Кларк.

Равенство (2.24) можно также записать в традиционном векторно-матричном виде с помощью формулы (2.28) [156] по аналогии с (2.10):

$$\mathbf{x}_{ABC} = \begin{pmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{pmatrix} = \mathbf{L} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix}, \quad (2.28)$$

где $\mathbf{x}_{ABC}$, $\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}$ – алгебраические векторы-столбцы координат состояния электрической машины переменного тока в A , B , C и α , β , 0 базисах соответственно; $\mathbf{L}$ – квадратная матрица преобразования размерностью $\mathbf{L} = \dim 3 \times 3$, которая находится как (2.29):

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \cos(\varphi'_{UV}) & \sin(\varphi'_{UV}) & 1 \\ \cos(\varphi'_{WU}) & -\sin(\varphi'_{WU}) & 1 \end{pmatrix}, \quad (2.29)$$

или на основании (2.25)–(2.27) [154]:

$$\mathbf{L} = \|\mathbf{\Lambda}_{\alpha\beta 0}\|^{-1} \begin{pmatrix} \lambda_0^2 + \lambda_1^2 - \lambda_2^2 - \lambda_3^2 & 2(\lambda_1\lambda_2 - \lambda_0\lambda_3) & 2(\lambda_1\lambda_3 + \lambda_0\lambda_2) \\ 2(\lambda_2\lambda_1 + \lambda_0\lambda_3) & (\lambda_0^2 + \lambda_2^2 - \lambda_1^2 - \lambda_3^2) & 2(\lambda_2\lambda_3 + \lambda_0\lambda_1) \\ 2(\lambda_3\lambda_1 - \lambda_0\lambda_2) & 2(\lambda_3\lambda_2 + \lambda_0\lambda_1) & (\lambda_0^2 + \lambda_3^2 - \lambda_1^2 - \lambda_2^2) \end{pmatrix}.$$

В силу того что три мнимые единицы $\mathbf{q}_1$, $\mathbf{q}_2$, $\mathbf{q}_3$ имеют единичную кватернионную норму $\|\mathbf{q}_1\| = \|\mathbf{q}_2\| = \|\mathbf{q}_3\| = 1$ и образуют между собой правую тройку взаимно перпендикулярных векторов [154], нижеописанная аналитическая процедура

представления элементов квадратной матрицы $\mathbf{L}$ в гиперкомплексном пространстве справедлива только для случая $\det \mathbf{L} = \pm 1$, соответствующего ортогональному преобразованию (2.28).

Для получения расчетных соотношений между элементами $\mathbf{L}$ и вещественными коэффициентами $\Lambda_{\alpha\beta 0}$ воспользуемся ее следом

$$\text{tr} \mathbf{L} = 1 + 2 \cdot (2 \cdot \lambda_0^2 - 1) = 4\lambda_0^2 - 1,$$

или, иначе, в общей форме записи:

$$\text{tr} \mathbf{L} = a_{11} + a_{22} + a_{33} = \|\Lambda_{\alpha\beta 0}\|^{-1} (3\lambda_0^2 - \lambda_1^2 - \lambda_2^2 - \lambda_3^2) = \|\Lambda_{\alpha\beta 0}\|^{-1} (4\lambda_0^2 - \|\Lambda_{\alpha\beta 0}\|),$$

откуда λ_0 можно определить по формуле (2.30):

$$\lambda_0 = \pm \|\Lambda_{\alpha\beta 0}\| \frac{\sqrt{\text{tr} \mathbf{L} + 1}}{2}. \quad (2.30)$$

Далее, используя промежуточные равенства:

$$a_{32} - a_{23} = 4 \|\Lambda_{\alpha\beta 0}\|^{-1} \lambda_0 \lambda_1;$$

$$a_{13} - a_{31} = 4 \|\Lambda_{\alpha\beta 0}\|^{-1} \lambda_0 \lambda_2;$$

$$a_{21} - a_{12} = 4 \|\Lambda_{\alpha\beta 0}\|^{-1} \lambda_0 \lambda_3,$$

можно получить уравнения связи для остальных вещественных кватернионов (2.31)–(2.33) [155]:

$$\lambda_1 = \pm \left\| \Lambda_{\alpha\beta 0} \right\| \frac{a_{32} - a_{23}}{4\lambda_0} = \pm \left| \Lambda_{\alpha\beta 0} \right| \frac{a_{32} - a_{23}}{2\sqrt{tr\mathbf{L} + 1}}; \quad (2.31)$$

$$\lambda_2 = \pm \left\| \Lambda_{\alpha\beta 0} \right\| \frac{a_{13} - a_{31}}{4\lambda_0} = \pm \left| \Lambda_{\alpha\beta 0} \right| \frac{a_{13} - a_{31}}{2\sqrt{tr\mathbf{L} + 1}}; \quad (2.31)$$

$$\lambda_3 = \pm \left\| \Lambda_{\alpha\beta 0} \right\| \frac{a_{21} - a_{12}}{4\lambda_0} = \pm \left| \Lambda_{\alpha\beta 0} \right| \frac{a_{21} - a_{12}}{2\sqrt{tr\mathbf{L} + 1}}. \quad (2.33)$$

Как нетрудно заметить из (2.29), координаты базисных векторов $\mathbf{e}_1$, $\mathbf{e}_2$, $\mathbf{e}_3$ сформированы из соответствующих столбцов:

$$\mathbf{e}_1 = \begin{pmatrix} a_{11} \\ a_{21} \\ a_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ \cos(\varphi'_{UV}) \\ \cos(\varphi'_{WU}) \end{pmatrix}; \quad \mathbf{e}_2 = \begin{pmatrix} a_{12} \\ a_{22} \\ a_{32} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \sin(\varphi'_{UV}) \\ -\sin(\varphi'_{WU}) \end{pmatrix}; \quad \mathbf{e}_3 = \begin{pmatrix} a_{13} \\ a_{23} \\ a_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix},$$

И в общем случае вышеопределенные векторы $\mathbf{e}_1$, $\mathbf{e}_2$, $\mathbf{e}_3$ не являются ни ортогональными, ни нормированными. Для исключения влияния нормы кватерниона с учетом ортогональности трех мнимых единиц на расчетные соотношения (2.30)–(2.33) выполним ортонормирование полученной системы базисных векторов на основании метода Грама – Шмидта [156], реализуемой при помощи последовательного построения ортогонального базиса $\{\mathbf{e}_1^*, \mathbf{e}_2^*, \mathbf{e}_3^*\}$ за счет вычитания из каждого последующего вектора его проекций на уже построенные взаимно перпендикулярные векторы.

Для этого, согласно [157], первый базисный вектор ориентируется по направлению с $\mathbf{e}_1$, то есть:

$$\mathbf{e}_1^* = \mathbf{e}_1 = \begin{pmatrix} a_{11}^* & a_{21}^* & a_{31}^* \end{pmatrix}^T.$$

В свою очередь, координаты $\mathbf{e}_2^*$ и $\mathbf{e}_3^*$ находятся как:

$$\mathbf{e}_2^* = \begin{pmatrix} a_{12}^* & a_{22}^* & a_{32}^* \end{pmatrix}^T = \mathbf{e}_2 + \alpha \mathbf{e}_1^*;$$

$$\mathbf{e}_3^* = \begin{pmatrix} a_{13}^* & a_{23}^* & a_{33}^* \end{pmatrix}^T = \mathbf{e}_3 + \alpha_1 \mathbf{e}_1^* + \alpha_2 \mathbf{e}_2^*,$$

где α , α_1 , α_2 – вещественные коэффициенты, определяемые из требования ортогональности базисных векторов, которое в матричной форме записи имеет следующий вид [154]:

$$\mathbf{e}_i^T \mathbf{e}_j^* = \left(\mathbf{e}_j^* \right)^T \mathbf{e}_i^* = 0,$$

из него следует [158]:

$$\alpha_{k-1} = -\left\| \mathbf{e}_{k-1}^* \right\|^{-2} \mathbf{e}_k^T \mathbf{e}_{k-1}^*,$$

откуда:

$$\alpha = -\left\| \mathbf{e}_1^* \right\|^{-2} \mathbf{e}_2^T \mathbf{e}_1^* = -\left\| \mathbf{e}_1^* \right\|^{-2} (a_{12}a_{11} + a_{22}a_{21} + a_{32}a_{31});$$

$$\alpha_1 = -\left\| \mathbf{e}_1^* \right\|^{-2} \mathbf{e}_3^T \mathbf{e}_1^* = -\left\| \mathbf{e}_1^* \right\|^{-2} (a_{13}a_{11} + a_{23}a_{21} + a_{33}a_{31});$$

$$\alpha_2 = -\left\| \mathbf{e}_2^* \right\|^{-2} \mathbf{e}_3^T \mathbf{e}_2^* = -\left\| \mathbf{e}_2^* \right\|^{-2} (a_{13}a_{12} + a_{23}a_{22} + a_{33}a_{32}),$$

где $\left\| \mathbf{e}_1^* \right\|$, $\left\| \mathbf{e}_2^* \right\|$ – евклидовы нормы $\mathbf{e}_1^*$ и $\mathbf{e}_2^*$:

$$\left\| \mathbf{e}_1^* \right\| = \sqrt{(a_{11}^2) + (a_{21}^2) + (a_{31}^2)}, \quad \left\| \mathbf{e}_2^* \right\| = \sqrt{(a_{12}^2) + (a_{22}^2) + (a_{32}^2)}.$$

На заключительном этапе для полученной ортогональной системы базисных векторов выполняется нормирование $\mathbf{e}_1^*, \mathbf{e}_2^*, \mathbf{e}_3^*$ путем деления каждого элемента столбца на собственную евклидову норму, что обеспечивает

$$\det \mathbf{L}^* = \pm 1; (\mathbf{L}^*)^{-1} = (\mathbf{L}^*)^T,$$

в результате чего исходная матрица преобразования координат $\mathbf{L}$ принимает следующий вид:

$$\mathbf{L}^* = \begin{pmatrix} \|\mathbf{e}_1^*\|^{-1} a_{11}^* & \|\mathbf{e}_2^*\|^{-1} a_{12}^* & \|\mathbf{e}_3^*\|^{-1} a_{13}^* \\ \|\mathbf{e}_1^*\|^{-1} a_{21}^* & \|\mathbf{e}_2^*\|^{-1} a_{22}^* & \|\mathbf{e}_3^*\|^{-1} a_{23}^* \\ \|\mathbf{e}_1^*\|^{-1} a_{31}^* & \|\mathbf{e}_2^*\|^{-1} a_{32}^* & \|\mathbf{e}_3^*\|^{-1} a_{33}^* \end{pmatrix}.$$

В итоге, подставляя элементы $\mathbf{L}^*$ в формулы (2.30)–(2.33) с учетом того, что $|\Lambda_{\alpha\beta 0}| = \|\Lambda_{\alpha\beta 0}\| = 1$, могут быть получены необходимые вещественные коэффициенты кватерниона $\Lambda_{\alpha\beta 0}$ координатных преобразований, обеспечивающего инвариантность скалярного произведения. Так, например, для состояния силовых модулей $N_U = 4$, $N_V = 6$, $N_W = 6$ с $\phi'_{UV} = \phi'_{WU} = 130,52^\circ$ вещественные коэффициенты кватерниона перехода равны:

$$\lambda_0 = 0,8606; \lambda_1 = -0,3566; \lambda_2 = 0,3354; \lambda_3 = -0,1389.$$

При этом также необходимо отметить, что вследствие нормирования столбцов модифицированной матрицы вида (2.29) амплитудные значения трехфазных гармонических сигналов после обратного преобразования Э. Кларк изменяются. Для компенсации этого эффекта в прямой канал блока ШИМ необходимо вводить

согласующие коэффициенты μ_A , μ_B , μ_C , которые представляют собой величины, обратные нормам строк матрицы $\mathbf{L}$ (2.34)–(2.36):

$$\mu_A = \frac{1}{\sqrt{(\lambda_0^2 + \lambda_1^2 - \lambda_2^2 - \lambda_3^2)^2 + (2(\lambda_1\lambda_2 - \lambda_0\lambda_3))^2 + (2(\lambda_1\lambda_3 + \lambda_0\lambda_2))^2}}. \quad (2.34)$$

$$\mu_B = \frac{1}{\sqrt{(2(\lambda_2\lambda_1 + \lambda_0\lambda_3))^2 + ((\lambda_0^2 + \lambda_2^2 - \lambda_1^2 - \lambda_3^2))^2 + (2(\lambda_2\lambda_3 + \lambda_0\lambda_1))^2}}. \quad (2.35)$$

$$\mu_C = \frac{1}{\sqrt{(2(\lambda_3\lambda_1 - \lambda_0\lambda_2))^2 + (2(\lambda_3\lambda_2 + \lambda_0\lambda_1))^2 + (\lambda_0^2 + \lambda_3^2 - \lambda_1^2 - \lambda_2^2)^2}}. \quad (2.36)$$

Вычисляя масштабирующие значения по формулам (2.34)–(2.36) и подставляя полученные численные значения вещественных коэффициентов кватерниона $\Lambda_{\alpha\beta 0}$ для состояния отказа $N_U = 4$, $N_V = 6$, $N_W = 6$ и при $x_0 = 0$, при котором коэффициенты a_{13} , a_{23} , a_{33} необходимо исключить из расчета (2.34)–(2.36), можно получить:

$$\mu_A = 1,3587; \mu_B = 1,1719; \mu_C = 1,1716.$$

Результаты численного расчета по формулам (2.9), (2.25)–(2.27), (2.34)–(2.36) приведены в Приложении В, а на рисунке 2.13 представлены графические зависимости координатного преобразования с помощью направляющих косинусов вида (2.9) с последующим умножением на коэффициент масштабирования k от числа силовых ячеек, который для выбранной комбинации $N_U = 4$, $N_V = 6$, $N_W = 6$ соответственно равен:

$$k = (0,667 \ 1 \ 1)^T.$$

На рисунках 2.14 и 2.15 приведены результаты практической реализации координатного преобразования в рамках математического аппарата

гиперкомплексных чисел. Как видно из рисунка 2.14, амплитудные значения гармонических фазных напряжений искажены, а применение ранее полученных коэффициентов масштабирования (2.34)–(2.36) и коэффициентов масштабирования от числа силовых ячеек восстанавливает данные величины до уровня, показанному на рисунке 2.13, что подтверждается сравнением методов координатных преобразований, которое иллюстрируется рисунком 2.16.

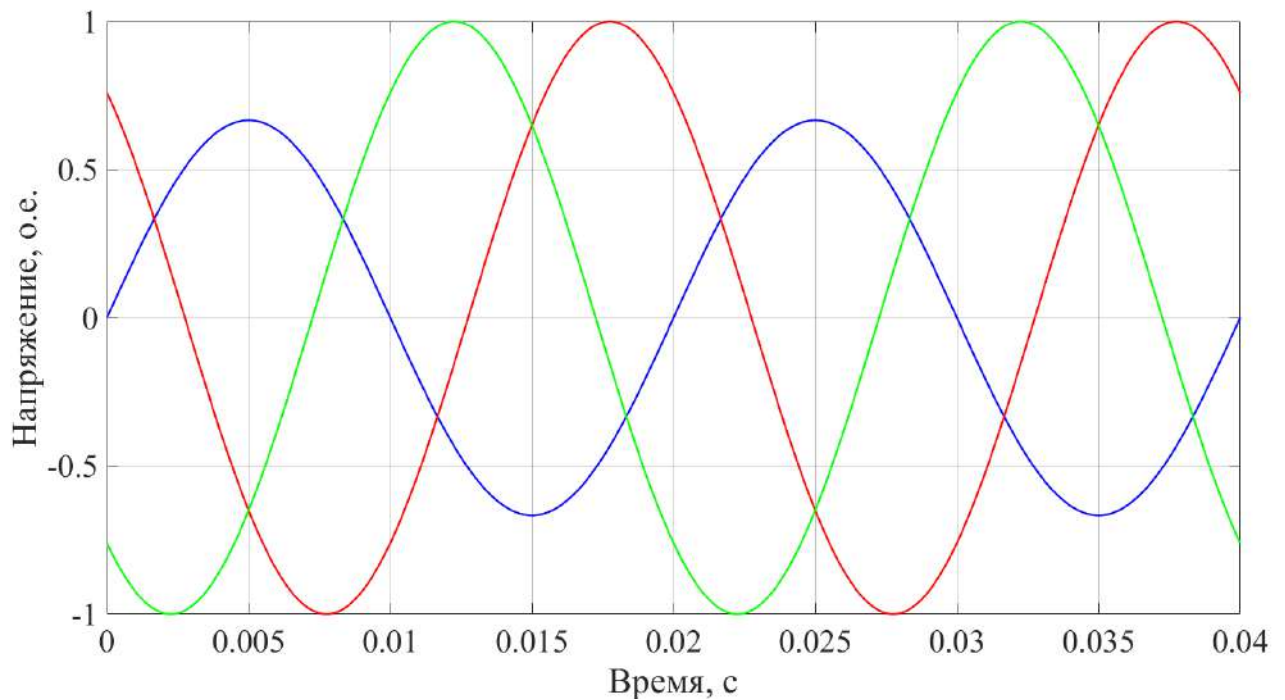


Рисунок 2.13 – Результат координатного преобразования по формулам (2.9) для модифицированного обратного преобразования Э. Кларк

Далее выполним сравнение вычислительных затрат на техническую реализацию координатных преобразований с помощью векторно-матричной и кватернионной форм представления, не привязываясь к определенной аппаратной платформе. Сравнение проведем по общему количеству базовых операций и хранимой памяти. Результаты сравнения приведены в таблице 2.1.

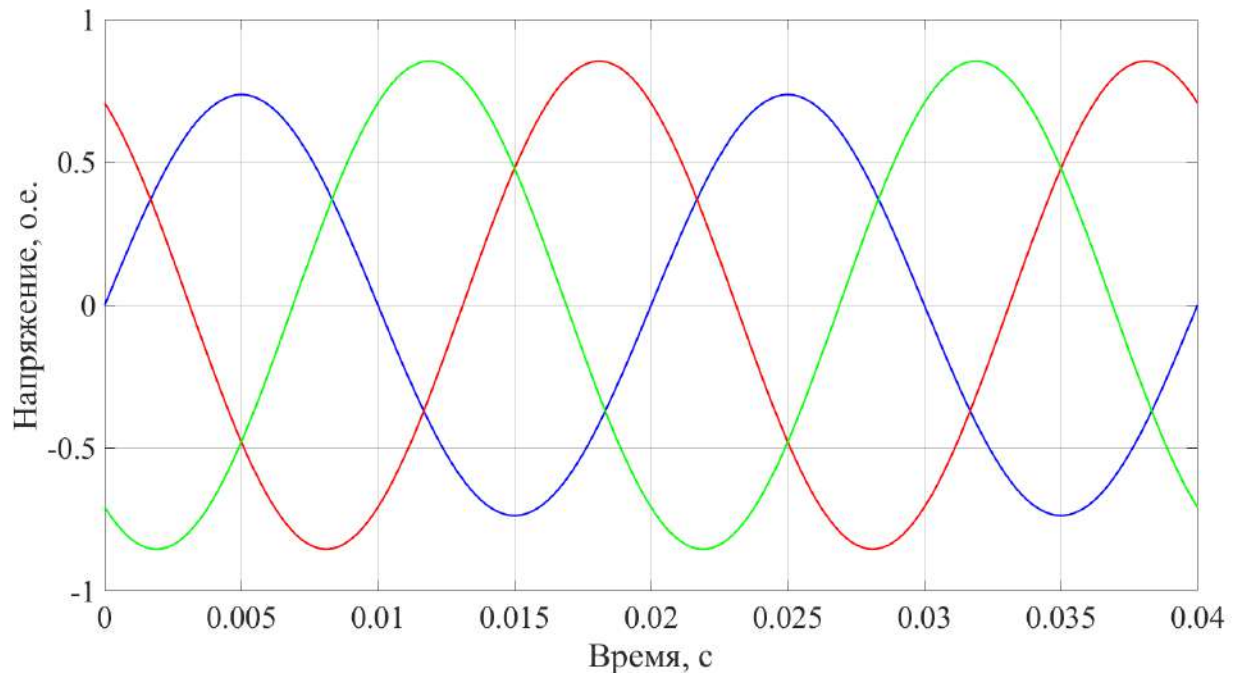


Рисунок 2.14 – Результат координатного преобразования по формулам (2.25)–(2.27) с применением кватернионов без масштабирования

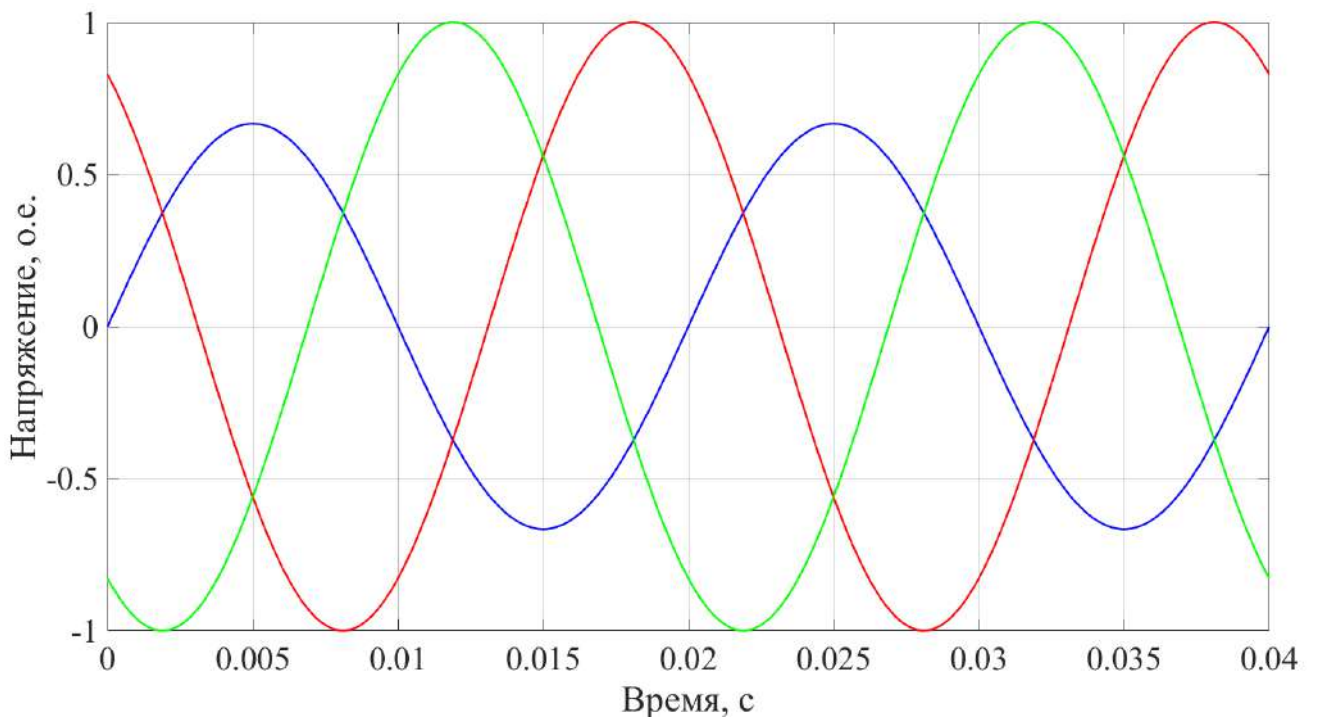


Рисунок 2.15 – Результат координатного преобразования по формулам (2.25)–(2.27) с применением кватернионов с последующим масштабированием по формулам (2.34)–(2.36)

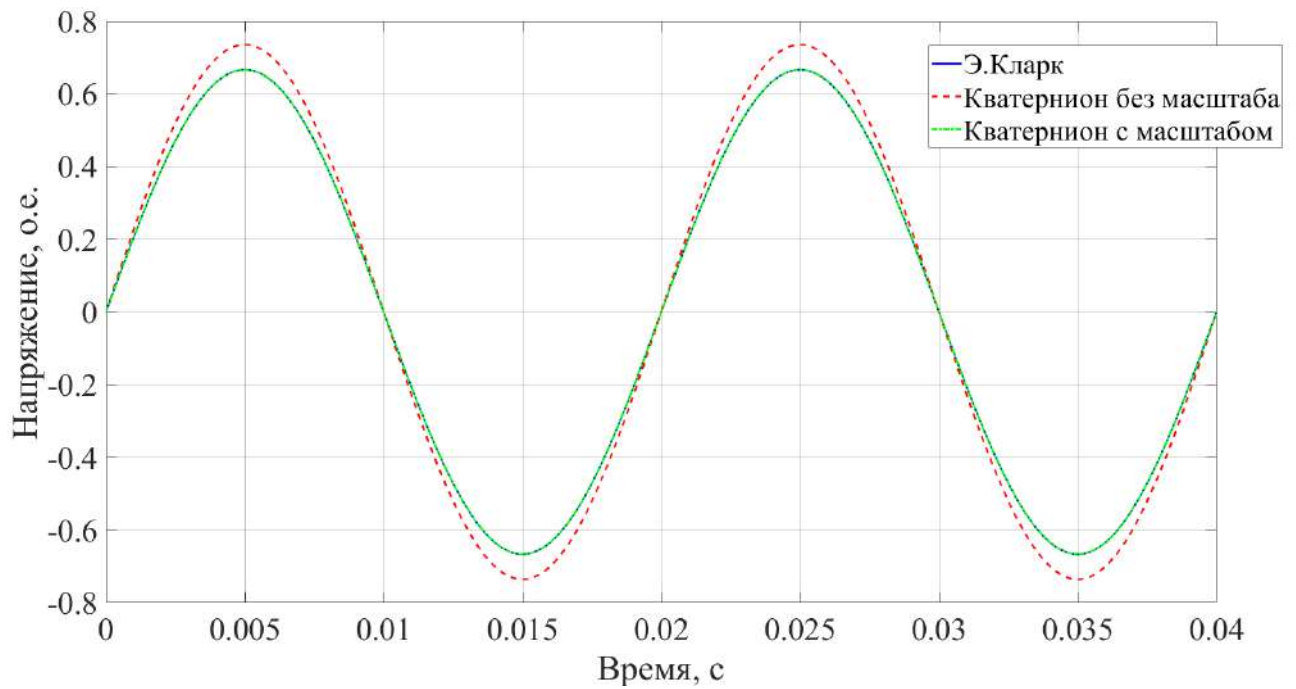


Рисунок 2.16 – Сравнение методов координатных преобразований относительно напряжения фазы А

Таблица 2.1 – Сравнение вычислительной сложности координатных преобразований

№	Вариант	<i>Mul</i> , шт.	<i>Add</i> , шт.	<i>Sqrt</i> , шт.	<i>Div</i> , шт.	<i>Trig</i> , шт.	ПЗУ, байт	Всего опера- ций
1	Матрица Э. Кларк с хранением 4 предрассчитанных значений триго- нометрических констант	7	2	0	0	0	16	9
2	Матрица Э. Кларк с хранением 4 предрассчитанных значений триго- нометрических констант с оптими- зацией масштабирования	5	2	0	0	0	20	7
3	Матрица Э. Кларк с хранением 2 предрассчитанных углов	7	2	0	0	4	8	13
4	Кватернион с хранением предрас- считанных вещественных коэффи- циентов	28	17	3	3	0	16	51
5	Кватернион с хранением предрас- считанных констант и коэффици- ентов масштабирования	9	3	0	0	0	36	12
6	Кватернион с хранением предрас- считанных констант с оптимиза- цией масштабирования	6	3	0	0	0	24	9

Анализируя число операций и занимаемый объем памяти, следует остановиться на позициях 1–3 и 6 в таблице 2.1. Модифицированное преобразование Э. Кларк (2.9) требует меньше математических операций, а при хранении только предрассчитанных углов с вычислением тригонометрических функций «на лету», например с помощью встроенных аппаратных функций контроллера (сопроцессор *COORDIC, TMU*), может обеспечить двойную экономию по памяти ПЗУ. Напротив, представление координатных преобразований в кватернионной форме не дает преимуществ ни в занимаемой памяти, ни в скорости вычисления.

Тем не менее использование кватерниона в предлагаемом алгоритме смещения нейтральной точки обусловлено не вычислительными, а топологическими и структурными соображениями. Классическая матрица поворота 3×3 , даже будучи представленной минимальным набором из двух углов и масштабирующего коэффициента, страдает от принципиального недостатка – сингулярности параметризации, известной как «складывание карданова подвеса» (*gimbal lock*). При этом в окрестности некоторых положений одна степень свободы вырождается, а управляющие сигналы претерпевают разрывы. Кватернион, напротив, задает вращение в трехмерном пространстве четырьмя параметрами с единственной связью $|\Lambda_{\alpha\beta 0}| = \|\Lambda_{\alpha\beta 0}\| = 1$, что обеспечивает глобально непрерывное и взаимно однозначное (с точностью до знака) соответствие между элементами группы $SO(3)$ и точками сферы S^3 . Для задачи последовательного шунтирования силовых ячеек, когда число рабочих ячеек и параметры смещения нейтрали меняются дискретно, но с возможным переходом через сингулярные конфигурации, это свойство становится критическим: кватернионное описание гарантирует отсутствие скачкообразных изменений задающих сигналов, чего не может обеспечить ни одна параметризация, использующая эйлеровы углы или направляющие косинусы. Таким образом, кватернион выбирается не как средство ускорения вычислений, а как математически корректный аппарат для описания поворотов в условиях априорно неизвестной и изменяющейся конфигурации силовой части преобразователя.

В силу того что кватернионное преобразование координат не распространено в промышленных преобразователях частоты, в главе 3 реализация смещения нейтральной точки будет выполнена на основе модифицированного преобразования Э. Кларк.

2.3 Обобщение преобразований на многофазные системы

В разделе 2.1 настоящей диссертации разработано математическое описание алгоритма смещения нейтральной точки для трехфазных многоуровневых инверторов с топологией *ML-SCHB*, базирующееся на решении системы нелинейных уравнений. Полученные таблицы допустимых комбинаций (Приложение Б) наглядно демонстрируют преимущество предложенного алгоритма перед традиционными методами резервирования.

Вместе с тем современные высоковольтные электроприводы ответственного назначения все чаще диктуют необходимость перехода к многофазным конфигурациям, что обусловлено требованиями повышения надежности, снижения пульсаций момента и распределения мощности. Поэтому в разделе 2.3 предлагается обобщение модифицированного преобразования Э. Кларк на произвольное число фаз P , топология которого показана на рисунке 2.17.

Ниже будут приведены формулы для общего случая фаз, позволяющие формировать модифицированные фазные задания на блок предмодулятора независимо от размерности системы. При этом частный случай $P = 3$ полностью совпадает с результатами раздела 2.1. Таким образом, предлагаемый ниже аппарат обеспечивает единство подхода к управлению многоуровневыми преобразователями частоты при аварийных и поставарийных режимах для любого числа фаз и любого числа силовых ячеек в фазе.

Для многофазных систем выражение (2.10) может быть переписано следующим образом (2.37):

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_P \end{pmatrix} = \mathbf{k} \circ V \cdot \mathbf{L}_P \times \begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \\ U_0 \end{pmatrix}, \quad (2.37)$$

где U_1, U_2, U_P – фазные напряжения, поступающие на блок предмодулятора, U_α, U_β, U_0 – напряжения на выходе обратного преобразования Парка – Горева, $V \in R$ – масштабирующий (согласующий) коэффициент для элементов матрицы, $\mathbf{k}$ – вектор-столбец масштабирующих коэффициентов итоговых фазных заданий.

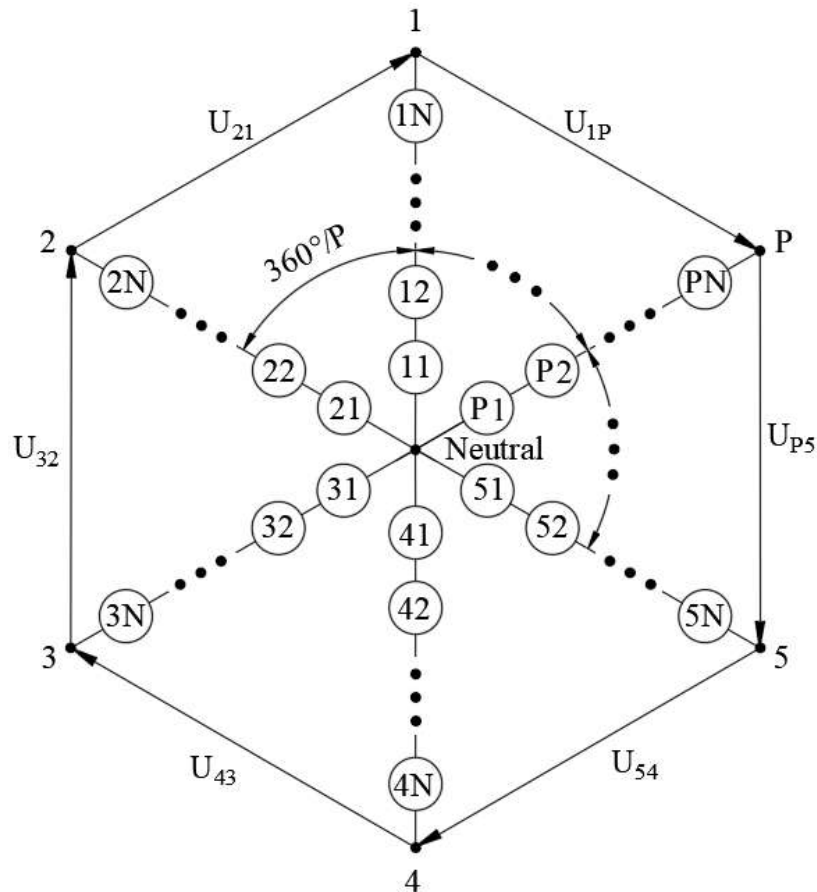


Рисунок 2.17 – P -фазный каскадный инвертор с N -числом силовых ячеек в фазах

Матрица $\mathbf{L}_P$ имеет размерность $\dim \mathbf{L}_P = P \times 3$ для систем с выводом нейтрали и $\dim \mathbf{L}_P = P \times 2$ для систем с изолированной нейтралью.

Стандартная матрица Э. Кларк для преобразования симметричной многофазной системы имеет вид (2.38) [159]:

$$\mathbf{L}_P = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \cos(\theta_1) & -\sin(\theta_1) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\theta_P) & -\sin(\theta_P) & 1 \end{pmatrix}, \quad (2.38)$$

где θ – угол между фазными напряжениями, который в симметричной системе определяется как:

$$\theta_k = \frac{2(k-1)\pi}{P}, k=1,2,\dots,P.$$

В свою очередь, для систем скалярного управления, в структуре которых классически не используются координатные преобразования, предыскажения фазных заданий на блок предмодулятора можно выполнить, применив двойное координатное преобразование (2.39):

$$\begin{pmatrix} U'_1 \\ U'_2 \\ \vdots \\ U'_P \end{pmatrix} = \mathbf{k} \circ V \cdot \mathbf{Y}_P \times \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_P \end{pmatrix}, \quad (2.39)$$

где $\mathbf{Y}_P$ – матрица, полученная в результате перемножения матрицы Э. Кларк (2.38) и обобщенной матрицы прямого преобразования Парка – Горева [42]. Для многофазных систем с выводом нейтрали она может быть записана в виде (2.40), а для систем с изолированной нейтралью – в виде (2.41):

$$\mathbf{Y}_P = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} & \cdots & y_{1P} \\ y_{21} & y_{22} & \cdots & y_{2P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{P1} & y_{P2} & \cdots & y_{PP} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \cos(\theta_1) & -\sin(\theta_1) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\theta_P) & -\sin(\theta_P) & 1 \end{pmatrix} \times \frac{2}{P} \begin{pmatrix} \cos(\gamma_1) & \cos(\gamma_2) & \cdots & \cos(\gamma_P) \\ \sin(\gamma_1) & \sin(\gamma_2) & \cdots & \sin(\gamma_P) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \cdots & \frac{1}{2} \end{pmatrix}; \quad (2.40)$$

$$\mathbf{Y}_P = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \cos(\theta_1) & -\sin(\theta_1) \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\theta_P) & -\sin(\theta_P) \end{pmatrix} \times \frac{2}{P} \begin{pmatrix} \cos(\gamma_1) & \cos(\gamma_2) & \cdots & \cos(\gamma_P) \\ \sin(\gamma_1) & \sin(\gamma_2) & \cdots & \sin(\gamma_P) \end{pmatrix}, \quad (2.41)$$

где γ_k – угол для симметричной системы, который определяется как:

$$\gamma_k = \frac{2(k-1)\pi}{P}, \quad k = 1, 2, \dots, P.$$

Матрица $\mathbf{Y}_P$ имеет размерность $\dim \mathbf{Y}(m) = P \times P$ независимо от способа подключения нейтрали.

Следует также отметить, что ограничение, принятое в разделе 2.1 для трехфазной системы, – выходное напряжение дискретными уровнями – не позволяет разрешить задачу поиска смещения нейтральной точки для многофазных систем. Это иллюстрируется на рисунке 2.18 для $P = 6$ и при $N_1 = 5$, $N_2 = 5$, $N_3 = 5$, $N_4 = 4$, $N_5 = 5$, $N_6 = 5$. Числами на рисунке обозначены амплитудные значения фазных напряжений в относительных единицах. В свою очередь, согласующие коэффициенты k_k для каждой фазы рассчитываются по следующей формуле (2.42):

$$k_k = \frac{U'_k}{N_k \cdot U_{DC}}, \text{ o. e.}, \quad (2.42)$$

где U'_k – фазное напряжение к фазы после решения задачи симметрирования, N_k – общее число силовых ячеек в к фазе.

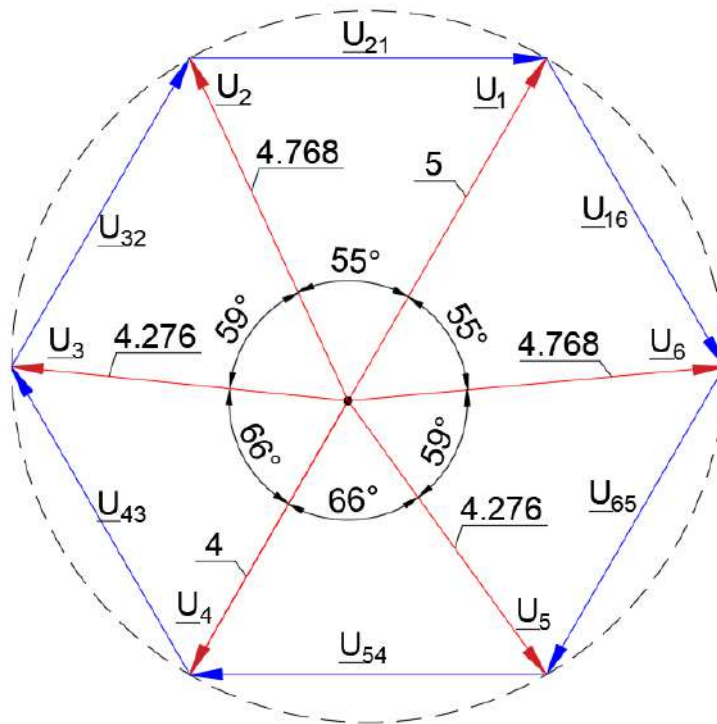


Рисунок 2.18 – Применение алгоритма смещения нейтральной точки для 6-фазной системы напряжений

В силу того что система становится более ограниченной за счет введения большего числа фаз, нейтральная точка системы фазных напряжений располагается всегда внутри многоугольника, образованного симметричными линейными напряжениями. При этом диаметр описанной окружности многоугольника определяется модулем диагонально расположенных фаз или пар фаз в случае их нечетного количества. При этом положение нейтральной точки достоверно определяется любыми тремя амплитудами фазных напряжений.

Следует заметить, что при отказе силовых ячеек только в одной фазе поиск решения для четных многофазных систем (4, 6, 12 и т. д.) существенно упрощается.

Вектор напряжения поврежденной фазы совмещается с диагональю многоугольника, а положение нейтральной точки определяется модулем напряжения поврежденной фазы. При этом остальные векторы фазных напряжений образуют симметрию относительно этой диагонали (рисунок 2.18). Тогда радиус описанной окружности определяется полусуммой напряжений поврежденной фазы и диагонально расположенной (2.43):

$$R = \frac{|\vec{U}_k| + |\vec{U}_{k_{\text{сим}}}|}{2}, \quad (2.43)$$

где

$$k_{\text{сим}} = \begin{cases} k + \frac{P}{2}, & \text{если } k \leq \frac{P}{2}; \\ k - \frac{P}{2}, & \text{если } k > \frac{P}{2}. \end{cases}$$

Затем исходя из значения радиуса (2.44) могут быть определены стороны правильного P -угольника согласно формуле (2.45):

$$R = \frac{|\vec{U}_{k_{\text{сим}}}|}{2} = \frac{N_{k_{\text{сим}}} \cdot U_{DC}}{2}. \quad (2.44)$$

$$d(i) = U_{\text{лин}} \cdot \frac{\sin(\frac{i \cdot \pi}{P})}{\sin(\frac{\pi}{P})}, \quad (2.45)$$

где $2 \leq i \leq (P-2)$ – количество вершин по меньшему пути, причем для наибольшей диагонали справедливо:

$$i = \left\lfloor \frac{P}{2} \right\rfloor; \quad U_{\text{лин}} = 2 \cdot R \cdot \sin \frac{\pi}{P}.$$

Дальнейшие вычисления можно выполнить аналогично формулам, предложенным в разделе 2.1, с учетом того, что теперь необходимо находить модуль вектора фазных напряжений для расчета согласующих коэффициентов (2.42).

Для многофазных систем теоретически существует возможность работы без одной фазы (рисунок 2.19), при этом нейтральная точка смещается в вершину правильного P -угольника, а радиус описанной окружности для многоугольника с четным числом вершин не может превышать максимальное напряжение симметрично расположенной от поврежденной фазы (2.43). А для многоугольника с нечетным числом вершин следует ограничить длину наибольшей диагонали (2.44).

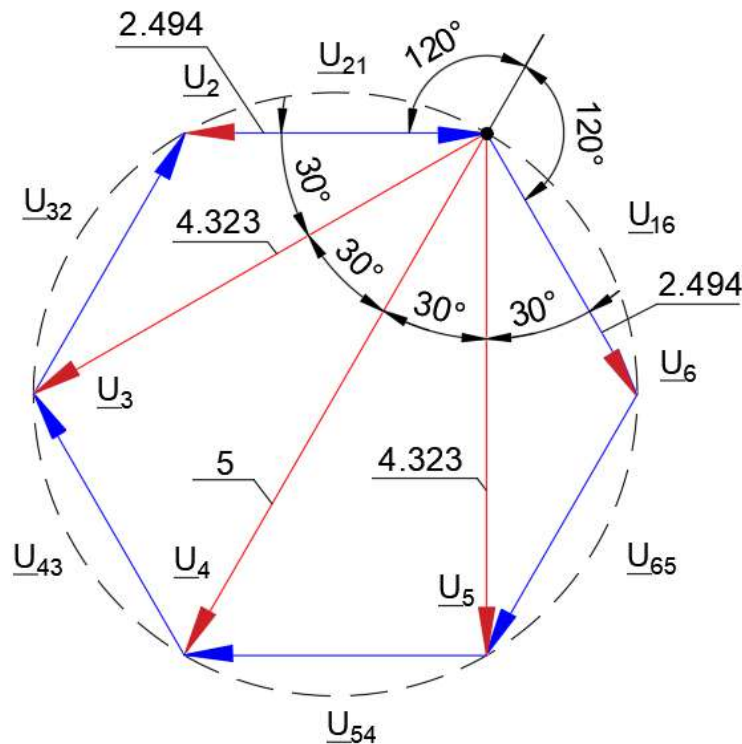


Рисунок 2.19 – Пример смещения нейтральной точки при отказе одной из стоек многофазного инвертора

В случае повреждения силовых ячеек в нескольких фазах инвертора для поиска нового положения нейтральной точки необходимо проверять условие сходимости решения (2.46):

$$|\vec{U}'_k| \leq N_k \cdot U_{DC}. \quad (2.46)$$

При невыполнении условия (2.46) необходимо уменьшать модуль смежных фаз до достижения его выполнения.

На рисунке 2.20 показан пример для $P=6$ и при $N_1=5$, $N_2=5$, $N_3=5$, $N_4=4$, $N_5=5$, $N_6=4$, а рисунок 2.21 иллюстрирует аварийную ситуацию для $P=5$ и при $N_1=2$, $N_2=5$, $N_3=5$, $N_4=5$, $N_5=3$.

Несоблюдение этого условия приводит к нахождению решения с фазными напряжениями больше допустимого, как это показано на рисунке 2.22 для $P=12$ и при $N_{1-3;5-12}=6$, $N_4=4$. Красным цветом отмечены вектора фазных напряжений нарушающие условие (2.46).

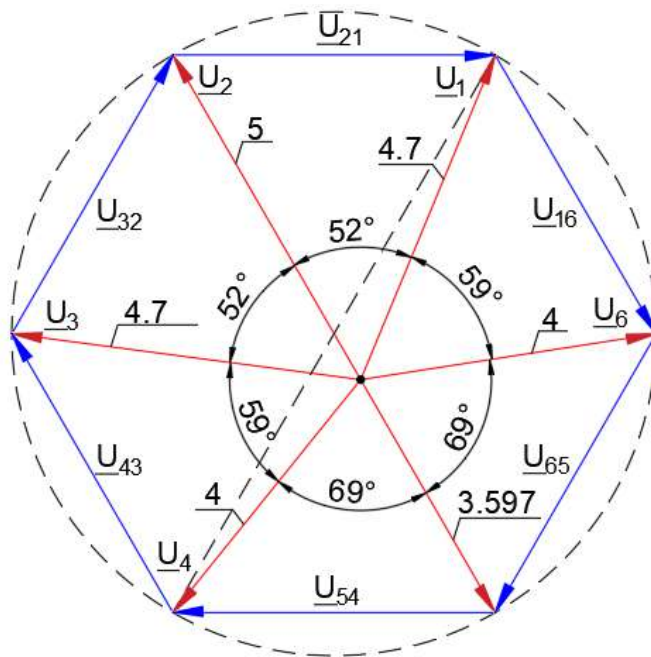


Рисунок 2.20 – Применение алгоритма смещения нейтральной точки для 6-фазной системы напряжений с повреждением ячеек в нескольких фазах

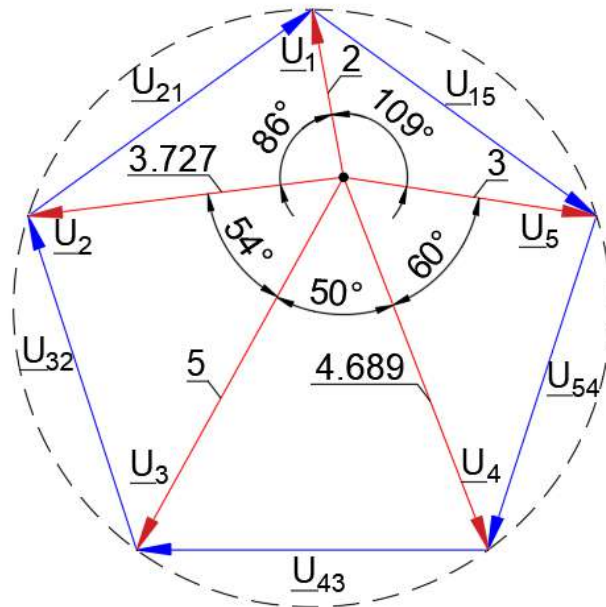


Рисунок 2.21 – Применение алгоритма смещения нейтральной точки для 5-фазной системы напряжений с повреждением ячеек в нескольких фазах

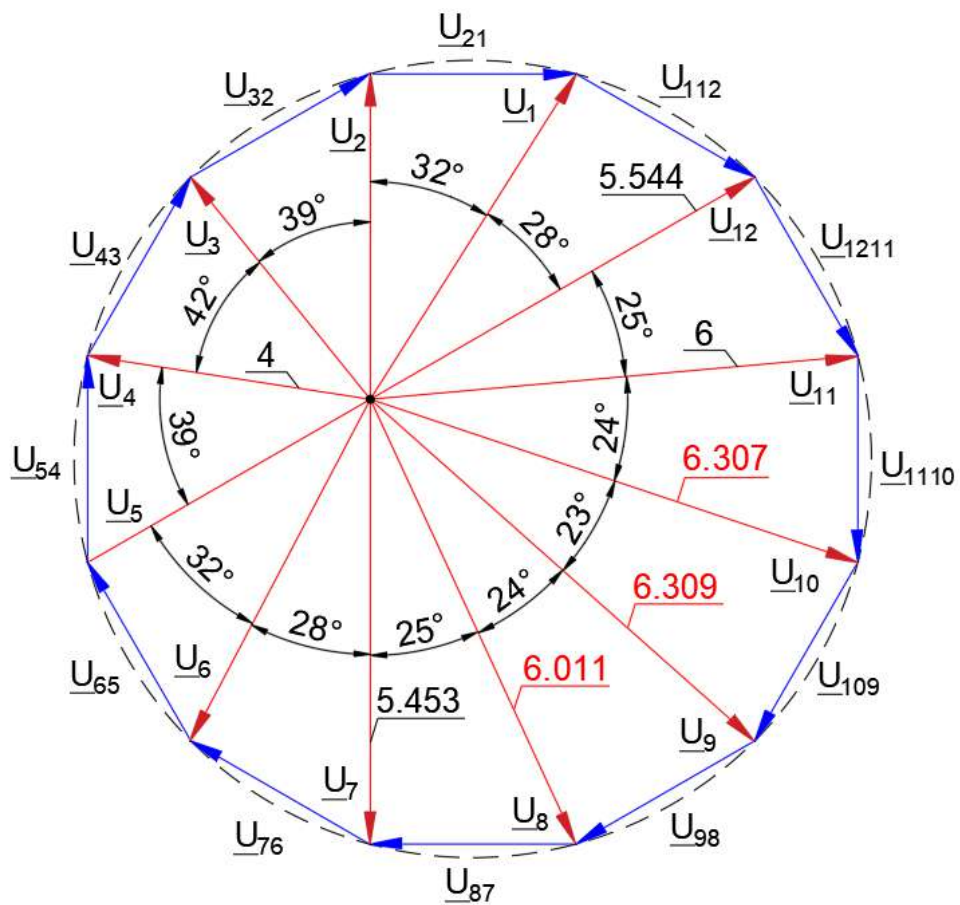


Рисунок 2.22 – Ошибка расчета фазных напряжений для 12-фазного инвертора с повреждением ячеек в 4 фазе

Выше были рассмотрены некоторые частные случаи аварийных режимов многофазных систем и даны рекомендации для них. Для реализации алгоритма смещения нейтральной точки МПЧ, позволяющего расширять его на любое число фаз, предлагается прибегнуть к аппарату комплексных чисел со следующей постановкой задачи: необходимо найти такое положение нейтральной точки ЭД, или, иначе, вектор смещения $\vec{c}$ в комплексной плоскости, при котором расстояния от нее до концов векторов $\vec{U}'_k$ максимально близки к желаемому радиусу $\vec{r}$, величина которого выбирается таким образом, чтобы линейные напряжения были максимальны. Пример построения приведен на рисунке 2.23 для случая $P=5$ при $N_1=2$, $N_2=5$, $N_3=5$, $N_4=5$, $N_5=3$.

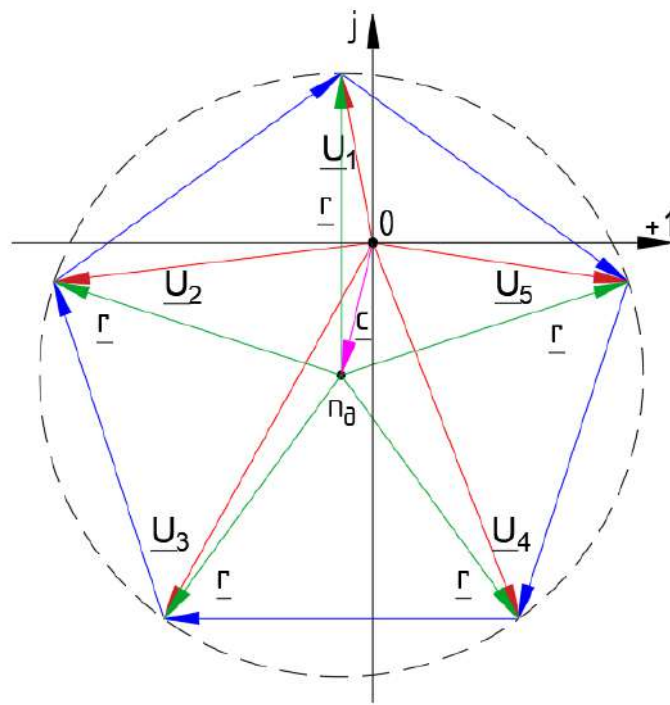


Рисунок 2.23 – Пояснение к расположению векторов $\vec{c}$ и $\vec{r}$

При этом фазные напряжения задаются следующим образом (2.47):

$$\vec{U}'_k = \vec{c} + \vec{r} \cdot \vec{\omega}_k, \quad (2.47)$$

где $\vec{\omega}_k = e^{j \frac{2\pi(k-1)}{P}}$ при $k=1 \dots P$.

Подстановка (2.47) в выражение для линейных напряжений дает:

$$|\vec{U}'_k - \vec{U}'_{k+1}| = |\vec{r}| \cdot |\vec{\omega}_k - \vec{\omega}_{k+1}| = |\vec{r}| \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{P}\right). \quad (2.48)$$

На основании уравнений составленных по (2.47) и ограничений составленных по (2.46) может быть составлена следующая система неравенств (2.49):

$$\begin{cases} 0 \leq |\vec{c} + \vec{r} \cdot \vec{\omega}_1| \leq N_1 \cdot U_{DC}; \\ 0 \leq |\vec{c} + \vec{r} \cdot \vec{\omega}_2| \leq N_2 \cdot U_{DC}; \\ \vdots \\ 0 \leq |\vec{c} + \vec{r} \cdot \vec{\omega}_k| \leq N_k \cdot U_{DC}. \end{cases} \quad (2.49)$$

Однако описанная окружность с радиусом $\vec{r}$ существует не для любой комбинации N_k . В общем случае задача сводится к поиску точки, минимизирующей функционал (2.50):

$$J(\vec{c}) = \sum_{k=1}^P (|\vec{U}'_k - \vec{c}| - |\vec{r}|)^2 \rightarrow \min \quad (2.50)$$

Минимизируя этот функционал, все новые фазные напряжения становятся максимально близкими по величине, что в многофазной системе является критерием «наилучшей возможной симметрии» при заданных ограничениях. Задача, описываемая в (2.50), относится к классу задач условной оптимизации с нелинейными ограничениями-неравенствами. Для ее решения предлагается метод перебора активных подмножеств, который основан на следующих соображениях: число неизвестных в задаче составляет четыре ($\text{Re}(\vec{c})$, $\text{Im}(\vec{c})$, $\text{Re}(\vec{r})$, $\text{Im}(\vec{r})$), следовательно, в оптимальной точке, согласно условию Каруша – Куна – Таккера [160], число активных ограничений не может превышать четырех, поэтому достаточно

перебрать все подмножества фаз размером 2, 3 и 4, для которых ограничения достигаются с равенством (2.51):

$$|\vec{c} + \vec{r} \cdot \omega_k| = N_k \cdot U_{DC}. \quad (2.51)$$

После возведения обеих частей уравнения (2.51) в квадрат и приведения подобных членов непосредственно получаем:

$$\begin{aligned} & (\operatorname{Re}(\vec{c}) + \operatorname{Re}(\vec{r}) \cdot \cos(\varphi_k) - \operatorname{Im}(\vec{r}) \cdot \sin(\varphi_k))^2 + \\ & + (\operatorname{Im}(\vec{c}) + \operatorname{Re}(\vec{r}) \cdot \sin(\varphi_k) + \operatorname{Im}(\vec{r}) \cdot \cos(\varphi_k))^2 = (N_k \cdot U_{DC})^2, \end{aligned} \quad (2.52)$$

где $\varphi_k = \frac{2\pi(k-1)}{P}$ – угловое смещение.

Для численного решения системы уравнений, построенной на основе уравнения (2.52) с учетом ограничений (2.49), применен метод Левенберга – Марквардта [161, 162]. Выбор этого метода определяется его устойчивостью к плохой обусловленности матрицы Якоби, которая возникает при решении задач с близкорасположенными фазными углами ($P \geq 6$), когда строки матрицы становятся почти линейно зависимыми. Для обеспечения глобальной сходимости метода применяется стратегия множественных начальных приближений. Начальные точки генерируются в окрестности нуля, а также в области, определяемой минимальным значением вектора ограничений – $\min(U_{\max,k} = N_k \cdot U_{DC})$. Величина $\min(U_{\max,k})$ соответствует фазе с наименьшим числом работоспособных ячеек. Дополнительно вводятся случайные возмущения, распределенные по нормальному закону с дисперсией, пропорциональной $\min(U_{\max,k})$, что позволяет исключить зависимость результата от выбора начального приближения и гарантирует нахождение глобального экстремума.

На рисунках 2.24 и 2.25 приведен результат выполнения кода, реализованного в программном пакете «MATLAB». Пространственные расположения векторов

для случая полностью повторяют диаграммы, рассмотренные на рисунках 2.20 и 2.21, полученных с помощью САПР *Autodesk Inventor* путем наложения ранее рассмотренных ограничений на геометрическое построение.

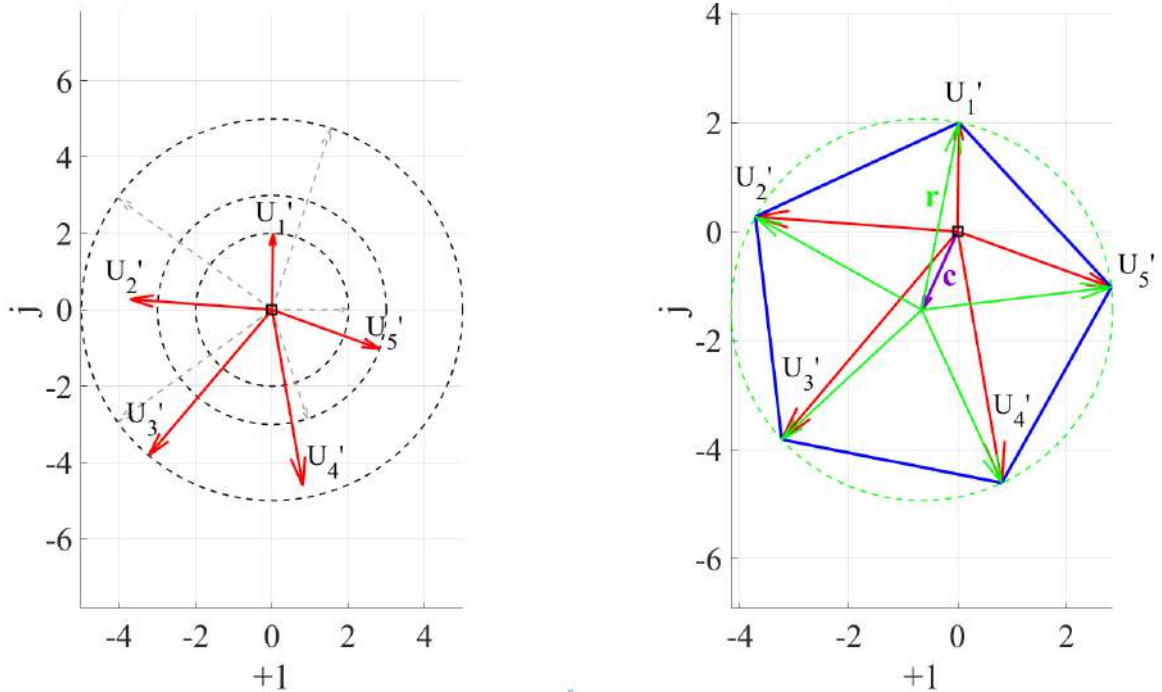


Рисунок 2.24 – Результат численного решения для $P=5$ и при $N_1=2$, $N_2=5$,
 $N_3=5$, $N_4=5$, $N_5=3$

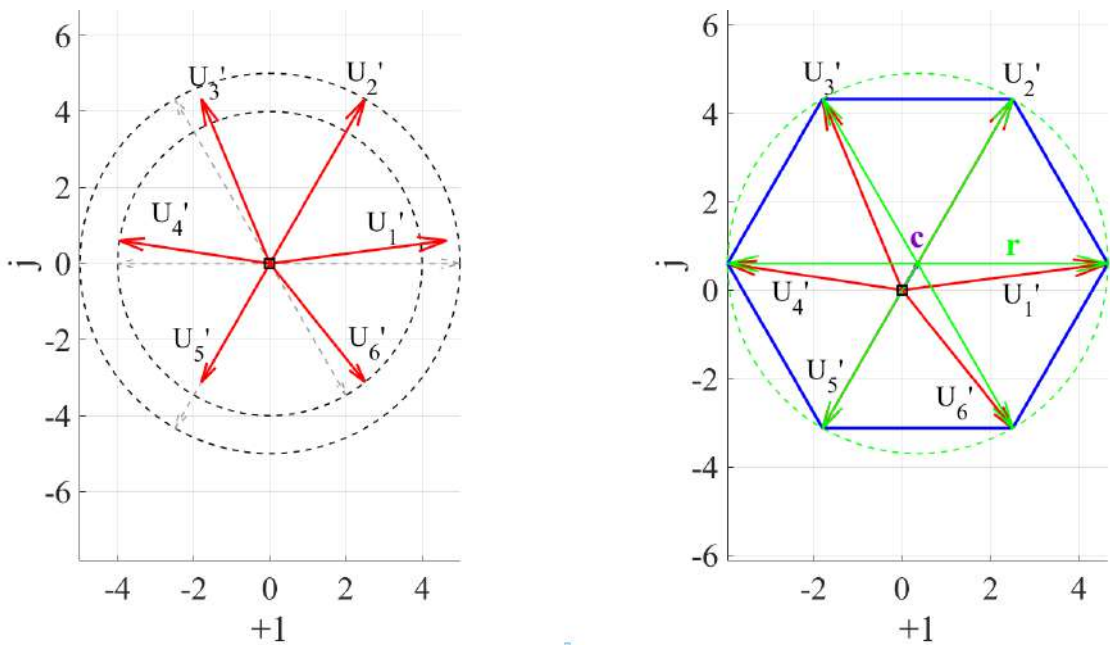


Рисунок 2.25 – Результат численного решения для $P=6$ и при $N_1=5$, $N_2=5$,
 $N_3=5$, $N_4=4$, $N_5=5$, $N_6=4$

2.4 Анализ методов широтно-импульсной модуляции для многоуровневых инверторов

2.4.1 Широтно-импульсная модуляция со смещением по уровню

Для реализации требуемых параметров выходного напряжения в многоуровневых автономных инверторах напряжения применяются различные стратегии управления, среди которых наиболее распространенными являются алгоритмы, базирующиеся на методах широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В рамках анализа скалярных методов формирования управляющих сигналов особое место занимает группа алгоритмов со смещением несущих сигналов по уровню (*Level-Shifted PWM – LS-PWM*), также классифицируемых в литературе как методы с вертикальным распределением несущих (*Carrier Disposition – CD*).

Принцип работы метода *LS-PWM* основан на сравнении одного модулирующего (задающего) сигнала гармонической мгновенной формы с высокочастотными несущими опорными сигналами пилообразного или треугольного вида. Как отмечается в [163–166], для формирования выходного напряжения с количеством уровней m требуется система из $(m - 1)$ несущих сигналов, которые имеют одинаковую амплитуду и частоту, но смещены друг относительно друга по вертикальной оси таким образом, что они последовательно занимают весь диапазон изменения питающего напряжения от $-U_{DC}$ до $+U_{DC}$.

Процесс модуляции заключается в фиксации точек пересечения задающего воздействия с каждым из опорных, благодаря чему вырабатывается многоступенчатая кривая выходного напряжения, которая при увеличении числа уровней m приближается к идеальной гармонике.

В зависимости от конкретного отличия между несущими сигналами в работах выделяются три основные конфигурации *LS-PWM* [91, 167]:

1. ШИМ со смещением фазового положения (*In-Phase Disposition: IPD* или *PD*), при которой модулирующие сигналы находятся в фазе друг с другом, что

обеспечивает наилучший гармонический состав выходного линейного напряжения, так как способствует взаимной компенсации наиболее значимых гармоник [168, 169].

2. ШИМ с противофазным смещением (*Phase Opposition Disposition: POD*), в рамках которой все несущие сигналы, расположенные выше нулевого уровня, находятся в фазе между собой, но сдвинуты на 180° относительно аналогичных воздействий с отрицательной амплитудой [166, 170].

3. ШИМ с альтернативным противофазным смещением (*Alternative Phase Opposition Disposition: APOD*), при использовании которой соседние по уровню опорные сигналы находятся в противофазе друг к другу с угловым смещением 180° [166, 170], причем в частном случае при $m = 3$ этот способ вырождается в *POD* [169].

Основным преимуществом *LS-PWM* является простота его цифровой реализации [171] в силу того, что вертикальный принцип позволяет эффективно управлять многоуровневыми структурами без значительных вычислительных затрат. Помимо этого, данный метод обеспечивает высокое качество мгновенной формы выходного напряжения даже при относительно низких частотах коммутации за счет аддитивного формирования уровней напряжения [163, 172].

Однако, несмотря на вышеперечисленные достоинства, данному подходу к управлению коммутационным состоянием силовых модулей Н-мостов свойственен ряд существенных недостатков:

1. Неравномерное распределение потерь, так как длительность рабочего цикла полупроводниковых ключей различных уровней оказывается неодинаковой [163, 166]. В частности, при модулируемых функциях с большими значениями амплитуд силовые модули инвертора, формирующие нижнюю часть гармоники, переключаются реже, что приводит к различным температурным режимам силовых ячеек [164].

2. Сложность балансировки напряжений на разделительных конденсаторах для топологий типа *NPC* или *FLC* в силу того, что ток нагрузки протекает через силовой емкостной фильтр ЗПТ неравномерно, вызывая, таким образом,

необходимость применения дополнительных алгоритмов выравнивания потенциалов [163, 167, 173, 174].

В заключение также необходимо отметить, что рабочий диапазон *LS-PWM* ограничен величиной напряжения ЗПТ, однако, как отмечено в [165, 166], использование предмодуляции третьей гармоникой позволяет расширить линейную область разрешенных состояний на 15,5 % [175], что повышает коэффициент использования ВПЧ по напряжению.

2.4.2 Широтно-импульсная модуляция со смещением по фазе

Наряду с вышеописанным законом ШИМ, в современной преобразовательной технике также широко применяется алгоритмический принцип квантования по времени с фазовым сдвигом опорных сигналов (*Phase-Shifted PWM: PS-PWM*), который относится к группе скалярных методов с горизонтальным распределением несущих.

Общий принцип работы *PS-PWM* основан на генерации $(m - 1)$ модулирующих функций, как правило, треугольной мгновенной формы, с одинаковой амплитудой и частотой, а отличие от *LS-PWM* заключается в том, что сигналы сдвинуты по фазе друг относительно друга на электрический угол $2\pi / (m - 1)$ и равномерно распределены вдоль временной оси [164, 167].

Точки пересечения модулируемой и модулирующей функций определяют моменты коммутации ключей в конкретных силовых ячейках, что позволяет суммировать их выходные напряжения для получения многоуровневой кривой на выходе ВПЧ. Для стойки инвертора из N силовых ячеек оптимальный фазовый сдвиг между несущими соседних ячеек составляет $2\pi / 2N$, в результате чего достигается наилучшая компенсация низкочастотных гармоник, по причине чего основным методом многоуровневой ШИМ для каскадных преобразователей частоты является *PS-PWM* [169, 176, 177]. При этом для управления плечами одного и того же H -моста используется сравнение уставки с прямым и инверсным опорным сигналом,

что эквивалентно уменьшению периода коммутации в два раза, а в случае большой величины N фазовое смещение уменьшается, что требует более высокой точности синхронизации несущих.

К числу основных достоинств *PS-PWM* можно отнести:

1. Естественную балансировку распределения потоков мощностей благодаря идентичности условий модуляции для всех силовых ячеек, по причине чего среднее время включенного состояния полупроводниковых ключей за период основной гармоники одинаковое и, как следствие, равномерное распределение коммутационных потерь.

2. Эффект увеличения частоты коммутации при формировании выходного напряжения, которая в $2N$ раз выше частоты переключения отдельных ключей, в результате чего весь спектр высших гармоник группируется относительно малой окрестности частот, кратных $2N \cdot f_{\text{опор}}$, что позволяет значительно уменьшить массогабаритные показатели выходных фильтров и улучшает качество выходного напряжения [164].

3. Модульность, так как данный закон ШИМ легко масштабируется на произвольное число силовых ячеек в плече ВПЧ без изменения логики переключения.

В свою очередь, в качестве недостатка *PS-PWM* следует отметить:

1. Сложность практической реализации, так как в этом случае требуется высокоточная генерация множества сдвинутых относительно друг друга на фиксированный угол опорных сигналов и их жесткая синхронизация, причем при значительной асимметрии напряжений ЗПТ, спектральный состав выходного напряжения резко ухудшается [164, 166, 180].

В заключение также необходимо отметить, что в трехуровневых структурах типа *NPC* классический *PS-PWM* применяется реже [169], а в топологии *FC* может потребоваться введение специальных корректирующих воздействий для стабилизации потенциалов внутренних точек [171].

2.4.3 Векторные методы многоуровневой ШИМ

При высококачественном регулировании выходных координат электропривода переменного тока с одновременной минимизацией динамических потерь в ВПЧ наиболее эффективным подходом к управлению полупроводниковыми ключами является пространственно-векторная ШИМ (*Space Vector PWM: SVPWM*) [163, 164], принцип действия которой базируется на формировании выходного напряжения путем аппроксимации заданного напряжения за счет переключения базовых векторов состояния инвертора на определенных временных интервалах [165].

Переход от двухуровневой к многоуровневой векторной ШИМ сопровождается качественным усложнением выполняемых расчетов в режиме реального времени с учетом избыточных состояний ВПЧ, так как вместо шести рабочих секторов на комплексной плоскости α , β появляется большее количество рабочих областей, конкретное число которых для m -уровневого инвертора составляет m^3 .

Алгоритм *SVPWM* в многоуровневых структурах включает три основных этапа:

1. Идентификация сектора и «курсора», заключающаяся в определении номера сектора и конкретного треугольного сегмента, внутри которого находится конец задающего вектора в текущий момент времени [175].
2. Выбор трех базовых векторов, ближайших к конечной точке вектора задания и образующих вершины желаемого треугольника.
3. Численный расчет временных интервалов включения (*time-sharing*) каждого из базовых векторов на основе принципа вольт-секундного баланса, обеспечивающего равенство средних значений напряжений за период ШИМ желаемой уставке [166].

С ростом общего числа уровней возникает необходимость в идентификации конкретной области расположения вектора («проблема курсора»), так как количество сегментов растет по квадратичному закону $(m-1)^2$ на каждый сектор [166,

176]. Для упрощения вычислений в [112, 179] предлагаются методы декомпозиции двумерного пространства векторов на отдельные подпространства или использование координатных преобразований в 60-градусных (неортогональных) системах.

Помимо этого, альтернативным подходом к коммутации полупроводниковых ключей является программная ШИМ с селективным подавлением гармоник (*SHE PWM*) [166], которая тесно связана с векторным способом реализации, так как в рамках SHE осуществляется предварительный расчет углов коммутации для минимизации выбороочных гармоник в режиме реального времени [180].

Практическое применение векторной многоуровневой ШИМ имеет ряд существенных преимуществ:

1. Более полное преобразование напряжения ЗПТ в силу того, что его коэффициент использования инвертора при *SVPWM* на 15,5 % выше [166], чем в классической скалярной синусоидальной ШИМ. Под коэффициентом использования понимается отношение амплитуды первой гармоники фазного выходного напряжения к половине напряжения ЗПТ. Для синусоидальной ШИМ этот коэффициент равен 1, тогда как для *SVPWM* за счет использования нулевой последовательности и активных векторов удастся повысить его до $\frac{2}{\sqrt{3}}$. Это позволяет расширить линейный диапазон выходных напряжений инвертора без перемодуляции.

2. Улучшенный гармонический состав выходного напряжения за счет согласованного переключения фаз [165], снижение коммутационных потерь в ПЧ при той же дискретности управления по времени пропорционально числу ячеек в фазе

3. Более широкий спектр функциональных возможностей алгоритма, который за счет использования избыточных состояний векторов позволяет балансировать потенциал средней точки в *NPC*-инверторах, эффективно выравнивать напряжения на конденсаторах топологии *FC* и т. д. [164, 166].

4. Значительно меньшее влияние задержек силовых ключей на точность отработки малых напряжений задания, что напрямую связано с диапазоном регулирования скорости электропривода.

Основным недостатком векторной ШИМ является экспоненциальный рост вычислительной нагрузки при увеличении числа уровней инвертора [112], что требует при программно-аппаратной реализации применения высокопроизводительных ПЛИС (*FPGA*) или специализированных цифровых сигнальных процессоров (*DSP*), а также сложность адаптации к несимметричным режимам формирования напряжений [166].

По сравнению с описанными выше скалярными ШИМ – со смещением по уровню (*LS-PWM*) и фазе (*PS-PWM*) – векторный подход обеспечивает более низкие значения КНИ и лучший коэффициент использования, что объясняет его широкое применение в реальных высоковольтных электроприводах переменного тока на базе ВПЧ с каскадным включением Н-мостов.

Однако, несмотря на более низкие значения КНИ и лучший коэффициент использования напряжения звена постоянного тока, векторная ШИМ обладает рядом недостатков, ограничивающих ее применение в многоуровневых каскадных преобразователях с изменяемой конфигурацией силовой части. К ним относятся: экспоненциальный рост вычислительной сложности при увеличении числа уровней, необходимость перестройки алгоритма при изменении количества работоспособных ячеек. В связи с этим в настоящей диссертационной работе для управления многоуровневым преобразователем с каскадным включением Н-мостов (*ML-SCHB*) в нормальных, аварийных и поставарийных режимах выбрана скалярная ШИМ со смещением по фазе. Однако рассматриваемый алгоритм смещения нейтральной точки может быть реализован с любым методом известных ШИМ так как предполагает изменение только фазных заданий на модулятор.

Выводы по второй главе

На основании обобщения теоретического материала диссертационного исследования, изложенного во второй главе, можно сформулировать следующие основные результаты:

1. Разработано математическое описание алгоритма смещения нейтральной точки для многоуровневых инверторов с каскадным включением Н-мостов.

2. Предложен способ интеграции алгоритма смещения нейтральной точки в традиционную систему векторного управления. В отличие от известных решений, он не требует перестройки структурных принципов организации формирования управляющих сигналов, а имплементируется путем модификации матрицы обратного преобразования Э. Кларк. Благодаря этому достигается простота программной реализации и обеспечивается возможность включения алгоритма в существующие ВПЧ без изменения их базовой архитектуры.

3. Проведен вычислительный эксперимент, в ходе которого с помощью разработанного *MATLAB*-скрипта для каскадного инвертора, содержащего до 10 силовых ячеек в фазе, получены:

а. полная таблица допустимых комбинаций рабочих ячеек, для которых достижима симметрия линейных напряжений;

б. таблица недопустимых комбинаций, позволяющая системе управления однозначно идентифицировать аварийные ситуации, требующие остановки электропривода или перехода к альтернативным методам резервирования;

с. количественная оценка доступных состояний инвертора, подтверждающая существенное преимущество предложенного алгоритма перед методами симметричного отключения ячеек и аппаратного резервирования.

4. Показано, что смещение нейтральной точки приводит к дополнительному фазовому сдвигу между соответствующими фазными напряжениями инвертора и тока двигателя, что вызывает в двигательном режиме работы рекуперацию электрической энергии в ЗПТ силовых ячеек одной из стоек. Получены предельные значения фазовых сдвигов для каждой комбинации работоспособных ячеек и систематизированы в таблицах Приложения Б, что позволяет системе управления однозначно идентифицировать допустимые аварийные режимы и избегать ситуаций, приводящих к рекуперации энергии в звено постоянного тока.

5. На основании сравнительного анализа различных методов ШИМ типа *LS-PWM*, *PS-PWM* и *SVPWM* показано, что для каскадных преобразователей (*ML-*

SCHB) наиболее предпочтительным является метод *PS-PWM*. Он обеспечивает: равномерное распределение потерь между силовыми ячейками без применения дополнительных компенсационных алгоритмов; улучшенный спектральный состав выходного напряжения; модульность и простоту масштабирования, что особенно важно для ВПЧ с изменяемой конфигурацией силовой части.

6. Для параметризации модифицированного обратного преобразования Э. Кларк рассмотрены вопросы его практической реализации в рамках математического аппарата четырехмерных гиперкомплексных чисел. Его применение обусловлено топологической корректностью вследствие отсутствия сингулярностей, присущих угловым параметрам, что гарантирует непрерывность управляющих сигналов при последовательном шунтировании силовых ячеек, в отличие от классического матричного или углового представления.

7. Выполнено обобщение модифицированного преобразования Э. Кларк на многофазные системы с произвольным числом силовых ячеек в фазе. Введены обобщенные матрицы преобразования, получены условия сходимости решения при смещении нейтральной точки и выявлены ограничения, связанные с дискретным характером выходного напряжения. На примерах 5-, 6- и 12-фазных систем показано, что при повреждении ячеек в нескольких стойках ВПЧ требуется проверка условия сходимости: его несоблюдение приводит к расчету физически нереализуемых фазных напряжений.

8. Сформулированы практические требования к реализации алгоритма смещения нейтральной точки инвертора. Они заключаются в формировании «бестоковой паузы» для реконфигурации силовой части с возможностью оперативного пересчета управляющих углов и амплитуд в режиме реального времени на основе данных о количестве работоспособных ячеек в каждой стойке.

Таким образом, во второй главе полностью решены задачи диссертационного исследования, связанные с разработкой теоретического обоснования алгоритма смещения нейтральной точки, его математическим описанием, интеграцией в систему векторного управления через модифицированное преобразование Э. Кларк, обобщением на многофазные системы и выбором метода ШИМ. Полученные

результаты создают основу для последующего имитационного моделирования и экспериментальной верификации разработанных алгоритмов управления многоуровневым преобразователем частоты в аварийных и поставарийных режимах работы.

ГЛАВА 3 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

3.1 Входные данные математической модели

Для верификации рассмотренного алгоритма смещения нейтральной точки предлагается разработать математическую модель высоковольтного электропривода в среде структурного моделирования «*MATLAB/Simulink*». Функциональная схема электропривода изображена на рисунке 3.1, на котором приняты следующие сокращения: БЗУ – блок задающих условий; БЛ – блок логики управления ВПЧ; СВУ – система векторного управления; МИ – многоуровневый инвертор; БИ – блок измерений; ФНЧ – выходной фильтр нижних частот; ДС – датчик угловой скорости вала; АД – асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором; НМ – нагрузочная машина постоянного тока; ТП – тиристорный преобразователь.

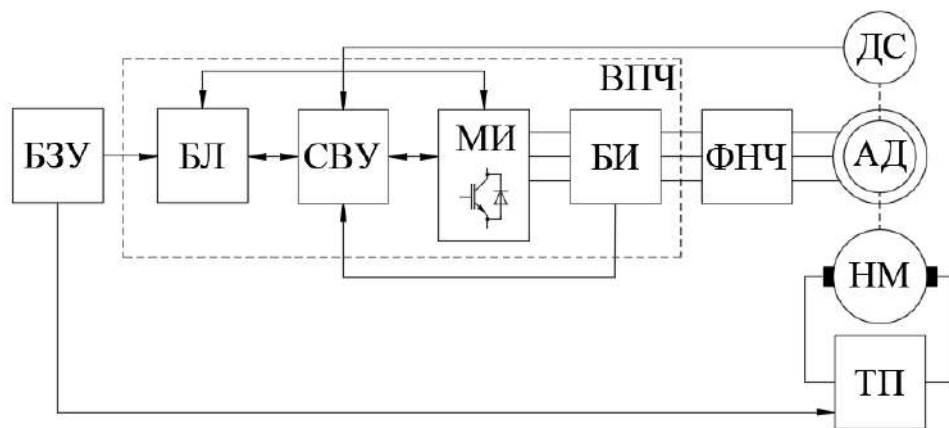


Рисунок 3.1 – Функциональная схема электропривода

Параметры приводного асинхронного двигателя ВРА180М4БУ2,5 приведены в таблице 3.1, а нагрузочной машины 4ПМФ280SG – в таблице 3.2.

Таблица 3.1 – Паспортные данные электродвигателя ВРА180М4БУ2,5

Параметр	Значение	Единица измерения
Номинальная мощность двигателя	30	кВт
Номинальная частота вращения	1465	об/мин
Число полюсов	4	шт.
Номинальное линейное напряжение обмотки статора	1140	В
Номинальный ток	19,3	А
Коэффициент мощности	0,86	–
КПД	0,905	%
Номинальное скольжение	2,3	%
Момент инерции ротора	0,148	кг·м ²
Сопротивление обмотки статора	1,995	Ом
Сопротивление обмотки ротора, приведенное к статору	0,4292	Ом
Главная индуктивность	0,2944	Гн
Индуктивность рассеяния статора/ротора	0,0143795	Гн
Полная индуктивность статора	0,3087	Гн
Полная индуктивность ротора	0,3087	Гн
Номинальное потокосцепление	2,5872	Вс

Таблица 3.2 – Паспортные данные электродвигателя 4ПМФ280SG

Параметр	Значение	Единица измерения
Номинальная мощность двигателя	125	кВт
Номинальная частота вращения	1500	об/мин
Номинальное напряжение обмотки якоря/возбуждения	220	В
Номинальный ток обмотки якоря	625	А
КПД	0,902	%
Момент инерции ротора	1,92	кг·м ²

В ходе структурного моделирования исследовалась электромеханическая система переменного тока, состоящая:

- 1) из математической модели АДКЗР в естественных фазных косоугольных или ортогональных координатных осях;
- 2) многоуровневого инвертора, содержащего 6 силовых ячеек в одной стойке;
- 3) ЗПТ, представляющего собой источник постоянного напряжения без учета пульсационной составляющей;
- 4) узла формирования выходных напряжений на основе фазосдвигающей ШИМ с пересчетом фаз опорных генераторов в аварийном режиме шунтирования;
- 5) датчиков выходных координат электропривода;
- 6) системы векторного управления, включающей в себя 3 контура регулирования в замкнутом состоянии: двухканальный контур токов статора по осям d и q , контур угловой скорости и контур модуля вектора потокосцеплений;
- 7) блока логики, в состав которого входят элементы управления драйверами силовых ячеек, матрицы прямого/обратного преобразования Э. Кларк, а также уставки регулятора скорости для организации автоподхвата выбегающей вращающейся нагрузки.

Более детальное описание элементов системы будет представлено в следующих разделах настоящей диссертации.

3.2 Модель многоуровневого инвертора

На рисунке 3.2 изображена схема набора в «*MATLAB/Simulink*» силовой ячейки, на которой $Q1-Q4$ обозначены силовые полупроводниковые ключи. ЗПТ выполнено в виде источника постоянного напряжения, обозначенного U_{DC} , величина которого принимается равной 190 В.

В свою очередь, стойка инвертора, состоящая из 6 последовательно включенных ячеек, показана на рисунке 3.3. Для каждого силового модуля параллельно

установлен шунтирующий ключ, который в общем случае может быть реализован с помощью полупроводникового вентиля или сухого контакта. На вход «*Phase_contactor_ctr*» подается вектор из 6 сигналов для управления состоянием драйвера силовой ячейки и обводного элемента; на вход «*Sine*» поступает сигнал модулирующей функции; на вход «*Carrier*» заводится вектор из 12 сигналов с опорных генераторов; на вход «*Stop_invertor*» может быть подан сигнал принудительного закрытия всех полупроводниковых ключей. В стойку инвертора также помещен блок драйвера силовых ячеек «*Gate_driver*» (рисунок 3.4), на вход «*Bypass_cell*» которого поступает вектор из 6 сигналов, в нем высокий уровень сигнала закрывает ключи соответствующей ячейки и одновременно включает шунтирующий ключ. Выходы «*Cell_1–Cell_6*» передают задание на соответствующие затворы транзисторных ключей.

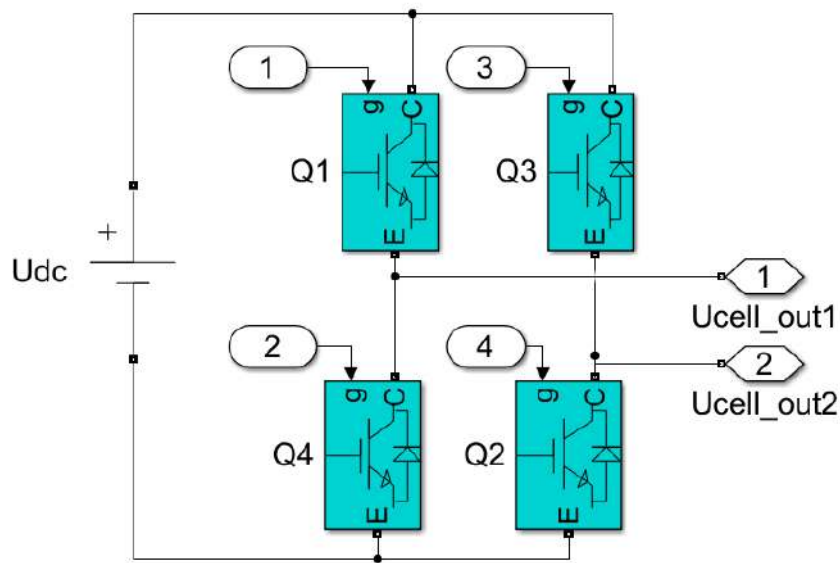


Рисунок 3.2 – Имитационная модель силовой ячейки, построенной по топологии *H*-моста

В свою очередь, структурная модель многоуровневого инвертора представлена на рисунке 3.5. Для реализации опорных генераторов применяется *MATLAB Function* «*fcn_tri_gen_pspwm_compact*», ее код приведен в Приложении Г, для каждой из стоек она формирует $2N$ непрерывных последовательностей сигналов.

Входным воздействием «*time*» является текущее время модели, на вход «*heath*» (состояние силовых ячеек) подается вектор из 6 сигналов, в котором высокий уровень означает аварию в силовой ячейке, а на вход «*F_{sw}*» поступает задание частоты опорного генератора.

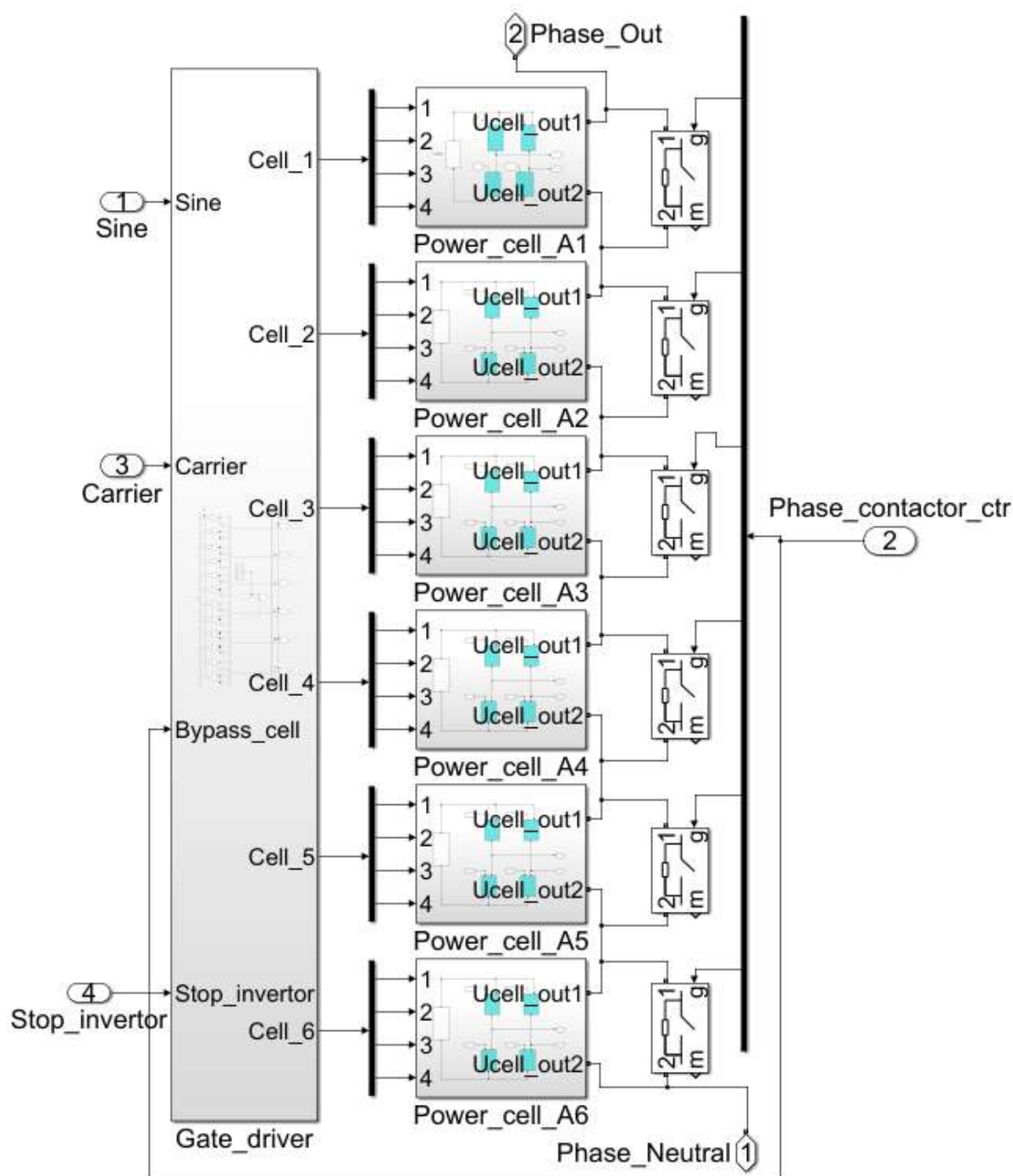


Рисунок 3.3 – Силовая стойка многоуровневого инвертора одной из фаз

Согласно разделу 2.2, наибольшее распространение для ВПЧ, построенных на базе Н-мостов, получила скалярная фазосдвигающая ШИМ на основе принципа вертикального управления [181]. Как рассматривалось ранее, для формирования необходимого числа уровней m при применении данного метода модуляции необходимо $2N$ опорных генераторов. Частота опорного генератора принимается равной 400 Гц, откуда ее эквивалентная величина при $N = 6$ составляет 4800 Гц.

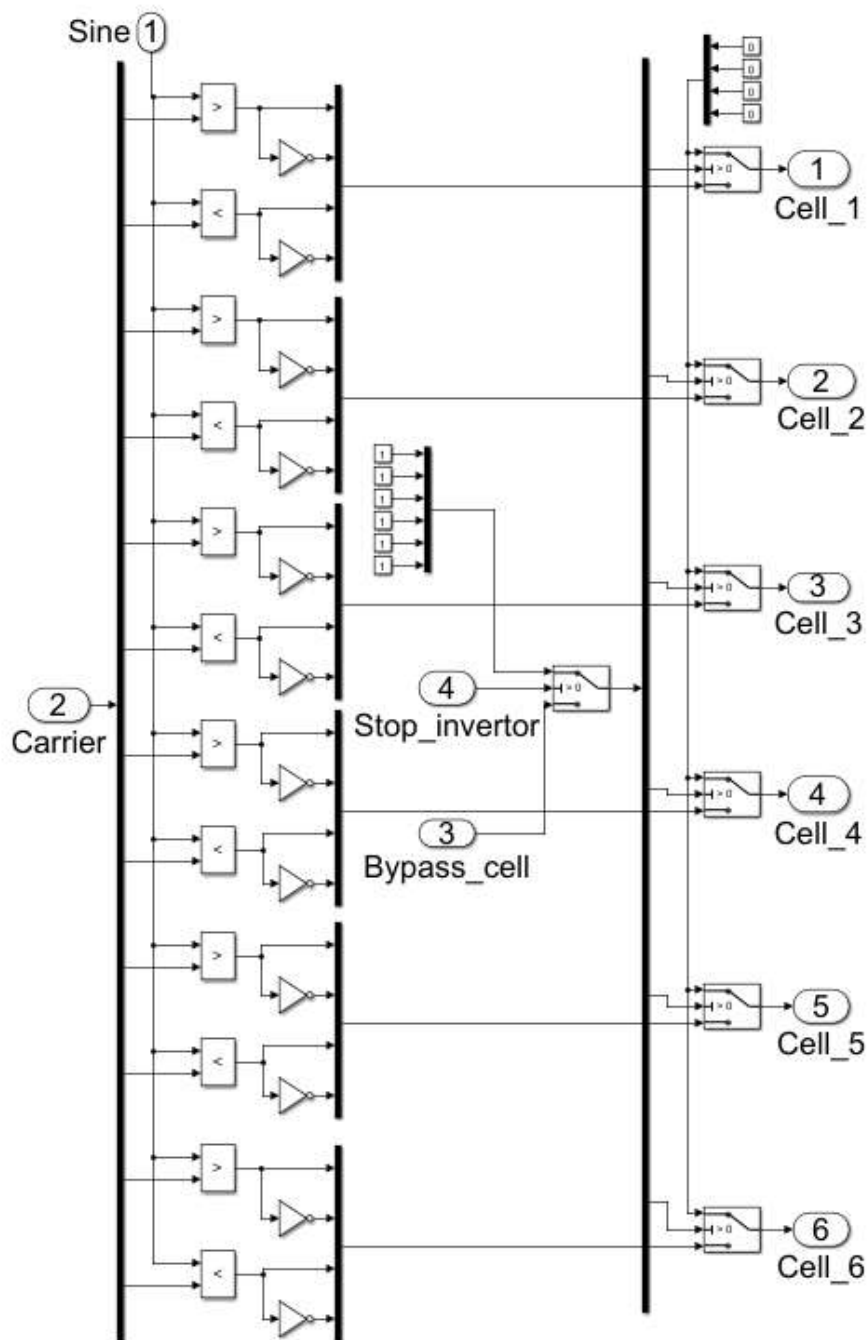


Рисунок 3.4 – Драйвер силовых ячеек одной стойки инвертора

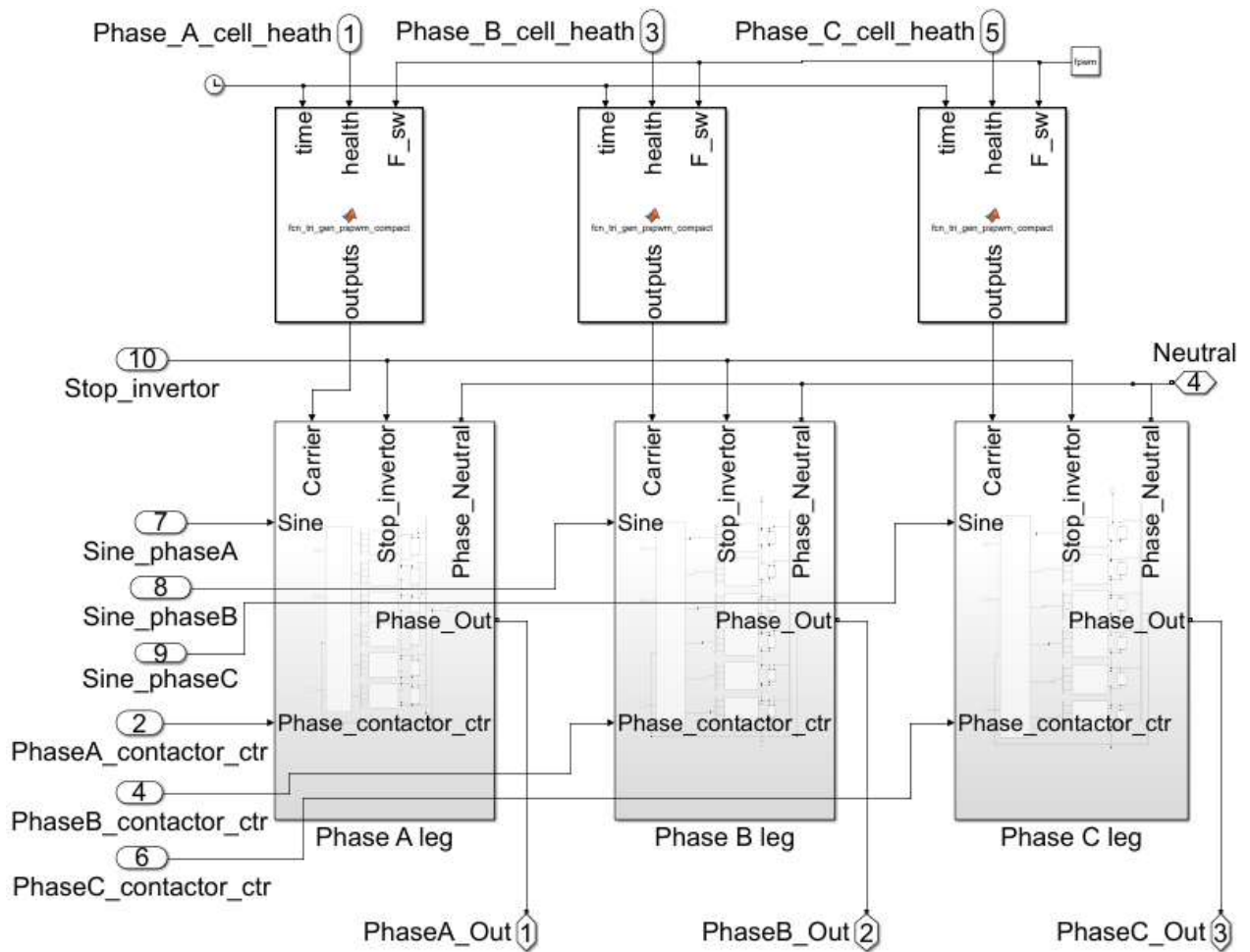


Рисунок 3.5 – Модель многоуровневого инвертора

На рисунке 3.6 изображена мгновенная форма выхода опорного генератора, вырабатываемого функцией «*fcn_tri_gen_pspwm_compact*», а на рисунке 3.7 – совместная демонстрация модулирующей функции и 12 опорных сигналов, в результате чего выходные фазное и линейное напряжения многоуровневого инвертора примут вид, показанный на рисунках 3.8 и 3.9.

При аварийном состоянии силовой ячейки с последующим ее шунтированием и сохранением фазового сдвига опорных сигналов из выходного сигнала исключаются уровни напряжений, формируемых этой силовой ячейкой, что ведет к искажению мгновенной формы основной гармоники выходного напряжения ВПЧ. Для исключения данного недостатка может применяться, например, метод фиксации состояния поврежденных ключей (открыт или закрыт) во всех фазах без перестройки опорных генераторов [179], или асимметричный сдвиг опорных сигналов

с учетом возможного повреждения силовых ячеек [180], или фазовое смещение выхода опорных генераторов на новый угол в зависимости от количества рабочих ячеек в фазе.

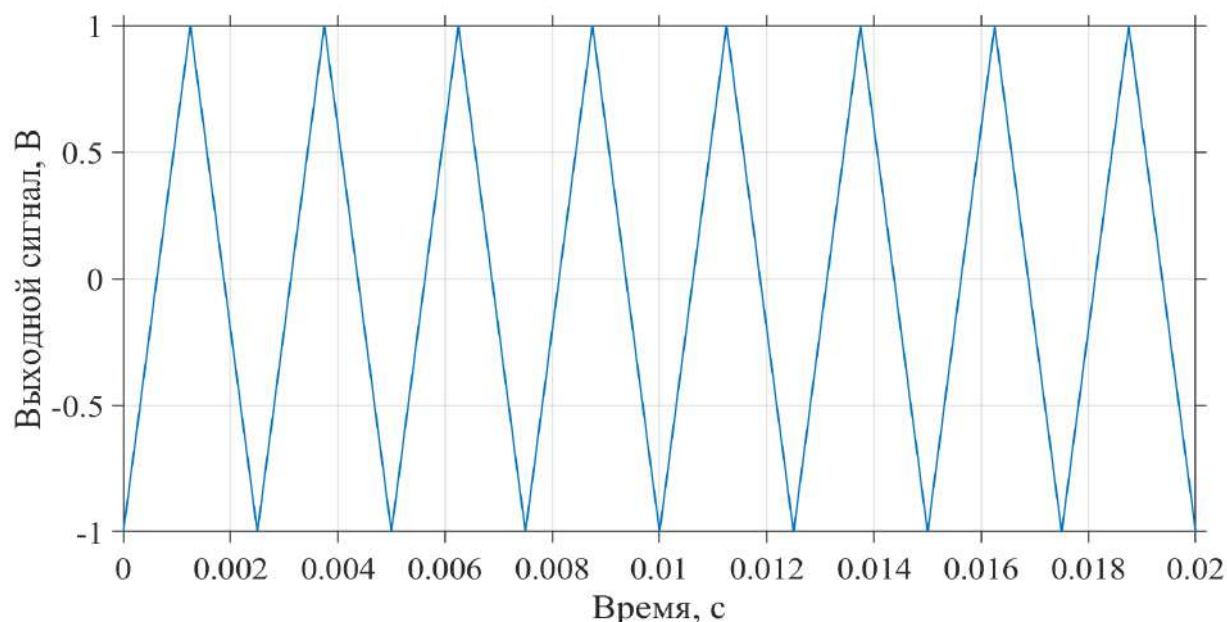


Рисунок 3.6 – Форма опорного сигнала одного из генераторов

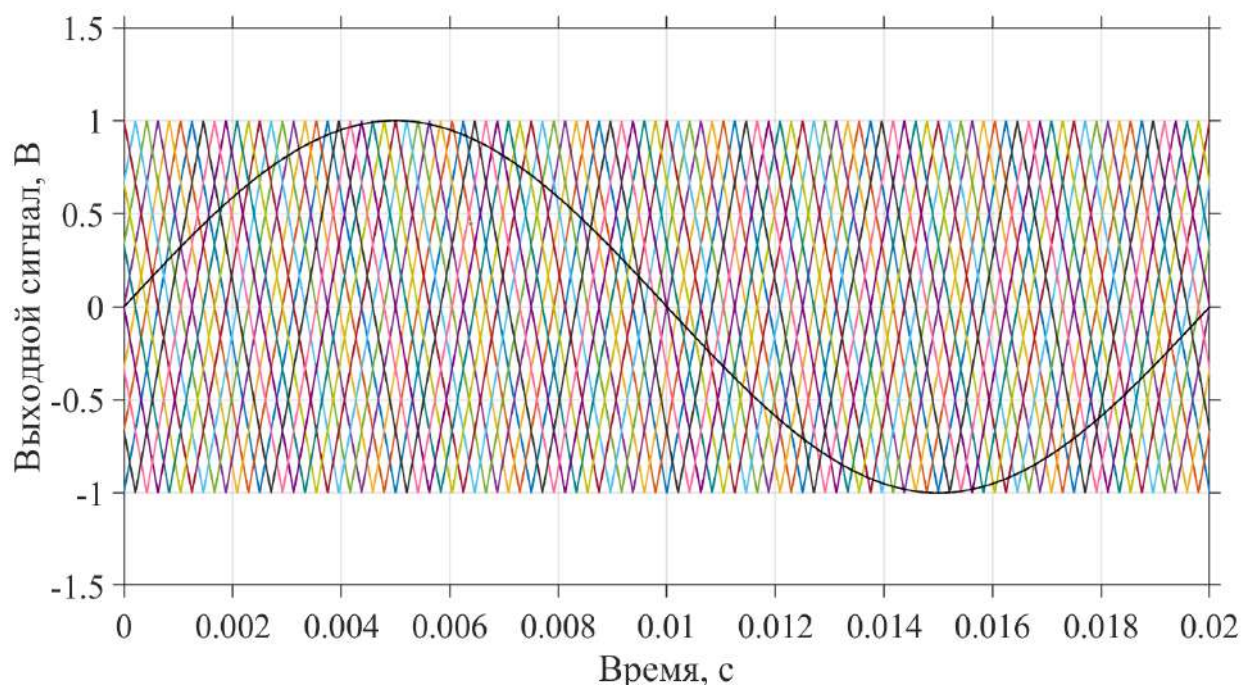


Рисунок 3.7 – Сигналы опорных генераторов и модулирующей функции

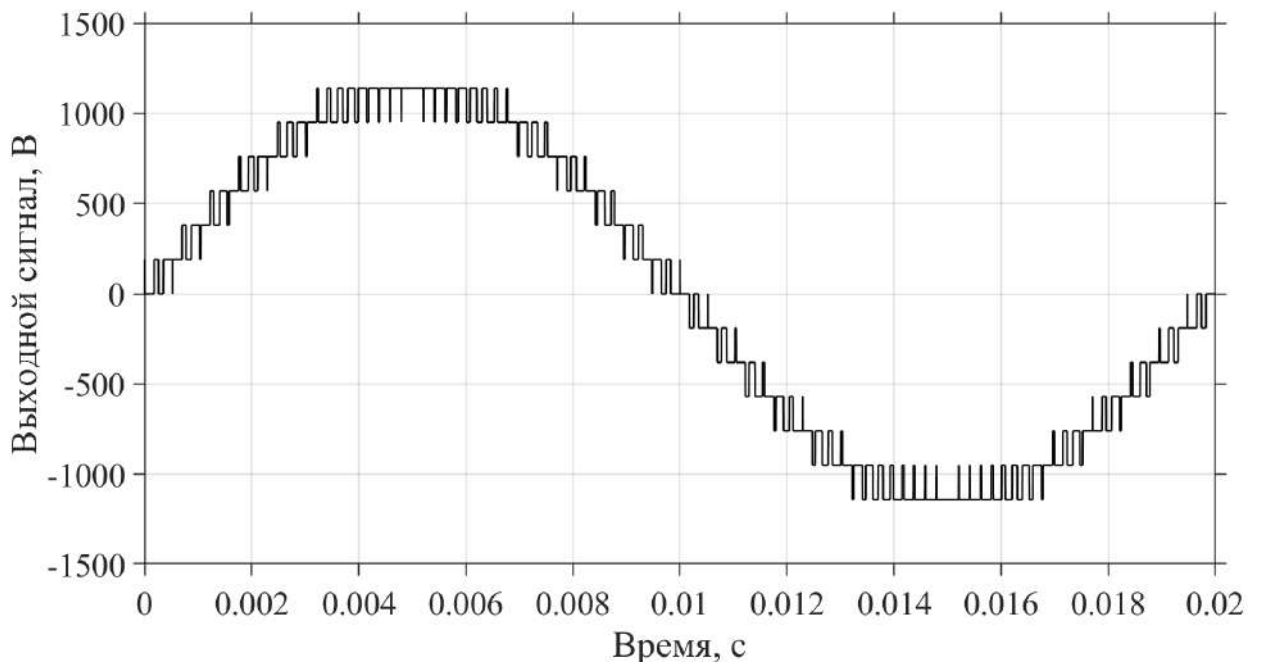


Рисунок 3.8 – Выходное фазное напряжение инвертора

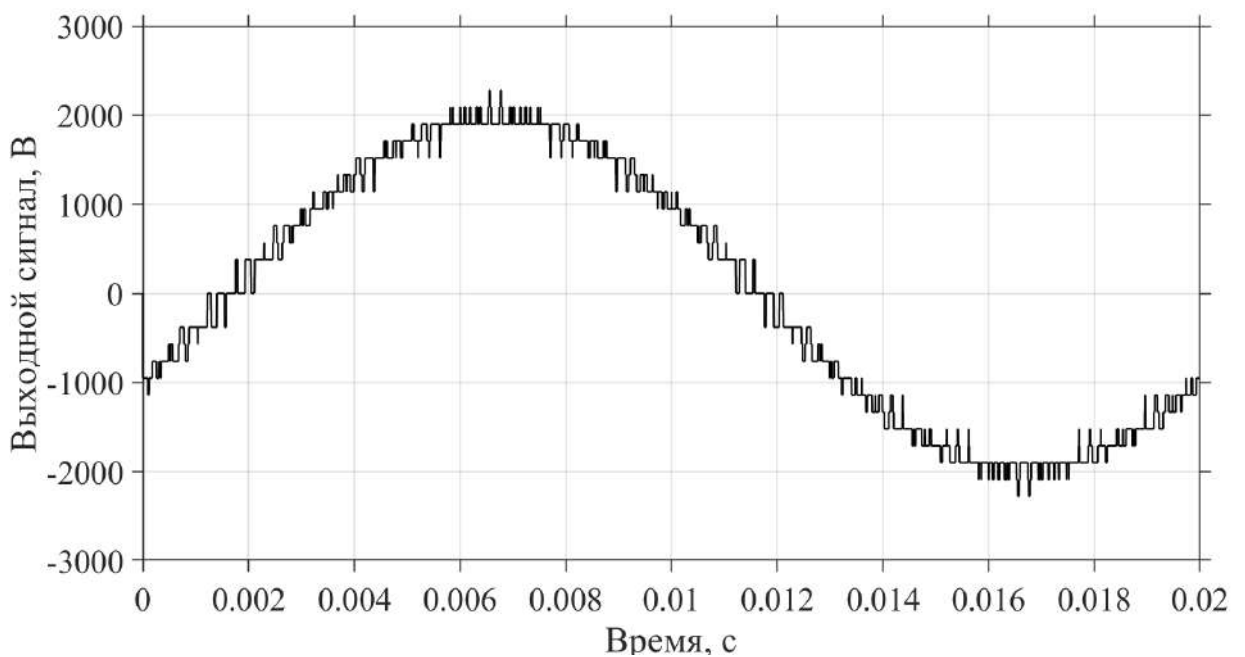


Рисунок 3.9 – Выходное линейное напряжение инвертора

На рисунках 3.10 и 3.11 показаны фазные напряжения при сохранении угла сдвига опорных генераторов при последовательном шунтировании силовых ячеек: в момент времени 0,02 с – ячейка *A1*, в 0,04 с – ячейка *B3*, в 0,06 с – ячейка *C5*. Как видно из результатов моделирования, система фазных напряжений

характеризуется не только амплитудной асимметрией, но и искажениями в мгновенной форме, что ухудшает гармонический состав.

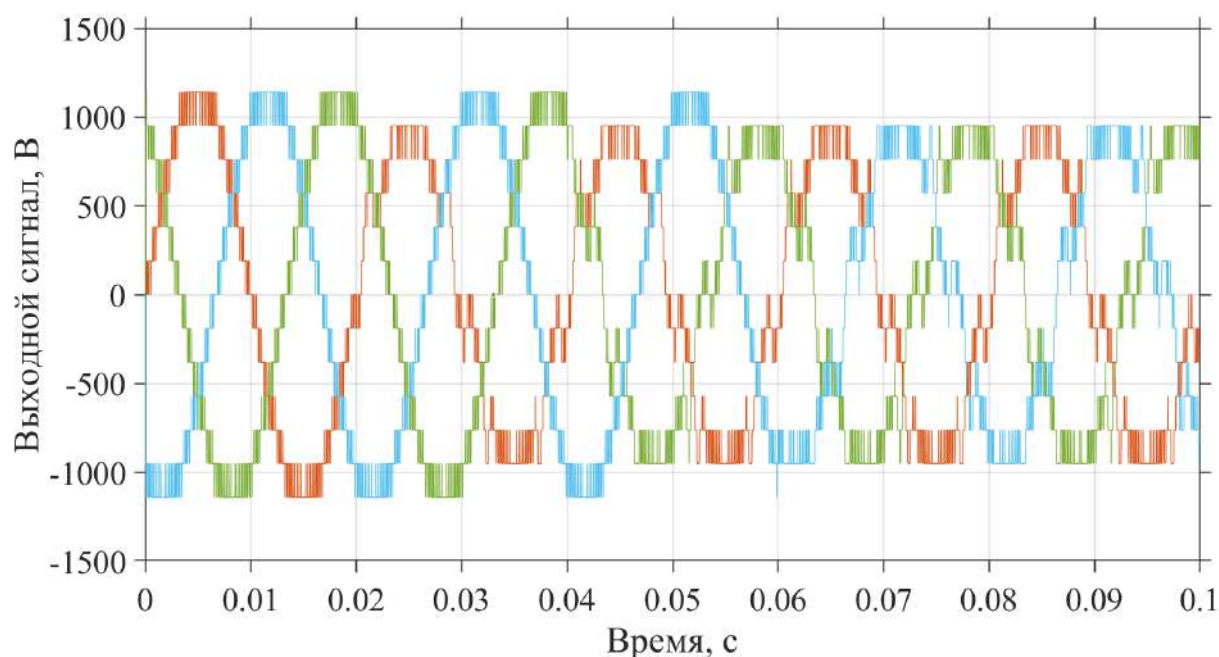


Рисунок 3.10 – Выходные фазные напряжения при шунтировании ячеек при сохранении угла сдвига опорных генераторов

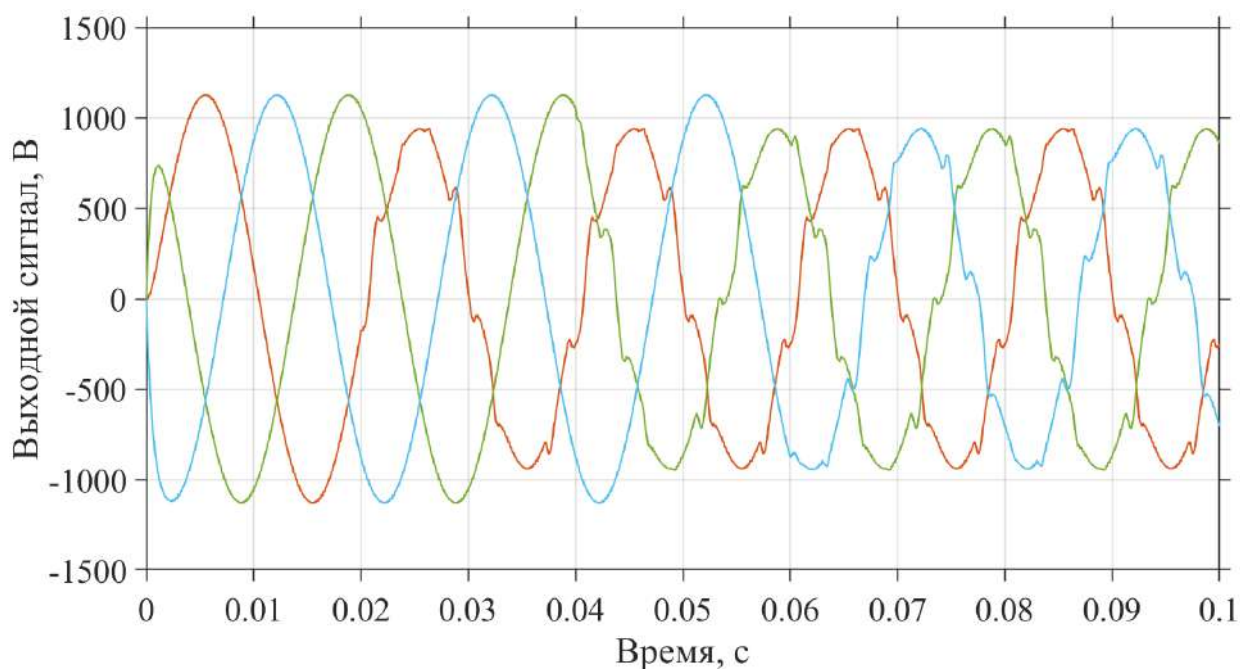


Рисунок 3.11 – Выходные фазные напряжения на выходе фильтра нижних частот при шунтировании ячеек при сохранении угла сдвига опорных генераторов

В свою очередь, на рисунках 3.12 и 3.13 изображены выходные фазные напряжения при автоподстройке фазового сдвига пропорционально оставшемуся числу рабочих силовых ячеек в фазе при тех же условиях, которые были описаны выше.

На рисунках 3.14 и 3.15 показано последовательное включение и смещение фаз опорных сигналов при отключении шунтирующих элементов силовых ячеек (от 0 до 6) и выходное фазное напряжение инвертора соответственно. Включение ячеек выполняется в следующие моменты времени: 0,02 с; 0,04 с; 0,06 с; 0,08 с; 0,1 с и 0,12 с.

При практической реализации опорных *PS-PWM* генераторов чаще всего прибегают к использованию программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), которые позволяют создавать аппаратные счетчики. При шунтировании силовых ячеек номер текущего отсчета может быть смещен на необходимое значение для обеспечения требуемого углового смещения на выходе опорных генераторов аналогично условиям методов таймерной реализации трехуровневой ШИМ [177].

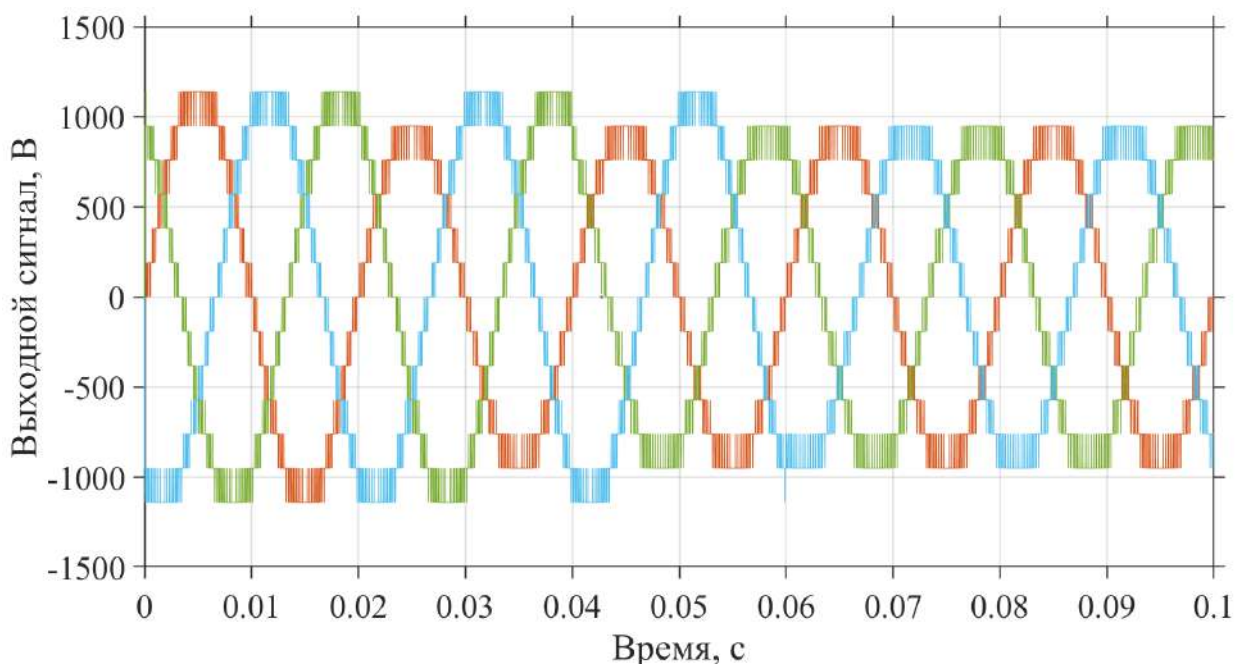


Рисунок 3.12 – Выходные фазные напряжения при шунтировании ячеек при пересчете угла сдвига опорных генераторов

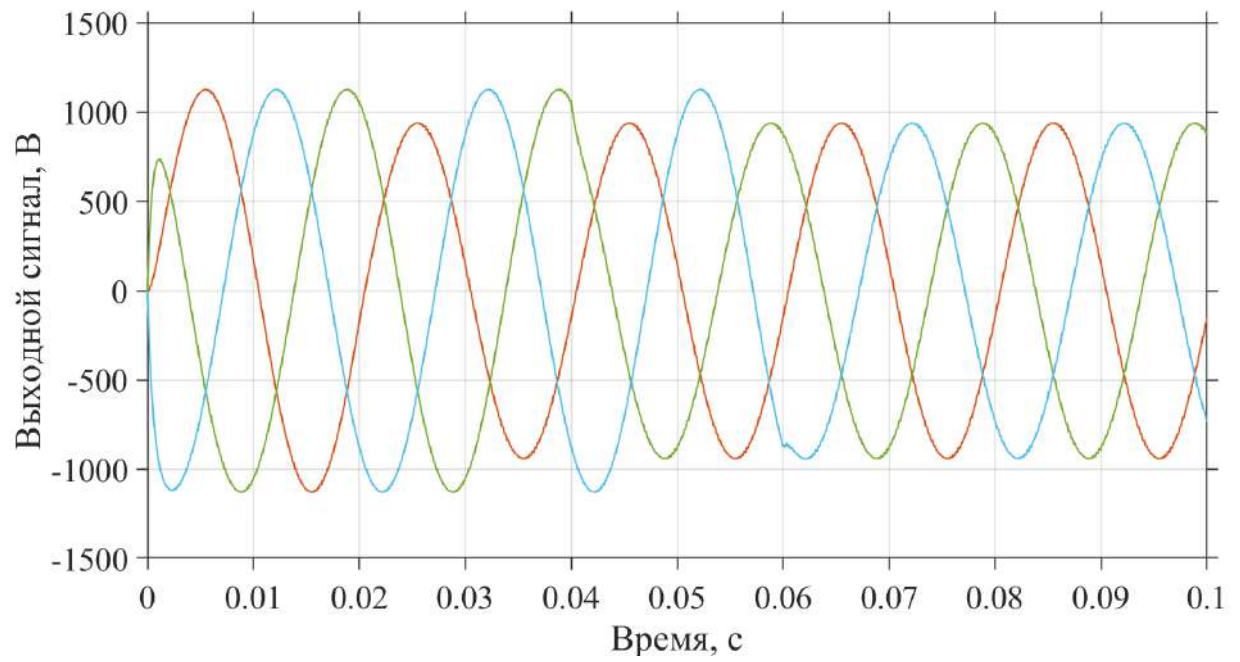


Рисунок 3.13 – Выходные фазные напряжения на выходе фильтра нижних частот при шунтировании ячеек при пересчете угла сдвига опорных генераторов

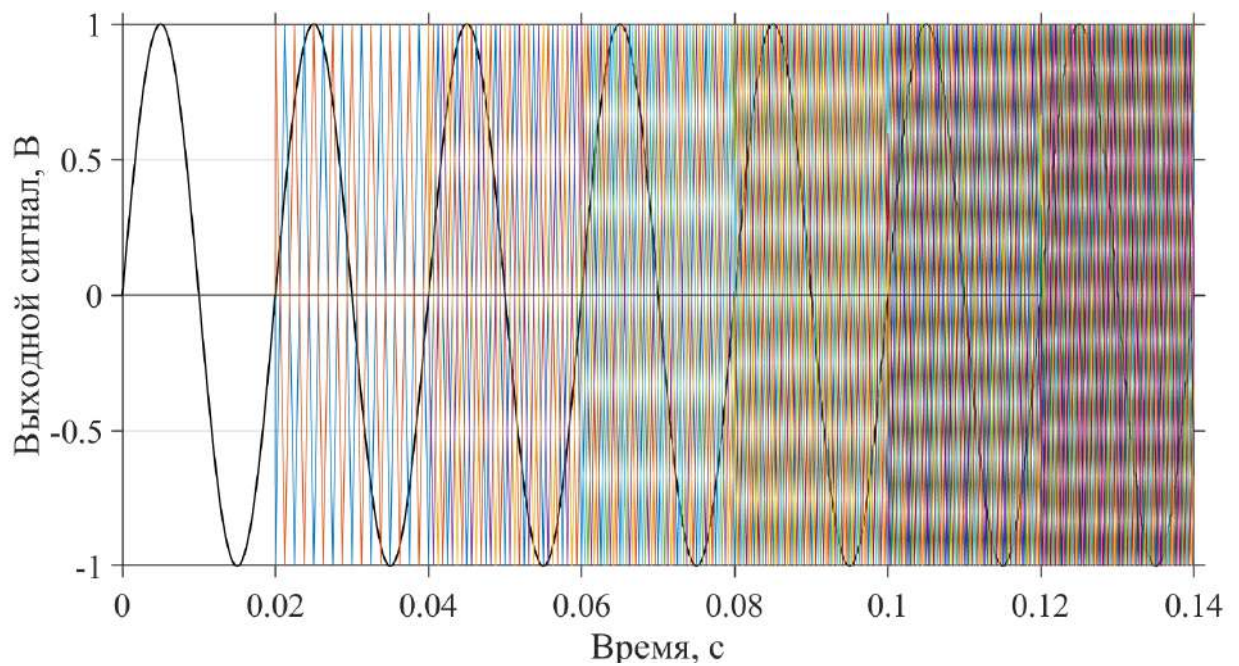


Рисунок 3.14 – Сигналы опорных генераторов и модулирующей функции при блокировке режима шунтирования силовых ячеек от 0 до 6

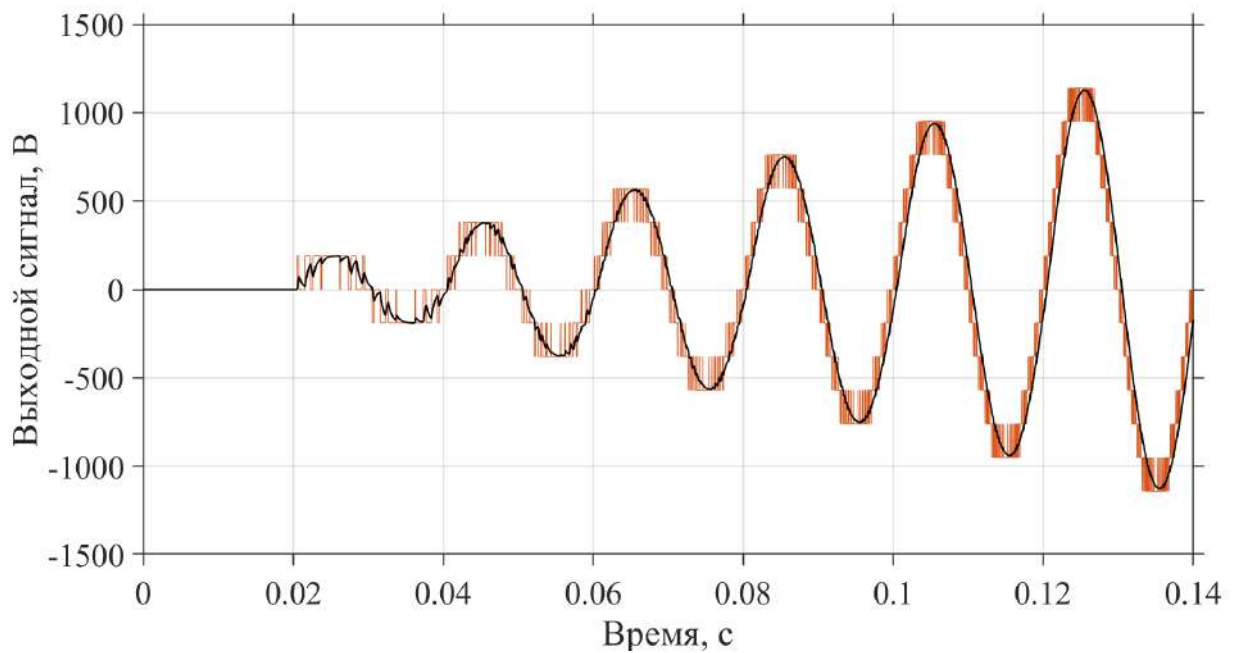


Рисунок 3.15 – Выходные фазные напряжения инвертора и синус-фильтра при последовательном отключении шунтирующих элементов от 0 до 6

3.3 Разработка имитационной модели асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

На начальном этапе получения математической модели электромагнитных процессов АДКЗР в осях α , β принята следующая система допущений [181, 185, 186]:

1. Магнитная система и пространственное расположение составных частей асинхронной машины:

а) магнитодвижущие силы (МДС) описываются синусоидальным временным законом вдоль окружности воздушного зазора как для статорных обмоток, так и для эквивалентных роторных;

б) пространственная симметрия фазных обмоток считается полной, то есть геометрические оси обмоток смещены в пространстве на угол, определяемый числом фаз и пар полюсов $\frac{2\pi}{mp_n}$, за исключением двухфазного случая, где m –

число фаз, p_n – число пар полюсов;

с) магнитная система двигателя полагается ненасыщенной, на основании чего главная индуктивность L_μ принимается постоянной величиной, инвариантной относительно амплитудного значения тока, что позволяет ограничиться анализом окрестности рабочего участка механической характеристики вблизи номинальной точки.

2. Допущения об электрической симметрии и приведении параметров:

а) фазные обмотки статора являются симметричными, то есть имеют одинаковые параметры;

б) короткозамкнутая обмотка ротора заменяется симметричной m -фазной обмоткой с синусоидальным пространственным распределением, имеющей то же число пар полюсов p_n , что и статор;

с) параметры роторной цепи приведены к статорной обмотке.

3. Допущения о частотной и температурной зависимостях параметров:

а) эффект вытеснения тока (скин-эффект) в пазах короткозамкнутого ротора отсутствует, так как частота токов в рабочем диапазоне механической характеристики представляет собой достаточно малую величину и ее влияние на активное сопротивление R_r незначительно;

б) активные сопротивления статора R_s и ротора R_r рассматриваются как постоянные величины, взятые при номинальной температуре ЭД. Диапазон изменений их значений может быть существенен (до 40 % от номинала), что важно учитывать при анализе точности модели в продолжительных режимах работы.

Данный перечень общепринятых допущений является достаточным для корректного математического описания электромагнитных процессов в АДКЗР и последующего синтеза системы векторного управления, на основании чего дифференциальные уравнения электрического равновесия имеют следующий вид:

$$\begin{cases} u_{sk} = R_s i_{sk} + \frac{d\psi_{sk}}{dt}, k = 1, m; \\ 0 = R_r i_{rk} + \frac{d\psi_{rk}}{dt}, k = 1, m, \end{cases} \quad (3.1)$$

где u_{sk} , i_{sk} , ψ_{sk} , i_{rk} , ψ_{rk} – мгновенные значения напряжения, тока и полных потокоцеплений обмоток статора и ротора АДКЗР порядкового номера k .

В свою очередь, математическая модель АДКЗР в векторно-матричной форме записи для вращающейся с произвольной частотой ω_k системы координат обычно представляется как [179, 183]:

$$\begin{cases} L_{\sigma e}^s \dot{\mathbf{I}}_s = -R_s \mathbf{I}_s - k_r \dot{\mathbf{\Psi}}_r - \omega_k \mathbf{D}(L_{\sigma e}^s \mathbf{I}_s + k_r \mathbf{\Psi}_r) + \mathbf{U}_s; \\ \dot{\mathbf{\Psi}}_r = \frac{L_m R_r}{L_r} \mathbf{I}_s - (\omega_k - \omega_e) \mathbf{D} \mathbf{\Psi}_r - \frac{R_r}{L_r} \mathbf{\Psi}_r; \\ M_e = c k_r \mathbf{I}_s^T \mathbf{D} \mathbf{\Psi}_r, \end{cases} \quad (3.2)$$

где $\mathbf{I}_s, \mathbf{U}_s, \mathbf{\Psi}_r$ – алгебраические векторы-столбцы тока, напряжения статора и потокоцепления ротора в ортогональных осях; R_s, R_r – активные сопротивления обмоток статора и ротора; $L_r, L_m, L_{\sigma e}^s$ – индуктивность обмотки ротора, главная индуктивность и эквивалентная индуктивность рассеивания машины; M_e – электромагнитный момент; k_r – отношение главной индуктивности к полной индуктивности ротора; $c = \frac{2}{3} p_n$ – коэффициент согласования, который может быть найден в зависимости от метода эквивалентного перехода к обобщенной двухфазной электрической машине; $\mathbf{D}$ – матрица поворота на угол $\frac{\pi}{2}$ в положительном направлении.

Рассматривая стационарную систему координат при $\omega_k = 0$ и дополняя (3.2) основным уравнением движения ЭП для одномассовой системы [188, 190], математическая модель АДКЗР в ортогональных неподвижных осях (α, β) окончательно принимает следующий вид (3.3), которой соответствует структурная схема, изображенная на рисунке 3.16.

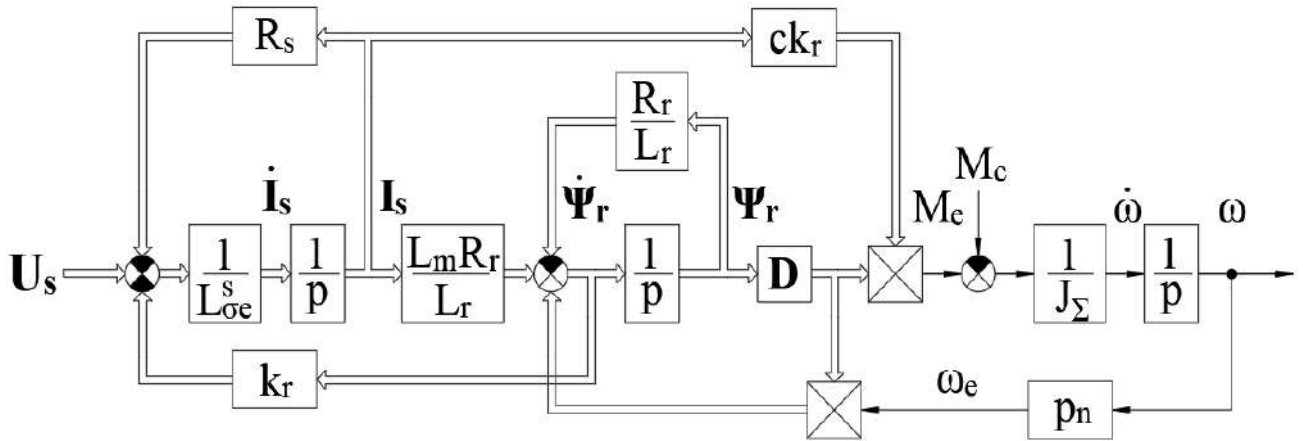


Рисунок 3.16 – Структурная модель АДКЗР в неподвижной системе координат α, β

$$\begin{cases} L_{\sigma e}^s \dot{\mathbf{I}}_s = -R_s \mathbf{I}_s - k_r \dot{\Psi}_r + \mathbf{U}_s; \\ \dot{\Psi}_r = \frac{L_m R_r}{L_r} \mathbf{I}_s - \omega_e \mathbf{D} \Psi_r - \frac{R_r}{L_r} \Psi_r; \\ M_e = c k_r \mathbf{I}_s^T \mathbf{D} \Psi_r; \\ M_e - M_c = J_{\Sigma} \dot{\omega}. \end{cases} \quad (3.3)$$

3.4 Синтез регуляторов системы векторного управления

Систему векторного управления АДКЗР предлагается синтезировать согласно базовой структуре, описанной в [179]. и изображенной на рисунке 3.17, на котором используются следующие обозначения: ЗИ – задатчик интенсивности; Ф – задающий фильтр; РС – регулятор скорости; РТq – регулятор тока по каналу моментаобразования; РТd – регулятор тока намагничивания; РП – регулятор модуля вектора потокосцеплений ротора; БСМ – блок скалярных модуляторов; « $\alpha\text{-}\beta \Rightarrow A\text{-}B\text{-}C$ », « $d\text{-}q \Rightarrow \alpha\text{-}\beta$ », « $\alpha\text{-}\beta \Rightarrow d\text{-}q$ », « $A\text{-}B\text{-}C \Rightarrow \alpha\text{-}\beta$ » – преобразования координат; БПМ – блок предмодулятора; МИ – многоуровневый инвертор; ДС – датчик скорости, М – электродвигатель

Для синтеза регуляторов воспользуемся математической моделью АДКЗР в осях $d, q, 0$, показанной на рисунке 3.18, на котором используются следующие

обозначения: $K_r = 1 + (k_r)^2 \frac{R_r}{R_s}$ – коэффициент приведения ротора к статору;

$T_s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{R_s L_r}$, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ – электромагнитные постоянные времени статорной и роторной цепей соответственно.

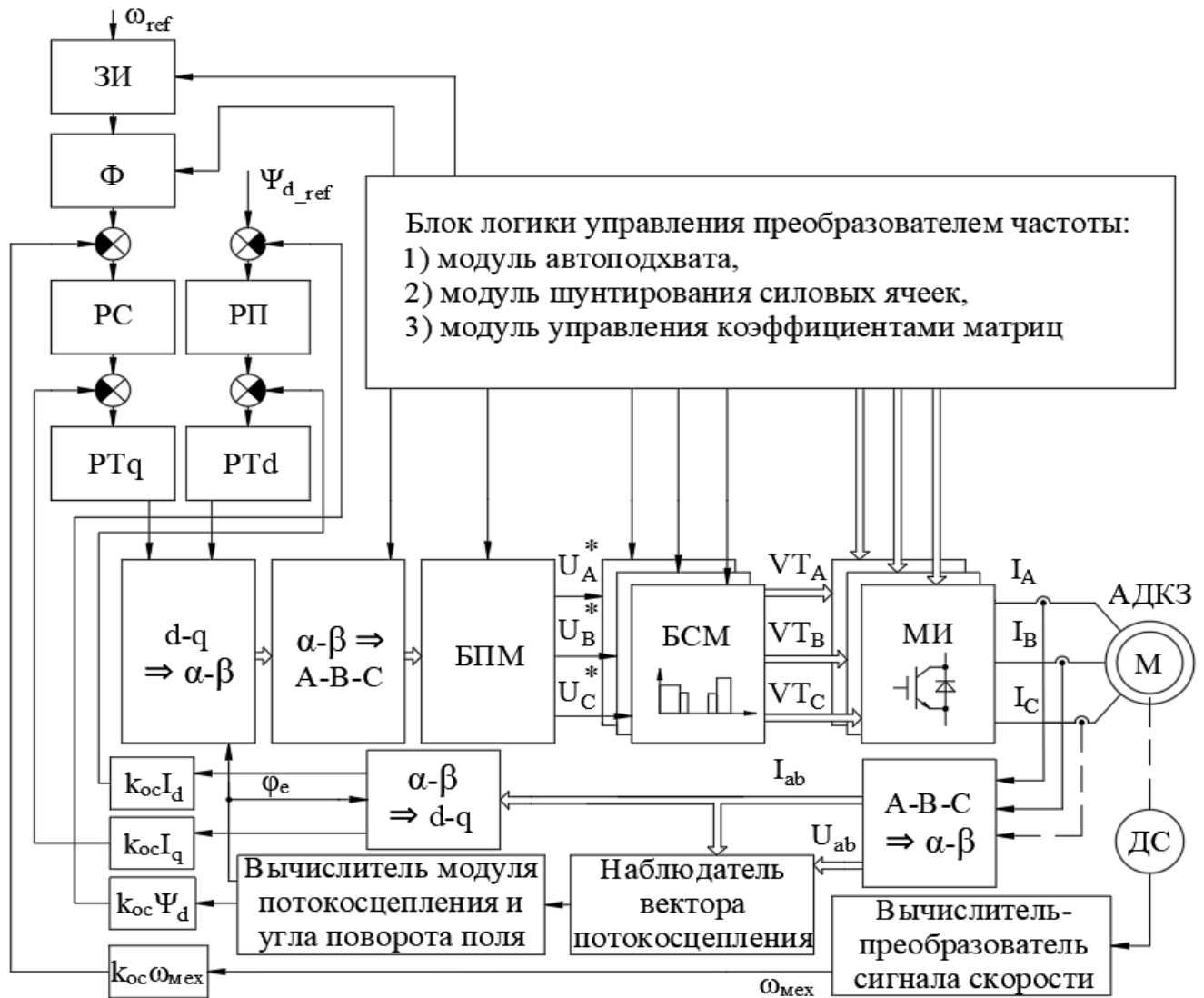


Рисунок 3.17 – Структурная схема системы векторного управления АДКЗР в естественных осях

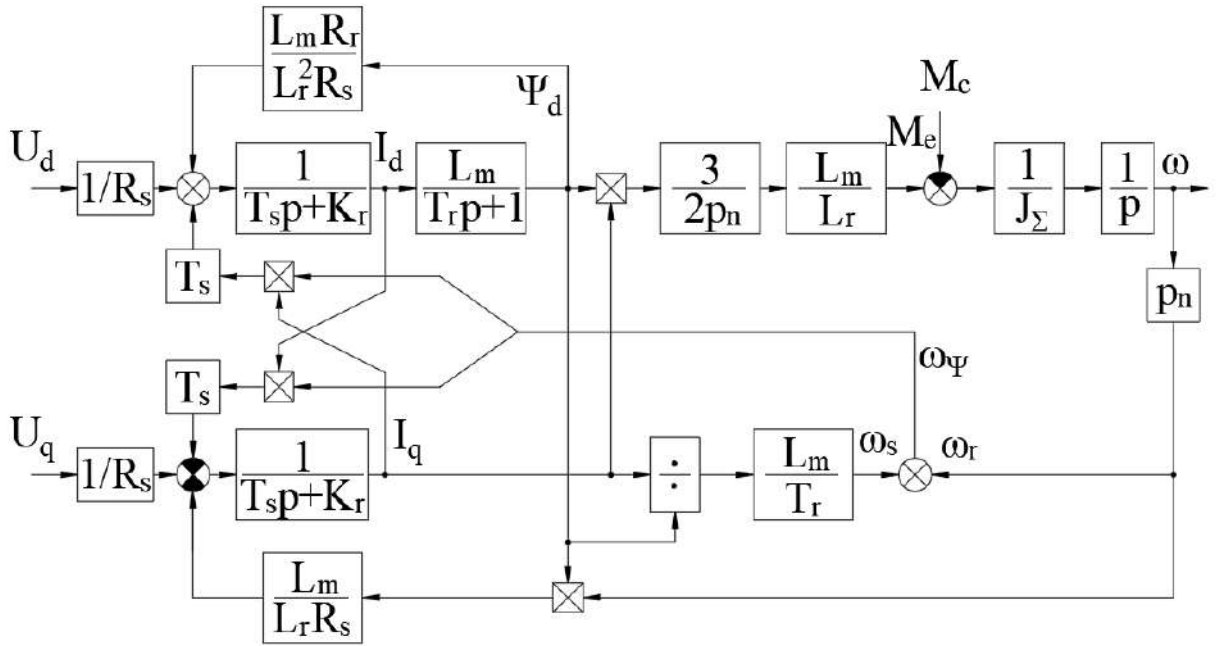


Рисунок 3.18 – Структурная схема системы АДКЗР в осях d , q , 0

3.4.1 Синтез контура регулирования тока статора

При разнесении темпов дискретных и непрерывных процессов в ВПЧ и статорных обмотках АДКЗР структурная схема контура регулирования токов статора (КРТ) в координатах состояния d , q приведена на рисунке 3.19, на котором используются следующие обозначения: R_e – эквивалентное активное сопротивление АДКЗР, приведенное к статору; T_e – переходная электромагнитная постоянная времени. Эти параметры могут быть выведены путем преобразования структурной схемы на рисунке 3.18 относительно токов I_d , I_q и, соответственно, равны:

$$R_e = R_s + (k_r)^2 R_r, \text{ Ом.}$$

$$T_e = \frac{L_s L_r - L_m^2}{(R_s + (k_r)^2 R_r) L_r} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{R_e L_r}, \text{ с.}$$

Благодаря приведенному выше допущению динамические свойства ВПЧ можно описать безынерционным звеном с коэффициентом передачи $K_{\text{ПЧ}}$

$$K_{\text{ПЧ}} = \frac{U_{\text{ПЧ(вых)max}}}{U_{\text{оп}}} = \frac{U_{\text{DC}} \cdot N}{U_{\text{оп}}}, \quad (3.4)$$

где $U_{\text{DC}}=190$ В – номинальное напряжение ЗПТ силовой ячейки, откуда при амплитудном значении опорного сигнала $U_{\text{оп}} = 1$ В при $N = 6$ окончательно получаем

$$K_{\text{ПЧ}} = \frac{190 \cdot 6}{1} = 1140.$$

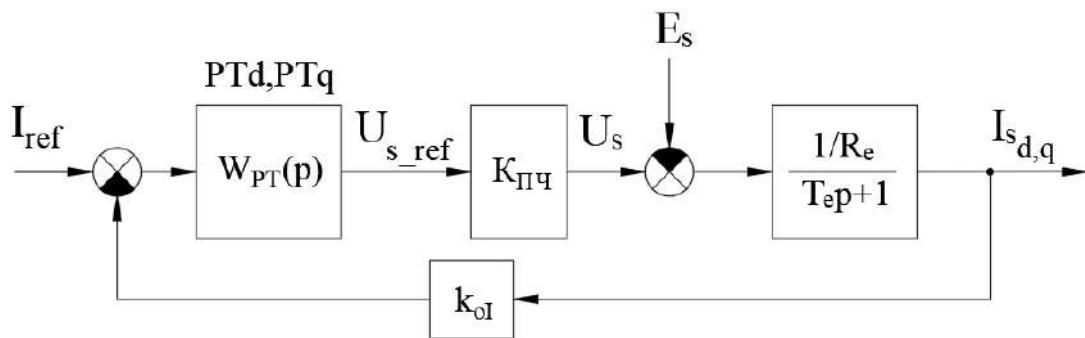


Рисунок 3.19 – Структурная схема КРТ

Коэффициент передачи канала отрицательной обратной связи (ООС) определяется по выражению (3.5)

$$k_{ol} = \frac{I_{\text{max}}^{\text{ref}}}{I_{s \text{ max}}} = \frac{I_{\text{max}}^{\text{ref}}}{\sqrt{2} \cdot I_{\text{H}} \cdot \lambda_i}, \quad (3.5)$$

где λ_i – перегрузочная способность по току, которая принимается равной 2, в результате чего при $I_{\text{max}}^{\text{ref}} = 1$ А:

$$k_{ol} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot 20 \cdot 2} = 0,0177.$$

С целью обеспечения аperiodического характера переходных процессов без перерегулирования передаточные функции (ПФ) PT_d и PT_q выбираются из требования, чтобы ПФ контура регулирования в разомкнутом состоянии описывалась динамическим звеном первого порядка. В итоге, выбирая в качестве базовой структуры ПИ-регулятор,

$$W_{PT}(p) = k_{PT} \cdot \frac{T_{PT}p + 1}{p}, \quad (3.6)$$

где $k_{PT} = k_{и}$ – коэффициент передачи интегральной составляющей; $T_{PT} = \frac{k_{п}}{k_{и}}$ – постоянная времени изодрома.

Желаемое значение собственной частоты КРТ задается в функции частоты дискретизации ВПЧ на основании следующего равенства:

$$\omega_{cl} = \frac{f_{\text{дискр.ПЧ}}}{1,5} = \frac{2 \cdot N \cdot f_{\text{оп}}}{1,5} = \frac{2 \cdot 6 \cdot 400}{1,5} = 3200, \text{ 1/с},$$

в результате чего получаем

$$k_{п,PT} = \frac{\omega_{cl} \cdot T_e R_e}{K_{ПЧ} \cdot k_{ol}}. \quad (3.7)$$

$$k_{PT} = k_{и,PT} = \frac{k_{п,PT}}{T_e}, (\text{с}^{-1}). \quad (3.8)$$

И окончательно:

$$k_{\text{РТ}} = \frac{3200 \cdot 2,3852}{1140 \cdot 0,0177} = 377,9915, (\text{с}^{-1}).$$

$$T_{\text{РТ}} = T_e = 0,0118, \text{ с.}$$

3.4.2 Синтез контура регулирования скорости

Синтез внешнего контура регулирования скорости (КРС) подчинен задаче приведения динамических процессов по частоте вращения ротора АД к эталонным показателям качества в установившемся и переходном процессе. Ключевым требованием, предъявляемым к синтезируемому контуру регулирования, является обеспечение нулевой статической ошибки по возмущающему воздействию (моменту нагрузки), благодаря чему искусственные механические характеристики становятся абсолютно жесткими. Структурная организация КРС, изображенная на рисунке 3.20, базируется на принципе подчиненного регулирования при допущении о том, что быстродействие КРТ достаточно велико и его динамические свойства можно описать безынерционным звеном [182]. На рисунке 3.20 используются следующие буквенные обозначения: РС – регулятор скорости, формирующий сигнал задания для подчиненного контура; КРТ q – внутренний быстродействующий контур регулирования тока статора по оси q , за которым следует динамическая модель механической части электропривода, учитывающая приведенный к валу момент инерции нагрузки и абсолютно жесткую кинематическую связь [182].

Обоснование структуры регулятора в КРС базируется на требованиях инвариантности к задающему воздействию в установившихся режимах и обеспечения заданных показателей качества в переходных процессах. Указанным требованиям удовлетворяет пропорционально-интегральный (ПИ)-регулятор, параметры которого подлежат определению из ПФ КРС в замкнутом состоянии:

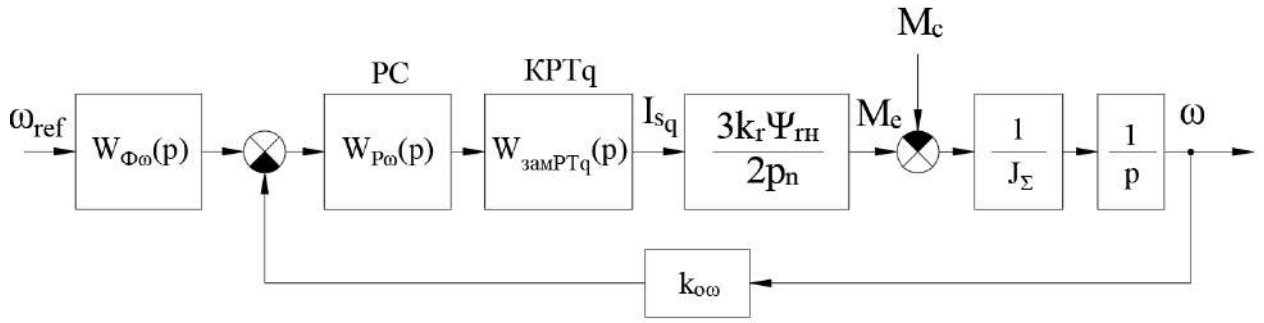


Рисунок 3.20 – Структурная схема КРС

$$\begin{aligned}
 W_{\text{КРС зам}}(p) &= \frac{\frac{k_{\text{п,PC}}p + k_{\text{и,PC}}}{p} \cdot \frac{1}{k_{\text{ол}}} \cdot \frac{3}{2} \cdot p_n \cdot k_r \cdot \psi_{rH} \cdot \frac{1}{J_\Sigma \cdot p}}{1 + \frac{k_{\text{п,PC}}p + k_{\text{и,PC}}}{p} \cdot \frac{1}{k_{\text{ол}}} \cdot \frac{3}{2} \cdot p_n \cdot k_r \cdot \psi_{rH} \cdot \frac{1}{J_\Sigma \cdot p} \cdot k_{\text{оо}}} = \\
 &= \frac{(k_{\text{п,PC}}p + k_{\text{и,PC}}) \cdot p_n \cdot L_m \cdot \psi_{rH}}{p^2 + \frac{k_{\text{п,PC}} \cdot \frac{3}{2} \cdot p_n \cdot k_r \cdot \psi_{rH} \cdot k_{\text{оо}}}{k_{\text{ол}} \cdot J_\Sigma} p + \frac{k_{\text{п,PC}} \cdot \frac{3}{2} \cdot p_n \cdot k_r \cdot \psi_{rH} \cdot k_{\text{оо}}}{k_{\text{ол}} \cdot J_\Sigma}}. \quad (3.9)
 \end{aligned}$$

Коэффициенты РС могут быть найдены путем разрешения системы уравнений, полученной после приравнивания коэффициентов характеристического полинома КРС к желаемому [182, 186]:

$$\begin{aligned}
 p^2 + \frac{k_{\text{п,PC}} \cdot \frac{3}{2} \cdot p_n \cdot k_r \cdot \psi_{rH} \cdot k_{\text{оо}}}{k_{\text{ол}} \cdot J_\Sigma} p + \frac{k_{\text{п,PC}} \cdot \frac{3}{2} \cdot p_n \cdot k_r \cdot \psi_{rH} \cdot k_{\text{оо}}}{k_{\text{ол}} \cdot J_\Sigma} &= \\
 = p^2 + A_1 \cdot \Omega_{\text{КРС}} p + \Omega_{\text{КРС}}^2,
 \end{aligned}$$

где Ω – среднегеометрический корень; $A_1 = 1,73$ – коэффициент формы, выбранный в соответствии со стандартной линейной формой Бесселя [186].

Быстродействие КРС, задаваемое величиной Ω , выбирается в соответствии с принципом разделения движений:

$$\Omega_{\text{КРС}} = \omega_{\text{с}\omega} = \frac{\omega_{\text{с}I}}{100} = 32, 1/\text{с},$$

а коэффициент передачи канала отрицательной обратной связи рассчитывается по формуле:

$$k_{\text{о}\omega} = \frac{\omega_{\text{ref}}}{\omega_{\text{о}\max}} = \frac{1}{\omega_{\text{н}}} = \frac{1}{157} = 0,0064, \text{ с}.$$

Коэффициент при интегральной составляющей в ПИ-регуляторе находится как:

$$k_{\text{и,PC}} = \frac{\Omega_{\text{КРС}}^2 \cdot 2 \cdot J_{\Sigma} \cdot k_{\text{o}I}}{3 \cdot p_n \cdot k_r \cdot \psi_{rH} \cdot k_{\text{о}\omega}}, 1/\text{с}, \quad (3.10)$$

а аналогичный параметр пропорциональной части вычисляется по формуле:

$$k_{\text{п,PC}} = \frac{A_1 \cdot \Omega_{\text{КРС}} \cdot 2 \cdot J_{\Sigma} \cdot k_{\text{o}I}}{3 \cdot p_n \cdot k_r \cdot \psi_{rH} \cdot k_{\text{о}\omega}}, \quad (3.11)$$

откуда

$$k_{\text{и,PC}} = \frac{32^2 \cdot 2 \cdot 2,128 \cdot 0,0177}{3 \cdot 2 \cdot 2,5872 \cdot 0,9534 \cdot 0,0064} = 817,656, 1/\text{с}.$$

$$k_{\text{п,PC}} = \frac{1,73 \cdot 32 \cdot 2 \cdot 2,128 \cdot 0,0177}{3 \cdot 2 \cdot 2,5872 \cdot 0,9534 \cdot 0,0064} = 44,2045.$$

С целью снижения перерегулирования воздействия на входе КРС устанавливается апериодический фильтр с передаточной функцией:

$$W_{\phi}(p) = \frac{1}{\frac{k_{\pi, PC}}{k_{\pi, PC}} p + 1}.$$

3.4.3 Синтез контура регулирования модуля вектора потокосцеплений ротора

Структурная схема контура регулирования модуля вектора потокосцеплений ротора (КРП) приведена на рисунке 3.21.

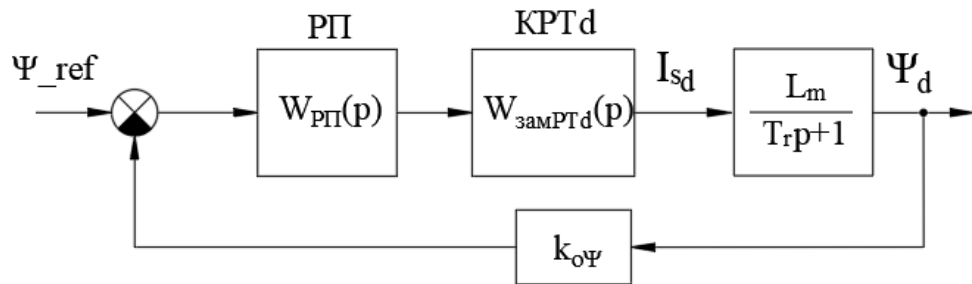


Рисунок 3.21 – Структурная схема КРП

Для обеспечения высокого быстродействия и астатизма первого порядка по выходу синтез регулятора КРП осуществляется на основе пропорционально-интегрального закона управления с компенсацией постоянной времени ротора. В этом случае ПФ КРП в замкнутом состоянии принимает следующий вид:

$$W_{\text{КРП зам}}(p) = \frac{k_{\text{РП}} \frac{T_r p + 1}{p} \cdot \frac{1}{k_{ol}} \cdot \frac{L_m}{T_r p + 1}}{1 + k_{\text{РП}} \frac{T_r p + 1}{p} \cdot \frac{1}{k_{ol}} \cdot \frac{L_m}{T_r p + 1} \cdot k_{o\psi}} = \frac{k_{\text{РП}} \cdot L_m}{p + k_{\text{РП}} \frac{L_m \cdot k_{o\psi}}{1}}. \quad (3.12)$$

Динамические свойства управляемой координаты однозначно определяются коэффициентами характеристического полинома первого порядка, представленного в стандартной форме записи:

$$p + k_{\text{ПИ}} \frac{L_m \cdot k_{o\psi}}{1} = p + \Omega_{\text{КПИ}},$$

в котором среднегеометрический корень принимается равным

$$\Omega_{\text{КПИ}} = \omega_{c\psi} = \frac{\omega_{cl}}{20} = 160, 1/\text{с}.$$

В итоге, с учетом коэффициента передачи по каналу ООС:

$$k_{o\psi} = \frac{\psi_{ref}}{\psi_{rm\max}} = \frac{1}{2 \cdot \psi_{rH}} = \frac{1}{2 \cdot 0,937} = 0,1933,$$

численные значения коэффициентов передачи интегральной и пропорциональной составляющих ПИ-регулятора модуля вектора потокосцеплений ротора определяются как:

$$k_{\text{ПИ}} = k_{\text{и,РТ}} = \frac{\omega_{c\psi} \cdot k_{ol}}{L_m \cdot k_{o\psi}} = \frac{160 \cdot 0,0177}{0,2944 \cdot 0,1933} = 49,719, 1 / \text{с}.$$

$$k_{\text{и,РТ}} = k_{\text{и,РТ}} \cdot T_r = 35,765.$$

Расчетный m-файл для всех коэффициентов регуляторов и параметров модели приведен в Приложении Д.

3.5 Структурное моделирование системы высоковольтного электропривода в аварийном режиме работы в сценарии шунтирования силовых ячеек

С целью верификации метода смещения нейтральной точки, обеспечивающего симметрию линейных напряжений при шунтировании силовых ячеек (раздел 2.1), в рамках диссертационного исследования была разработана имитационная модель электромеханической системы переменного тока, структурная схема которой представлена на рисунке 3.22. В состав модели включены следующие функциональные блоки: блок шунтирования (*Simulation condition block*); блок задания управляющих и возмущающих воздействий (*References*); модель многоуровневого инвертора (*Multilevel inverter*), детально описанная в разделе 3.2; блок системы управления электроприводом (*VFD control block*), реализующий алгоритмы векторного управления; блок измерения (*Sensors block*); блок фильтра нижних частот (*Filter block*); а также модель электромеханического преобразования энергии АДКЗР (*IMSC model*) в ортогональной неподвижной системе координат α , β , сопряженная с трехфазной выходной цепью посредством матрицы прямого преобразования Э. Кларк.

На рисунке 3.23 представлена структура блока управления *VFD control block*, реализованная в соответствии со схемой, приведенной на рисунке 3.17. Система включает в себя следующие функциональные элементы:

- блок управления подхватом и формирования темпа разгона (*Ramp and flying start ctr*);
- задающий фильтр (*w filter*);
- блок регуляторов тока статора в координатах состояния d , q , модуля вектора потокосцеплений ротора и угловой скорости вала (*Controllers block*);
- блоки прямого и обратного преобразований Р. Парка (*Park transform, Inverse Park transform*);
- вычислитель направляющих косинусов полеориентированной системы координат (*Sin cos evaluator*);

- вычислитель модуля вектора потокосцеплений ротора (*Psi evaluator*);
- блок модифицированного обратного преобразования Э. Кларк (*Inverse modified Clark transform*) (Приложение Е);
- блок предмодуляции (*Premodulation*);
- блок логики управления процессом шунтирования силовых ячеек (*Phases status ctr*).

Детальная структура узла управления подхватом и темпом разгона, который обеспечивает фиксацию текущей скорости вращения двигателя перед повторным запуском инвертора и последующее ее изменение с заданным темпом до требуемого значения уставки, приведена на рисунке 3.24.

Блок логики управления шунтированием, изображенный на рисунке 3.25, построен на основе трех идентичных каналов для каждой из трех фаз (*Phase cell status*). Структура одного из них детализирована на рисунке 3.26. Данный блок предназначен для текущего определения общего количества работоспособных ячеек в стойке ВПЧ, формирования сигналов для отключения драйверов неисправных силовых ячеек и управления включением шунтирующих контакторов.

Имитационная модель АДКЗР, реализованная в неподвижной системе координат α, β согласно рисунку 3.16 и дополненная матрицей прямого преобразования Э. Кларк для связи с трехфазной входной цепью, изображена на рисунке 3.27. Для корректной работы модели в режимах выбега и исключения появления непреднамеренного режима динамического торможения в модель АДКЗР добавлен блок управления токами статора. В моменты отключения инвертора одновременно обнуляются напряжения на обмотке статора и токи статора.

Динамическая модель фильтра нижних частот, изображенная на рисунке 3.28, описывается апериодическим звеном с постоянной времени $T = 0,5$ мс. Выбор численного значения постоянной времени обусловлен необходимостью обеспечить минимальный фазовый сдвиг выходной гармоники, вносимого фильтром после ШИМ-инвертора, с одновременным соблюдением требования по сглаживанию высокочастотных составляющих.

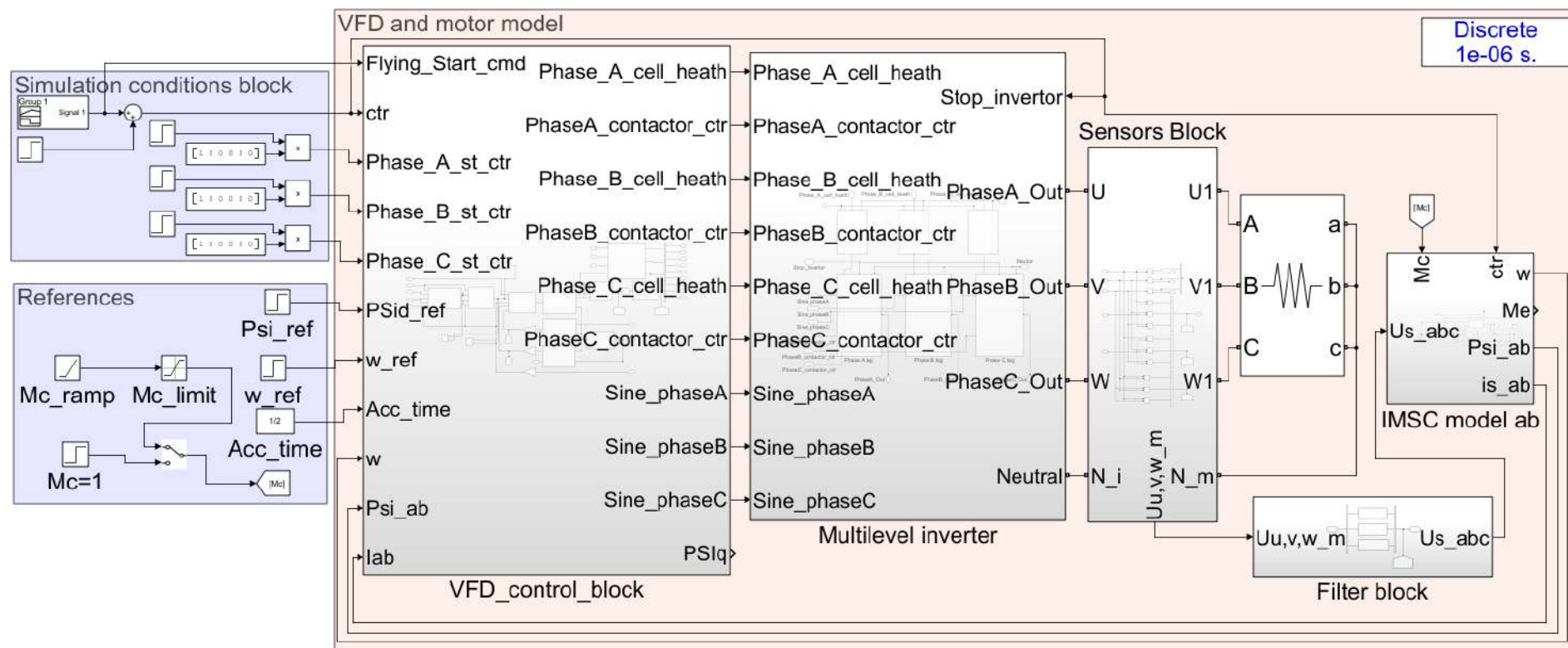


Рисунок 3.22 – Схема набора в «MATLAB/Simulink» высоковольтного

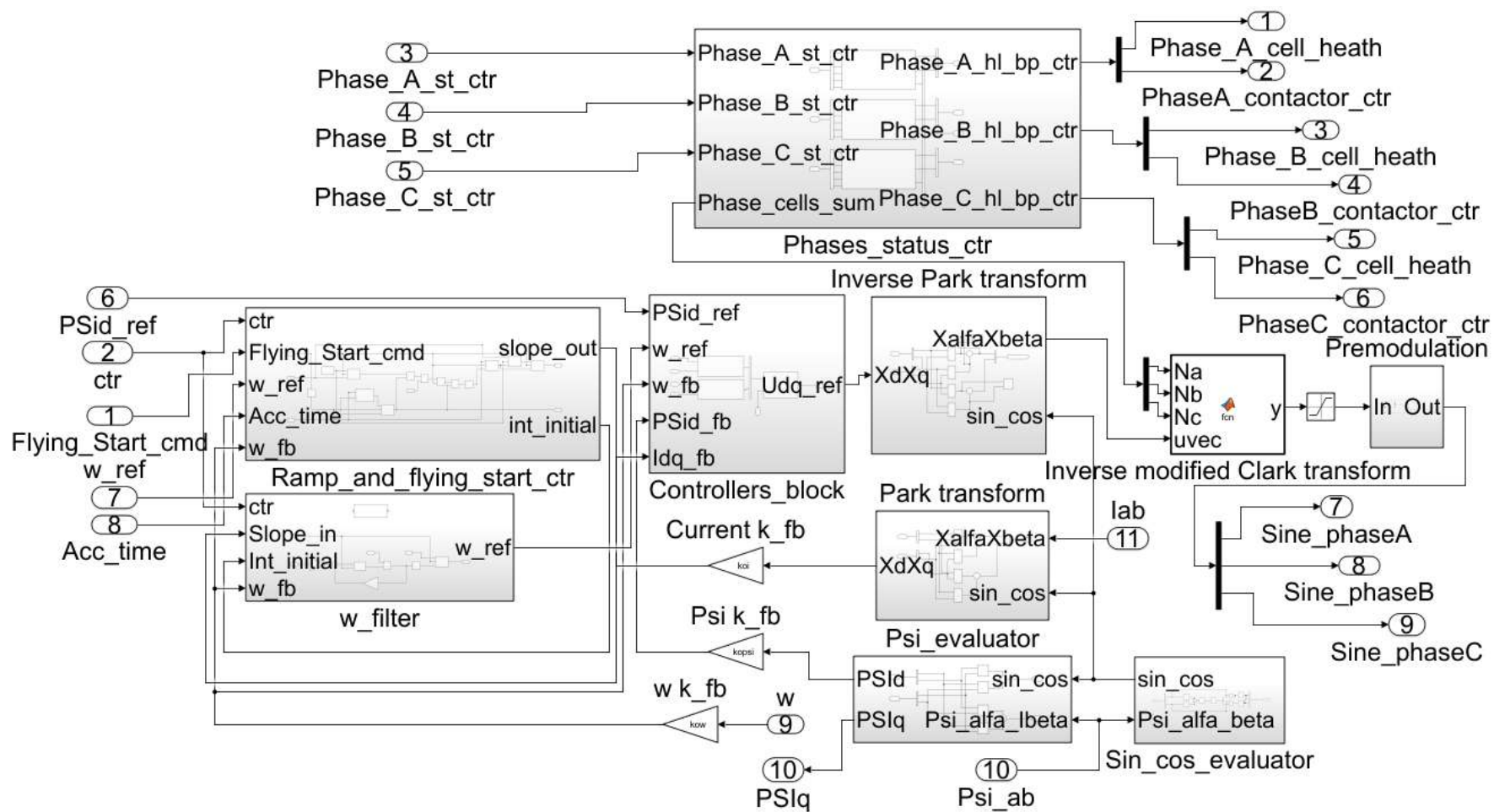


Рисунок 3.23 – Схема набора в «*MATLAB/Simulink*» системы
векторного управления АДКЗР

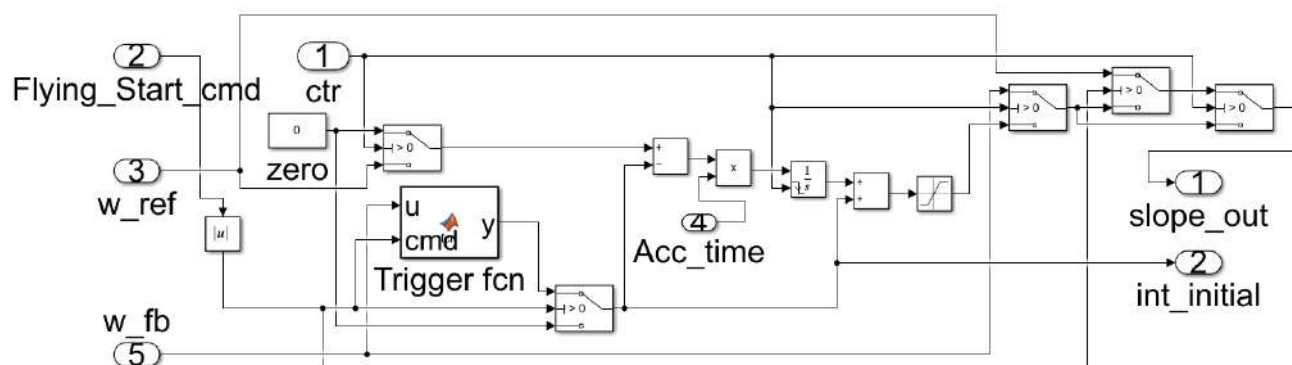


Рисунок 3.24 – Схема набора в «MATLAB/Simulink» задатчика интенсивности и блока автоподхвата

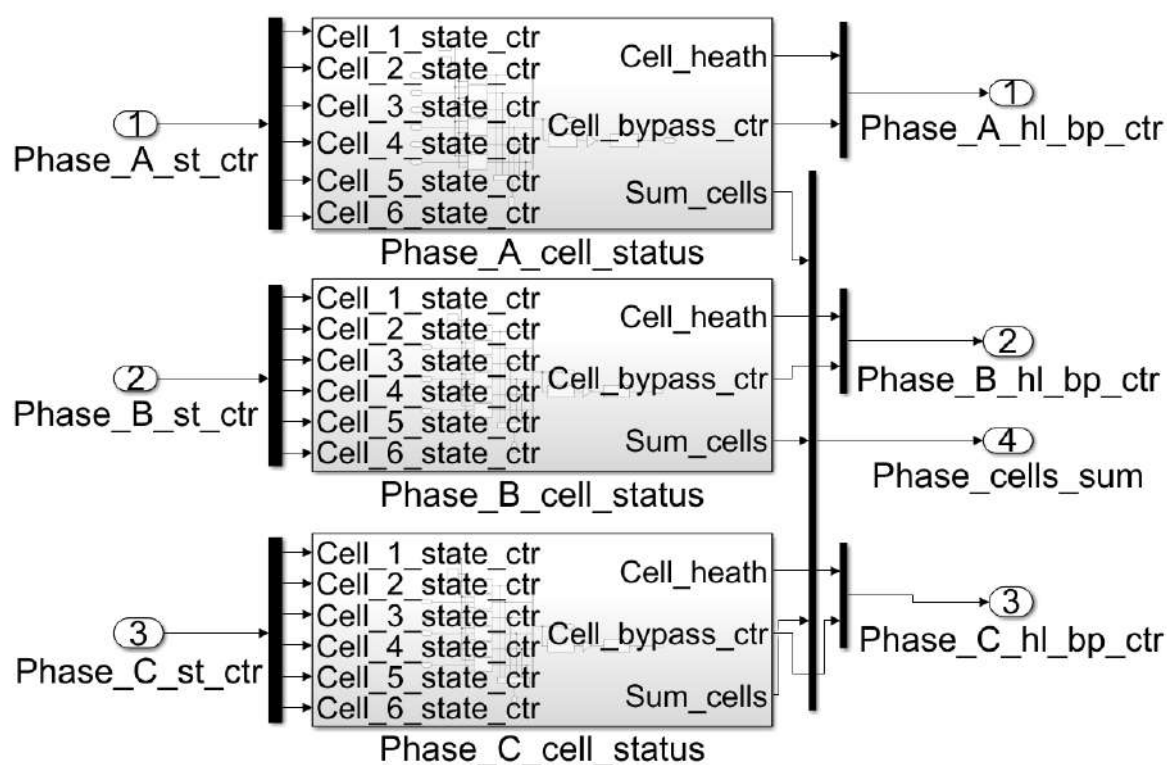


Рисунок 3.25 – Схема набора в «MATLAB/Simulink» управления логикой шунтирования силовых ячеек

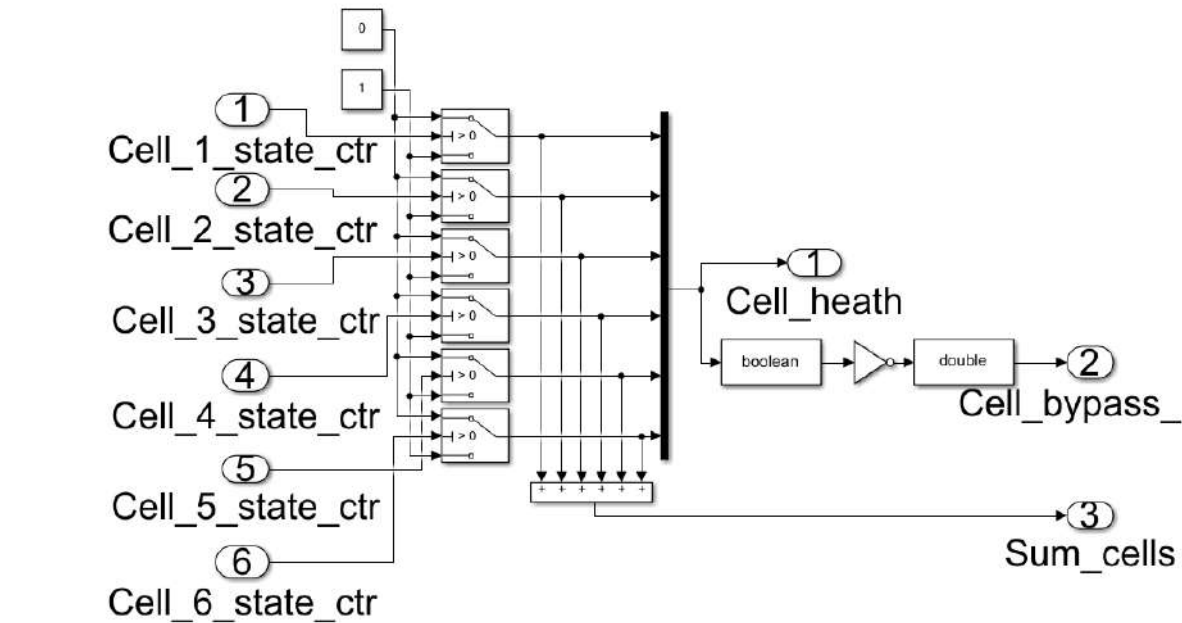


Рисунок 3.26 – Логический блок управления шунтированием, драйвером и подсчетом числа силовых ячеек

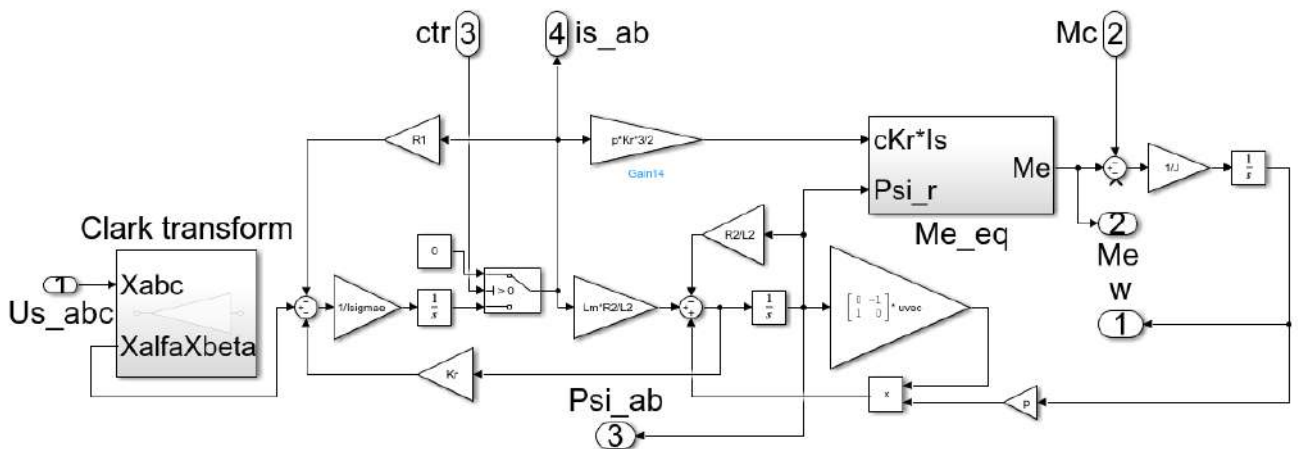


Рисунок 3.27 – Схема набора в «*MATLAB/Simulink*» АДКЗР в координатах состояния α , β , дополненная матрицей прямого преобразования Э. Кларк

На рисунке 3.29 изображена имитационная модель измерительного модуля для регистрации напряжений на нагрузке, подключённой звездой. Её применение обеспечивает гальваническое разделение нулевых точек инвертора и АДКЗР, а также согласование сигналов между *Simscape* и базовыми блоками *Simulink*.

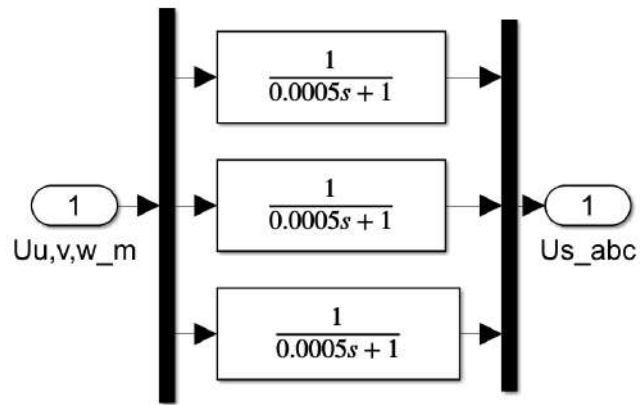


Рисунок 3.28 – Имитационная модель фильтра нижних частот

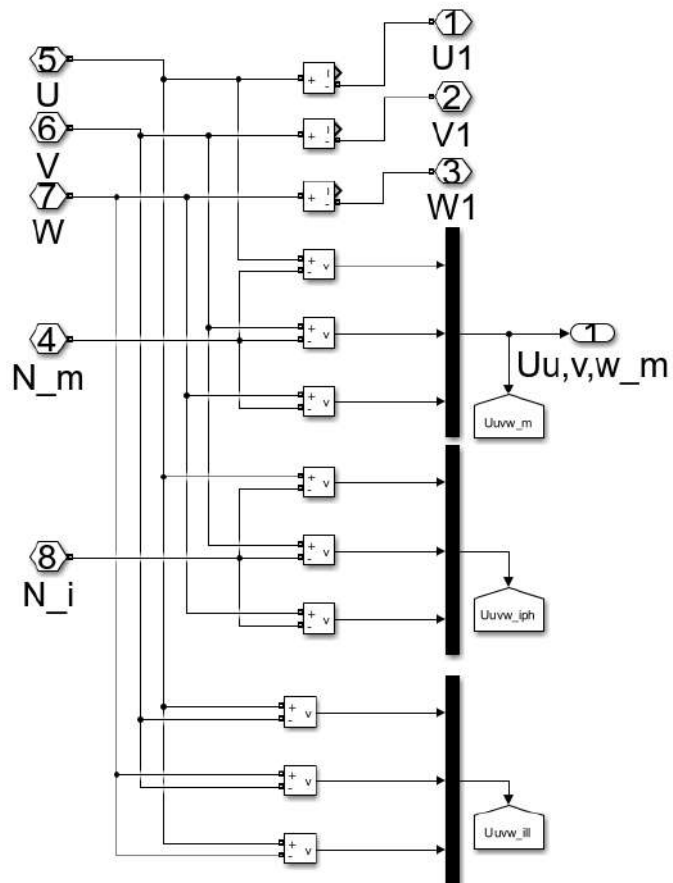


Рисунок 3.29 – Имитационная модель блока измерений

Исследование режимов работы электропривода в условиях отказов силовой части инвертора выполнено согласно приведённому порядку действий:

– на временном интервале $t = 0 \dots 1$ с производится разгон АДКЗР до номинальной угловой скорости с последующим скачкообразным приложением номинального момента сопротивления;

– при $t = 1,3$ с шунтируется ячейка фазы U , в момент времени $t = 1,9$ с исключается из электрической цепи один силовой модуль фазы V , а затем при $t = 2,5$ с – в стойке W .

Представленные на рисунках 3.30 и 3.31 переходные процессы подтверждают работоспособность и высокую эффективность алгоритма смещения нейтральной точки. Как видно из представленных результатов моделирования, несмотря на сокращение числа активных ячеек, электромеханическая система сохраняет свою управляемость, а отклонения регулируемых координат состояния электропривода находятся в допустимых пределах.

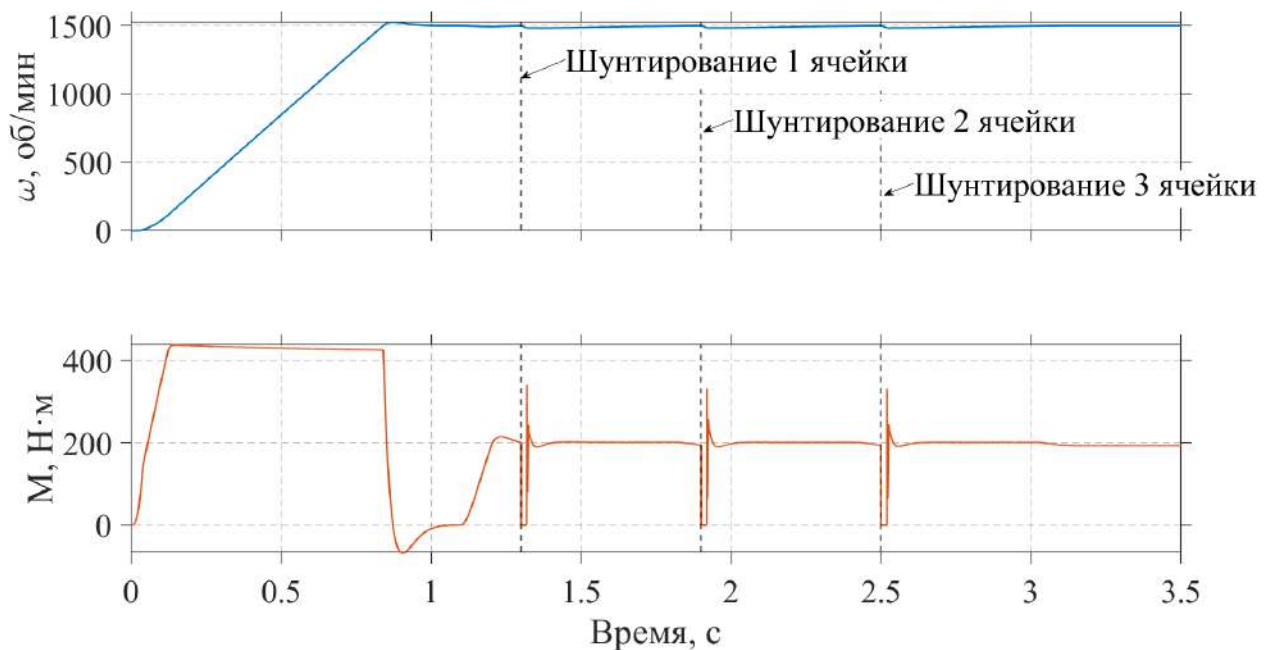


Рисунок 3.30 – Переходные процессы по скорости и электромагнитному моменту в частотно-регулируемом электроприводе на базе АДКЗР при последовательном шунтировании силовых ячеек

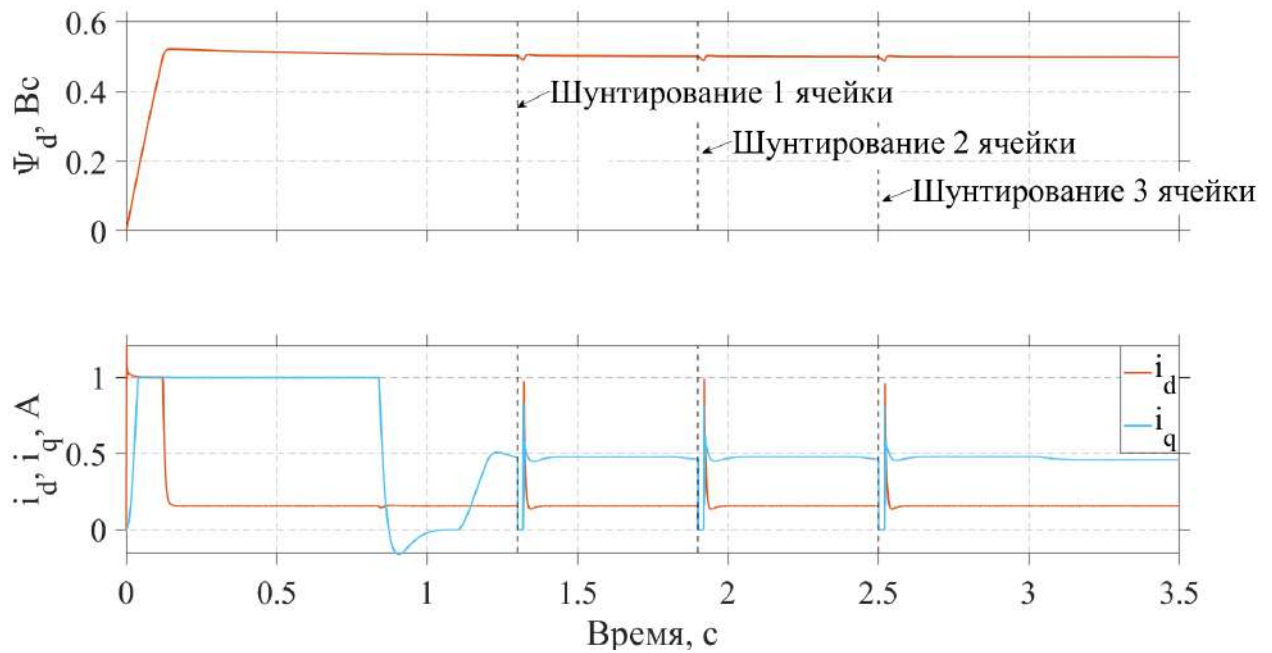


Рисунок 3.31 – Переходные процессы по потокосцеплению по оси d и токам по осям d и q в частотно-регулируемом электроприводе на базе АДКЗР при последовательном шунтировании силовых ячеек

Динамическую реакцию выхода контура скорости в аварийных режимах иллюстрирует рисунок 3.32, на котором показаны переходные процессы по заданию и сигналу обратной связи по частоте вращения ротора в моменты шунтирования силовых ячеек. Как видно из временных зависимостей, система управления успешно отрабатывает кратковременные возмущения, стабилизируя угловую скорость на заданном уровне.

В свою очередь, рисунки 3.33–3.43 демонстрируют принцип действия и функциональные возможности симметрирования линейных напряжений на основе алгоритма смещения нейтральной точки при различной аварийной глубине повреждения силовой части. На рисунках 3.33 и 3.34 приведены мгновенные формы выходных фазных напряжений и токов инвертора в номинальном безаварийном режиме работы. Последующие рисунки иллюстрируют поведение во времени выходных координат электропривода при шунтировании:

- одной силовой ячейки в фазе U (рисунки 3.35–3.37);
- двух силовых ячеек, по одной в фазах U и V (рисунки 3.38–3.40);

– трех силовых ячеек в каждой из трех стоек (рисунки 3.41–3.43).

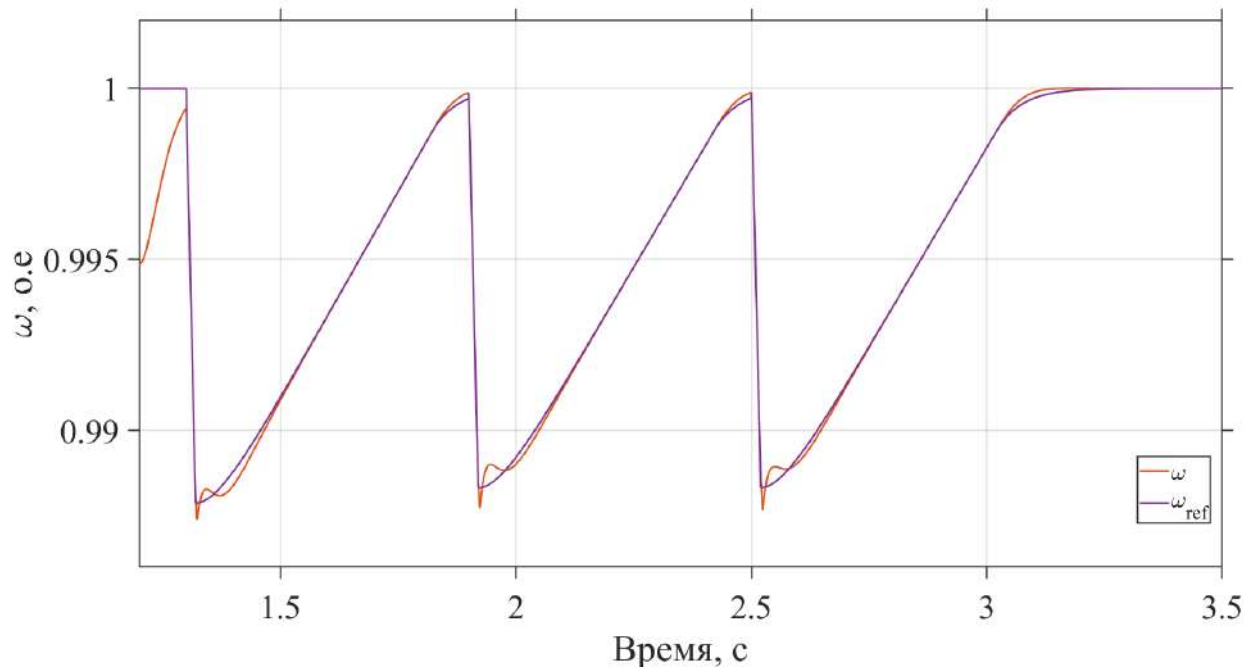


Рисунок 3.32 – Переходные процессы задания и обратной связи по скорости вращения в моменты шунтирования силовых ячеек

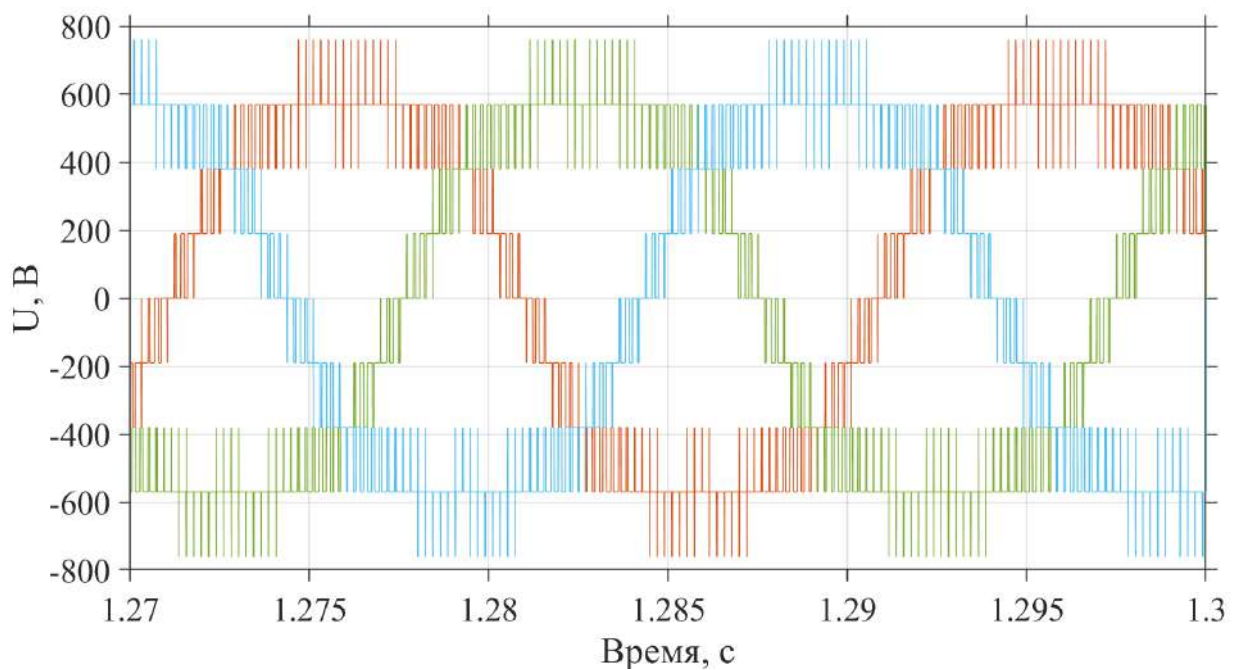


Рисунок 3.33 – Выходные фазные напряжения ПЧ при номинальной нагрузке и частоте 50 Гц

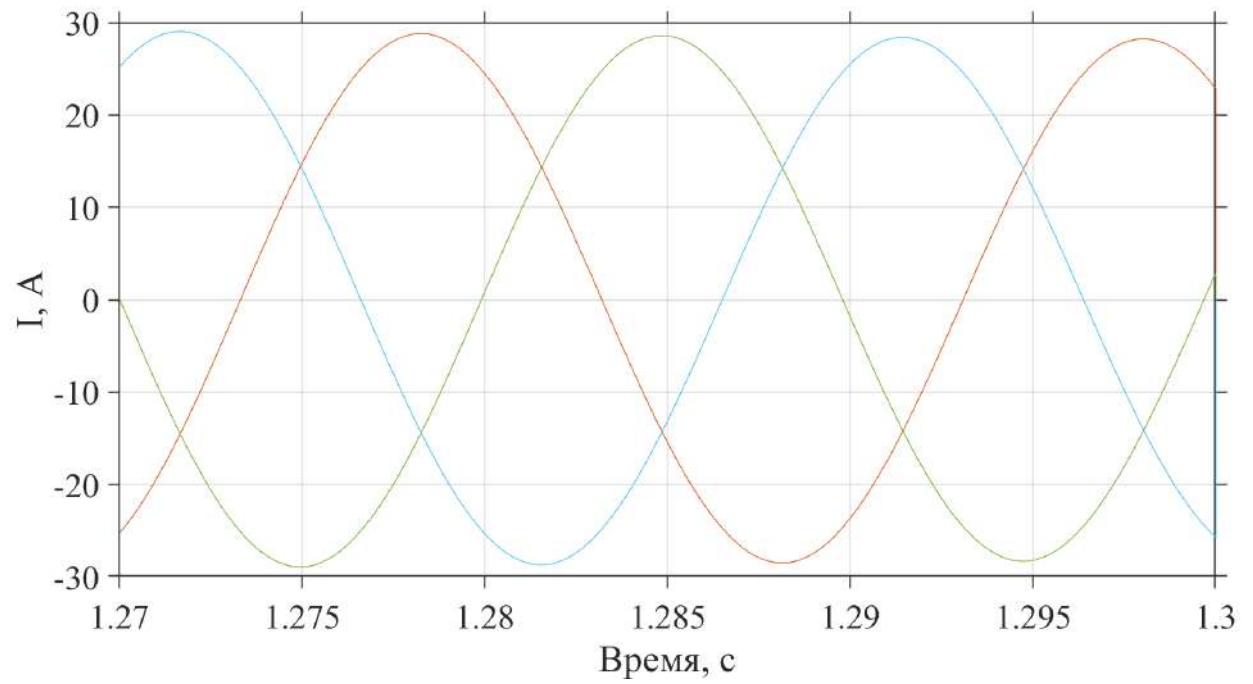


Рисунок 3.34 – Выходные фазные токи ПЧ при номинальной нагрузке и частоте 50 Гц

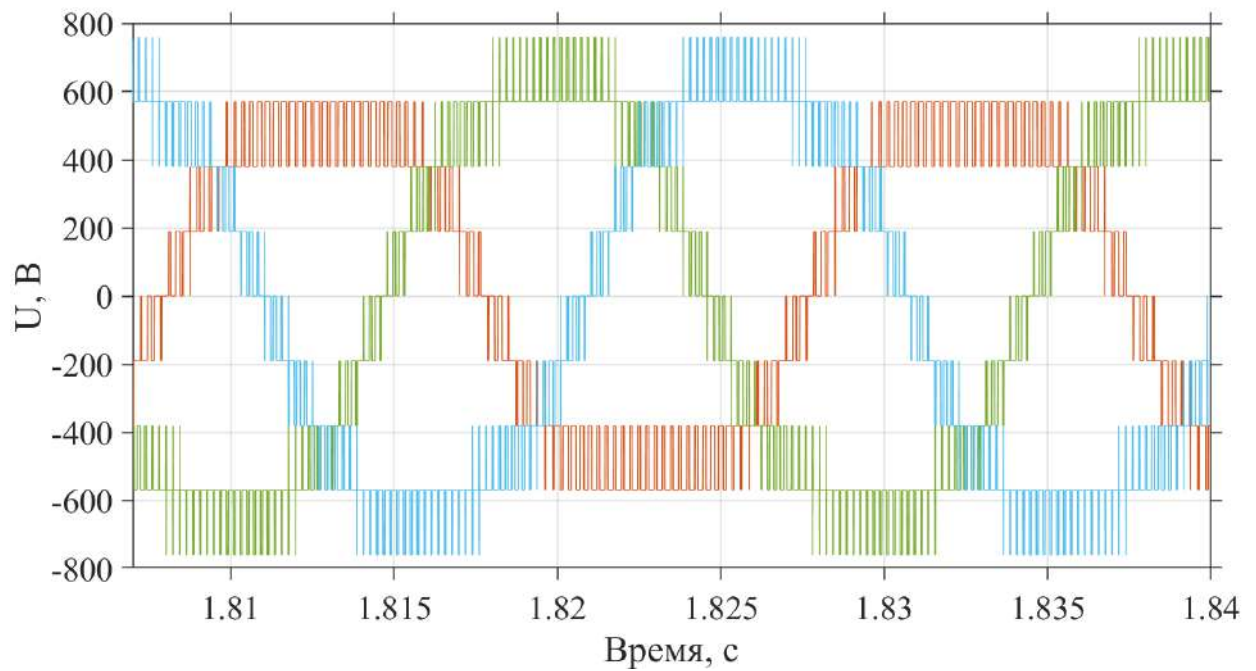


Рисунок 3.35 – Выходные фазные напряжения ПЧ при номинальной нагрузке, шунтированной 1 ячейке в фазе U и частоте 50 Гц

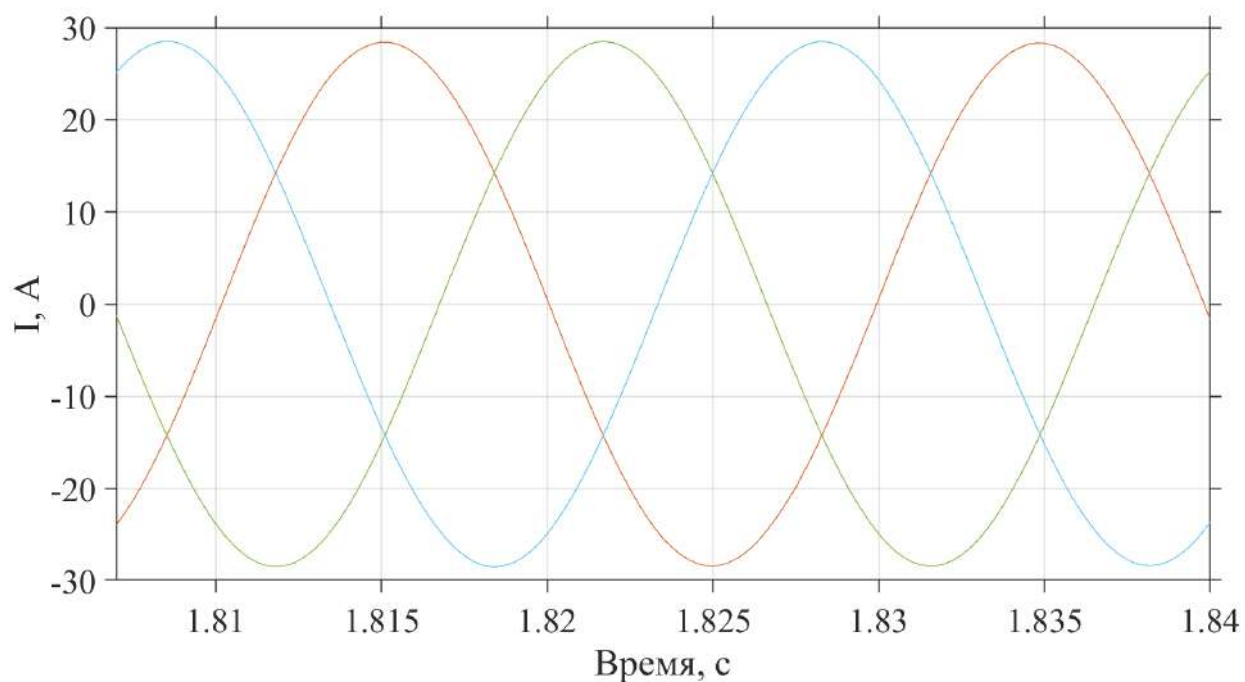


Рисунок 3.36 – Выходные фазные токи ПЧ при номинальной нагрузке, шунтированной 1 ячейке в фазе U и частоте 50 Гц

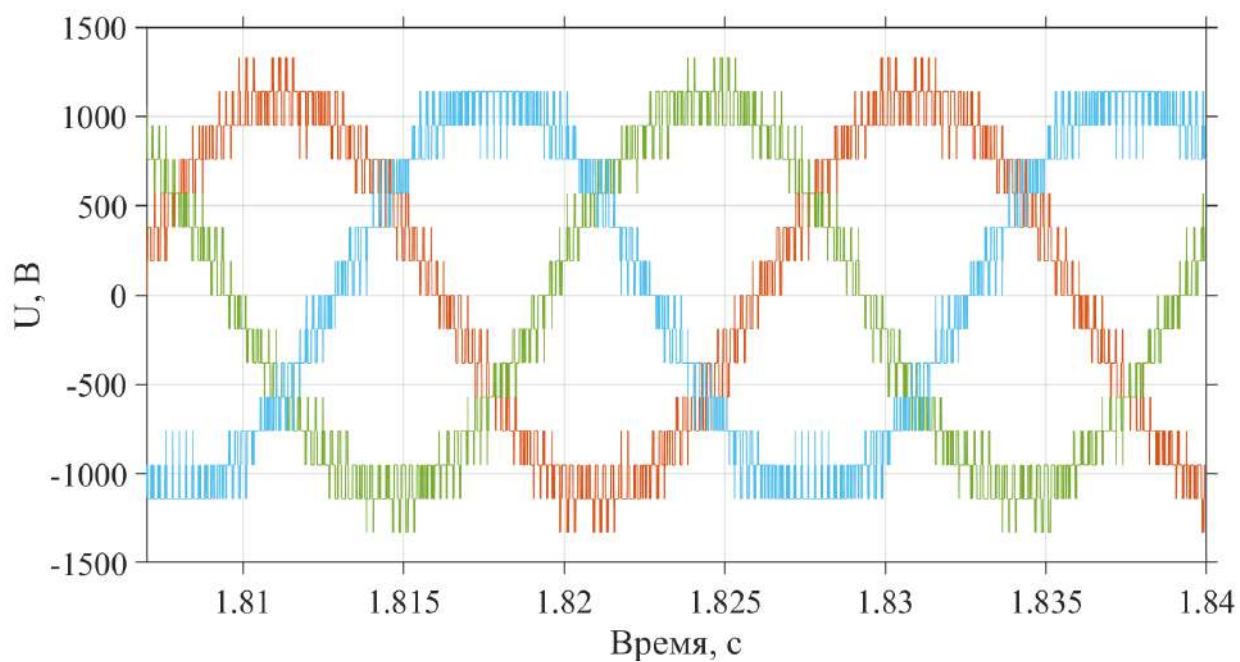


Рисунок 3.37 – Линейные напряжения на обмотке статора АДКЗР при номинальной нагрузке, шунтированной 1 силовой ячейке в фазе U и частоте 50 Гц

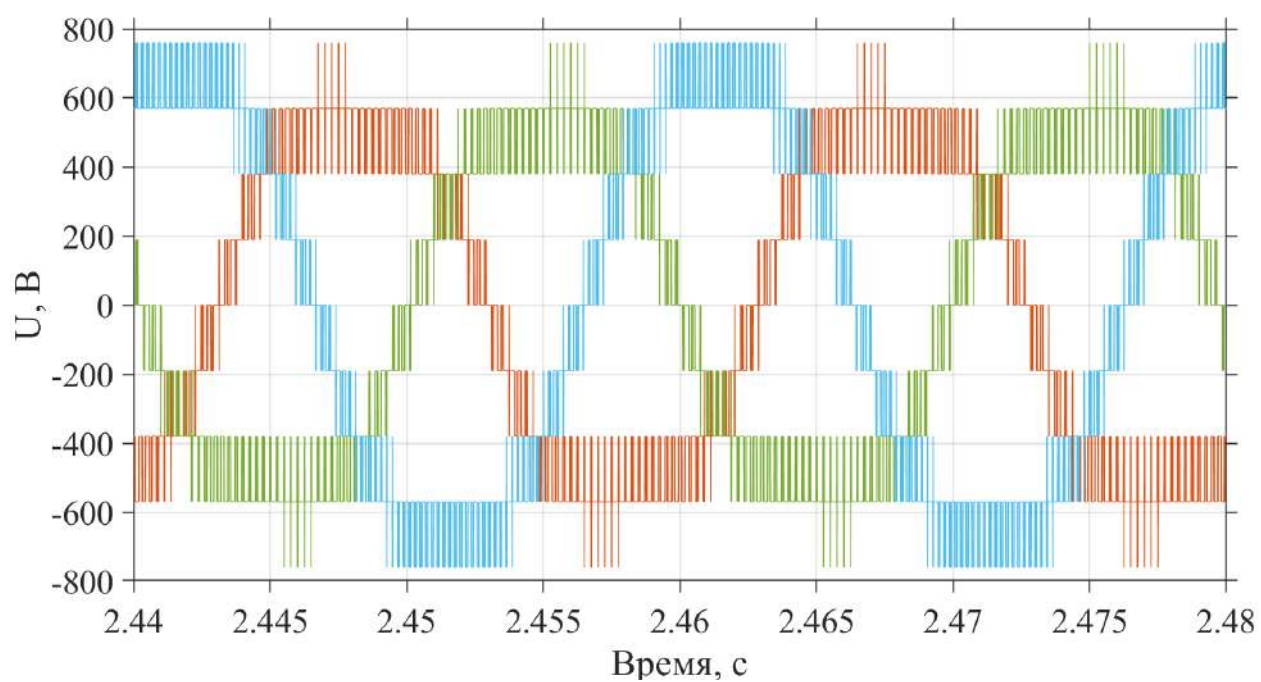


Рисунок 3.38 – Выходные фазные напряжения ПЧ при номинальной нагрузке с шунтированием по 1 силовой ячейке в стойках U и V при частоте 50 Гц

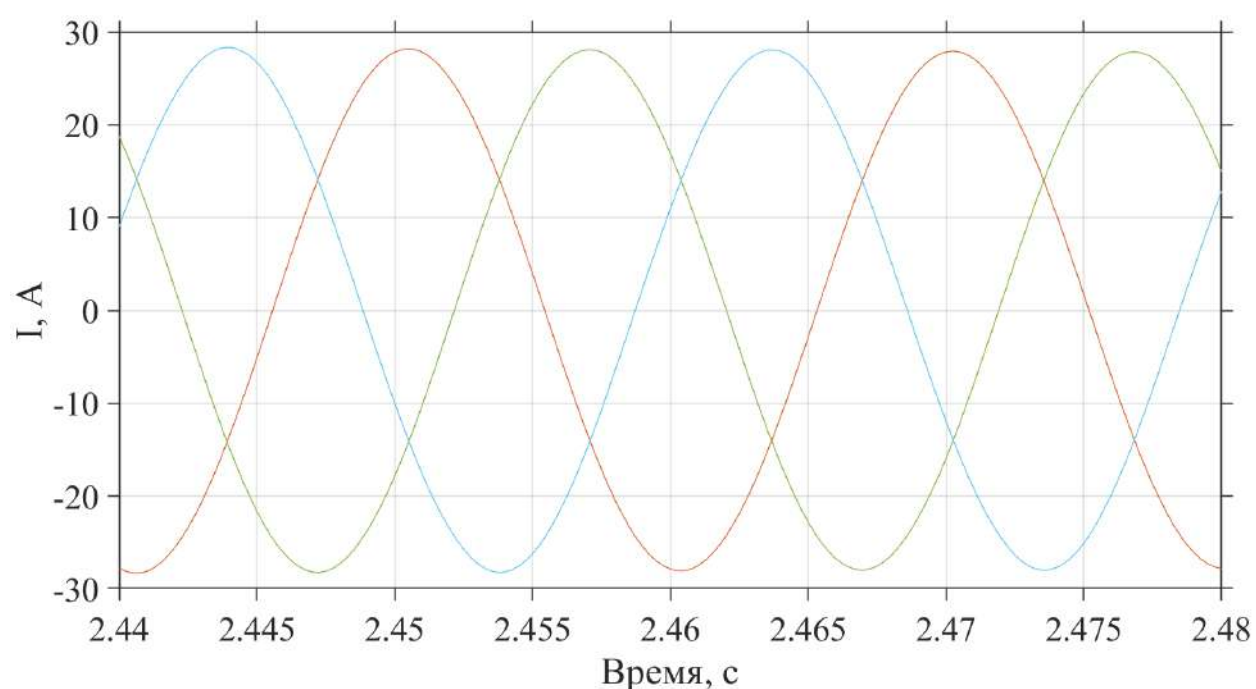


Рисунок 3.39 – Выходные фазные токи ПЧ при номинальной нагрузке с шунтированием по 1 силовой ячейке в стойках U и V при частоте 50 Гц

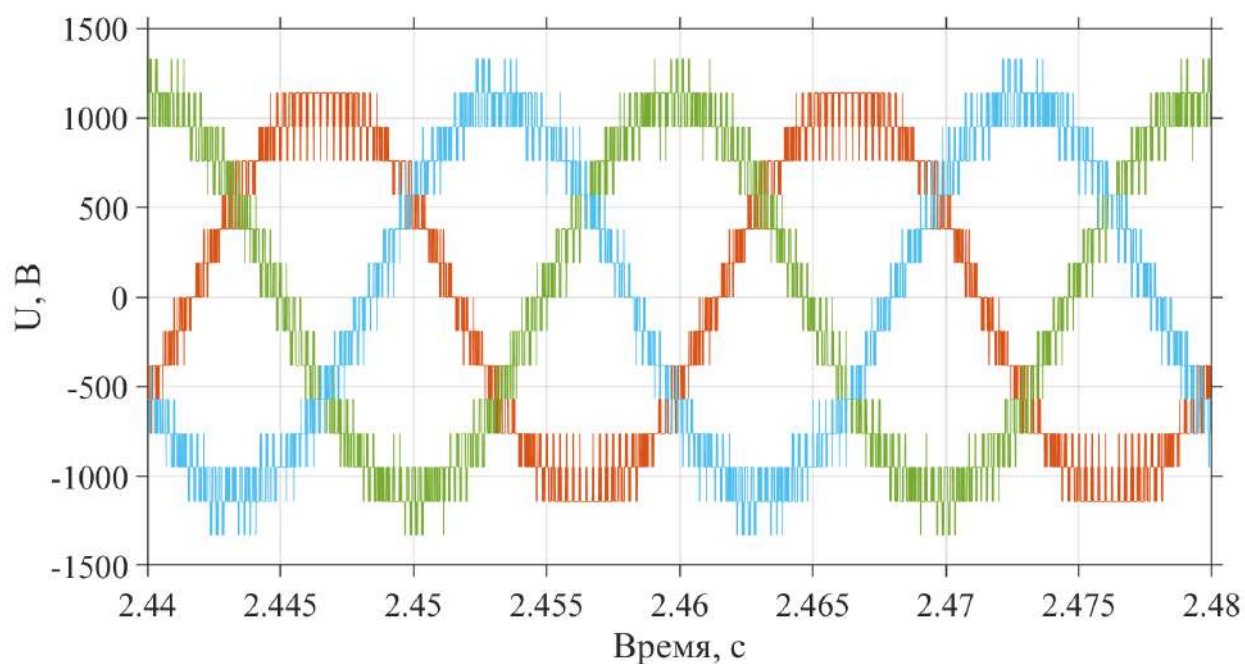


Рисунок 3.40 – Линейные напряжения на обмотке статора АДКЗР при номинальной нагрузке в режиме шунтирования по одной силовой ячейке по 1 силовой ячейке в стойках U и V и частоте 50 Гц

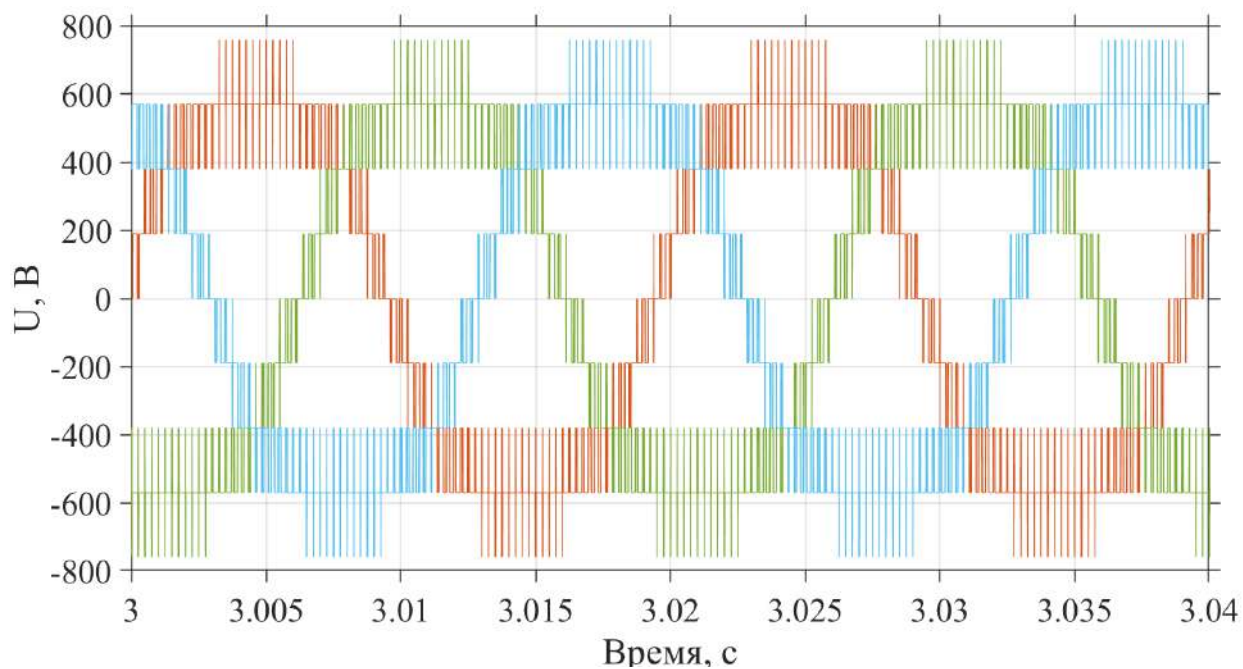


Рисунок 3.41 – Выходные фазные напряжения ПЧ при номинальной нагрузке в режиме шунтирования по 1 силовой ячейке в каждой из трех фаз и частоте 50 Гц

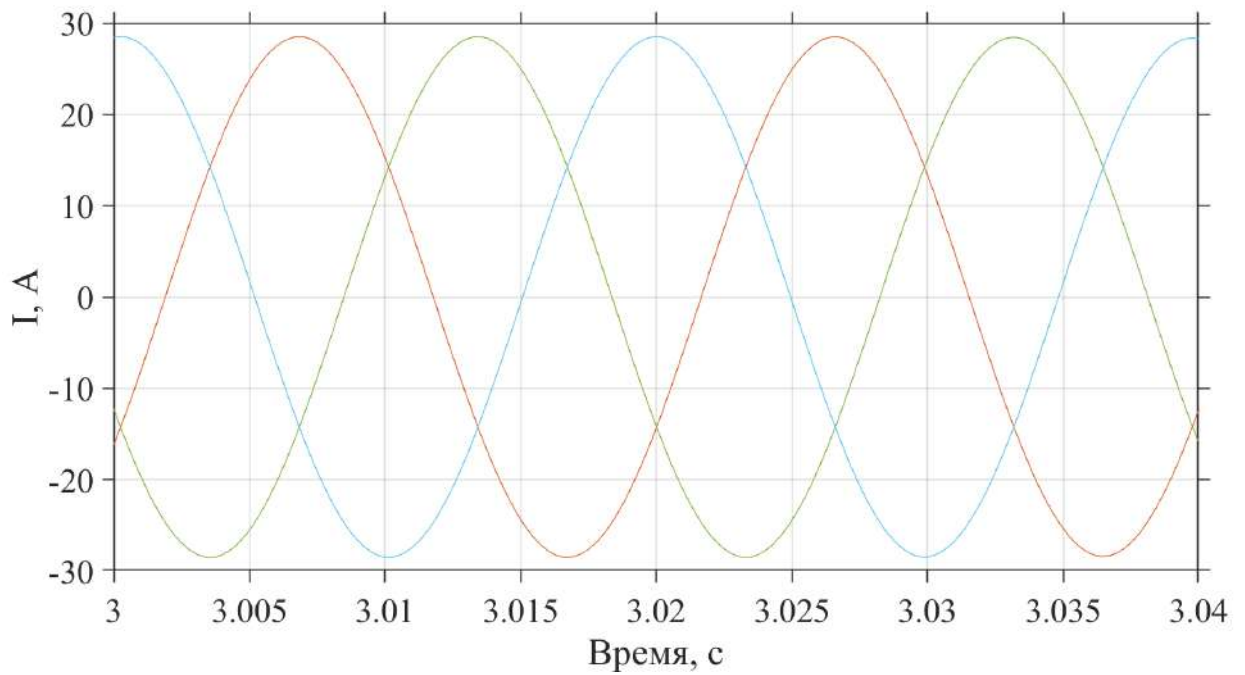


Рисунок 3.42 – Выходные фазные токи ПЧ при номинальной нагрузке в режиме шунтирования по 1 силовой ячейке в каждой из трех фаз и частоте 50 Гц

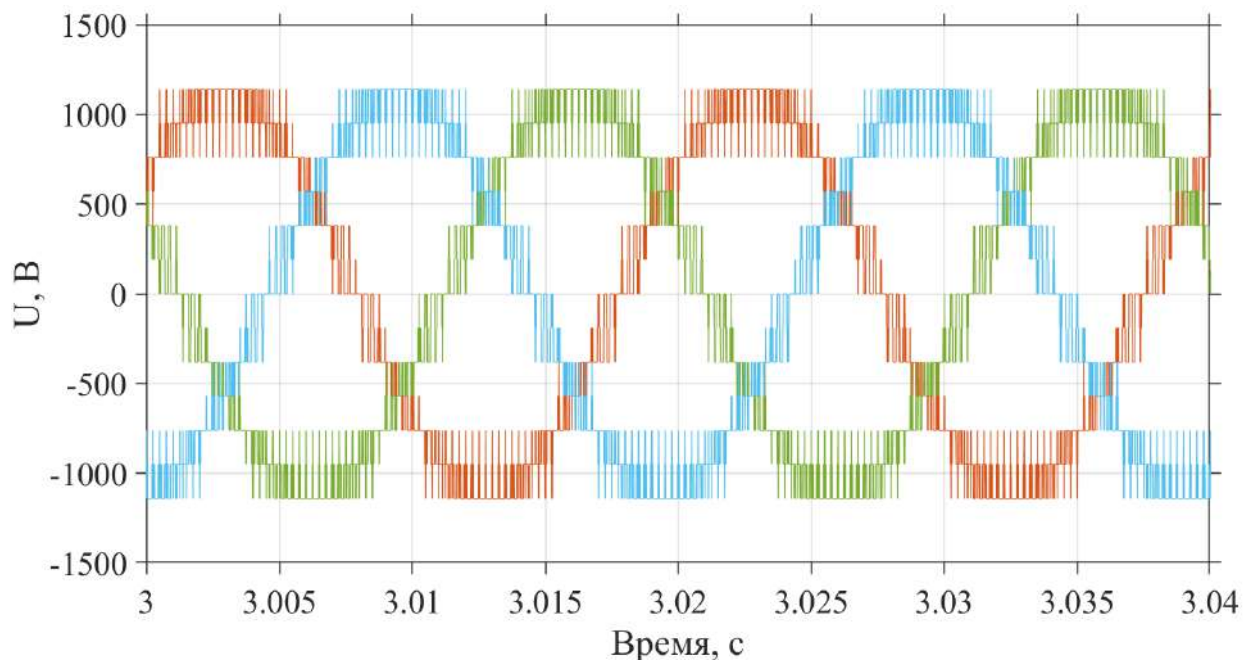


Рисунок 3.43 – Линейные напряжения на обмотке статора АДКЗР при номинальной нагрузке в режиме шунтирования по 1 силовой ячейке в каждой из трех фаз и частоте 50 Гц

Анализ результатов моделирования подтверждает работоспособность предложенного алгоритма, в рамках которого, несмотря на сокращение числа активных H -мостов, форма фазных токов остается синусоидальной, а амплитуды линейных напряжений равны друг другу, что свидетельствует о корректной работе блока логики и модифицированного координатного преобразования Э. Кларк.

Выводы по третьей главе

В третьей главе выполнялось цифровое моделирование режимов работы высоковольтного электропривода на базе многоуровневого преобразователя частоты с каскадным включением H -мостов и АДКЗР в среде «*MATLAB/Simulink*». В качестве основных результатов проведенного исследования необходимо отметить следующее:

1. Разработана имитационная модель многоуровневого электропривода с топологией *ML-SCHB*, отличающаяся наличием подсистемы динамической реконфигурации ШИМ, которая позволяет в реальном времени изменять фазовые сдвиги опорных генераторов *PS-PWM* при шунтировании аварийных ячеек, что адекватно отражает поведение реальной электромеханической системы управления при восстановлении работоспособности после аварии.

2. Количественно показано, что сохранение исходных фазовых сдвигов опорных сигналов ШИМ приводит к недопустимому росту гармонических искажений, в то время как используемый при моделировании адаптивный метод пересчета углов обеспечивает сохранение гармонического закона изменения во времени выходных токов инвертора.

3. Верифицирован алгоритм смещения нейтральной точки при различной глубине повреждения силовой части, включающий в себя от одной до трех неисправных ячеек в различных стойках.

4. Установлено, что во всех исследованных состояниях электромеханическая система обеспечивает синусоидальную мгновенную форму фазных токов АДКЗР благодаря симметрии линейных напряжений, в результате чего отклонения

регулируемых координат (токов, потокосцепления, скорости) при шунтировании аварийных ячеек находятся в допустимых пределах.

5. Синтезированный алгоритм смещения нейтральной точки ВПЧ, реализованный на основании модифицированной матрицы координатного преобразования Э. Кларк, сохраняет свою работоспособность при поэтапном отказе силовых ячеек, подтверждая теоретические положения главы 2.

Таким образом, обобщая вышеизложенное, можно заключить, что в третьей главе полностью решены поставленные задачи, а именно: разработана имитационная модель высоковольтного частотно-регулируемого электропривода, синтезирована система векторного управления, проведено моделирование аварийных режимов и подтверждена высокая эффективность предложенного в главе 2 алгоритма смещения нейтральной точки. В следующей главе будет представлен материал, посвященный экспериментальной проверке предложенных алгоритмических решений на реальном оборудовании.

ГЛАВА 4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ СМЕЩЕНИЯ НЕЙТРАЛИ И ШУНТИРОВАНИЯ СИЛОВЫХ ЯЧЕЕК

4.1 Основные цели и задачи экспериментального исследования

В целях верификации основных положений, теоретически описанных в главе 2, и результатов цифрового моделирования, изложенных в главе 3, на производственной площадке ЗАО «ЭРАСИБ», г. Новосибирск, было выполнено экспериментальное исследование высоковольтного преобразователя частоты с функцией электромеханического шунтирования силовых ячеек [191].

Практическая апробация алгоритмов смещения нейтральной точки проводилась на базе первого образца преобразователя частоты создан совместно с ООО «НТЦ», ЗАО «ЭРАСИБ» и ФГБОУ ВО «Новосибирский государственный технический университет», что подтверждается актом, приведенным в Приложении Ж), который разрабатывался для управления силовой частью ВПЧ производства компании «*Siemens*» серии «*Perfect Harmony*». Алгоритмы смещения нейтральной точки и шунтирования были реализованы в виде программного кода и внедрены в адаптированную систему управления «ЭРАТОН-В».

Помимо данного типа силового электрооборудования, в состав экспериментальной установки входили: силовой многообмоточный понижающий трансформатор, силовые коммутирующие устройства цепи предзаряда, высоковольтный шахтный асинхронный двигатель, нагрузочная машина постоянного тока и питающий ее тиристорный преобразователь, управляющая и измерительная системы, подсистема имитации контакторов шунтирования ячеек.

Как следует из представленного в главах 2 и 3 материала, в случае выхода из строя силового модуля система управления ПЧ может выполнить шунтирование поврежденной ячейки и за время бестоковой паузы перестроить задающие воздействия на блок формирования ШИМ на заранее определенные смещения углов

выходных фазных напряжений так, чтобы обеспечить симметрию выходных линейных напряжений.

Таким образом, обобщая вышеизложенное, можно сформулировать следующие цели эксперимента:

1. Практическая верификация способа повышения надежности ПЧ за счет внедрения алгоритмов шунтирования и смещения нейтральной точки выходной трехфазной системы напряжений ПЧ.

2. Подтверждение работоспособности и высокой эффективности синтезированных алгоритмов смещения нейтральной точки выходной трехфазной системы напряжений ПЧ с поддержанием требуемого коэффициента мощности.

4.2 Описание экспериментальной установки

На рисунке 4.1 приведена функциональная схема экспериментального стенда, где символами А1–А28 обозначены основные каналы связи между узлами системы управления (дискретные, аналоговые и цифровые), описание которых представлено в таблице 4.1.

Основными узлами системы управления являются:

ПЛК – программируемый логический контроллер: включает в себя центральное программируемое устройство и модули расширения, обеспечивает взаимосвязи между основными управляющими узлами ЧРП, а также взаимосвязь ЧРП с внешними системами управления и периферийными устройствами (силовой вводной ячейкой, силовым трансформатором, системой охлаждения);

ПМУ – пульт местного управления: панель управления ЧРП, расположенная на лицевой стороне шкафа управления; предназначен для ввода и редактирования основных параметров ЧРП, а также для управления и индикации состояния ЧРП в режиме реального времени;

БК – блок коммуникационный: узел формирования широтно-импульсной модуляции, в основные задачи которого входит трансляция сигналов управления силовыми блоками (БС), трансляция защит БС в сторону *DSP* и ПЛК. Помимо

передачи сигналов, БК реализует собственные защиты от потери связи с БС и *DSP*, а также аппаратные защиты по силовой части ЧРП;

DSP – контроллер ЧРП, обеспечивающий отработку основных алгоритмов управления электродвигателем (частотное, векторное управление и т. д.), тормозом и реализующий следующие программные защиты ПЧ:

- от обрыва фазы электродвигателя;
- программную максимально-токовую защиту ПЧ;
- от нахождения регулятора частоты вращения в насыщении;
- от нахождения регулятора тока в насыщении и др.

ПМУ – пульт местного управления на основе ЧМИ-панели управления/

КШЯ – плата управления контакторами шунтирования ячеек: формирует напряжения форсировки и удержания контакторов шунтирования Н-мостов; одновременно позволяет включить до 6 контакторов; помимо управления катушками, осуществляет контроль протекания в них токов для определения целостности обмоток и реализации защит от токов КЗ.

ПК-БС – контроллер системы управления Н-мостом: обеспечивает отработку основных алгоритмов управления транзисторами Н-моста, а также взаимосвязь системы управления (СУ) Н-моста с блоком шкафа управления (ШУ), дополнительно реализует следующие аппаратные и программные защиты:

- от неисправностей драйверов силовых транзисторов Н-моста;
- от потери связи с БК;
- аппаратную и программную защиты от превышения напряжения ЗПТ выше допустимого значения;
- программную защиту от снижения напряжения ЗПТ ниже допустимого значения;
- от перегрева основных силовых элементов БС и др.

С целью повышения устойчивости СУ к просадкам и пропажам напряжения управления питание узлов блока ШУ обеспечивается от бесперебойного источника, расположенного внутри корпуса блока ШУ.

ПК ШУ – мини-компьютер, который дополнительно обеспечивает сбор данных о состоянии ЧРП.

Сервисный ПК – компьютер с установленным ПО для управления или параметрирования ЧРП.

Коммутатор – промышленный управляемый коммутатор, который обеспечивает связь подсистем ЧРП.

КД – концентратор данных Modbus с гальванической изоляцией и преобразованием протоколов обмена.

Система охлаждения – автономная система с собственным ПЛК, которая в однонаправленном порядке сообщает свое состояние и разрешает запуск ЧРП.

Силовой трансформатор – подчиненная система с программируемыми датчиками температуры, которая в однонаправленном порядке сообщает свое состояние.

Ячейка ЗРУ – подчиненная нескольким устройствам подсистема, которая содержит собственный контроллер и силовой контактор. Управление системой может быть перехвачено АСУ ТП.

Таблица 4.1 – Описание каналов связи СУ ЧРП экспериментального стенда

Обозначение	Тип связи (протокол, интерфейс и т. д.)	Узлы обмена	Описание данных, передающихся по каналу
<i>A1</i>	<i>Ethernet, Modbus TCP</i>	Сервисный ПК – Коммутатор – ПЛК	Данные параметрирования ЧРП, дистанционное управление ЧМИ. Файлы журналов ЧМИ
<i>A2</i>	<i>Ethernet, Modbus TCP</i>	ПЛК – Коммутатор – ПК ШУ (опционально)	Данные всех телеграмм обмена ПЛК внутри системы. Канал диагностики состояния системы
<i>A3</i>	<i>RS-485/ Modbus RTU</i>	ПЛК – АСУ ТП	Состав и формат данных определяются протоколом обмена с АСУ ТП
<i>A4</i>	<i>RS-485/ Modbus RTU</i>		
<i>A5</i>	Дискретные сигналы		
<i>A6</i>	Аналоговые сигналы		

Продолжение таблицы 4.1

Обозначение	Тип связи (протокол, интерфейс и т. д.)	Узлы обмена	Описание данных, передающихся по каналу
<i>A7</i>	<i>Ethernet, Modbus TCP</i>	ПЛК – Коммутатор	Данные всех телеграмм обмена ПЛК внутри системы. Основной канал связи ПЛК с СО и ЧМИ. Все остальные системы вторичны. От ПЛК: данные о состоянии системы. От ЧМИ: сигналы местного управления, изменение параметров ЧРП. От сервисного ПК: изменение параметров ЧРП
<i>A8</i>	Дискретные сигналы	ПЛК – DSP	От ПЛК: сигнал аварийного останова (блокировки)
<i>A9</i>	<i>RS-485/ Modbus RTU</i>		От ПЛК: заданные параметры режима работы (настройки), команды управления. От DSP: статус состояния, текущие параметры режима работы, аварии
<i>A10</i>	Аналоговые сигналы	Блоки БС – DSP	От БС: сигналы с датчиков выходных токов ПЧ
<i>A11</i>	<i>RS-485/ Modbus RTU</i>	ПЛК – БК	От ПЛК: команды управления, настройки.
<i>A12</i>	<i>RS-485/ Modbus RTU</i>		От БК: статусы узлов, параметры режима работы всех узлов, аварии всех узлов, настройки
<i>A13</i>	CAN-порт	БК – DSP	От БК: статус, параметры режима работы, аварии. От DSP: заданные параметры режима работы, модулирующие функции, знак тока, команды управления
<i>A14</i>	Дискретные сигналы		От DSP: импульсы синхронизации. От БК: срабатывание защит
<i>A15</i>	<i>Ethernet, Modbus TCP</i>	ЧМИ – Коммутатор – ПЛК	От ЧМИ: команды управления ЧРП в местном режиме, параметры ЧРП. От ПЛК: состояние ЧРП, состояние подсистем ЧРП
<i>A16</i>	<i>Ethernet, FTP, VNC</i>	ЧМИ – Коммутатор – Сервисный ПК	От ЧМИ: данные журналов действий и событий. От Сервисного ПК: команды дистанционного управления по VNC
<i>A17</i>	<i>Ethernet, Modbus TCP</i>	СО – Коммутатор – ПЛК	От СО: данные состояния и аварии системы охлаждения
<i>A18</i>	Дискретные сигналы	СО – ПЛК	Сигналы состояния системы охлаждения
<i>A19</i>	Дискретные сигналы	Трансформатор – ПЛК	Сигналы состояния трансформатора

Окончание таблицы 4.1

Обозначение	Тип связи (протокол, интерфейс и т. д.)	Узлы обмена	Описание данных, передающихся по каналу
<i>A20</i>	Дискретные сигналы	Ячейка ЗРУ – ПЛК	От ПЛК: сигналы управления силовым контактором. От ЗРУ: сигналы состояния силового контактора
<i>A21</i>	Оптоволоконная связь	БК – ПУ КШЯ	От ПУ КШЯ: биты исправности катушек, состояния платы, информация о срабатывании защит. От БК: команды управления контакторами
<i>A22</i>	Дискретные сигналы	ПУ КШЯ – Контактторы силовых ячеек	Сигналы управления контакторами шунтирования ячеек
<i>A23</i>	Оптоволоконная связь	БК – ПК-БС (18 шт.)	От ПК БС: статусы состояния, параметры режима работы, аварии. От БК: команды управления, синхронизирующие импульсы, модулирующие функции, параметры ШИМ
<i>A24</i>	Аналоговые сигналы	БК-БС – драйверы IGBT-ключей	От БК-БС: команды управления IGBT-транзисторами. От драйверов: срабатывание защит драйверов
<i>A25</i>	<i>Ethernet</i>	АСУ ТП – Ячейка ЗРУ	От АСУ ТП: управление контактором ЗРУ. От Ячейки ЗРУ: состояние контактора ЗРУ
<i>A26</i>	Дискретные сигналы		
<i>A27</i>	Дискретные сигналы	Электрооборудование ЧРП – ПЛК	От электрооборудования: состояние узлов, данные о напряжении и токах и т. д. От ПЛК: сигналы управления контакторами предзаряда, управление нагревателями и т. д.
<i>A28</i>	Аналоговые сигналы		
<i>A29</i>	<i>Ethernet, Modbus TCP</i>	Концентратор данных – ПЛК ЧРП	От концентратора данных: слова управления от МПСА.
<i>A30</i>	<i>Ethernet, Modbus TCP</i>	Концентратор данных – ПЛК ЧРП	От ПЛК ЧРП: слова состояния ЧРП

В силовую цепь экспериментальной установки входят следующие составные элементы:

Силовой понижающий трансформатор типа ТСА-250 380/380 У/У-0 с дополнительными 18 обмотками 110 В, без углового смещения и с коэффициентом

трансформации 0,289. Фазовый сдвиг между обмотками отсутствует. Внешний вид трансформатора приведен на рисунке 4.2.

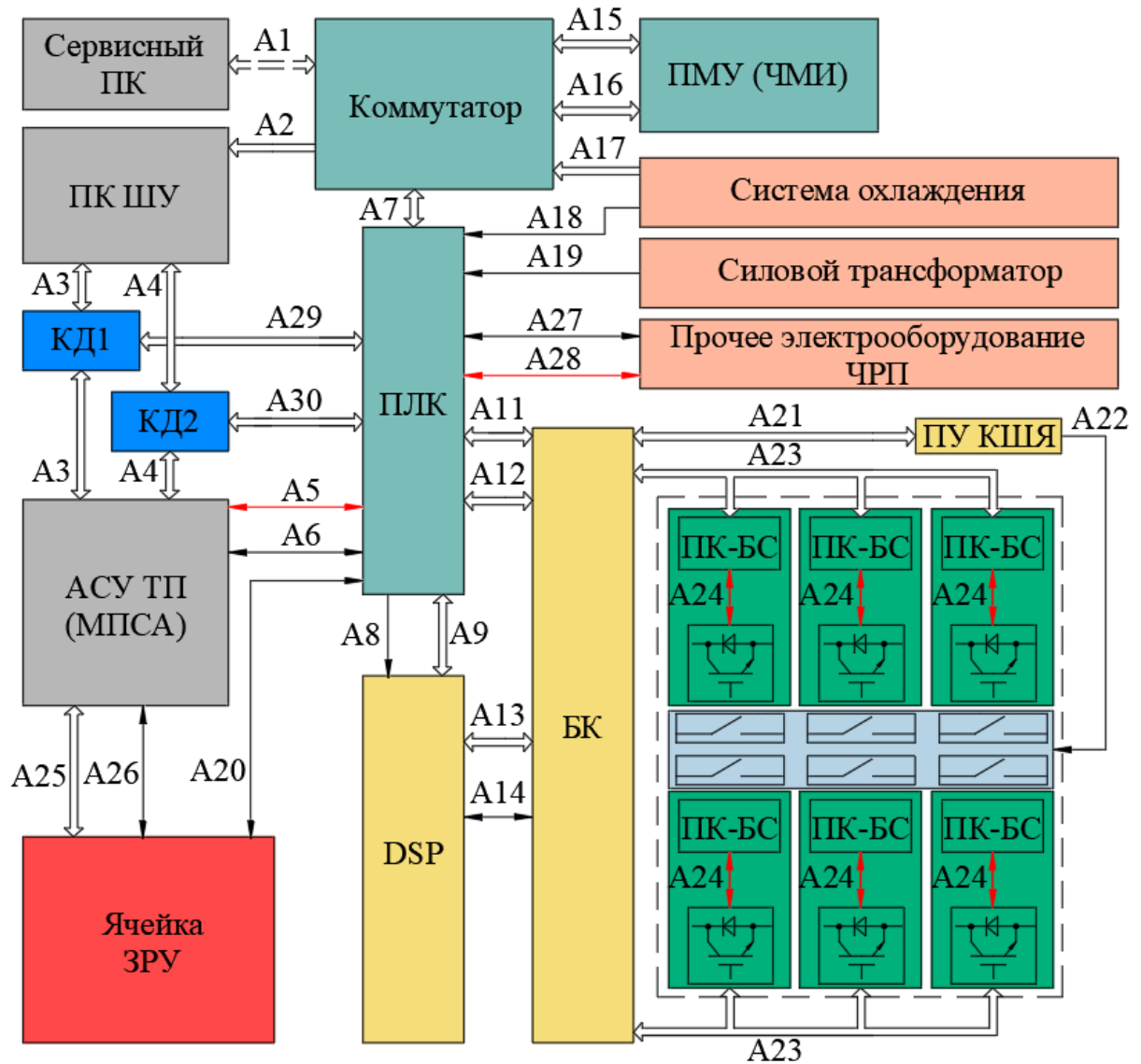


Рисунок 4.1 – Функциональная схема экспериментального стенда

Адаптированная система управления ВПЧ ЭРАТОН-В-20-1.14-50-0-10 с номинальной мощностью 30 кВт, 50 Гц, 1140 В, 20 А, внешний вид которой показан на рисунке 4.3. Структура управляющей части «ЭРАТОН-В» модернизирована для прохождения цикла предварительного заряда согласно заводскому алгоритму «*Siemens Perfect Harmony*» типа 6 применительно к топологии каскадного включения *H*-мостов (*ML-SCHB*) с 6 силовыми ячейками в стойке.



Рисунок 4.2 – Понижающий трансформатор типа ТСА-250 380/380 У/У-0
с дополнительными 18 обмотками 110 В

Силовые ячейки с неуправляемым выпрямителем и промежуточным ЗПТ, внешний вид которых показан на рисунке 4.4. В состав силовой ячейки входят сборки выпрямительных диодов *VD1-VD3 Vishay Siliconix VSKL 105/14*, датчики тока *HE1* и *HE2 LT300-S/SP49*, конденсаторы силового емкостного фильтра *C1-C3 Kendeil 3900 uF × 350 В*, а для обеспечения номинального выходного тока применяется параллельное включение IGBT-модулей *VT1-VT4* модели *Infineon FF200R12KT4*. В качестве шунтирующего ключа используется контактор типа ПМ12-040150 УХЛ4, 220 В, (1з) КЭАЗ с модифицированной обмоткой для работы при напряжении питания 36–72 В.



Рисунок 4.3 – Блоки силовых ячеек и ШУ адаптированной системы «ЭРАТОН-В» в составе экспериментального стенда

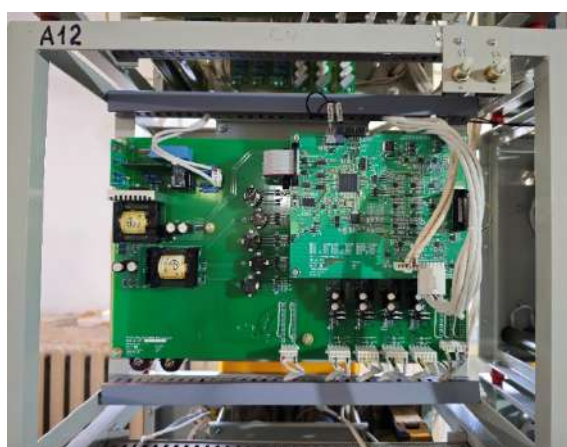


Рисунок 4.4 – Внешний вид силовой ячейки адаптированной системы «ЭРАТОН-В» в составе экспериментального стенда

Испытуемая асинхронная машина с короткозамкнутым ротором типа АИМУР180М4У1, 660/1140 В, 50 Гц, IP55, 30 кВт, 1500 об/мин.

Нагрузочная машина постоянного тока типа 4ПФМ280S, 125 кВт, 600/1800 об/мин, 220 В, 624 А, которая совместно с АДКЗР образует электромашинный каскад, внешний вид которого представлен на рисунке 4.5.

Тиристорный преобразователь типа БТУ3601-4647ДУХЛ4, работающий в режиме источника тока якоря.



Рисунок 4.5 – Нагрузочный каскад из смуфтованных 4ПФМ280S и АИМУР180М4У1

Управляющая и измерительная системы включали в себя:

Датчики входных фазных токов, в качестве которых использовались трансформаторы тока типа ТОП 0,66М-0,5-5,0-100/5 УЗ с выходом 0–5 А. Для измерения напряжения применялись высокоомные аттенюаторы с коэффициентом передачи 0,0233. В качестве АЦП применялись нормирующие измерительные преобразователи типа НПСИ-ДНТН-0-220-М1, настроенные на выходной сигнал 4–20 мА.

Инкрементальный энкодер типа ЛИР-362АТ-2048-10...30-ПИ для получения текущей информации об угловом положении ротора в режиме векторного управления АДКЗР с датчиком обратной связи.

Осциллограф *RIGOL MSO5204* для фиксации мгновенных значений измеряемых электрических сигналов.

ПК с установленным ПО «*SimInTech*» для записи внутренних переменных контроллера *DSP* адаптированной системы «ЭРАТОН-В» посредством опроса ПЛК системы управления с протоколом передачи данных *Modbus TCP* с шагом 0,003 с.

Панель оператора, размещенная на двери ШУ адаптированной системы «ЭРАТОН-В», служит для управления, индикации и логирования внутреннего состояния ПЧ. Ее внешний вид иллюстрирует рисунок 4.6.



Рисунок 4.6 – Органы управления экспериментальным стендом

4.3 Исследование статических и динамических характеристик

На первом этапе экспериментального исследования была выполнена запись выходных фазных напряжений и токов в режиме холостого хода при номинальной скорости вращения ротора, равной 1500 об/мин. Результаты измерений иллюстрирует рисунок 4.7. Мгновенная форма сигнала несимметрична в силу того, что трансформатор не имеет фазового сдвига между вторичными обмотками, а также входит область насыщения в область магнитопровода, это приводит к искажению входных сетевых напряжений силовых ячеек. В мгновенной форме сигнала присутствуют $2N+1=13$ уровней напряжений. На рисунке 4.8 приведена (выходная система трехфазных токов, измерение которых выполнялось с помощью делителя напряжения для одного из пары датчиков в фазе на плате *DSP*, а на рисунке 4.9 изображена бестоковая пауза, формируемая при шунтировании ячейки.

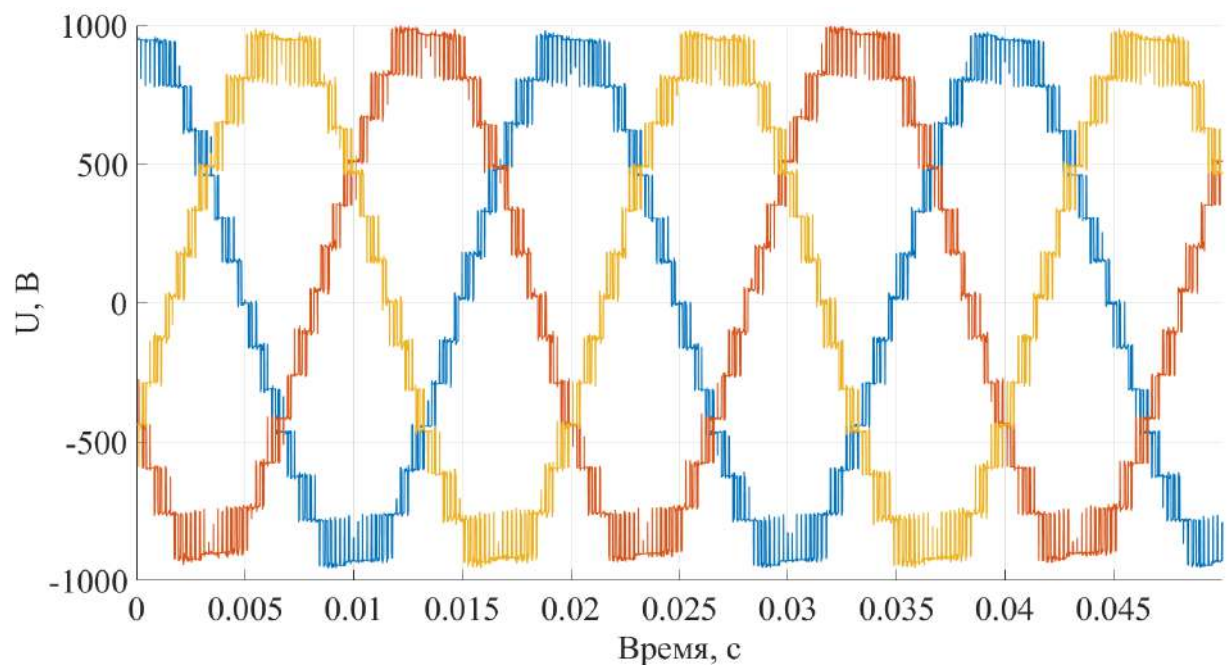


Рисунок 4.7 – Выходные фазные напряжения ВПЧ в режиме холостого хода при частоте 50 Гц

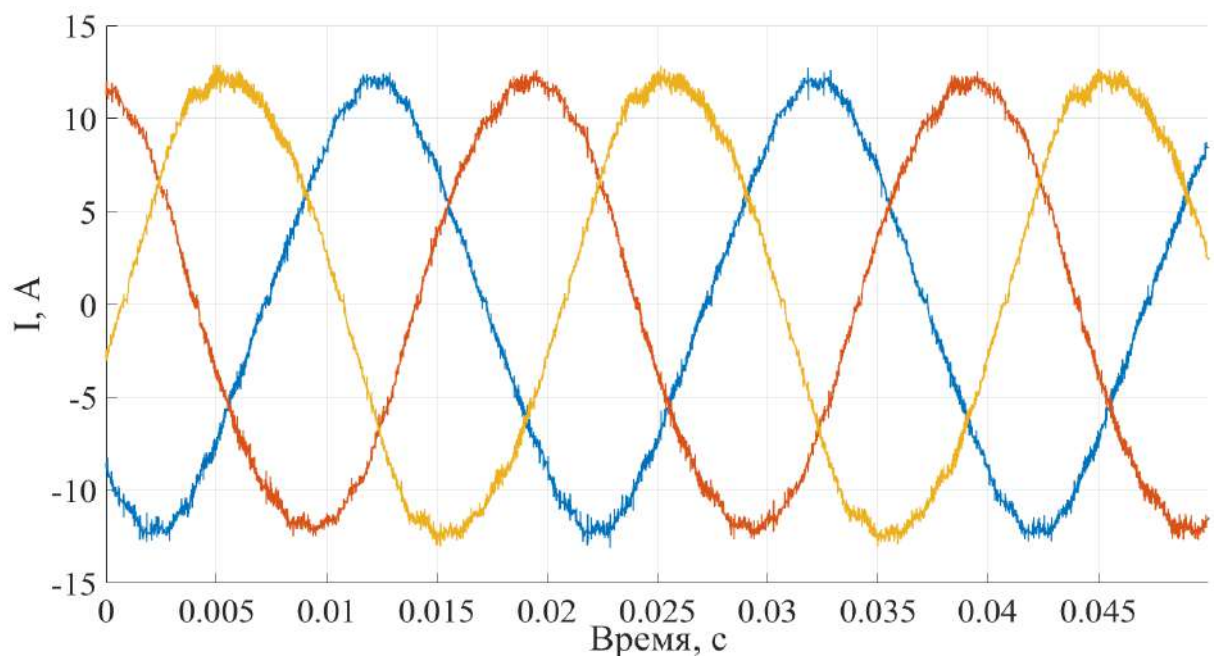


Рисунок 4.8 – Выходные фазные токи ВПЧ в режиме холостого хода при частоте 50 Гц

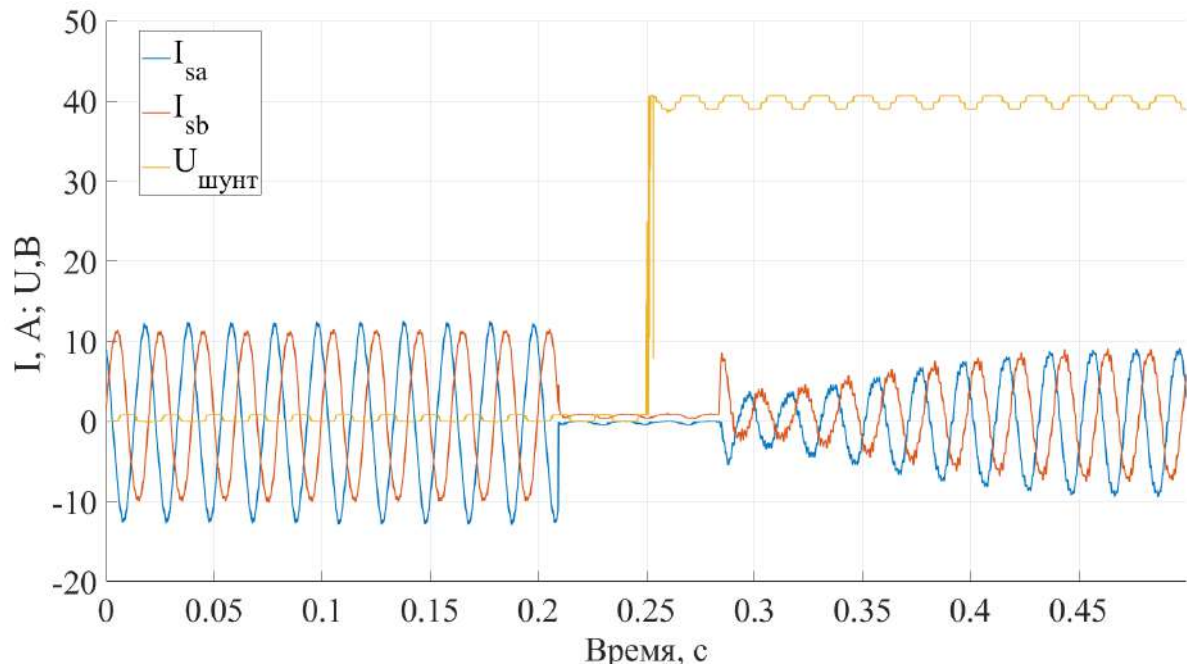


Рисунок 4.9 – Бестоковая пауза при шунтировании ячейки

На рисунке 4.10 приведена система трехфазных напряжений ПЧ без нагрузки при шунтировании 1 ячейки с последующим включением регулятора коэффициента мощности, на рисунке 4.11 изображены трехфазные напряжения при шунтировании 2 ячеек, а на рисунке 4.12 – при исключении из электрической цепи 3 силовых модулей ячеек.

На втором этапе эксперимента исследован двигательный режим работы АДКЗР в номинальном режиме работы. Мгновенная форма напряжений под нагрузкой при штатной работе ВПЧ не отличается от приведенной на рисунке 4.7, а фазные гармонические токи, показанные на рисунке 4.8, возросли по амплитуде (рисунок 4.13).

На рисунках 4.14 и 4.15 изображены формируемые на выходе ВПЧ трехфазные напряжения и трехфазные токи при номинальной нагрузке на валу и шунтировании 1 ячейки. В свою очередь, на рисунках 4.16 и 4.17, а также 4.18 и 4.19 показаны аналогичные временные зависимости при шунтировании 2 и 3 силовых модулей соответственно.

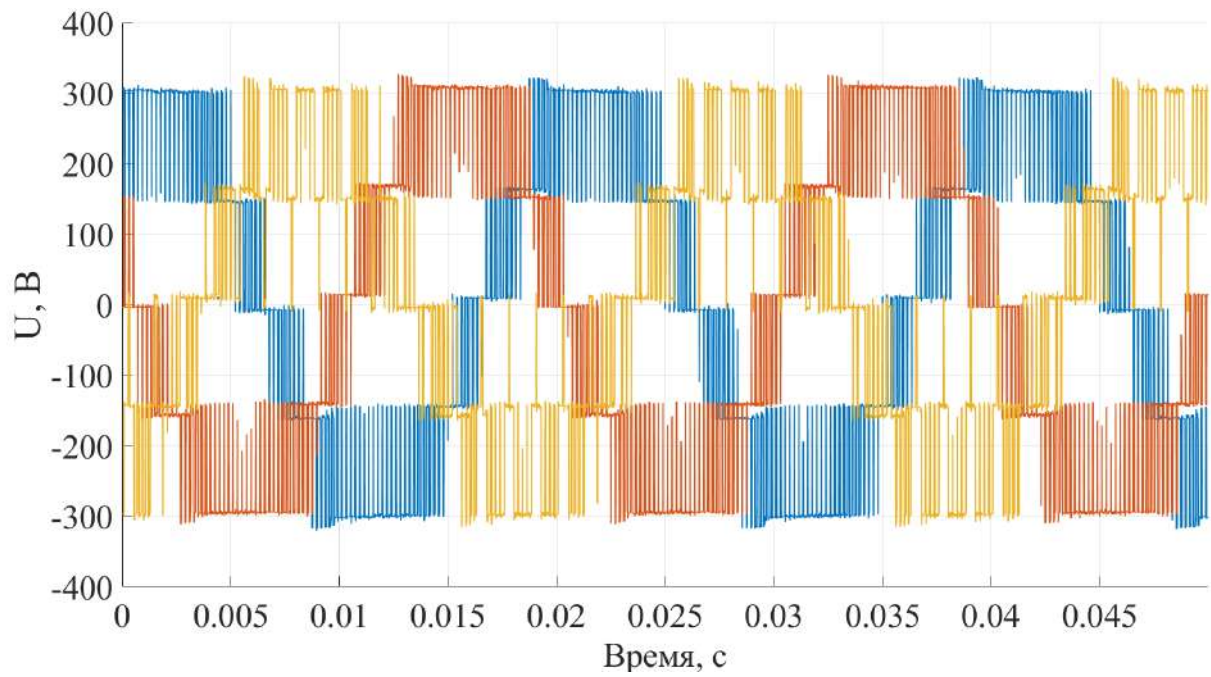


Рисунок 4.10 – Выходные фазные напряжения ВПЧ в режиме холостого хода при частоте 50 Гц и шунтировании 1 ячейки в фазе U

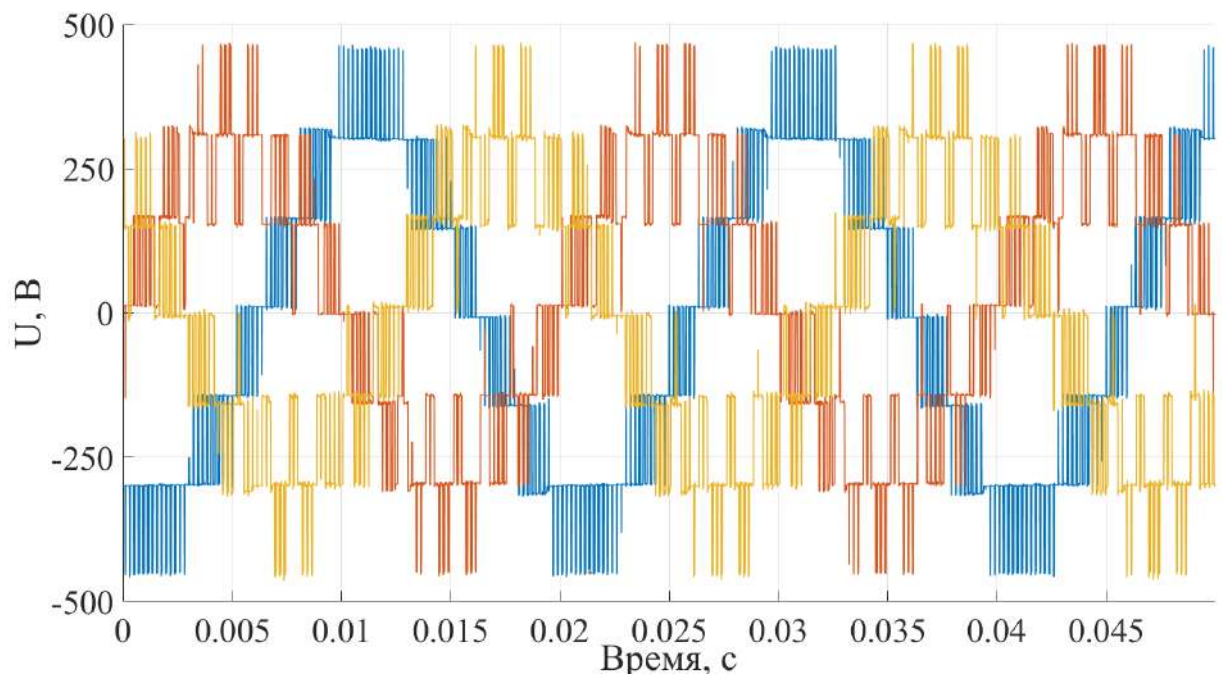


Рисунок 4.11 – Выходные фазные напряжения ВПЧ холостого хода при частоте 50 Гц и шунтировании 2 ячеек в фазах U и V

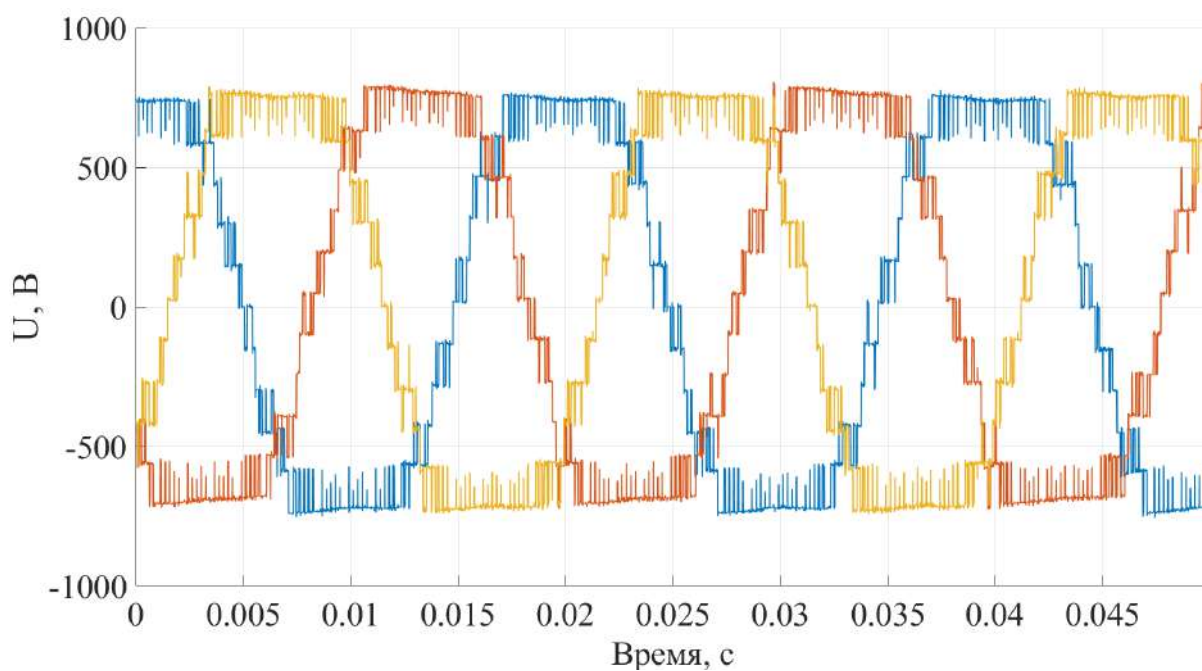


Рисунок 4.12 – Выходные фазные напряжения ВПЧ холостого хода при частоте 50 Гц и шунтировании по одной силовой ячейке в фазах U , V и W

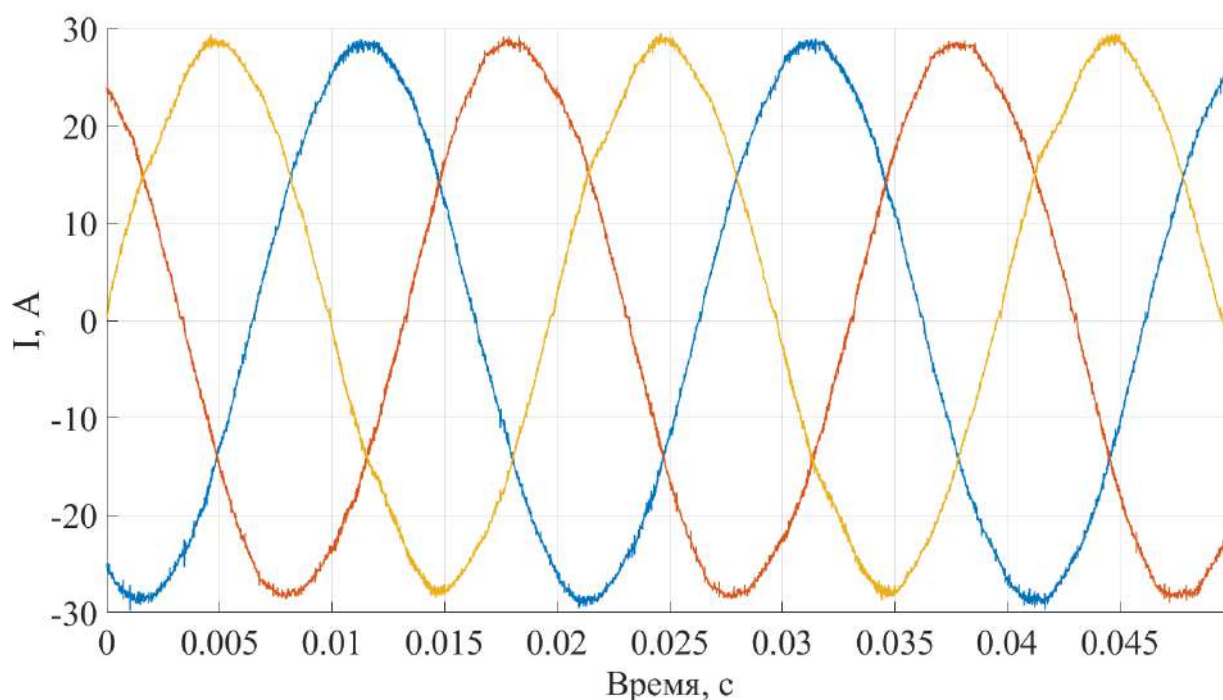


Рисунок 4.13 – Выходные фазные токи ПЧ при номинальной нагрузке и частоте питания 50 Гц

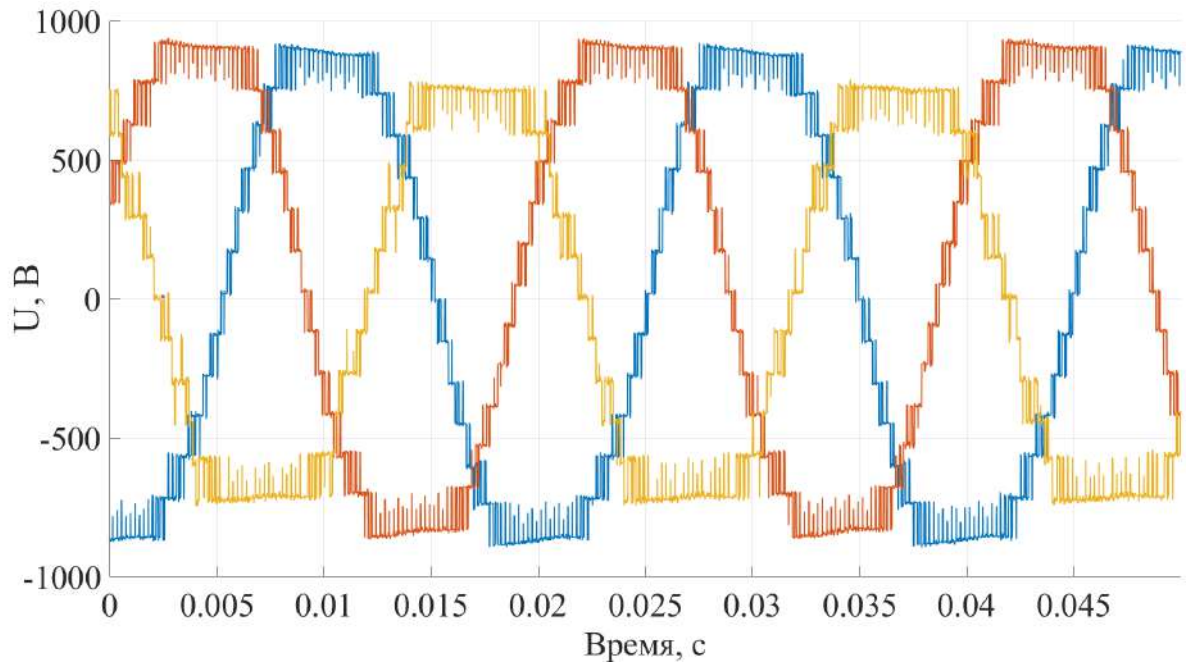


Рисунок 4.14 – Выходные фазные напряжения ВПЧ при номинальной нагрузке и частоте 50 Гц в режиме шунтирования 1 ячейки в фазе U

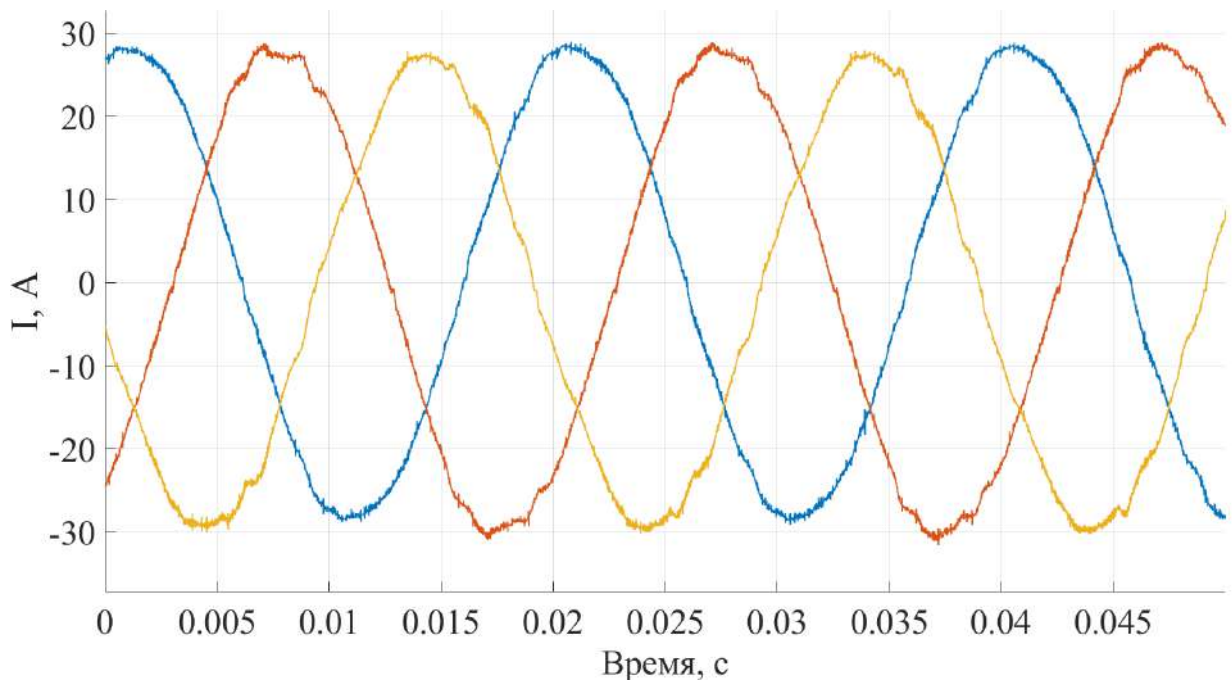


Рисунок 4.15 – Выходные фазные токи ВПЧ при номинальной нагрузке и частоте 50 Гц в режиме шунтирования 1 ячейки в фазе U

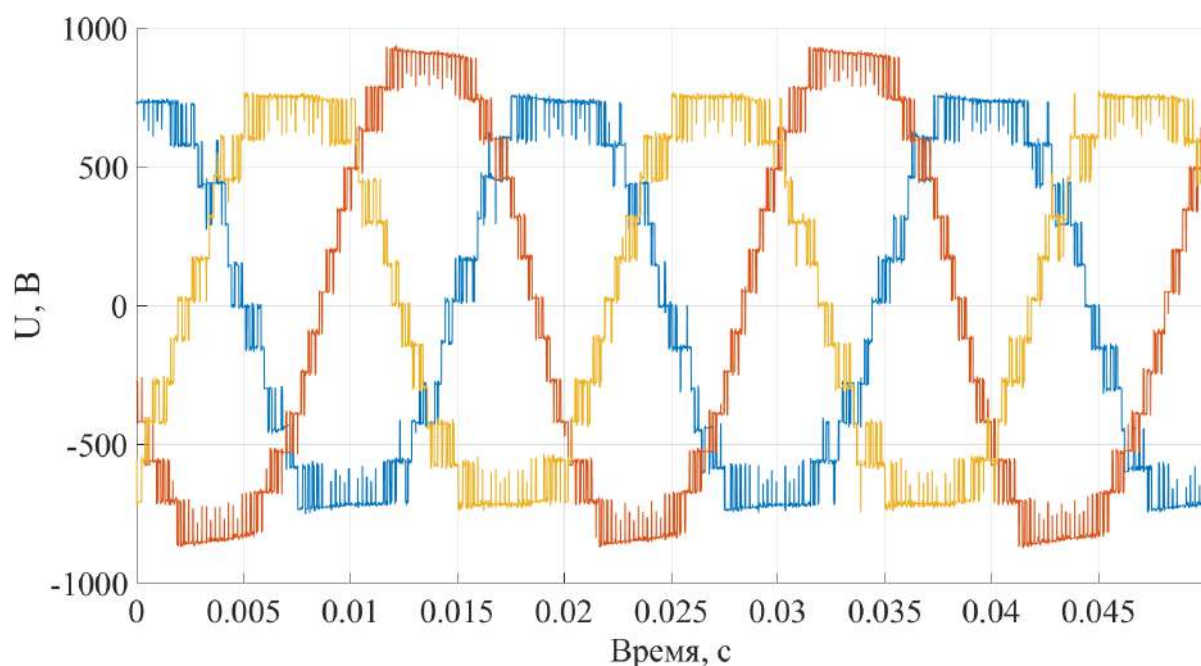


Рисунок 4.16 – Выходные фазные напряжения ВПЧ при номинальной нагрузке и частоте 50 Гц в режиме шунтирования 2 силовых модулей в фазах U и W

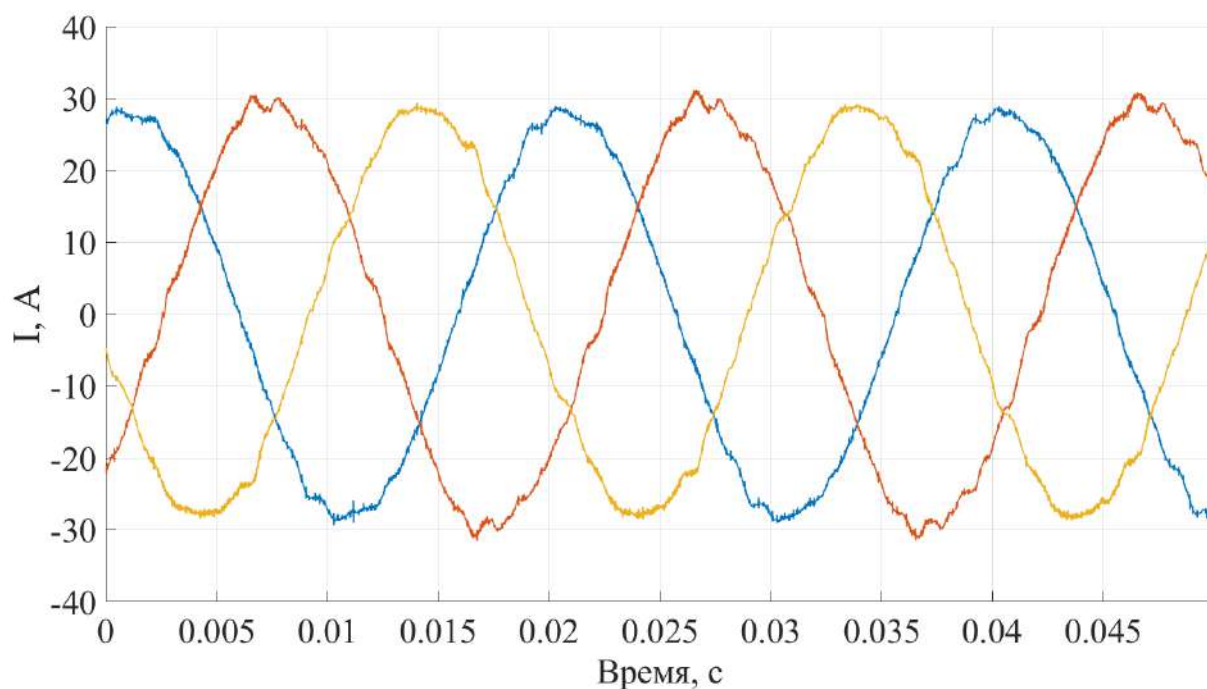


Рисунок 4.17 – Выходные фазные токи ВПЧ при номинальной нагрузке и частоте 50 Гц в режиме шунтирования 2 силовых модулей в фазах U и W

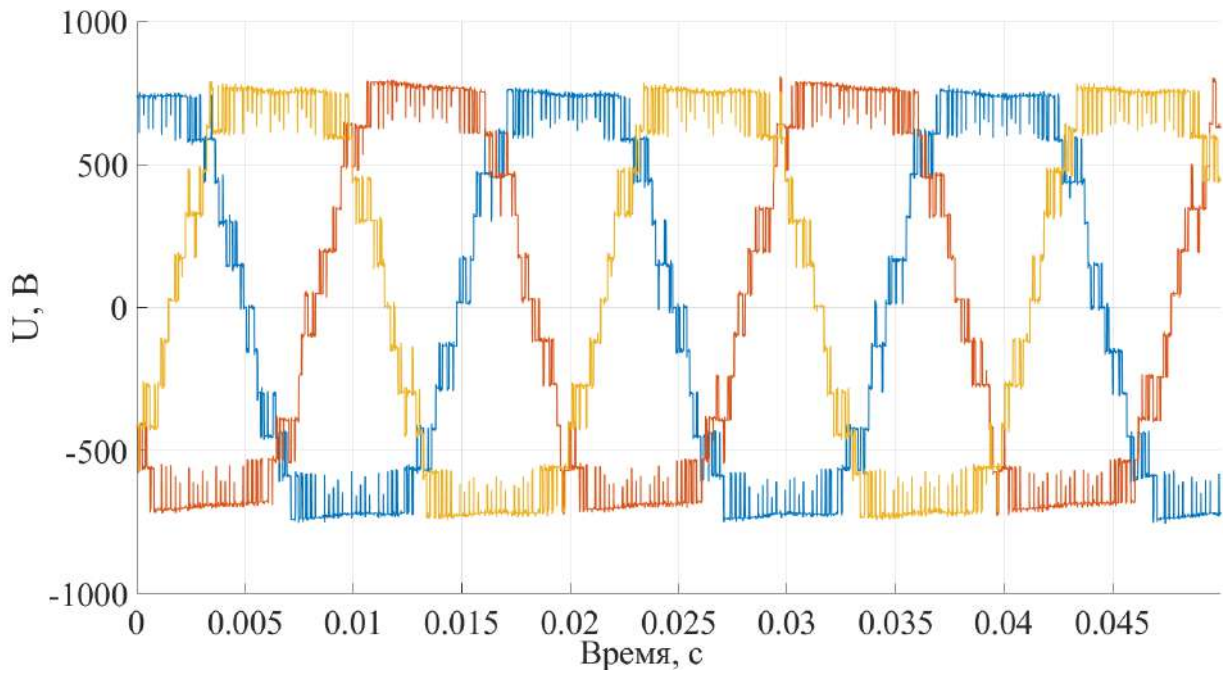


Рисунок 4.18 – Выходные фазные напряжения ВПЧ при номинальной нагрузке и частоте 50 Гц в режиме шунтирования 3 силовых модулей в фазах U , V и W

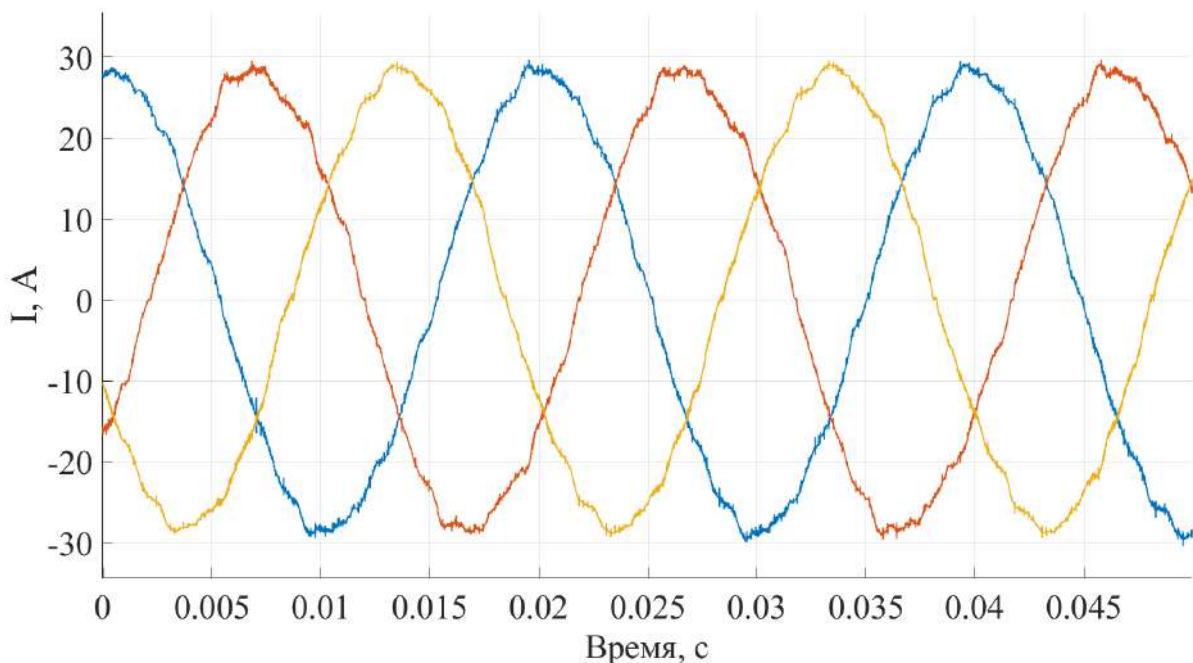


Рисунок 4.19 – Выходные фазные токи ВПЧ при номинальной нагрузке и частоте 50 Гц в режиме шунтирования 3 силовых модулей в фазах U , V и W

Далее в ходе эксперимента исследована динамика изменения токов при последовательном шунтировании силовых ячеек в фазах U , V и W на холостом

ходу. Как видно из рисунков 4.20 и 4.21, переходные процессы по продольной составляющей вектора токов статора i_d и по поперечной оси i_q , а также по угловой скорости вращения ω и модулю вектора потокосцепления ротора ψ обеспечивают приемлемое качество изменения управляемых координат при переходе к алгоритму шунтирования аварийных модулей на базе H -мостов.

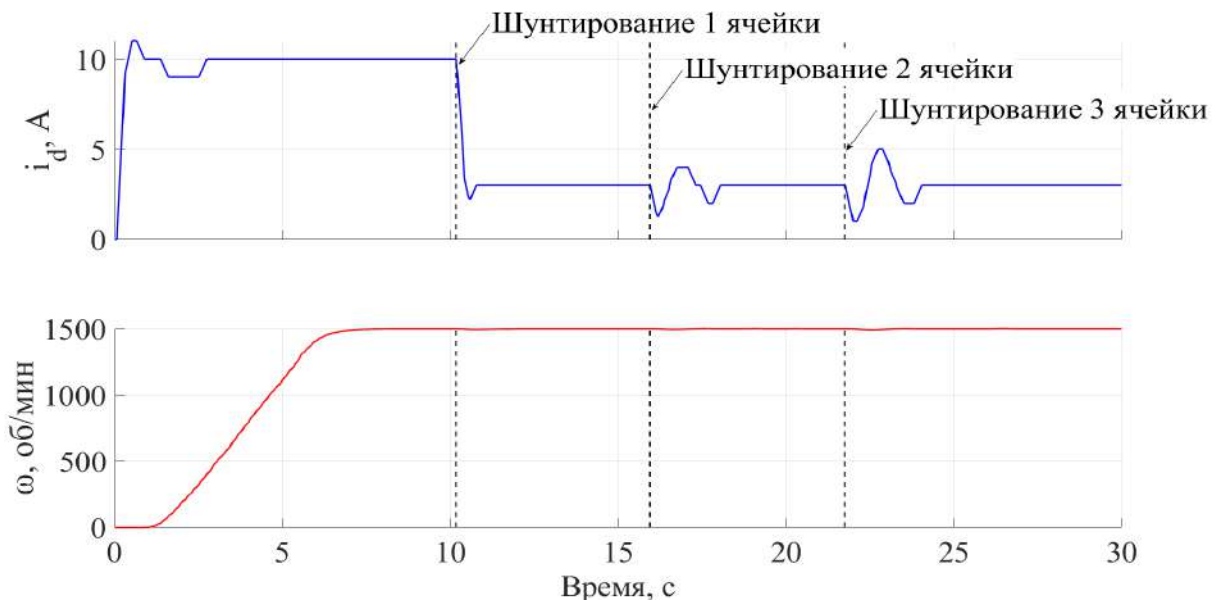


Рисунок 4.20 – Переходные процессы выходных координат электропривода при последовательном шунтировании силовых ячеек на холостом ходу

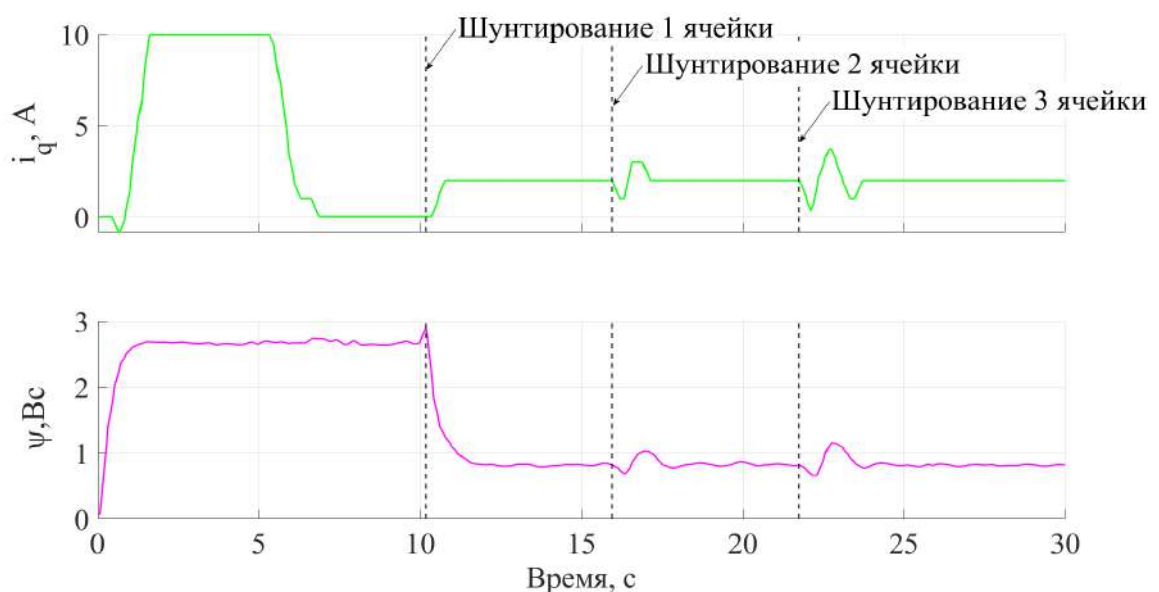


Рисунок 4.21 – Переходные процессы выходных координат электропривода при последовательном шунтировании силовых ячеек на холостом ходу

Выводы по четвертой главе

В четвертой главе представлены результаты экспериментального исследования, целью которого являлась практическая верификация описанного в главе 2 алгоритма смещения нейтральной точки и подтверждение адекватности имитационной модели, рассмотренной в главе 3. Обобщая полученные результаты, можно сделать следующие выводы:

1) впервые на действующем промышленном оборудовании проведены испытания алгоритма смещения нейтральной точки для 13-уровневого преобразователя частоты с топологией *ML-SCHB*, основанного на использовании модифицированной матрицы обратного координатного преобразования Э. Кларк;

2) получены осциллограммы фазных напряжений и токов при различных комбинациях аварийных силовых модулей, подтверждающие возможность сохранения симметрии линейных напряжений без использования аппаратного резерва;

3) экспериментально верифицирована возможность симметричного питания фазных обмоток статора в аварийном режиме работы ВПЧ за счет дополнительного углового сдвига между фазными напряжениями инвертора, теоретически обоснованного в главе 2;

4) применение отдельного регулятора коэффициента мощности исключает рекуперацию электрической энергии в ЗПТ в двигательном режиме работы асинхронной машины при отказе силовых ячеек;

5) подтверждено качественное и количественное соответствие между результатами имитационного моделирования и экспериментальными данными: максимальная величина расхождения не превышает 5 %.

Помимо этого, достоверность представленного в данной главе материала базируется:

– на использовании сертифицированного измерительного оборудования и аттестованных методик измерений;

- проведении испытаний на реальном объекте совместно со специалистами ЗАО «ЭРАСИБ»;
- многократной повторяемости результатов и их статистической обработке;
- апробации алгоритмов в составе действующих электромеханических комплексов, задействованных на проектируемых и обслуживаемых мощностях ООО «НТЦ».

Таким образом, проведенные экспериментальные исследования полностью подтвердили теоретические положения диссертации и продемонстрировали эффективность предложенного алгоритма смещения нейтральной точки на основании модифицированной матрицы Э. Кларк для повышения надежности высоковольтных электроприводов в аварийных режимах работы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационном исследовании проведен анализ и разработана совокупность алгоритмических методов повышения надежности высоковольтного частотно-регулируемого электропривода на базе многоуровневых преобразователей частоты с каскадным включением H -мостов, обеспечивающих сохранение работоспособности при отказе силовых ячеек за счет смещения нейтральной точки выходных напряжений. В ходе работы решена актуальная научно-прикладная задача, имеющая существенное значение для развития систем высоковольтного электропривода переменного тока особо ответственных механизмов в нефтегазовой, горнодобывающей и транспортной отраслях.

В первой главе выполнен системный анализ современных топологий высоковольтных преобразователей частоты (NPC , FLC , MMC , $ML-SCHB$) и их функциональных возможностей. На основе сравнительной оценки модульности, ремонтпригодности и пригодности к восстановлению работоспособности при отказах обоснован выбор топологии с каскадным включением H -мостов $ML-SCHB$ как наиболее перспективной для реализации алгоритмов отказоустойчивого управления. Проведен анализ рынка и установлено, что существующие отечественные и зарубежные системы управления ВПЧ используют алгоритмический метод смещения нейтральной точки – это подтверждает актуальность работы. Систематизированы аппаратные средства шунтирования силовых ячеек по принципу действия и месту установки, а также классифицированы методы ввода резерва. Это позволило обосновать преимущество программного подхода к повышению надежности перед аппаратным резервированием.

Во второй главе разработано математическое описание алгоритма смещения нейтральной точки для многоуровневых $ML-SCHB$ на основе решения системы нелинейных уравнений высокого порядка с использованием аппарата линейной алгебры. Предложен новый способ интеграции данного алгоритма в систему векторного управления путем модификации матрицы обратного преобразования Э. Кларк, что не требует перестройки базовой архитектуры управляющей части.

Впервые для реализации желаемого смещения нейтрали использовано четырехмерное представление трехфазных переменных с помощью кватернионов. Несмотря на отсутствие выигрыша в объеме хранимых данных и скорости вычислений по сравнению с оптимизированным матричным представлением, кватернионный подход обеспечивает глобальную непрерывность параметризации вращений, что гарантирует плавное изменение управляющих сигналов в аварийных режимах. В ходе вычислительного эксперимента для 21-уровневого инвертора (10 ячеек в фазе) получены таблицы допустимых и недопустимых комбинаций рабочих ячеек. Также установлены предельные соотношения для угловых сдвигов между фазными напряжениями инвертора и токами статора, гарантирующие работу электропривода в двигательном режиме с положительным коэффициентом мощности. На основе сравнительного анализа методов ШИМ обоснован выбор фазосдвигающей модуляции (*PS-PWM*) для каскадных преобразователей с изменяемой конфигурацией силовой части.

В третьей главе разработана имитационная модель высоковольтного частотно-регулируемого электропривода в среде «*MATLAB/Simulink*», включающая многоуровневый инвертор с динамической реконфигурацией ШИМ, математическую модель асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в ортогональных неподвижных осях α , β и синтезированную систему векторного управления с подчиненным регулированием тока, скорости и потокосцепления. Выполнен синтез регуляторов с расчетом численных значений коэффициентов для конкретного двигателя ВРА180М4БУ2,5. Проведено моделирование аварийных режимов при последовательном шунтировании от одной до трех силовых ячеек в различных фазах. Результаты моделирования подтвердили, что предложенный алгоритм смещения нейтральной точки обеспечивает синусоидальную форму фазных токов и симметрию линейных напряжений во всех исследованных комбинациях, а отклонения регулируемых координат (токов, потокосцепления, скорости) находятся в допустимых пределах.

В четвертой главе представлены результаты экспериментальной верификации разработанных алгоритмов на производственном стенде ЗАО «ЭРАСИБ» с

использованием адаптированной системы управления «ЭРАТОН-В» и промышленного асинхронного двигателя. Приведено подробное описание экспериментальной установки. Получены осциллограммы фазных напряжений и токов для режимов холостого хода и номинальной нагрузки при шунтировании одной, двух и трех силовых ячеек. Экспериментально подтверждена возможность сохранения симметрии линейных напряжений без использования аппаратного резерва за счет дополнительного углового сдвига между фазными напряжениями инвертора. Установлено, что применение отдельного регулятора коэффициента мощности исключает рекуперацию энергии в звено постоянного тока в двигательном режиме. Расхождение между результатами имитационного моделирования и экспериментальными данными не превышает 5 %, что подтверждает адекватность разработанной модели и достоверность теоретических положений.

В число основных научно-практических результатов, полученных в работе, входит:

1. Обоснование выбора топологии и метода. На основе сравнительного анализа топологий *NPC*, *FLC*, *MMC* и *ML-SCHB* показано, что последняя обладает наилучшей модульностью и принципиальной возможностью реализации отказоустойчивого управления. Сравнительный анализ методов ШИМ (*LS-PWM*, *SVPWM*, *PS-PWM*) позволил обосновать выбор фазосдвигающей модуляции (*PS-PWM*) как наиболее предпочтительной для каскадных преобразователей с изменяемой конфигурацией силовой части, обеспечивающей равномерное распределение потерь и модульность масштабирования.

2. Впервые разработано математическое описание алгоритма смещения нейтральной точки для многоуровневых инверторов *ML-SCHB* на основе аппарата линейной алгебры и решения системы нелинейных уравнений. В отличие от известных геометрических подходов, предложенный метод позволяет универсально определять требуемые амплитуды и углы фазных напряжений при произвольном количестве зашунтированных ячеек. Предложен способ интеграции алгоритма в систему векторного управления путем модификации матрицы обратного

преобразования Э. Кларк, что не требует перестройки базовой архитектуры и легко реализуется на программном уровне.

3. Проведенным вычислительным экспериментом для 13-уровневого инвертора (6 ячеек в фазе) установлено, что предложенный алгоритм обеспечивает более 100 устойчивых состояний при различных комбинациях рабочих ячеек, что существенно превосходит возможности методов симметричного отключения ячеек (5 состояний) и аппаратного резервирования с вводом «теплого» резерва (11 состояний). Полученные таблицы допустимых комбинаций (Приложение Б) могут быть непосредственно использованы при проектировании систем диагностики и реконфигурации ВПЧ.

4. Выявлен и проанализирован эффект влияния алгоритма смещения нейтрали на электротехнический комплекс «силовой преобразователь частоты – двигатель». Установлено, что смещение нейтральной точки приводит к дополнительному фазовому сдвигу между системами напряжений инвертора и двигателя. Разработана методика расчета предельных значений этого сдвига, гарантирующая работу электропривода в двигательном режиме с положительным коэффициентом мощности и исключающая нежелательную рекуперацию энергии в звено постоянного тока.

5. На производственном стенде ЗАО «ЭРАСИБ», г. Новосибирск, с использованием адаптированной системы управления «ЭРАТОН-В» экспериментально подтверждена работоспособность алгоритма смещения нейтральной точки при шунтировании от одной до трех силовых ячеек. Установлено, что во всех исследованных конфигурациях обеспечивается синусоидальная форма фазных токов и симметрия линейных напряжений. Расхождение между результатами имитационного моделирования и экспериментальными данными не превышает 5 %, что подтверждает адекватность разработанной модели.

Теоретическая и практическая значимость работы заключается в том, что:

– разработанная математическая модель алгоритма смещения нейтральной точки на основе модифицированной матрицы обратного преобразования Э. Кларк

расширяет теоретический аппарат управления многоуровневыми преобразователями в аварийных режимах;

– предложенный метод позволяет повысить отказоустойчивость высоковольтных электроприводов без введения избыточных силовых ячеек, что снижает стоимость силовой части преобразователя. Для конфигурации с шестью ячейками в фазе экономия за счет отказа от аппаратного резервирования (одна резервная ячейка на фазу) достигает 30 % стоимости силовой части;

– разработанная имитационная модель в программной среде «MATLAB/Simulink» может использоваться для доводочных испытаний алгоритмов управления ВПЧ на этапе проектирования и модернизации электроприводов ответственных механизмов;

– результаты диссертации внедрены в адаптированную систему управления «ЭРАТОН-В» ЗАО «ЭРАСИБ» и используются при эксплуатации высоковольтных преобразователей частоты на объектах обслуживаемых мощностей ООО «НТЦ».

Достоверность полученных результатов обеспечивается корректной постановкой задач, использованием апробированного математического аппарата (линейная алгебра, теория автоматического управления, теория электропривода), применением верифицированных блоков библиотек «Simulink», совпадением результатов вычислительного эксперимента с теоретическими положениями, а также качественным и количественным соответствием результатов имитационного моделирования и экспериментальных данных. Экспериментальные исследования проведены на сертифицированном оборудовании в условиях действующего производства при многократной повторяемости результатов.

Таким образом, в диссертационной работе полностью решены поставленные задачи: разработаны теоретические основы, выполнено имитационное моделирование и проведена экспериментальная проверка алгоритма смещения нейтральной точки, позволяющего повысить работоспособность высоковольтных частотно-регулируемых электроприводов за счет сохранения их работоспособности при отказе силовых ячеек без использования аппаратного резерва.

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

АД – асинхронный двигатель

АДКЗР – асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором

АСУ ТП – автоматизированная система управления технологическим процессом

АЦП – аналогово-цифровой преобразователь

БЗУ – блок задающих условий

БИ – блок измерений

БК – блок коммуникационный

БЛ – блок логики

БПМ – блок предмодулятора

БС – блок силовой

БСМ – блок скалярных модуляторов

ВПЧ – высоковольтный преобразователь частоты

ДС – датчик скорости

ЗИ – задатчик интенсивности

ЗПТ – звено постоянного тока

ЗРУ – закрытое распределительное устройство

КД – концентратор данных

КНИ – коэффициент нелинейных искажений

КРП – контур регулирования потокосцеплений ротора

КРС – контур регулирования скорости

КРТ – контур регулирования тока

КШЯ – контактор шунтирования ячеек

МДС – магнитодвижущая сила

МИ – многоуровневый инвертор

МПЧ – многоуровневый преобразователь частоты

НМ – нагрузочная машина

ОКР – опытно-конструкторская работа

ООС – отрицательная обратная связь
ПИ – пропорционально-интегральный
ПЗУ – постоянное запоминающее устройство
ПК – персональный компьютер
ПК-БС – плата контроллер блока силового
ПЛК – программируемый логический контроллер
ПМУ – пульт местного управления
ПФ – передаточная функция
ПЧ – преобразователь частоты
РС – регулятор скорости
РП – регулятор потокосцеплений
СВУ – система векторного управления
СУ – система управления
ТП – тиристорный преобразователь
ФНЧ – фильтр нижних частот
ЧМИ – человеко-машинный интерфейс
ЧРП – частотно-регулируемый привод
ШИМ – широтно-импульсная модуляция
ШУ – шкаф управления
ЭД – электрический двигатель
ЭП – электропривод
DSP – цифровой сигнальный процессор (*Digital Signal Processor*)
FACTS – гибкие системы передачи переменного тока (*Flexible Alternative Current Transmission Systems*)
FC / FLC – «плавающий» конденсатор (*Flying Capacitor*)
FPGA / ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема (*Field-Programmable Gate Array*)
HVDC – высоковольтная линия электропередачи постоянного тока (*High-Voltage Direct Current*)

IGBT – биполярный транзистор с изолированным затвором (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*)

LS-PWM – ШИМ со смещением по уровню (*Level-Shifted PWM*)

MMC – модульный многоуровневый преобразователь (*Modular Multilevel Converter*)

NPC – фиксированная нейтраль (*Neutral Point Clamped*)

PS-PWM – ШИМ со смещением по фазе (*Phase-Shifted PWM*)

SCHB / ML-SCHB – каскадное включение H-мостов (*Series Connected H-bridge / Multilevel Series Connected H-bridge*)

SHE PWM – ШИМ с селективным подавлением гармоник (*Selective Harmonic Elimination PWM*)

STATCOM – статический синхронный компенсатор (*Static Synchronous Compensator*)

SVPWM – пространственно-векторная ШИМ (*Space Vector PWM*)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: a review / S. Yang, D. Xiang, A. Bryant [et al.]. – DOI 10.1109/TPEL.2010.2049377. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 25, no. 11. – P. 2734–2752.
2. Priya A. S. An extensive review on fault detection and fault-tolerant control of multi-level inverter with applications / A. S. Priya, N. Kalaiarasi. – DOI 10.20508/ijrer.v12i2.12586.g8465. – Text : direct // International Journal of Renewable Energy Research. – 2022. – Vol. 12, no. 30. – P. 768–798.
3. Comprehensive analysis of faults and diagnosis techniques in cascaded multi-level inverters / R. K. Gatla, D. G. Kumar, P. Shashavali [et al.]. – DOI 10.1016/j.heliyon.2024.e39901. – Text : direct // Heliyon. – 2024. – Vol. 10, iss. 21. – Art. e39901.
4. Nabae A. A new neutral-point-clamped PWM inverter / A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi. – DOI 10.1109/TIA.1981.4503992. – Text : direct // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1981. – Vol. IA-17, no. 5. – P. 518–523.
5. Salem A. T-type multilevel converter topologies: a comprehensive review / A. Salem, M. Abido. – DOI 10.1007/s13369-018-3506-6. – Text : direct // Arabian Journal for Science and Engineering. – 2019. – Vol. 44, no. 3. – P. 1713–1735.
6. Bruckner T. The active NPC converter and its loss-balancing control / T. Bruckner, S. Bernet, H. Güldner. – DOI 10.1109/TIE.2005.847586. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2005. – Vol. 52, no. 3. – P. 855–868.
7. Active neutral-point-clamped multilevel converters / P. Barbosa, P. Steimer, J. Steinke [et al.]. – DOI 10.1109/PESC.2005.1581952. – Text : direct // 2005 IEEE 36th Power electronics specialists conference : proc., Dresden, Germany, 2005. – IEEE, 2005. – P. 2296–2301.
8. Brückner T. Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active NPC switches / T. Brückner, S. Bernet. – DOI 10.1109/PESC.2001.954272. – Text : direct // 2001 IEEE 32nd Annual Power electronics specialists conference (IEEE Cat.

No.01CH37230) : proc., Vancouver, BC, Canada, 2001. – IEEE, 2001– Vol. 2. – P. 1135–1140.

9. Meynard T. A. Multi-level choppers for high voltage applications / T. A. Meynard, H. Foch. – DOI 10.1080/09398368.1992.11463285. – Text : direct // EPE Journal. – 1992. – Vol. 2, no 1. – P. 45–50.

10. A multilevel inverter scheme with dodecagonal voltage space vectors based on flying capacitor topology for induction motor drives / J. Mathew, P. P. Rajeevan, K. Mathew [et al.]. – DOI 10.1109/TPEL.2012.2195784. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28, no. 1. – P. 516–525.

11. Lesnicar A. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range / A. Lesnicar, R. Marquardt. – DOI 10.1109/PTC.2003.1304403. – Text : direct // 2003 IEEE Bologna power tech conference : proc., Bologna, Italy, 23–26 June 2003. – IEEE, 2003. – Vol. 3. – 6 p.

12. Marchesoni M. A nonconventional power converter for plasma stabilization / M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, S. Tenconi. – DOI 10.1109/63.53158. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1990. – Vol. 5, no. 2. – P. 212–219.

13. Robicon Perfect Harmony. – URL: <https://siemens-drives.ru/products/vysokovoltnye-preobrazovateli-chastoty/robicon-perfect-harmony/> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

14. ACS5000. – URL: <https://new.abb.com/drives/medium-voltage-ac-drives/acs5000> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

15. ACS1000. – URL: <https://new.abb.com/drives/medium-voltage-ac-drives/acs1000> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

16. ACS6000 user manual. – URL: https://library.e.abb.com/public/0509cb6c50814677b322f19a49efad13/3BHS212794_E01_RevQ_User_Manual_ACS6000.pdf (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

17. ALSPA DRIVE RANGE. Drive solutions for all applications. – URL: https://alsintec.com/documents/alstom/drives/alspa%20drive%20range_drives%20solutions.pdf (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

18. T300MV2 General Purpose. – URL: <https://toshiba.com/tic/product/t300mv2/> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
19. Высоковольтные преобразователи частоты SILCOVERT TH 14000 (SVTH+). – URL: <https://nidec-asi-vei.ru/produksiya/pch-silcovert-th-serii-14000/> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
20. Высоковольтные преобразователи частоты SILCOVERT TH 7000. – URL: <https://nidec-asi-vei.ru/produksiya/pch-silcovert-th-serii-7000/> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
21. Высоковольтные преобразователи частоты SILCOVERT N. – URL: <https://nidec-asi-vei.ru/produksiya/silcovert-n/> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
22. NC HVVF Compact Medium Voltage AC Drives. – URL: <https://www.nancalelectric.com/air-cooling-mv-ac-drives-nc-hvvf200.html> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
23. ACH200 Series Medium Voltage AC Drive. – URL: <https://www.veichi.com/product/ach200-vfd-drive.html> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
24. ACH100 Medium Voltage Inverter. – URL: <https://www.veichi.com/product/ach100-inverter.html> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
25. ACP30 Medium Voltage AC Drive. – URL: <https://www.veichi.com/product/acr30-medium-voltage-ac-drive.html> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
26. General series high-voltage frequency converters HC1000. – URL: https://en.hiconics.com/prodect/details_558_1066.html (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
27. MVW3000 – Medium Voltage Drive. – URL: <https://www.weg.net/catalog/weg/DO/en/Drives/Variable-Speed-Drives/Medium-Voltage-Variable-Speed-Drives/Medium-Voltage-Variable-Speed-Drive-MVW3000> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

28. MVW01 – Medium Voltage Drive. – URL: <https://www.weg.net/catalog/weg/AE/en/Drives/Variable-Speed-Drives/Medium-Voltage-Variable-Speed-Drives/Medium-Voltage-Variable-Speed-Drive-MVW01> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

29. Серия GD5000 – высоковольтный частотный преобразователь. – URL: <https://www.invt.com/ru/products/gd5000-general-medium-voltage-drive-25> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

30. HD9XS Series. – URL: https://www.inovance.com/global/content/details_815_403261.html (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

31. Серия HD3X. – URL: <https://promktr.ru/partners/seriay-hd3x/> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

32. MVD22 Series. – URL: <https://www.delta-singapore.com/en-SG/products/Medium-Voltage-Drives/16233> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

33. MVF23 Series. – URL: <https://www.delta-singapore.com/en-SG/products/Medium-Voltage-Drives/16232> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

34. MVF20 Series. – URL: <https://www.delta-singapore.com/en-SG/products/Medium-Voltage-Drives/16231> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

35. Высоковольтный преобразователь частоты «Геркулес». – URL: <https://it-spb.ru/upload/iblock/3ac/reklamnaya-broshyura.pdf> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

36. Преобразователи частоты серии Ритм-В. – URL: <https://www.ruselt.ru/information/preobrazovateli-chastoty-serii-syn-ox/> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

37. Высоковольтные многоуровневые преобразователи частоты «ЭРА-ТОН-В». – URL: <https://erasib.ru/produkcija/vysokokovoltnye-preobrazovateli/eraton-v/> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.

38. Преобразователи частоты многоуровневые 250кВт – 5,6МВт. – URL: <https://etx-in.com/catalog/high-voltage/preobrazovateli-chastoty-mnogourovnevye-250kVt-5.6MVt/> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
39. Высоковольтный частотно-регулируемый привод ВЧПП-ТМ. – URL: <https://www.cheaz.ru/products/ese/converters/vchrp-tm-es.html> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
40. Преобразователи частоты и устройства плавного пуска СИРИУС. – URL: <https://sirius-em.ru/> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
41. Преобразователи частоты Рустмаш АТ27. – URL: <https://rustmash.ru/catalog/rustmash-at27> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
42. Высоковольтные преобразователи частоты «Л-Старт». – URL: http://privod.l-start.ru/products/resheniya_dlya_neftyanoy_promyshlennosti/vysokovoltnye_preobrazovateli_chastoty_l_start_serii_vpch/ (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
43. Высоковольтные многоуровневые преобразователи частоты для синхронных и асинхронных двигателей АВПЧ. – URL: <https://npp-belcom.ru/VFD6.html> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
44. Высоковольтные частотные преобразователи СТА-В9.HVI. – URL: <https://gu-sta.ru/index.php?doc=b9.hvi> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
45. Преобразователь частоты ЭСН. – URL: <https://ekra.ru/product/et/vpch/esn/> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
46. Преобразователь частоты ЭМСН. – URL: <https://ekra.ru/product/et/vpch/emsn/> (дата обращения: 24.03.2026). – Текст : электронный.
47. Сидоров Г. С. Управление многоуровневыми преобразователями частоты на базе каскадного включения h-мостов в аварийных режимах работы высоковольтного электропривода / Г. С. Сидоров. – Текст : непосредственный // Информационно-телекоммуникационные системы и технологии (ИТСиТ-2025) : материалы Всерос. науч.-практ. конф., Кемерово, 22–24 окт. 2025 г. – Кемерово: Кузбас. гос. техн. ун-т им. Т.Ф. Горбачева, 2025. – С. 483-487.

48. Нос О. В. Сравнительный анализ методов резервирования в высоковольтных многоуровневых преобразователях частоты на базе каскадного включения H-мостов / О. В. Нос, Г. С. Сидоров. – DOI 10.32603/2071-8985-2026-19-5-81-94. – Текст непосредственный // Известия СПбГЭТУ ЛЭТИ. – 2026. – Т. 19, № 5. – С. 81–94.

49. Eaton D. Neutral shift: five years of continuous operation with adjustable frequency drives / D. Eaton, J. Rama and P. Hammond. – DOI 10.1109/MIA.2003.1245795. – Text : direct // IEEE Industry Applications Magazine. – 2003. – Vol. 9, no. 6. – P. 40–49.

50. Hammond P. W. Enhancing the reliability of modular medium-voltage drives / P. W. Hammond. – DOI 10.1109/TIE.2002.803172. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. – Vol. 49, no. 5. – P. 948–954.

51. Control method for cascaded H-bridge multilevel inverter with faulty power cells / S. Wei, B. Wu, F. Li, X. Sun. – DOI 10.1109/APEC.2003.1179224. – Text : direct // Eighteenth Annual IEEE Applied power electronics conference and exposition (APEC '03) : proc., Miami Beach, FL, USA, 2003. – IEEE, 2003. – Vol. 1. – P. 261–267.

52. Патент № 2642824 Российская Федерация, МПК H02M 7/5395 (2006.01). Управление для шунтирования неисправностей каскадного многоуровневого инвертора : № 2015114584 : заявл. 16.09.2013 : опубл. 29.01.2018 / Л. Михалке ; заявитель Сименс Корпорейшн. – 42 с. – Текст : непосредственный.

53. Patent No. 9929676 United States, IPC H02M 7/49 (2007.01), H02M 5/458 (2006.01). Method for controlling three phase equivalent voltage of multilevel inverter : No. 15/353,137 : filed 16.11.2016 : publ. 27.03.2018 / H.-J. Lee ; applicant LSIS Co., ltd. – 16 p. – Text : direct.

54. Patent No. 10644611 United States, IPC H02M 7/49 (2007.01), H02M 1/32 (2007.01). Voltage reference reconfiguration fault-tolerant control method for multi-level inverter : No. PCT/CN2016/103751 : filed 28.10.2016 : publ. 05.05.2020 / Tianzhen Wang, Zhuo Liu, Chao Geng, Jingang Han ; applicant Shanghai Maritime University. – 13 p. – Text : direct.

55. Патент № 2012149478 Российская Федерация, МПК H02P 9/00 (2006.01). Устройство управления и способ управления, используемые при шунтировании блоков питания : № 2012149478/07 : заявл. 21.11.2012 : опубл. 27.05.2014 / Ц. Лю, Ю.-Ц. Лан, Ю.-Я. Мао ; заявитель Делта Электроникс Инк. – 3 с. – Текст : непосредственный.

56. Nos O. V. The control technique for cascaded h-bridge multilevel converter with faulty cells / O. V. Nos, E. E. Abramushkina. – DOI 10.1109/EDM.2018.8435054. – Text : direct // International Conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2018) : proc., Erlagol, Altai, 29 июня – 03 июля 2018 г. – Erlagol, Altai : IEEE Computer Society, 2018. – P. 672-675.

57. Миронов А. Г. О снижении энергозатрат насосных агрегатов магистрального нефтепровода с использованием частотного регулирования электропривода / А. Г. Миронов. – Текст : непосредственный // Трубопроводный транспорт углеводородов : материалы Всерос. науч.-практ. конф. с междунар. участием, Омск, 28–29 сент. 2017 г. – Омск: Ом. гос. техн. ун-т, 2017. – С. 32–35.

58. Исследование динамических режимов электротехнических комплексов распределённого компримирования газа на Ямбургском нефтегазоконденсатном месторождении / Э. Ю. Кондратьев, В. В. Пашкин, В. А. Шабанов, О. Н. Ивашкин. DOI 10.17122/1999-5458-2025-21-4-9-23. – Текст : непосредственный // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2025. – Т. 21, № 4. – С. 9–23.

59. Козярук А. Е. Алгоритмы управления энергоэффективным высокооборотным электроприводом газоперекачивающего агрегата / А. Е. Козярук, Б. Ю. Васильев. – Текст : непосредственный // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2012. – № 3. – С. 40–44.

60. Глазырин А. С. Исследование влияния длительности переходного процесса пуска электропривода установки электроцентробежных насосов в циклическом режиме эксплуатации на электромеханическую систему / А. С. Глазырин, Н. Е. Языков. – Текст : непосредственный // Современные проблемы машиностроения : сб. тр. XV Междунар. науч.-техн. конф., Томск, 22–25 нояб. 2022 г. – Томск : Нац. исслед. Том. политехн. ун-т, 2022. – С. 71–72.

61. Моделирование регулируемого синхронного электропривода насосного агрегата в системе поддержания пластового давления / А. А. Коржев, И. Н. Войтюк, А. И. Смирнов [и др.]. – Текст : непосредственный // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2020. – № 5. – С. 505–513.
62. Электропривод современных шахтных подъёмных машин / Б. И. Абрамов, А. Г. Иванов, В. А. Шиленков [и др.]. – DOI 10.25018/0236_1493_2022_52_0_145. – Текст : непосредственный // Горный информационно-аналитический бюллетень (научно-технический журнал). – 2022. – № 5-2. – С. 145–162.
63. Wankhede A. Overview of grinding systems and MV drive technologies in mines / A. Wankhede, Sharma, Fernandis. – DOI 10.33564/IJEAST.2021.v06i04.020. – Text : direct // International Journal of Engineering Applied Sciences and Technology. – 2021. – Vol. 6, iss. 4. – P. 171–194.
64. Floating, production, storage, and offloading unit: a contingency operating mode using variable frequency drives / H. M. A. Antunes, D. I. Brandao, V. H. M. Biajo [et al.]. – DOI 10.1109/ACCESS.2024.3400686. – Text : direct // IEEE Access. – 2024. – Vol. 12. – P. 68149–68159.
65. Malafeev S. I. Design and implementation of electric drives and control systems for mining excavators / S. I. Malafeev, A. A. Novgorodov. – DOI 10.3103/s1068371216100035. – Text : direct // Russian Electrical Engineering. – 2016. – Vol. 87, no. 10. – P. 560–565.
66. Considerations for implementing MV drives in a cement plant / G. Seggewiss, N. Schachter, G. Obermeyer, G. Bankay. – DOI 10.1109/CITCON.2008.15. – Text : direct // 2008 IEEE Cement industry technical conference record : proc., Miami, FL, USA, 2008. – IEEE, 2008. – P. 113–123.
67. Николаев А. А. Исследование параллельной работы автоматизированных электроприводов прокатного стана и дуговой сталеплавильной печи / А. А. Николаев, А. С. Денисевич, М. В. Буланов. – DOI 10.17588/2072-2672.2017.3.059-069. – Текст : непосредственный // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. – 2017. – № 3. – С. 59–69.

68. Антропов Я. А. Экономическая целесообразность внедрения частотно-регулируемого электропривода на питательном насосе Кемеровской ТЭЦ / Я. А. Антропов. – Текст : непосредственный // Наука, общество, инновации: актуальные вопросы современных исследований : сб. ст. Междунар. науч.-практ. конф., Пенза, 25 мая 2023 г. – Пенза : Наука и Просвещение (ИП Гуляев Г.Ю.), 2023. – С. 66–71.
69. Li F. X. The application of high voltage variable frequency technology in the induced draft fan of power plant / F. X. Li. – DOI 10.4028/www.scientific.net/amr.516-517.1540. – Text : direct // Advanced Materials Research. – 2012. – Vol. 516–517. – P. 1540–1544.
70. Annoukoubi M. Cascade H-bridge multilevel inverter for a wind energy conversion system applications / M. Annoukoubi, A. Essadki, T. Nasser. – DOI 10.1109/IRSEC53969.2021.9741171. – Text : direct // 2021 9th International renewable and sustainable energy conference (IRSEC) : proc., Morocco, 2021. – IRSEC, 2021. – P. 1–7.
71. Reliability of variable speed pumped-storage plant / A. Joseph, T. R. Chelliah, S. S. Lee, K.-B. Lee. – DOI 10.3390/electronics7100265. – Text : direct // Electronics. – 2018. – Vol. 7, iss. 10. – P. 1-14.
72. Nyamathulla S. A review of multilevel inverter topologies for grid-connected sustainable solar photovoltaic systems / S. Nyamathulla, D. Chittathuru. – DOI 10.3390/su151813376. – Text : direct // Sustainability. – 2023. – Vol. 15, iss. 18. – P. 13376.
73. Investigation of super-lift multilevel inverter using water pump irrigation system / J. R. Albert, K. Premkumar, K. Vanchinathan [et al.]. – DOI 10.1002/9781119872061.ch16. – Text : direct // Smart grids and green energy systems. – Hardcover: Wiley & Sons LtdWilay, 2022. – P. 247-262.
74. Nguyen M. L. Synchronous transfer control of medium voltage pump in water treatment: a multilevel cascaded H-bridge inverter-based solution / M. L. Nguyen, D. A. Ta. – DOI 10.1016/j.rineng.2025.107006. – Text : direct // Results in Engineering. – 2025. – Vol. 28. – 11 p.

75. Lu S. Multilevel multi-phase propulsion drives / Shuai Lu, K. Corzine. – DOI 10.1109/ESTS.2005.1524701. – Text : direct // IEEE Electric ship technologies symposium : proc., Philadelphia, PA, USA, 2005. – IEEE, 2005. – P. 363-370.
76. Symmetrical hybrid multilevel inverters for ship electric propulsion drives / W. Long, N. Liu, K. Wang [et al.]. – DOI 10.1109/IFEEC47410.2019.9015090. – Text : direct // 2019 IEEE 4th International future energy electronics conference (IFEEC) : proc., Singapore, 2019. – IEEE, 2019. – P. 1–6.
77. Evaluation of possible traction inverter topologies for heavy-duty electric vehicles / E. Ayaz, M. Jackson, S. Sarmast [et al.]. – DOI 10.1109/SPEC62217.2024.10893180. – Text : direct // 2024 IEEE 9th Southern power electronics conference (SPEC) : proc., Brisbane, Australia, 2024. – IEEE, 2024. – P. 1–6.
78. Ha V. T. Multilevel inverter application for railway traction motor control / V. T. Ha, P. T. Giang, P. Vu. – DOI 10.11591/eei.v11i4.3964. – Text : direct // Bulletin of Electrical Engineering and Informatics. – 2-22. – Vol. 11, no. 4. – P. 1855–1866.
79. Tedeschini S. A multi-phase multilevel powertrain for full electric aircraft / S. Tedeschini, S. Mohamadian, C. Cecati. – DOI 10.1109/IECON48115.2021.9589583. – Text : direct // IECON 2021 – 47th Annual conference of the IEEE industrial electronics society : proc., Toronto, ON, Canada, 2021. – IEEE, 2021. – P. 1–6.
80. Can E. A new high-frequency multilevel inverter effecting cables weight and energy efficiency of aircraft / E. Can, U. Kilik. – DOI 10.1108/AEAT-06-2023-0158. – Text : direct // Aircraft Engineering and Aerospace Technology: An International Journal. – 2024. – Vol. 96, no. 3. – P. 458–464.
81. Patent No. 2015094232 WIPO (PCT), IPC H02P 3/14 (2006.01), B66B 1/06 (2006.01). Control strategies for multilevel line regenerative drive : No. PCT/US2013/076172 : filed 18.12.2013 : publ. 25.06.2015 / I. Agirman, Y. Wang, S. Krishnamurthy ; applicant Otis Elevator Company. – 36 p. – Text : direct.
82. Gulpinar F. Driving asynchronous induction launchers: design and simulation of a novel power conditioner with a brief review / F. Gulpinar, A. Balikci. – DOI 10.3390/en15249360. – Text : direct // Energies. – 2022. – Vol. 15, iss. 24, 9360. – 15 p.

83. Patent No. 3867643 United States, IPC H02M 7/00. Electric power converter : No. 432,939 : filed 14.01.1974 : publ. 18.02.1975 / R. H. Baker, L. H. Bannister ; applicant Massachusetts Institute of Technology. – 17 p. – Text : direct.

84. Славик И. Конструирование силовых полупроводниковых преобразователей / И. Славик ; пер. с чеш. В. И. Васина ; под ред. Г. Н. Горбачева. – Москва : Энергоатомиздат, 1989. – 220 с. : ил. – ISBN 5-283-02436-9. – Текст : непосредственный.

85. Power electronic converter design handbook / M. Barrenetxea, I. Baraia, I. Larrazabal, I. Zubimendi. – Arrasate - Mondragon : Mondragon Unibertsitatea, 2018. – 232 p. – ISBN 978-84-09-03771-1. – Text : direct.

86. Dokić B. L. Power electronics: converters and regulators / B. L. Dokić, B. Blanuša. – 3rd ed. – Cham : Springer International Publishing, 2015. – 608 p. – ISBN 978-3-319-09401-4. – Text : direct.

87. ГОСТ 24607-88Е. Преобразователи частоты полупроводниковые. Общие технические требования : гос. стандарт союза СССР : изд. офиц. : утв. и введ. в действие Постановлением Госстандарта СССР от 6.12.88 № 3955 / М-во электрохим. пром-сти СССР. - Москва : Изд-во стандартов, 1989. – 25 с. – Текст : непосредственный.

88. ГОСТ Р 58857-2020. Ракетно-космическая техника. Электронная компонентная база. Общие положения : нац. стандарт РФ : изд. офиц. : утв. и введен в действие Приказом Федер. агентства по техн. регулированию и метрологии от 15 мая 2020 г. № 209-ст : введен впервые : дата введения 2020-08-01 / Федер. агентство по техн. регулированию и метрологии ; АО «Рос. корпорация ракет.-косм. приборостроения и информ. систем» (АО «Российские космические системы»). – Москва : Стандартинформ, 2020. - IV, 19 с. – Текст : непосредственный.

89. Gonzalez S. A. Multilevel converters for industrial applications / S. A. Gonzalez, S. A. Verne, M. I. Valla. – 1st ed. – Boca Raton : CRC Press, 2014. – 241 p. – eBook ISBN 9781315216669. – DOI 10.1201/b15252. – Text : electronic.

90. Gupta K. K. Multilevel inverters: conventional and emerging topologies and their control / K. K. Gupta, P. Bhatnagar. – London : Elsevier/Academic Press, 2018. – 209 p. – ISBN 978-0-12-812448-2. – DOI 10.1016/C2016-0-03360-0. – Text : direct.
91. Wu B. High-power converters and AC drives / B. Wu. – Chichester : John Wiley & Sons., 2006. – 450 p. – ISBN 9780471731719. – DOI 10.1002/0471773719. – Text : direct.
92. Renge M. M. Five-level diode clamped inverter to eliminate common mode voltage and reduce dv/dt in medium voltage rating induction motor drives / M. M. Renge, H. M. Suryawanshi. – DOI 10.1109/TPEL.2008.925423. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – Vol. 23, no. 4. – P. 1598–1607.
93. Common-mode voltage elimination in multilevel power inverter-based motor drive applications / E. Robles, M. Fernandez, J. Zaragoza [et al.]. – DOI 10.1109/ACCESS.2021.3137892. – Text : direct // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 2117-2139.
94. Alavi O. A comparative reliability study of three fundamental multilevel inverters using two different approaches / O. Alavi, A. H. Viki, S. Shamlou. – DOI 10.3390/electronics5020018. – Text : direct // Electronics. – 2016. – Vol. 5, iss. 2. – 18 p.
95. Lakhdari M. A new structural reconfiguration for multilevel inverters with fault tolerance capability / M. Lakhdari, B. Rabhi, A. Benaissa. – DOI 10.14311/AP.2024.64.0379. – Text : direct // Acta Polytechnica. – 2024. – Vol. 64, no 4. – P. 379–384.
96. Neutral-point voltage analysis and suppression for NPC three-level photovoltaic converter in LVRT operation under imbalanced grid faults with selective hybrid SVPWM strategy / Y. Li, X. Yang, W. Chen [et al.]. – DOI 10.1109/TPEL.2018.2834226. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2019. – Vol. 34, no. 2. – P. 1334–1355.
97. Thermal stress and high temperature effects on power devices in a fault-resilient NPC IGCT-based converter / A. V. Rocha, B. de Jesus Cardoso Filho, G. K. Moghaddam [et al.]. – DOI 10.1109/TPEL.2015.2452262. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 31, no. 4. – P. 2800–2807.

98. Lopes L. A. C. Power losses balancing in a three-level NPC converter driving a PMSM in an electric vehicle / L. A. C. Lopes, N. Soleimanpour. – DOI 10.1109/ECCE.2015.7309894. – Text : direct // 2015 IEEE Energy conversion congress and exposition (ECCE) : proc., Montreal, Canada, 20–24 Sept. 2015. – IEEE, 2015. – P. 1660–1665.
99. A dual three-level T-NPC inverter for high-power traction applications / S. Bhattacharya, D. Mascarella, G. Joós [et al.]. – DOI 10.1109/JESTPE.2016.2517819. – Text : direct // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2016. – Vol. 4, no. 2. – P. 668–678.
100. Five-level T-type cascade converter for rooftop grid-connected photovoltaic systems / C. Verdugo, S. Kouro, C. A. Rojas [et al.]. – DOI 10.3390/en12091743. – Text : electronic // Energies. – 2019. – Vol. 12, no. 9. – Art. 1743.
101. Research on neutral point potential balancing algorithm of NPC inverter based on redundant voltage space vector / W. Z. Ma, T. T. Sun, K. C. Chen [et al.]. – DOI 10.4028/www.scientific.net/AMR.846-847.559. – Text : direct // Advanced Materials Research. – 2013. – Vol. 846/847. – P. 559–562.
102. Comprehensive analysis of voltage balancing techniques for 5L-NPC converters / M. Mazuela, I. Baraia, S. Álvarez [et al.]. – DOI 10.1109/EPE.2013.6631834. – Text : electronic // 2013 15th European conference on power electronics and applications (EPE) : proc., Lille, France, 2–6 Sept. 2013. – IEEE, 2013. – P. 1–10.
103. Leakage current suppression of three-phase flying capacitor PV inverter with new carrier modulation and logic function / X. Guo, B. Wei, T. Zhu [et al.]. – DOI 10.1109/TPEL.2017.2692753. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2018. – Vol. 33, no. 3. – P. 2127–2135.
104. 5L full-scale converter with a dc-link flying-capacitor auxiliary bridge leg for large direct-drive wind turbines / W. Hang, Z. Xiang-jun, Z. Mei-mei [et al.]. – DOI 10.1049/iet-epa.2016.0251. – Text : direct // IET Electric Power Applications. – 2017. – Vol. 11, no. 6. – P. 1001–1012.
105. Escalante M. F. Flying capacitor multilevel inverters and DTC motor drive applications / M. F. Escalante, J.-C. Vannier, A. Arzande. – DOI

10.1109/TIE.2002.801231. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. – Vol. 49, no. 4. – P. 809–815.

106. Universal precharging method for dc-link and flying capacitors of four-level Flying Capacitor Converter / D. Janik, T. Kosan, P. Kamenicky, Z. Peroutka. – DOI 10.1109/IECON.2013.6700175. – Text : direct // IECON 2013 – 39th Annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society : proc., Vienna, Austria, 10–13 Nov. 2013. – IEEE, 2013. – P. 6322–6327.

107. Start-up procedure and switching loss reduction for a single-phase flying capacitor active rectifier / H. Sepahvand, M. Khazraei, K. A. Corzine, M. Ferdowsi. – DOI 10.1109/TIE.2012.2204709. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2013. – Vol. 60, no. 9. – P. 3699–3710.

108. McGrath B. P. Analytical modelling of voltage balance dynamics for a flying capacitor multilevel converter / B. P. McGrath, D. G. Holmes. – DOI 10.1109/TPEL.2007.915175. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – Vol. 23, no. 2. – P. 543–550.

109. On improving phase-shifted PWM for flying capacitor multilevel converters / A. M. Y. M. Ghias, J. Pou, G. J. Capella [et al.]. – DOI 10.1109/TPEL.2016.2521803. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 31, no. 8. – P. 5384–5388.

110. Patent No. 3207974 United States, IPC H02M7/5152, H02M1/08, H02M7/515, H02M7/5155, H02M7/4811. Inverter circuits : No. US91038A : filed 23.02.1961 : publ. 21.09.1965 / W. McMurray ; applicant General Electric Co. – 18 p. – Text : direct.

111. Hybrid multilevel converter with cascaded H-bridge cells for HVDC applications: operating principle and scalability / G. P. Adam, I. A. Abdelsalam, K. H. Ahmed, B. W. Williams. – DOI 10.1109/TPEL.2014.2303111. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – Vol. 30, no. 1. – P. 65–77.

112. Leon J. I. Multilevel converters: control and modulation techniques for their operation and industrial applications / J. I. Leon, S. Vazquez, L. G. Franquelo. – DOI

10.1109/JPROC.2017.2726583. – Text : direct // Proceedings of the IEEE. – 2017. – Vol. 105, no. 11. – P. 2066–2081.

113. High power synchronous machine fed by a cascaded regenerative inverter / J. R. Rodriguez, J. Pontt, M. Perez [et al.]. – DOI 10.1109/08IAS.2008.339. – Text : electronic // 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting : proc., Edmonton, Canada, 5–9 Oct. 2008. – IEEE, 2008. – P. 1–7.

114. A Novel DC capacitor voltage balance control method for cascade multilevel STATCOM / Z. Liu, B. Liu, S. Duan, Y. Kang. – DOI 10.1109/TPEL.2010.2050337. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 27, no. 1. – P. 14–27.

115. Патент № 2510769 Российская Федерация, МПК H02M 7/527 (2006.01), H02M 7/483 (2007.01), H02M 7/53862 (2007.01), H02P 27/08 (2006.01). Многоуровневый преобразователь частоты с дифференцированными напряжениями уровней и байпасными полупроводниковыми ключами : № 2012148481/07 : заявл. 14.11.2012 : опубл. 10.04.2014 / В. А. Шабанов, М. И. Хакимьянов ; заявитель Уфим. гос. нефтяной техн. ун-т. – 8 с. – Текст : непосредственный.

116. Manjrekar M. D. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications / M. D. Manjrekar, P. K. Steimer, T. A. Lipo. – DOI 10.1109/28.845059. – Text : direct // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2000. – Vol. 36, no. 3. – P. 834–841.

117. Wheeler P. W. Improved output waveform quality for multi-level H-bridge chain converters using unequal cell voltages / P. W. Wheeler, L. Empringham, D. Gerry. – DOI 10.1049/cp:20000304. – Text : direct // Eighth International conference on power electronics and variable speed drives : proc., London, UK, 18–19 Sept. 2000. – London : IEE, 2000. – P. 536–540.

118. High-voltage multilevel converter with regeneration capability / J. Rodriguez, L. Moran, J. Pontt [et al.]. – DOI 10.1109/TIE.2002.801238. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. – Vol. 49, no. 4. – P. 839–846.

119. Rodriguez J. A regenerative cell with reduced input current harmonics for multilevel inverters / J. Rodriguez, A. Gonzalez, A. Weinstein. – DOI

10.1109/ICHQP.2000.897056. – Text : direct // Ninth International conference on harmonics and quality of power : proc., Orlando, 1–4 Oct. 2000. – IEEE, 2000. – Vol. 1. – P. 371–378.

120. Patent No. 9083274 United States, IPC H02P3/22, H02M5/453, H02P27/14, H02P3/18. Power stage precharging and dynamic braking apparatus for multilevel inverter : No. 13/858,187: filed 08.04.2013 : publ. 14.07.2015 / J. Liu, T. Nondahl ; applicant Rockwell Automation Technologies Inc. – 20 p. – Text : direct.

121. Эффективность использования безтрансформаторных многоуровневых преобразователей частоты в электроприводе магистральных насосов / В. А. Шабанов, В. Ю. Алексеев, А. Р. Калимгулов [и др.]. – Текст : электронный // Электронный научный журнал «Нефтегазовое дело». – 2015. – № 5. – С. 493–515.

122. Morawiec M. Power electronic transformer based on cascaded H-bridge converter / M. Morawiec, A. Lewicki. – DOI 10.1515/bpasts-2017-007. – Text : direct // Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences. – 2017. – Vol. 65, no. 5. – P. 675–683.

123. Патент № 2489791 Российская Федерация, МПК H02M 5/451 (2006/01), H02M 7/539 (2006/01), H02M 1/14 (2006/01), H02P 1/26 (2006/01), H02P 1/46 (2006/01), H02P 3/18 (2006/01), H02P 27/14 (2006/01). Способ распределения мощности в многоуровневом преобразователе частоты для питания синхронных и асинхронных двигателей : № 2012104858/07 : заявл. 10.02.2012 : опубл. 10.08.2013 / А. В. Шепелин, А. Л. Иванов ; заявитель ООО ЧЭАЗ-ЭЛПРИ. – 7 с. – Текст : непосредственный.

124. HVDC SuperGrids with modular multilevel converters – the power transmission backbone of the future / N. Ahmed, S. Norrga, H.-P. Nee [et al.]. – DOI 10.1109/SSD.2012.6198119. – Text : electronic // International multi-conference on systems, signals and devices : proc., Chemnitz, Germany, 20–23 Mar. 2012. – IEEE, 2012. – P. 1–7.

125. Hagiwara M. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters / M. Hagiwara, H. Akagi. – DOI 10.1109/TPEL.2009.2014236. –

Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, no. 7. – P. 1737–1746.

126. Kolb J. Dimensioning and design of a modular multilevel converter for drive applications / J. Kolb, F. Kammerer, M. Braun. – DOI 10.1109/EPEPEMC.2012.6397380. – Text : direct // 2012 15th International power electronics and motion control conference (EPE/PEMC) : proc., Novi Sad, Serbia, 4–6 Sept. 2012. – IEEE, 2012. – P. LS1a-1.1-1 – LS1a-1.1-8.

127. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters / S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, R. Sommer. – DOI 10.1109/TIE.2009.2031187. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2010. – Vol. 57, no. 8. – P. 2633–2642.

128. Modular multilevel converter with different submodule concepts. Part I: Capacitor voltage balancing method / E. Solas, G. Abad, J. A. Barrena [et al.]. – DOI 10.1109/TIE.2012.2210378. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2013. – Vol. 60, no. 10. – P. 4525–4535.

129. Dekka A. Start-up operation of a modular multilevel converter with flying capacitor submodules / A. Dekka, B. Wu, N. R. Zargari. – DOI 10.1109/TPEL.2017.2660399. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2017. – Vol. 32, no. 8. – P. 5873–5877.

130. Operation of a medium-voltage drive under faulty conditions / J. Rodriguez, P. W. Hammond, J. Pontt [et al.]. – DOI 10.1109/TIE.2005.851645. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2005. – Vol. 52, no. 4. – P. 1080–1085.

131. Khomfoi S. Fault detection and reconfiguration technique for cascaded H-bridge 11-level inverter drives operating under faulty condition / S. Khomfoi, L. M. Tolbert. – DOI 10.1109/PEDS.2007.4487831. – Text : direct // 2007 7th International conference on power electronics and drive systems : proc., Bangkok, Thailand, 27–30 Nov. 2007. – IEEE, 2007. – P. 1035–1042.

132. Reconfigurable multilevel inverter with fault-tolerant ability / H. K. Jahan, F. Panahandeh, M. Abapour, S. Tohidi. – DOI 10.1109/TPEL.2017.2773611. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2018. – Vol. 33, no. 9. – P. 7880–7893.

133. Патент № 2455723 Российская Федерация, МПК H01H 79/00 (2006.01). Устройство для защиты модулей преобразователя : № 2009141976/07 : заявл. 02.04.2008 : опубл. 10.07.2012 / Й. Дорн, В. Хартманн ; заявитель Сименс Акциен-гезелльшафт. – 13 с. – Текст : непосредственный.

134. Patent No. 2015/041638 WIPO (PCT), IPC H02M 1/32 (2007/01), H02M 5/458 (2006/01), H02M 7/00 (2006/01), H02J 3/46 (2006.01), H02M 7/493 (2007.01). Fiber optic ring for bypass system in multi-cell power supply : No. PCT/US2013/060288 : filed 18.09.2013 : publ. 26.03.2015 / P. Malapelle, V. Mcmichael, P. W. Hammond ; applicant Innomotics GmbH. – 35 p. – Text : direct.

135. Патент № 455282 СССР, МПК G01P 13/00, F15C 3/04. Пневматический бесконтактный выключатель : № 1907842/18-24 : заявл. 16.04.1973 : опубл. 30.12.1974 / Э. И. Станиславская, А. А. Соколов, Л. К. Столярова ; заявитель Моск. опыт. 3-д пневмоаппаратов и пневмоавтоматики. – 2 с. – Текст : непосредственный.

136. Патент № 892508 СССР, МПК H01H 35/34, H01H 3/24. Пневматический контактор : № 2910335/24-07 : заявл. 15.04.1980 : опубл. 23.12.1981 / Н. С. Гордиенко, В. И. Сбитнев, В. И. Митин, В. Т. Иванченко ; заявитель Науч.-исследоват. проект.-конструкт. технолог. ин-т тяжелого электромашиностроения з-да «Электротяжмаш». – 3 с. – Текст : непосредственный.

137. Patent No. 6584016 Japan, IPC H01H 33/666 (2006.01), H01H 33/662 (2006.01). 真空スイッチング・デバイス = Vacuum switching devices : No. 2016-567167 : filed 30.01.2015 : publ. 02.10.2019 / L. T. Falkingham ; applicant S&C Electric Company. – 15 с. – Text : direct.

138. Патент № 2562133 Российская Федерация, МПК H01H 33/66 (2006.01). Автоматический выключатель с общим корпусом : № 2012119505/07 : заявл. 08.05.2012 : опубл. 10.09.2015 / Х. Ройбер, Д. Генч, Ф. Масмайер ; заявитель АББ Текнолоджи АГ (CH). – 9 с. – Текст : непосредственный.

139. Патент № 2686659 Российская Федерация, МПК H01H 33/66 (2006.01). Быстродействующее коммутационное устройство : № 2018101494 : заявл.

16.01.2018 : опубл. 30.04.2019 / Д. В. Хачатуров ; заявитель Д. В. Хачатуров. – 9 с.
– Текст : непосредственный.

140. Патент № 2589035 Российская Федерация, МПК H01H 39/00 (2006.01), F42C 11/00 (2006/01). Устройство для замыкания силовых электрических цепей : № 2015111873/07 : заявл. 01.04.2015 : опубл. 10.07.2016 / А. М. Воронцов, Д. А. Горькаев, А. Я. Малышев, А. А. Татынов, А. Е. Канунов; заявители: Гос. корпорация по атом. энергии «Росатом» (от имени Рос Федерации), РФЯЦ-ВНИИЭФ. – 7 с. – Текст : непосредственный.

141. Patent No. 10388477 United States, IPC H01H 39/00 (2006.01), H01H 50/54 (2006.01). Contactor device integrating pyrotechnic disconnect features : No. 16/101,143 : filed 10.08.2018 : publ. 20.08.2019 / D. Sullivan, M. S. McTigue, M. H. Molyneux ; applicant Gigavac LLC. – 13 p. – Text : direct.

142. Patent No. 9240731 United States, IPC H02M 5/45 (2006.01), H02M 5/458 (2006.01), H02M 7/49 (2007.01), H02M 1/32 (2007.01). Power cell bypass method and apparatus for multilevel inverter : No. 13/845,416 : filed 18.03.2013 : publ. 19.01.2016 / L. Wei, Y. Xiao, H. Lu, D. B. Weber ; applicant Rockwell Automation Technologies. – 20 p. – Text : direct.

143. Patent No. 3300240 European Union, IPC H02M 7/483 (2007.01), H02M 1/32 (2007.01), H02M 7/49 (2007.01). Spare on demand power cells for modular multilevel power converter : No. 17186389.7 : filed 16.08.2017 : publ. 28.03.2018 / Z. Cheng, N. R. Zargari ; applicant Rockwell Automation Technologies. – 21 c. – Text : direct.

144. Patent No. 101699732 People's Republic of China, IPC H02M 1/00 (2007.01), H02M 1/08 (2006.01). 种变流器的故障控制方法 = Fault control method of converter : No. 200910110295.7 : filed 30.10.2009 : publ. 28.04.2010 / X. Liping ; applicant Emerson Network Energy Co. – 15 p. – Text : direct.

145. Fault-tolerant hybrid four-leg multilevel converter / S. Ceballos, J. Pou, E. Robles [et al.]. – DOI 10.1109/EPE.2007.4417617. – Text : electronic // 2007 European conference on power electronics and applications : proc., Aalborg, Denmark, 2–5 Sept. 2007. – IEEE, 2007. – P. 1–9.

146. A fault-tolerant T-type multilevel inverter topology with increased overload capability and soft-switching characteristics / J. He, R. Katebi, N. Weise [et al.]. – DOI 10.1109/TIA.2017.2665630. – Text : direct // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2017. – Vol. 53, no. 3. – P. 2826–2839.

147. Survey on fault-tolerant techniques for power electronic converters / W. Zhang, D. Xu, P. N. Enjeti [et al.]. – DOI 10.1109/TPEL.2014.2304561. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2014. – Vol. 29, no. 12. – P. 6319–6331.

148. Сидоров Г. С. Решение задачи симметрирования линейных напряжений для каскадных инверторов в аварийном режиме работы / Г. С. Сидоров. – DOI 10.26160/2541-8637-2026-17-238-245. – Текст : непосредственный // Мехатроника, автоматика и робототехника. – 2026. – № 17. – С. 238–245.

149. Kim J. Improved neutral shift method for fault tolerant operation of three phase MLCI / J. Kim, Y. Cho. – DOI 10.1007/s43236-020-00161-0. – Text : direct // Journal of Power Electronics. – 2021. – Vol. 21, no. 1. – P. 49–58.

150. Lezana P. Extended operation of cascade multicell converters under fault condition / P. Lezana, G. Ortiz. – DOI 10.1109/TIE.2009.2019771. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2009. – Vol. 56, no. 7. – P. 2697–2703.

151. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2026614056 Российская Федерация. Программа вычисления элементов матрицы координатных преобразований трехфазной системы напряжений из ортогональных составляющих для различных комбинаций неисправных силовых ячеек многоуровневого инвертора : заявл. 12.02.2026 : опублик. 12.02.2026 / Г. С. Сидоров, О. В. Нос ; Новосиб. гос. техн. ун-т. – Текст : электронный // Программы для ЭВМ. Базы данных. Топологии интегральных микросхем : офиц. бюл. Федер. службы по интеллектуал. собственности (Роспатент). – 2026. – № 2. – URL: <https://www1.fips.ru/ofpstorage/BULLETIN/PrEVM/2026/02/20/INDEX.HTM> (дата обращения: 24.03.2026).

152. Сидоров Г. С. Алгоритм управления многоуровневым инвертором с каскадным включением H-мостов в аварийном режиме работы с использованием

кватернионов / Г. С. Сидоров. – DOI 10.17212/1727-2769-2026-1-31-47. – Текст : непосредственный // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2026. – № 1. – С. 31–47.

153. Сидоров Г. С. Применение алгебры кватернионов для симметрирования линейных напряжений каскадного многоуровневого инвертора в аварийных режимах работы / Г. С. Сидоров. – Текст : непосредственный // Булатовские чтения : материалы X Междунар. науч.-практ. конф. (31 марта 2026 г.). – Краснодар, 2026. – Т. 4. – С. 90–99.

154. Нос О. В. Методы анализа и синтеза трехфазных систем с активными силовыми фильтрами в гиперкомплексном пространстве : специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы» : дис. ... д-ра техн. наук / О. В. Нос ; Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск, 2015. – 385 с. – Место защиты: Новосиб. гос. техн. ун-т. – Текст : непосредственный.

155. Nos O. V. Clarke-Park coordinates transformation in the quaternion domain / O. V. Nos, N. I. Nos. – Text : direct // 2023 IEEE XVI International scientific and technical conference actual problems of electronic instrument engineering (APEIE) : proc., Novosibirsk, Russian Federation, 10–12 Nov. 2023. – Novosibirsk, 2023. – P. 420–423.

156. Нос О. В. Анализ различных форм представления кинематических параметров в задачах линейного преобразования трехфазных переменных / О. В. Нос. – Текст : непосредственный // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2012. – № 5. – С. 22–28.

157. Канатников А. Н. Линейная алгебра : учеб. для высш. техн. учеб. заведений / А. Н. Канатников, А. П. Крищенко ; под ред. В. С. Зарубина, А. П. Крищенко. – Изд. 4-е, испр. – Москва : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2006. – 336 с. – Текст : непосредственный.

158. Гельфанд И. М. Лекции по линейной алгебре / И. М. Гельфанд. – Изд. 7-е. – Москва : Добросвет : КДУ, 2007. – 320 с. – Текст : непосредственный.

159. Janaszek M. Structures of vector control of n-phase motor drives based on generalized Clarke transformation / M. Janaszek. – DOI 10.1515/bpasts-2016-0094. –

Text : direct // Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences. – 2016. – Vol. 64, no. 4. – P. 865–872.

160. Luptáčík M. Mathematical optimization and economic analysis / M. Luptáčík. – New York [et al.] : Springer, 2010. – XIII, 292 p. – (Springer Optimization and Its Applications ; vol. 36). – ISBN 978-0-387-89551-2. – DOI 10.1007/978-0-387-89552-9. – Text : direct.

161. Levenberg K. A method for the solution of certain non-linear problems in least squares / K. Levenberg. – Text : direct // Quarterly of Applied Mathematics. – 1944. – Vol. 2, iss. 2. – P. 164–168.

162. Marquardt D. W. An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters / D. W. Marquardt. – Text : direct // Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics. – 1963. – Vol. 11, no. 2. – P. 431–441.

163. Каземирова Ю. К. Разработка и исследование алгоритмов управления высоковольтными каскадными преобразователями : специальность 2.4.2. «Электротехнические комплексы и системы» : дис. ... канд. техн. наук / Ю. К. Каземирова ; Нац. исследоват. ун-т «МЭИ». – Москва, 2023. – 131 с. – Место защиты: Нац. исследоват. ун-т «МЭИ». – Текст : непосредственный.

164. Домахин Е. А. Алгоритмы управления высоковольтным асинхронным электроприводом с функцией безударного переключения нагрузки на питающую сеть : специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы» : дис. ... канд. техн. наук / Е. А. Домахин ; Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск, 2022. – 174 с. – Место защиты: Новосиб. гос. техн. ун-т. – Текст : непосредственный.

165. Иванчин И. И. Разработка и исследование высокоэффективных алгоритмов управления многоуровневыми преобразователями частоты : специальность 05.09.12 «Силовая электроника» : дис. ... канд. техн. наук / И. И. Иванчин ; Чуваш. гос. ун-т им. И. Н. Ульянова. – Чебоксары, 2022. – 146 с. – Место защиты: Чуваш. гос. ун-т им. И. Н. Ульянова. – Текст : непосредственный.

166. Виноградов А. Б. Алгоритмы управления высоковольтным многоуровневым преобразователем частоты / А. Б. Виноградов, А. А. Коротков; Ивановский

гос. энергет. ун-т им. В. И. Ленина. – Иваново : Ивановский гос. энергет. ун-т им. В. И. Ленина, 2018. – 184 с. – ISBN 978-5-0062-295-7. – Текст : непосредственный.

167. Rao J. V. Hardware implementation of carrier rotation strategy for cascaded H-bridge multilevel inverters / J. V. Rao, A. Mahesh. – DOI 10.1109/CCAA.2017.8230055. – Text : direct // 2017 International conference on computing, communication and automation (ICCCA) : proc., Greater Noida, India, 5–6 May 2017. – IEEE, 2017. – P. 1578–1583.

168. McGrath B. P. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters / B. P. McGrath, D. G. Holmes. – DOI 10.1109/TIE.2002.801073. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. – Vol. 49, no. 4. – P. 858–867.

169. McGrath B. P. A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters / B. P. McGrath, D. G. Holmes. – DOI 10.1109/PESC.2000.879898. – Text : direct // 2000 IEEE 31st Annual power electronics specialists conference : proc., Galway, Ireland, 23–23 June 2000. – IEEE, 2000. – Vol. 2. – P. 674–679.

170. Renani E. T. Performance evaluation of multicarrier PWM methods for cascaded H-bridge multilevel inverter / E. T. Renani, M. F. M. Elias, N. A. Rahim. – DOI 10.1049/cp.2014.1455. – Text : electronic // 3rd IET International conference on clean energy and technology (CEAT) 2014 : proc., Kuching, Malaysia, 24–26 Nov. 2014. – IEEE, 2014. – P. 1–5.

171. Nguyen M.-K. Power converters in power electronics: current research trends / M.-K. Nguyen. – DOI 10.3390/electronics9040654. – Text : electronic // Electronics. – 2020. – Vol. 9, no. 4. – Art. 654.

172. Пронин М. В. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / М. В. Пронин, А. Г. Воронцов ; под ред. Е. А. Крутякова. – Санкт-Петербург : Электросила, 2003. – 172 с. – ISBN 5-901320-02-6. – Текст : непосредственный.

173. Sreenivasarao D. Performance evaluation of carrier rotation strategy in level-shifted pulse-width modulation technique / D. Sreenivasarao, P. Agarwal, B. Das.

– DOI 10.1049/iet-pel.2013.0109. – Text : direct // IET Power Electronics. – 2014. – Vol. 7, no. 3. – P. 667–680.

174. Carrier based PWM for even power distribution in cascaded H-bridge multilevel inverters within single power cycle / K. K. Gupta, P. Bhatnagar, H. Vahedi, K. Al-Haddad. – DOI 10.1109/IECON.2016.7793061. – Text : direct // IECON 2016 – 42nd Annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society : proc., Florence, Italy, 23–26 Oct. 2016. – IEEE, 2016. – P. 6470–6475.

175. Вертегел Д. А. Многоуровневые и многофазные преобразователи напряжения прецизионных систем электропривода : специальность 2.4.2. «Электротехнические комплексы и системы» : дис. ... канд. техн. наук / Д. А. Вертегел ; Санкт-Петербург. гос. электротехн. ун-т «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина). – Санкт-Петербург, 2024. – 145 с. – Место защиты: Санкт-Петербург. гос. электротехн. ун-т «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина). – Текст : непосредственный.

176. Fazel S. S. Investigation and comparison of multi-level converters for medium voltage applications : Dr.-Ing. Diss. / S. S. Fazel ; Technische Universität Berlin. – Berlin, 2007. – 184 с. – Text : direct.

177. A novel digital modulation scheme for multilevel cascaded H-bridge inverters / M. Dong, B. Wu, N. Zargari, J. Rodriguez. – DOI 10.1109/PESC.2008.4592182. – Text : direct // 2008 IEEE Power electronics specialists conference : proc., Rhodes, Greece, 15–19 June 2008. – IEEE, 2008. – P. 1675–1680.

178. Improved modulation strategy for single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter / X. Guo, X. Wang, C. Wang [et al.]. – DOI 10.1109/TPEL.2021.3109982. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2022. – Vol. 37, no. 3. – P. 2470–2474.

179. Rodriguez J. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications / J. Rodriguez, J.-S. Lai, F. Z. Peng. – DOI 10.1109/TIE.2002.801052. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. – Vol. 49, no. 4. – P. 724–738.

180. Multilevel converters: an enabling technology for high-power applications / J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro [et al.]. – DOI 10.1109/JPROC.2009.2030235. – Text : direct // Proceedings of the IEEE. – 2009. – Vol. 97, no. 11. – P. 1786–1817.

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

182. Reconfiguration of carrier-based modulation strategy for fault tolerant multilevel inverters / L. Hu, M. Ma, A. Chen [et al.]. – DOI 10.1109/TPEL.2007.904249. – Text : direct. // 31st Annual conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005 : proc., Raleigh, USA, 6–10 Nov. 2005. – IEEE, 2005. – P. 1048–1053.

183. Choi J.-Y. An improved phase-shifted carrier PWM for modular multilevel converters with redundancy sub-modules / J.-Y. Choi, B.-M. Han. – DOI 10.6113/JPE.2016.16.2.473. – Text : direct // Journal of Power Electronics. – 2016. – Vol. 16, no. 2. – P. 473–479.

184. Баховцев И. А. Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники: структуры и алгоритмы : учеб. пособие / И. А. Баховцев ; Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2018. – 219 с. – ISBN 978-5-7782-3546-5. – Текст : непосредственный.

185. Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А. Б. Виноградов. – Иваново : Иванов. гос. энергет. ун-т им. В. И. Ленина, 2008. – 298 с. – ISBN 978-5-89482-579-3. – Текст : непосредственный.

186. Панкратов В. В. Адаптивные алгоритмы бездатчикового векторного управления асинхронными электроприводами подъемно-транспортных механизмов : учеб. пособие / В. В. Панкратов, Д. А. Котин ; Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2012. – 143 с. – ISBN 978-5-7782-2108-6. – Текст : непосредственный.

187. Панкратов В. В. Векторное управление асинхронными электроприводами : учеб. пособие для студентов IV–V курсов ЭМФ / В. В. Панкратов ; Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 1999. – 66 с. – Текст : непосредственный.

188. Ключев В. И. Теория электропривода : учеб. для вузов / В. И. Ключев. – Москва : Энергоатомиздат, 1985. – 560 с. – Текст : непосредственный.
189. Ковчин С. А. Теория электропривода : учеб. для студентов вузов / С. А. Ковчин, Ю. А. Сабинин. – Санкт-Петербург : Энергоатомиздат. Санкт-Петербург. отд-ние, 2000. – 496 с. – ISBN 5-283-04508-0. – Текст : непосредственный.
190. Панкратов В. В. Избранные разделы теории автоматического управления : учеб. пособие для студентов высш. учеб. заведений / В. В. Панкратов, О. В. Нос, Е. А. Зима. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2011. – 223 с. – ISBN 978-5-7782-1810-9. – Текст : непосредственный.
191. Сидоров Г. С. Управляемое смещение нейтральной точки каскадного высоковольтного преобразователя частоты: алгоритм, моделирование и экспериментальная верификация / Г. С. Сидоров, О. В. Нос. – DOI 10.18799.24131830.2026.6.5707 – Текст : непосредственный // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2026. – Т. 337, № 6. – С. 188–202.

ПРИЛОЖЕНИЕ «А» СВИДЕТЕЛЬСТВО О ГОСУДАРСТВЕННОЙ РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2026614056

**Программа вычисления элементов матрицы
координатных преобразований трехфазной системы
напряжений из ортогональных составляющих для
различных комбинаций неисправных силовых ячеек
многоуровневого инвертора**

Правообладатель: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «НОВОСИБИРСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ» (RU)**

Авторы: **Сидоров Георгий Сергеевич (RU), Нос Олег Викторович
(RU)**



Заявка № **2026613158**

Дата поступления **12 февраля 2026 г.**

Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **12 февраля 2026 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

документ подписан электронной подписью
Сертификат 00a5010e5d753c101521b4b8818e75f29506
Владельцем **Зубов Юлий Сергеевич**
Действителен с 04.07.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов

**ПРИЛОЖЕНИЕ «Б» ТАБЛИЦЫ РАСЧЕТНЫХ ЗНАЧЕНИЙ
КОЭФФИЦИЕНТОВ МАТРИЦЫ ОБРАТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
КЛАРК И КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ДЛЯ АВАРИЙНЫХ
РЕЖИМОВ РАБОТЫ 21-УРОВНЕВОГО КАСКАДНОГО ИНВЕРТОРА**

На рисунках Б.2 – Б.10 приведены таблицы с расчетными значениями коэффициента матрицы обратного преобразования Э.Кларк и ограничениями на коэффициент мощности в аварийных режимах работы 21-уровневого каскадного инвертора. На рисунке Б.1 приведено пояснение работы с рисунками Б.2-Б.10. Рисунки Б.2-Б.10 построены по аналогии с рисунками 2.8-2.12. Серыми областями отмечены недопустимые комбинации ячеек, при которых невозможно достичь симметрии линейных напряжений. Тепловой картой показано увеличение выходного линейного напряжения.

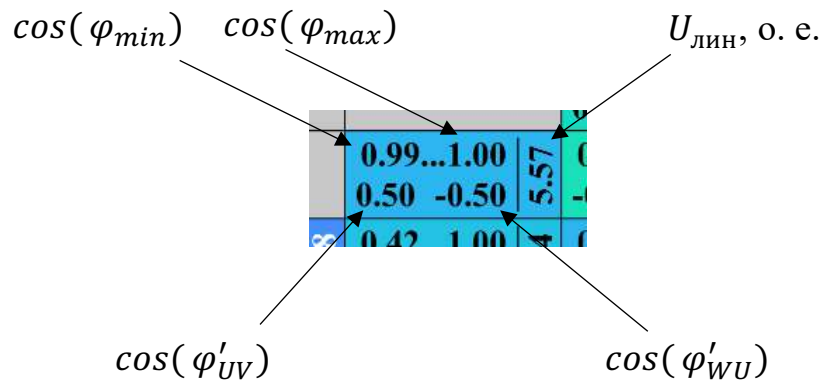


Рисунок Б.1 – Пояснение к числовым значениям расчетных таблиц

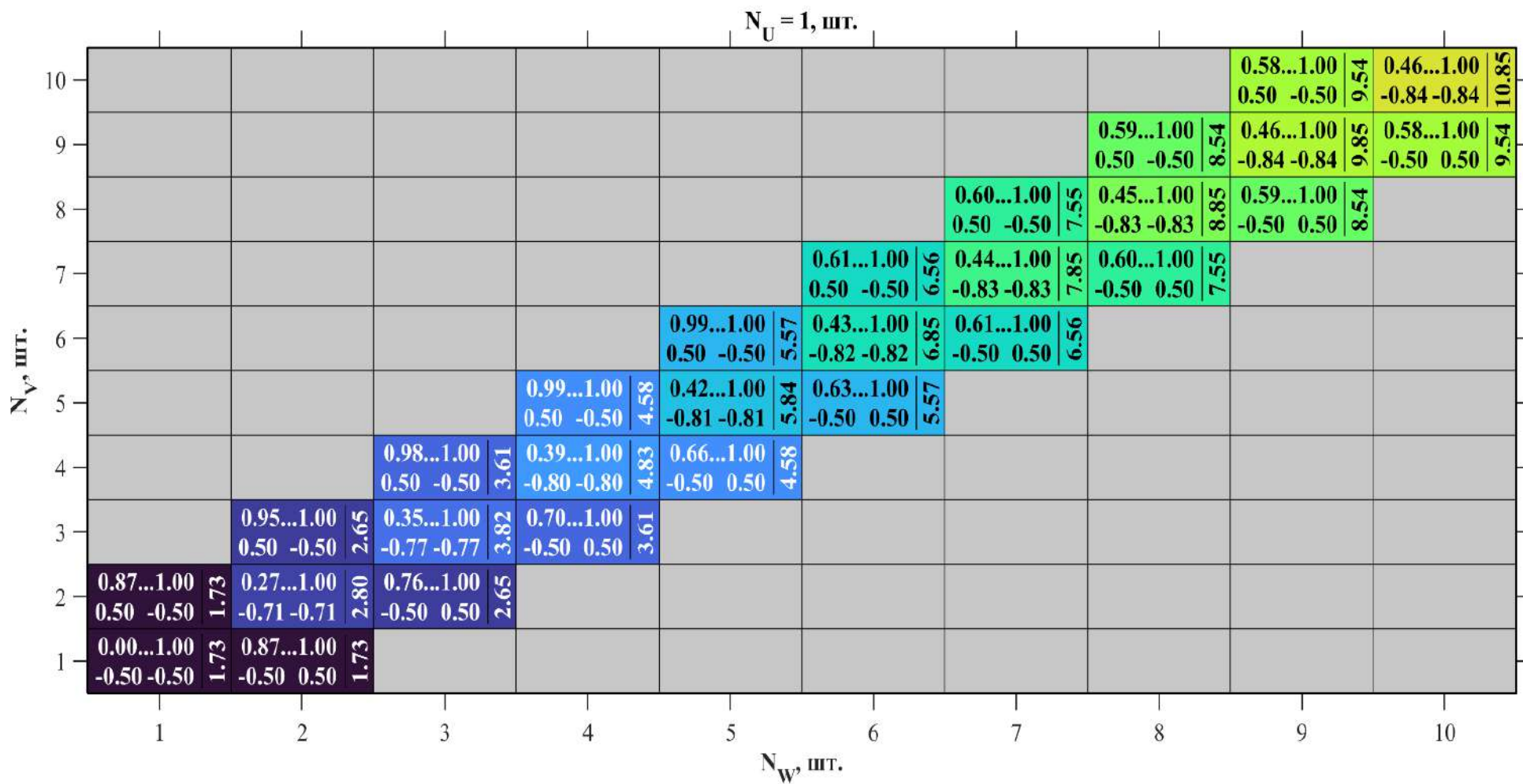


Рисунок Б.2 – Расчетные значения коэффициентов матрицы обратного преобразования Кларк и коэффициентов мощности при $N_U = 1$ шт

$N_U = 3, \text{ шт.}$

10											0.96...1.00 0.50 -0.50	8.89	0.52...1.00 -0.20 -1.00	10.99	0.31...1.00 -0.53 -0.94	11.87	0.37...1.00 -0.78 -0.78	12.48												
9										0.95...1.00 0.50 -0.50	7.94	0.52...1.00 -0.18 -1.00	10.00	0.42...1.00 -0.52 -0.94	10.86	0.35...1.00 -0.77 -0.77	11.47	0.31...1.00 -0.94 -0.53	11.87											
8									0.79...1.00 0.50 -0.50	7.00	0.51...1.00 -0.17 -1.00	9.00	0.26...1.00 -0.50 -0.93	9.85	0.33...1.00 -0.76 -0.76	10.46	0.29...1.00 -0.94 -0.52	10.86	0.52...1.00 -1.00 -0.20	10.99										
7									0.91...1.00 0.50 -0.50	6.08	0.51...1.00 -0.14 -1.00	8.00	0.38...1.00 -0.48 -0.92	8.83	0.31...1.00 -0.74 -0.74	9.44	0.40...1.00 -0.93 -0.50	9.85	0.52...1.00 -1.00 -0.18	10.00	0.74...1.00 -0.50 0.50	8.89								
6									0.87...1.00 0.50 -0.50	5.20	0.49...1.00 -0.11 -1.00	7.00	0.35...1.00 -0.44 -0.90	7.81	0.27...1.00 -0.71 -0.71	8.41	0.25...1.00 -0.92 -0.48	8.83	0.51...1.00 -1.00 -0.17	9.00	0.76...1.00 -0.50 0.50	7.94								
5									0.81...1.00 0.50 -0.50	4.36	0.45...1.00 -0.06 -0.99	5.99	0.30...1.00 -0.39 -0.87	6.77	0.22...1.00 -0.68 -0.68	7.37	0.35...1.00 -0.90 -0.44	7.81	0.01...0.50 -1.00 -0.14	8.00	0.79...1.00 -0.50 0.50	7.00								
4									0.70...1.00 0.50 -0.50	3.61	0.36...1.00 0.02 -0.96	4.96	0.21...1.00 -0.31 -0.81	5.70	0.14...1.00 -0.62 -0.62	6.31	0.23...1.00 -0.87 -0.39	6.77	0.48...1.00 -1.00 -0.11	7.00	0.83...1.00 -0.50 0.50	6.08								
3									0.35...1.00 0.19 -0.77	3.82	0.19...1.00 -0.16 -0.65	4.56	0.00...1.00 -0.50 -0.50	5.20	0.21...1.00 -0.81 -0.31	5.70	0.45...1.00 -0.99 -0.06	5.99	0.87...1.00 -0.50 0.50	5.20										
2									0.76...1.00 0.50 0.50	2.65	0.32...1.00 -0.20 -0.20	3.92	0.19...1.00 -0.65 -0.16	4.56	0.36...1.00 -0.96 0.02	4.96	0.92...1.00 -0.50 0.50	4.36												
1									0.95...1.00 0.50 0.50	2.65	0.35...1.00 -0.77 0.19	3.82	0.98...1.00 -0.50 0.50	3.61																
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10																				
	$N_W, \text{ шт.}$																													

Рисунок Б.4 – Расчетные значения коэффициентов матрицы обратного преобразования Кларк и коэффициентов мощности при $N_U = 3$ шт

$N_U = 5, \text{ шт.}$

$N_V, \text{ шт.}$	10					0.87...1.00 0.50 -0.50	8.66	0.58...1.00 0.05 -0.98	10.95	0.45...1.00 -0.18 -0.99	11.97	0.37...1.00 -0.38 -0.93	12.77	0.31...1.00 -0.56 -0.83	13.45	0.27...1.00 -0.71 -0.71	14.01
9				0.84...1.00 0.50 -0.50	7.81	0.57...1.00 0.07 -0.99	9.97	0.43...1.00 -0.16 -0.98	10.95	0.28...1.00 -0.35 -0.91	11.74	0.29...1.00 -0.53 -0.81	12.41	0.24...1.00 -0.69 -0.69	12.98	0.21...1.00 -0.83 -0.56	13.45
8			0.93...1.00 0.50 -0.50	7.00	0.55...1.00 0.10 -1.00	8.99	0.40...1.00 -0.12 -0.97	9.93	0.31...1.00 -0.32 -0.89	10.70	0.14...1.00 -0.50 -0.79	11.36	0.21...1.00 -0.67 -0.67	11.93	0.18...1.00 -0.81 -0.53	12.41	0.29...1.00 -0.93 -0.38
7		0.73...1.00 0.50 -0.50	6.24	0.50...1.00 0.14 -1.00	8.00	0.34...1.00 -0.07 -0.95	8.88	0.25...1.00 -0.27 -0.86	9.63	0.20...1.00 -0.46 -0.75	10.29	0.16...1.00 -0.63 -0.63	10.87	0.25...1.00 -0.79 -0.50	11.36	0.28...1.00 -0.91 -0.35	11.74
6	0.99...1.00 0.50 -0.50	5.57	0.40...1.00 0.20 -0.99	6.98	0.24...1.00 0.00 -0.90	7.81	0.17...1.00 -0.20 -0.80	8.54	0.12...1.00 -0.39 -0.69	9.20	0.10...1.00 -0.58 -0.58	9.78	0.13...1.00 -0.75 -0.46	10.29	0.27...1.00 -0.89 -0.32	10.70	0.42...1.00 -0.98 -0.16
5	0.42...1.00 0.32 -0.81	5.84	0.32...1.00 0.12 -0.75	6.63	0.22...1.00 -0.09 -0.68	7.37	0.12...1.00 -0.29 -0.59	8.05	0.00...1.00 -0.50 -0.50	8.66	0.12...1.00 -0.69 -0.39	9.20	0.25...1.00 -0.86 -0.27	9.63	0.40...1.00 -0.97 -0.12	9.93	0.57...1.00 -0.99 0.07
4	0.66...1.00 0.50 0.50	4.58	0.38...1.00 0.13 -0.33	5.97	0.30...1.00 -0.12 -0.39	6.77	0.16...1.00 -0.36 -0.36	7.45	0.12...1.00 -0.59 -0.29	8.05	0.24...1.00 -0.80 -0.20	8.54	0.38...1.00 -0.95 -0.07	8.88	0.55...1.00 -1.00 0.10	8.96	0.90...1.00 -0.50 0.50
3		0.92...1.00 0.50 0.50	4.36	0.45...1.00 -0.06 -0.06	5.99	0.30...1.00 -0.39 -0.12	6.77	0.22...1.00 -0.68 -0.09	7.37	0.24...1.00 -0.90 0.00	7.81	0.15...0.50 -1.00 0.14	8.00	0.93...1.00 -0.50 0.50	8.96		
2			0.92...1.00 0.50 0.50	4.36	0.44...1.00 -0.33 0.13	5.97	0.32...1.00 -0.75 0.12	6.63	0.40...1.00 -0.99 0.20	6.98	0.97...1.00 -0.50 0.50	7.24					
1				0.99...1.00 0.50 0.50	4.58	0.42...1.00 -0.81 0.32	5.84	0.99...1.00 -0.50 0.50	5.57								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10							
	$N_W, \text{ шт.}$																

Рисунок Б.6 – Расчетные значения коэффициентов матрицы обратного преобразования Кларк и коэффициентов мощности при $N_U = 5$ шт

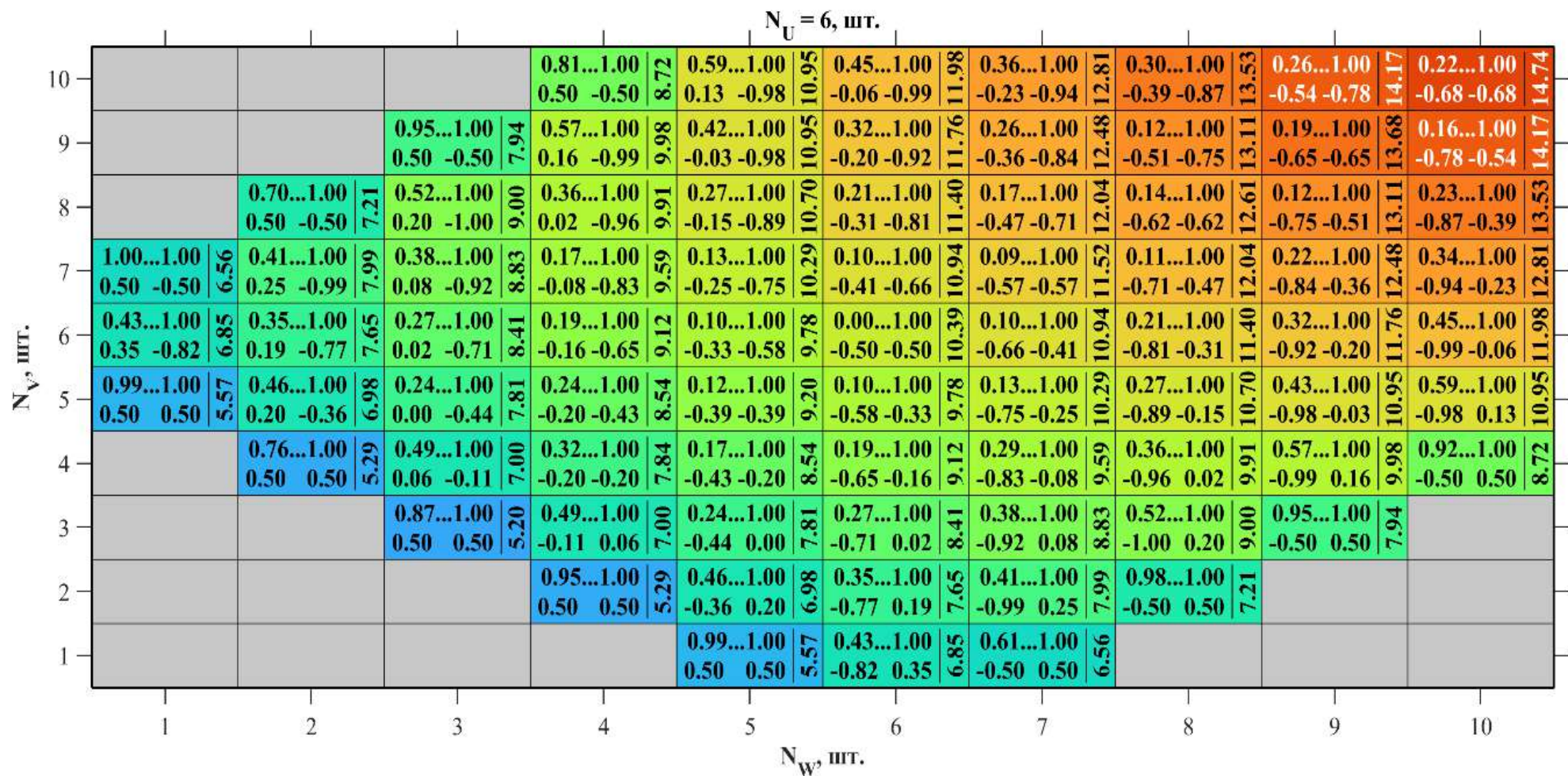


Рисунок Б.7 – Расчетные значения коэффициентов матрицы обратного преобразования Кларк и коэффициентов мощности при $N_U = 6$ шт

ПРИЛОЖЕНИЕ «В» КОД М-ФАЙЛА СРАВНЕНИЯ КООРДИНАТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

```

clear; clc; close all;
%% Параметры
phi_UV = 130.52; % градусы
phi_WU = 130.52; % градусы
phi_UV_rad = deg2rad(phi_UV);
phi_WU_rad = deg2rad(phi_WU);
% Масштабные коэффициенты по числу ячеек
kU = 4/6; % фаза A: 4 ячейки из 6
kV = 1; % фаза B: 6 ячеек из 6
kW = 1; % фаза C: 6 ячеек из 6
% Временной интервал
f = 50;
t = linspace(0, 2/f, 500);
omega = 2*pi*f;
% Квадратурные сигналы
U_alpha = sin(omega * t);
U_beta = cos(omega * t);
U_zero = zeros(size(t)); % x0 = 0
%% 1. Расчет фазных напряжений по формулам стандартного обратного преобразования Э.Кларк
U_U_raw = U_alpha;
U_V_raw = U_alpha * cos(phi_UV_rad) + U_beta * sin(phi_UV_rad);
U_W_raw = U_alpha * cos(phi_WU_rad) - U_beta * sin(phi_WU_rad);
U_U = U_U_raw * kU;
U_V = U_V_raw * kV;
U_W = U_W_raw * kW;
%% 2. Кватернионное преобразование (2.24-2.26) и аналитическое масштабирование
l0 = 0.8606;
l1 = -0.3566;
l2 = 0.3354;
l3 = -0.1389;
% Матрица L (3x3) для ||Λ|| = 1 (множитель ||Λ||^{-1} = 1)
L = [ l0^2 + l1^2 - l2^2 - l3^2, 2*(l1*l2 - l0*l3), 2*(l1*l3 + l0*l2);
      2*(l2*l1 + l0*l3), l0^2 + l2^2 - l1^2 - l3^2, 2*(l2*l3 + l0*l1);
      2*(l3*l1 - l0*l2), 2*(l3*l2 + l0*l1), l0^2 + l3^2 - l1^2 - l2^2 ];
% Вычисляем коэффициенты масштабирования из первых двух столбцов
scale_A = 1 / sqrt(L(1,1)^2 + L(1,2)^2);
scale_B = 1 / sqrt(L(2,1)^2 + L(2,2)^2);
scale_C = 1 / sqrt(L(3,1)^2 + L(3,2)^2);

```

```

fprintf('=== Коэффициенты масштабирования из матрицы L ===\n');
fprintf('scale_A = %.6f\n', scale_A);
fprintf('scale_B = %.6f\n', scale_B);
fprintf('scale_C = %.6f\n', scale_C);
% Вычисляем напряжения
U_A_raw = ( (10^2 + 11^2 - 12^2 - 13^2) * U_alpha + 2*(11*12 - 10*13) * U_beta );
U_B_raw = ( 2*(12*11 + 10*13) * U_alpha + (10^2 + 12^2 - 11^2 - 13^2) * U_beta );
U_C_raw = ( 2*(13*11 - 10*12) * U_alpha + 2*(13*12 + 10*11) * U_beta );
% Применяем аналитические коэффициенты
U_A_quat_scaled = U_A_raw * scale_A;
U_B_quat_scaled = U_B_raw * scale_B;
U_C_quat_scaled = U_C_raw * scale_C;
% Учет числа ячеек
U_A_quat_scaled = U_A_quat_scaled * kU;
U_B_quat_scaled = U_B_quat_scaled * kV;
U_C_quat_scaled = U_C_quat_scaled * kW;
fprintf('\n=== Амплитуды после масштабирования ===\n');
fprintf('A = %.6f (цель 1)\n', max(U_A_quat_scaled));
fprintf('B = %.6f (цель 1)\n', max(U_B_quat_scaled));
fprintf('C = %.6f (цель 1)\n', max(U_C_quat_scaled));
%% Настройка шрифтов
set(0, 'DefaultAxesFontName', 'Times New Roman');
set(0, 'DefaultAxesFontSize', 32);
set(0, 'DefaultTextFontName', 'Times New Roman');
set(0, 'DefaultTextFontSize', 32);
set(0, 'DefaultLegendFontName', 'Times New Roman');
set(0, 'DefaultLegendFontSize', 32);
% График 1: обратное преобразование Э.Кларк
figure('Position', [100, 100, 1200, 700]);
set(gcf, 'Color', 'white');
plot(t, U_U, 'b-', 'LineWidth', 2); hold on;
plot(t, U_V, 'r-', 'LineWidth', 2);
plot(t, U_W, 'g-', 'LineWidth', 2);
grid on;
set(gca, 'GridAlpha', 0.3);
legend('U_U (фаза A)', 'U_V (фаза B)', 'U_W (фаза C)', 'Location', 'best');
xlabel('Время, с');
ylabel('Напряжение, о.е. ');
title('Фазные напряжения после классического обратного преобразования Э.Кларк с учетом числа ячеек');
xlim([t(1), t(end)]);
set(gca, 'FontSize', 32);
% График 2: кватернионное преобразование без масштабирования
figure('Position', [100, 100, 1200, 700]);

```

```

set(gcf, 'Color', 'white');
plot(t, U_A_raw, 'b-', 'LineWidth', 2); hold on;
plot(t, U_B_raw, 'r-', 'LineWidth', 2);
plot(t, U_C_raw, 'g-', 'LineWidth', 2);
grid on;
set(gca, 'GridAlpha', 0.3);
legend('U_A (сырой)', 'U_B (сырой)', 'U_C (сырой)', 'Location', 'best');
xlabel('Время, с');
ylabel('Напряжение, о.е. ');
title('Кватернионное преобразование координат без масштабирования');
xlim([t(1), t(end)]);
set(gca, 'FontSize', 32);
% График 3: кватернионное преобразование с аналитическим масштабированием
figure('Position', [100, 100, 1200, 700]);
set(gcf, 'Color', 'white');
plot(t, U_A_quat_scaled, 'b-', 'LineWidth', 2); hold on;
plot(t, U_B_quat_scaled, 'r-', 'LineWidth', 2);
plot(t, U_C_quat_scaled, 'g-', 'LineWidth', 2);
grid on;
set(gca, 'GridAlpha', 0.3);
legend('U_A (масшт)', 'U_B (масшт)', 'U_C (масшт)', 'Location', 'best');
xlabel('Время, с');
ylabel('Напряжение, о.е. ');
title('Кватернионное преобразование координат с аналитическим масштабированием');
xlim([t(1), t(end)]);
set(gca, 'FontSize', 32);
% График 4: сравнение методов для фазы А
figure('Position', [100, 100, 1200, 700]);
set(gcf, 'Color', 'white');
plot(t, U_U, 'b-', 'LineWidth', 2); hold on;
plot(t, U_A_raw, 'r--', 'LineWidth', 2);
plot(t, U_A_quat_scaled, 'g-.', 'LineWidth', 2);
grid on;
set(gca, 'GridAlpha', 0.3);
legend('Э.Кларк', 'Кватернион без масштаба', 'Кватернион с масштабом', 'Location', 'best');
title('Сравнение фазы А для трех методов');
xlabel('Время, с');
ylabel('Напряжение, о.е. ');
xlim([t(1), t(end)]);
set(gca, 'FontSize', 32);

```

ПРИЛОЖЕНИЕ «Г» ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ КОД MATLAB

FUNCTION «FCN_TRI_GEN_PSPWM_COMPACT»

```

function outputs = fcn_tri_gen_pspwm_compact(time, health, F_sw)
    % Максимальные параметры
    N_cells = 6;
    N_carriers = 12;
    A = 1;
    T_sw = 1/F_sw;
    % Выходной вектор
    outputs = zeros(12, 1);
    % Активные ячейки
    active = find(health == 1);
    N_active = length(active);
    % Если нет активных ячеек - возвращаем все нули
    if N_active == 0
        return;
    end
    % Сдвиг между соседними несущими
    delta_t = T_sw / (2 * N_active);
    % Для каждой активной ячейки генерируем пару несущих
    for i = 1:N_active
        cell_num = active(i);
        % Базовый сдвиг для этой пары несущих
        base_shift = (i-1) * 2 * delta_t;
        % Индексы в выходном векторе для этой ячейки
        idx1 = (cell_num-1)*2 + 1;
        idx2 = idx1 + 1;
        % Генерация двух треугольников со сдвигом
        outputs(idx1) = triangle(time + base_shift, T_sw, A);
        outputs(idx2) = triangle(time + base_shift + delta_t, T_sw, A);
    end
end
% Вспомогательная функция для генерации опорного треугольного сигнала
function y = triangle(t, T, A)
    t_norm = mod(t, T) / T;
    if t_norm < 0.5
        y = 4*A * t_norm - A;
    else
        y = -4*A * t_norm + 3*A;
    end
end

```

ПРИЛОЖЕНИЕ «Д» ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ КОД М-ФАЙЛА С ПАРАМЕТРАМИ МОДЕЛИ

```

%%Параметры силовой ячейки
%Параметры IGBT
RonVT=0.88e-3; %Ом
RsnabVT=1e6; %Ом
CsnabVT=inf; %Ф
%%Параметры ЗПТ
Vsource=1140/6; %В
%%Параметры контактора шунтирования
R_contactor=0.001; %Ом
State0_contactor=0;
Rsnab_contactor=1e6; %Ом
Csnab_contactor=inf; %Ф
%%Параметры опорного генератора
fpwm=400;
Ts=0.000001;
%Параметры машины
%Мощность электродвигателя (Вт)
P2=30000;
%Момент инерции ротора
J=0.148+1.98;
%Синхронная скорость вращения (Об/мин)
n1=1500;
%КПД (%)
h=90;
%Параметры питающей сети
f=50; %(Гц)
U1n=1140 %(В)
%Коэффициент мощности
cosfi=0.85;
%Число фаз двигателя
m=3;
%Полная мощность машины (ВА)
S=P2*100/(cosfi*h);
%Число пар полюсов
p=f*60/n1;
%Номинальный ток обмотки статора (А)
I1n=20
Psin=2.5872444;
%Главное индуктивное сопротивление машины

```

```

Lm=Psin/6.2148957/sqrt(2);
%Активное сопротивление обмотки статора
R1=1.995; %(Ом)
%Активное сопротивление обмотки ротора
R2=0.429199; %(Ом)
%Полные индуктивности
L1=Lm+0.0143795;
L2=Lm+0.0143795;
%Постоянные времени фаз обмотки статора и ротора
T1=L1/R1;
T2=L2/R2;
lsigmae=(L1*L2-Lm^2)/L2;
%Эквивалентное активное сопротивление АДКЗР приведенное к статору
Re=R1+Lm^2*R2/L2^2;%(Ом)
%Переходная электромагнитная постоянная времени
Tsigmae=lsigmae/Re; %(с)
%Расчет регуляторов тока
%Коэффициент передачи ПЧ КШИП
%Kvfd=sqrt(2)*U1n/1
%Kvfd=U1n/1;
Kvfd=1140/1;
%Коэффициент передачи канала обратной связи по току
koi=1/(sqrt(2)*I1n^2);
%Частота дискретизации КРТ
%wci=2*6*fpwm/1.5;
wci=2*6*fpwm/1.5;
%Пропорциональная часть регулятора тока
kpI=wci*lsigmae/(Kvfd*koi);
%Интегральная часть регулятора тока
kIi=kpI/Tsigmae;
%Расчет регулятора скорости
Kr=Lm/L2;
kow=1/(n1*pi/30);
Wcw=wci/100;
kiw=((Wcw^2)*2*J*koi/(3*p*Psin*Kr*kow));
kpw=(1.73*Wcw*2*J*koi/(3*p*Psin*Kr*kow));
%Расчет регулятора потокосцепления
kopsi=1/(2*Psin);
Wcpsi=wci/20;
kipsi=Wcpsi*koi/(Lm*kopsi);
kppsi=kipsi*T2;

```

ПРИЛОЖЕНИЕ «Е» ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ КОД MATLAB FUNCTION ДЛЯ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ МАТРИЦЫ

Э. КЛАРК

```
function y = fcn(Na,Nb,Nc,uvec)
persistent Inverse_Clark_transform_5D
if isempty(Inverse_Clark_transform_5D)
    % Определяем 9 матриц 3x2 для различных состояний отказа
    % Коэффициенты заполняются в порядке (Na,Nb,Nc)
    % --- (6,6,6) ---
    K_666 = [1, 0;
             -0.5, sqrt(3)/2;
             -0.5, -sqrt(3)/2];
    % --- (5,6,6) ---
    K_566 = [1, 0;
             -0.5789, 0.8154;
             -0.5789, -0.8154];
    % --- (6,5,6) ---
    K_656 = [1, 0;
             -0.5789, 0.8154;
             -0.3297, -0.9441];
    % --- (6,6,5) ---
    K_665 = [1, 0;
             -0.3297, 0.9441;
             -0.5789, -0.8154];
    % --- (5,5,6) ---
    K_556 = [1, 0;
             -0.6914, 0.7225;
             -0.3928, -0.9192];
    % --- (5,6,5) ---
    K_565 = [1, 0;
             -0.3928, 0.9192;
             -0.6914, -0.7225];
    % --- (6,5,5) ---
    K_655 = [1, 0;
             -0.3928, 0.9192;
             -0.3928, -0.9192];
    % --- (5,5,5) ---
    K_555 = [1, 0;
             -0.5, sqrt(3)/2;
             -0.5, -sqrt(3)/2];
```

```

%% СОЗДАНИЕ МАССИВА
Inverse_Clark_transform_5D = zeros(6, 6, 6, 3, 2);
% Заполнение элементов матрицы
Inverse_Clark_transform_5D(6, 6, 6, :, :) = K_666;
Inverse_Clark_transform_5D(5, 6, 6, :, :) = K_566;
Inverse_Clark_transform_5D(6, 5, 6, :, :) = K_656;
Inverse_Clark_transform_5D(6, 6, 5, :, :) = K_665;
Inverse_Clark_transform_5D(5, 5, 6, :, :) = K_556;
Inverse_Clark_transform_5D(5, 6, 5, :, :) = K_565;
Inverse_Clark_transform_5D(6, 5, 5, :, :) = K_655;
Inverse_Clark_transform_5D(5, 5, 5, :, :) = K_555;
end
% Извлекаем матрицу 3x2 и преобразуем к double
Current_Clark_matrix= double(reshape(Inverse_Clark_transform_5D(Na,Nb,Nc, :, :), 3,
2));
%
uvec_col = uvec(:);
y = Current_Clark_matrix * uvec_col;

```

ПРИЛОЖЕНИЕ «Ж» АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

УТВЕРЖДАЮ

Директор ООО «НТЦ»



С.И.Красинский/

2026 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Сидорова Георгия Сергеевича на тему: *«Алгоритмы управления многоуровневым преобразователем частоты на базе H-мостов в режиме аварийного состояния силовых ячеек»*

Настоящий акт составлен комиссией в составе представителей компаний ООО «НТЦ» и подтверждает, что результаты диссертационного исследования аспиранта кафедры проектирования технологических машин (ПТМ) Новосибирского государственного технического университета (НГТУ) Сидорова Г.С. приняты к использованию в производственной и инжиниринговой деятельности предприятия при разработке и модернизации систем управления высоковольтными частотно-регулируемыми электроприводами.

В частности, ООО «НТЦ» использовало следующие научные и практические результаты диссертации:

- Алгоритм управляемого смещения нейтральной точки (симметрирования линейных напряжений) для многоуровневых инверторов на базе каскадного включения H-мостов.
- Методика координатных преобразований на основе алгебры кватернионов, обеспечивающая компактное и вычислительно устойчивое представление модифицированной матрицы обратного преобразования Кларк для формирования необходимого искажения фазных напряжений в аварийном режиме.
- Подход к составлению имитационных моделей, позволяющий оптимизировать процесс проектирования электротехнических систем.

Верификация предложенных алгоритмов проводилась на заводском стенде ЗАО «ЭРАСИБ» и действующей электроустановке насосного агрегата на объекте заказчика ООО «НТЦ», включающем адаптированную систему управления ЭРАТОН-В. Полученные осциллограммы подтвердили эффективность алгоритмов как в режиме холостого хода, так и под нагрузкой.

Применение вышеперечисленных результатов позволяет ООО «НТЦ» повысить отказоустойчивость и надежность выпускаемых высоковольтных преобразователей частоты без введения аппаратной избыточности (резервных силовых ячеек). Расширить функциональные возможности систем управления для ответственных применений в непрерывных производствах (нефтегазовый сектор, энергетика). Сократить время на проектирование и отладку алгоритмов управления благодаря предложенной методике расчета углов и амплитуд напряжений.

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по учебной работе
ФГБОУ ВО «Новосибирский государственный
технический университет»
канд. экон. наук, доцент



С. С. Чернов

2026 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Сидорова Г. С. на тему:
«Алгоритмы управления многоуровневым преобразователем частоты на базе H-мостов в режиме аварийного состояния силовых ячеек»

Настоящим актом подтверждается, что основные результаты диссертации аспиранта кафедры проектирования технологических машин Новосибирского государственного технического университета Сидорова Г.С. используются в учебном процессе кафедры ПТМ и кафедры ЭАПУ:

- 1) при проведении лекционных и лабораторных занятий по дисциплине «Электромеханические системы» в рамках учебного плана бакалавров по направлению подготовки 15.03.04 – Автоматизация технологических процессов и производств, 15.03.06 – Мехатроника и робототехника;
- 2) при проведении лекционных и практических занятий по дисциплине «Автоматизация электротехнических и технологических комплексов» для магистрантов факультета мехатроники и автоматизации, обучающихся по направлению подготовки 13.04.02 – Электроэнергетика и электротехника, магистерская программа: Мехатронные и автоматизированные комплексы и системы;
- 3) при подготовке кадров высшей квалификации по научной специальности 2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы.
- 4) в научно-исследовательской работе бакалавров и магистрантов.

заведующий кафедрой Проектирования
технологических машин, канд. техн. наук, доцент

В. В. Янпольский

заведующий кафедрой Электропривода и
автоматизации промышленных установок, канд.
техн. наук, доцент

Д. А. Котин