

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
“НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ”

На правах рукописи



КОРОВИН АЛЕКСАНДР ВЛАДИМИРОВИЧ

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ АВТОНОМНОЙ ТРЕХФАЗНОЙ
СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С УПРАВЛЕНИЕМ
КВАТЕРНИОНОМ НАПРЯЖЕНИЙ

05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент
Нос Олег Викторович

Новосибирск – 2022

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
ГЛАВА 1 ТРЁХФАЗНЫЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ АВТОНОМНЫХ ОБЪЕКТОВ С НУЛЕВЫМ ПРОВОДОМ.....	13
1.1 Трехфазные автономные инверторы напряжения.....	13
1.2 Алгоритмы управления полупроводниковыми ключами автономного инвертора напряжения.....	16
1.2.1 Скалярная широтно-импульсная модуляция	16
1.2.2 Векторная широтно-импульсная модуляция.....	20
1.2.3 Алгоритм селективной широтно-импульсной модуляции.....	23
1.3 Силовые LC/LCL-фильтры на выходе инвертора	25
1.4 Возобновляемые источники электрической энергии.....	28
1.5 Накопители электрической энергии.....	30
Вывод по главе	32
ГЛАВА 2 МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТРЕХФАЗНЫХ СИСТЕМ ГЕНЕРАЦИИ С ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ.....	34
2.1 Векторно-матричная модель трехфазной автономной системы электропитания в координатах состояния d, q	34
2.2 Алгоритмы управления автономными трехфазными четырехпроводными системами электропитания.....	40
2.2.1 Линейные законы управления распределённой системой генерирования.	41
2.2.2 Управление автономным инвертором напряжения на основе прогнозирующей модели	44
2.2.3 Управление на основании нейронной сети	46
ГЛАВА 3 СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЕМ В ГИПЕРКОМПЛЕКСНОМ ПРОСТРАНСТВЕ	48
3.1 Основные положения алгебры кватернионов.....	48
3.2 Координатные преобразования трехфазных переменных в четырехмерном гиперкомплексном пространстве \mathbb{H}	50

3.3	Декомпозиция кватерниона трехфазных напряжений	55
3.4	Синтез алгоритмов управления распределенной системой генерирования с использованием гиперкомплексных чисел.....	62
3.4.1	Обобщенная структурная схема распределенной системы генерирования управлением кватернионом напряжения в координатах состояния d, q, o	62
3.4.2	Синтез внутреннего трехканального контура регулирования выходного тока инвертора в координатных осях d, q, o	65
3.4.3	Синтез внешнего контура регулирования выходного напряжения в координатных осях d, q, o	69
3.4.4	Методика структурно-параметрического синтеза алгоритмов управления кватернионом напряжения.....	70
3.5	Исследование трехфазной системы электропитания с управлением	71
	Вывод по главе	83
	ГЛАВА 4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ КВАТЕРНИОНОМ НАПРЯЖЕНИЯ	85
4.1	Описание экспериментальной установки	85
4.2	Исследование разработанной трехфазной системы электропитания в кватернионе базисе	87
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	101
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	103
	ПРИЛОЖЕНИЕ А Акты о внедрении результатов диссертационной работы	118

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. В настоящее время одним из важных направлений развития как отечественного, так и зарубежного энергетического комплекса является переход к распределенным системам генерации (РСГ) электрической энергии низкого класса напряжения на основе возобновляемых источников [30], в качестве которых выступают солнечные фотоэлектрические батареи, ветроэнергетические установки, гидроагрегаты на основе периодических колебаний уровня моря вследствие приливов и отливов и т. д. [20, 67, 68, 100]. В зависимости от конкретных задач электропитания и типа нагрузок, данные системы переменного тока могут дополняться традиционными источниками на основе газотурбинных или дизельных станций [5, 36, 74], функционируя в автономном режиме в качестве силового источника напряжения [42], или встраиваться в централизованную систему энергоснабжения [44] в виде отдельного источника тока, причем в последнем случае также предусмотрена возможность подключения локальных потребителей [48].

В наиболее общем виде обобщенная структура РСГ включает в себя полностью управляемый силовой преобразователь; индуктивно-емкостной LC/LCL-фильтр для уменьшения амплитуды пульсационной составляющей в гармоническом составе генерируемого напряжения вследствие разрывного или ШИМ управления полупроводниковыми ключами [39, 64, 89]; аккумулирующие устройства, в число которых входят свинцово-кислотные или литий-ионные аккумуляторы, суперконденсаторы, кинетические или гравитационные накопители и т. д. [17]; возобновляемые/традиционные источники энергии постоянного или переменного тока, а также нагрузку произвольного вида, в том числе с нелинейными характеристиками, такую как, например, неуправляемые однофазные выпрямители или преобразователи частоты в составе частотно-регулируемого электропривода на базе синхронной или асинхронной электрической машины.

Наличие однофазных электроприемников приводит к необходимости технической реализации РСГ с возможностью подключения нейтрального провода, в

связи с чем различают две базовые топологии силового преобразовательного устройства с традиционным трехфазным мостовым автономным инвертором напряжения (АИН) и трансформатором [84], а также четырехпроводное исполнение на основе схемотехнических решений с подключением средней точки конденсаторной батареи к нулевому проводу (split-capacitor three-leg inverter) [55, 82] или за счет применения четвертой стойки (four-leg full-bridge inverter) [61]. Включение в силовую часть РСГ трансформатора вызывает значительное увеличение массогабаритных показателей и стоимости, по причине чего на практике более широкое практическое распространение получило второе техническое решение.

Как отмечено в [85, 97], несмотря на более простой алгоритм коммутации силовых ключей АИН с подключением нейтральной линии к средней точке звена постоянного тока и меньшее количество полупроводниковых модулей по отношению к инвертору с четвертой стойкой, данный тип силовой схемы является более дорогим, имеет бóльшие массогабаритные показатели, амплитуду пульсаций и величину емкости силового фильтра в звене постоянного тока, причем скачкообразное изменение тока нагрузки может вызывать физическое разрушение силовых конденсаторов [69].

Наличие реактивных и нелинейных элементов в электрической цепи вызывает протекание мультигармонического тока между четвертой стойкой и нейтральной точкой, вызывающего дополнительные среднеквадратичные потери, нарушение тепловых режимов работы электрооборудования, а также искажение в мгновенной форме генерируемого напряжения [72]. В практических приложениях для исключения указанных выше недостатков и обеспечения нормированного качества генерируемой электрической энергии, управляющие воздействия на АИН формируются в рамках фундаментальных принципов последовательной коррекции, управления по отклонению и подчиненного регулирования [33, 59] путем организации внутреннего быстродействующего контура токов инвертора и внешнего по отношению к нему контура напряжений на выходе силового LC-фильтра. В качестве последовательных корректирующих устройств в РСГ применяются традиционные линейные пропорционально-интегральный (ПИ) [46], пропорциональ-

но-интегрально-дифференцирующий [50], пропорционально-резонансный [42] и пропорционально-интегрально-резонансный [52] регуляторы в координатах состояния α, β, o или d, q, o с компенсацией перекрестных связей между каналами объекта. Помимо этого, аналитическая процедура синтеза алгоритмов управления РСГ может базироваться на:

- желаемом расположении корней характеристического уравнения системы в замкнутом состоянии на комплексной плоскости (pole-placement control) [73];
- высокоточном слежении за периодическими задающими воздействиями (repetitive control) [51];
- цифровых законах с компенсацией временной задержки вследствие дискретизации сигналов (deadbeat control) [84, 85];
- дополнении канала отрицательной обратной связи производными выхода (feedback linearization control) [45];
- чисто пропорциональном регуляторе с дополнительными параллельными звеньями для фильтрации высокочастотных гармоник (P-controller with multi-resonant harmonic compensator) [58];
- двухпозиционном релейном регуляторе с петлей гистерезиса (hysteresis control) [103];
- скользящем режиме с преднамеренной организацией двухтемповых процессов (sliding-mode control) [86], а также адаптивном (adaptive control) [102], многокритериальном оптимальном (multi-objective optimization) [66], робастном (robust optimization-based method) [85], прогнозирующим (model predictive control) [43, 50, 100] и интеллектуальном (intelligent control) [91] управлении.

Степень разработанности темы исследования. Как показывает зарубежный опыт практической эксплуатации данного рода трехфазных систем переменного тока в автономных приложениях, описанные выше алгоритмические принципы формирования управляющих воздействий требуют наличия высокопроизводительных микропроцессорных программно-аппаратных средств в силу необходимости выполнения большого количества математических операций, особенно в случае применения топологии инвертора с четвертой стойкой, имеющего $2^4 = 16$

разрешенных коммутационных состояний [86]. Помимо этого, большинство РСГ не обеспечивают требуемую статическую ошибку в условиях действия интервального дрейфа параметров вследствие вариации температурных режимов работы и старения элементов, а также имеют низкое время восстановления выхода в режимах динамической отработки ступенчатого изменения нагрузки. Так, например, в рамках ПИ-закона управления достигается приемлемое качество генерируемой электрической энергии только в случае линейного гармонического изменения трехфазных токов [43]. Скользящий режим, несмотря на нечувствительность к параметрическим возмущениям и высокое быстродействие вследствие разрывного характера управляющих воздействий, характеризуется переменной частотой коммутации полупроводниковых ключей АИН, приводящей к дополнительным активным потерям в силовой электрической цепи и ухудшению показателей электромагнитной совместимости [86].

Техническая реализация упреждающего управления на основе прогнозирующей модели (ПМ) требует проведения большого предварительного объема вычислений для нахождения численного значения заданной целевой функции с последующей ее минимизацией на каждом шаге дискретизации [72]. При этом эффективность функционирования РСГ, а также устойчивость и нормированное качество процессов электропитания однозначно определяются текущей оценкой параметров динамической модели реальной системы, зависящей от большого числа трудно поддающихся корректному учету стохастических факторов и неидеальностей, таких как, например, смещение выхода датчиков тока и напряжения, задержки на включение/выключения полупроводниковых приборов, нелинейность кривой намагничивания и т. д. [86].

К числу основных недостатков релейного двухпозиционного регулятора напряжения с петлей гистерезиса можно отнести большую амплитуду пульсационной составляющей выходных токов инвертора, а также, как и в случае скользящего режима, увеличенные среднеквадратичные потери в силовой части преобразовательного устройства из-за переменной частоты переключения силовых ключей.

чей, величина которой зависит от параметров, конфигурации и режимов работы нагрузки [58].

В [97] описана аналитическая процедура синтеза непрерывного закона управления РСГ на основе разложения трехфазных несимметричных токов и напряжений на прямую, обратную и нулевую последовательность фаз по основной гармонике, которые после преобразования R. H. Park [83] трансформируются во вращающиеся на плоскости векторы с постоянной и пульсирующей амплитудой. Так, например, векторы прямой и обратной последовательности фаз будут иметь постоянную евклидову норму, изменяя свое угловое положение относительно продольной оси двумерного пространства против хода и по часовой стрелке соответственно. Благодаря данной декомпозиции, система управления РСГ в замкнутом состоянии с последовательной коррекцией содержит внешний контур регулирования напряжений на выходе силового LC-фильтра и подчиненный ему внутренний контур регулирования токов инвертора, в каждом из которых содержится три канала стабилизации на желаемом уровне соответствующих последовательностей фаз в координатах состояния d, q с цепями компенсации перекрестных связей между координатами состояния. При этом структура управляющего устройства включает в себя двенадцать ПИ-регуляторов, что исключает возможность применения относительно недорогих цифровых сигнальных процессоров (digital signal processor DSP), а сама трехфазная система генерации не обеспечивает приемлемое качество электропитания при наличии в гармоническом составе трехфазных токов нагрузки высокочастотных составляющих.

Для исключения указанных выше недостатков, связанных с негативным влиянием несимметричной/нелинейной нагрузки на качество электрической энергии, а также низким быстродействием и необходимостью выполнения большого количества расчетов в режиме реального времени, диссертационная работа посвящена разработке новой концепции для гибкого управления РСГ в рамках математического аппарата некоммутативной ассоциативной алгебры четырехмерных гиперкомплексных чисел (кватернионов) [27, 88]. Благодаря новому алгоритмическому подходу, основанному на декомпозиции кватерниона трехфазных

напряжений на две отдельные составляющие, а именно, симметричную гармоническую прямой последовательности фаз и несимметричную мультигармоническую, в четырехпроводной системе генерации обеспечивается нормированное качество бесперебойного электропитания потребителей произвольного вида, как в автономном режиме функционирования, так и при ее подключении к централизованной распределительной сети. При этом благодаря отсутствию каких-либо ограничений на конфигурацию, количество фаз и конкретный вид промышленных или коммунально-бытовых нагрузок в РСГ достигается автоматическая автоподстройка или иначе гибкость к изменяющимся режимам работы.

Цели и задачи диссертационной работы. Разработка на основе гиперкомплексного представления трехфазных переменных алгоритмов управления автономной системой электропитания, обеспечивающей нормированное качество генерируемой электрической энергии переменного тока в совокупности с высоким быстродействием.

Для достижения сформулированной цели требуется решение следующих задач:

1. Выполнить анализ текущего состояния в области способов управления, структурной организации и технической реализации трехфазных систем электропитания с возобновляемыми источниками электрической энергии.
2. Разработать базовые алгоритмические принципы построения трехфазных четырехпроводных систем генерации электрической энергии с использованием математического аппарата алгебры кватернионов, функционирующих в автономном режиме и при подключении к централизованной распределительной сети.
3. Произвести аналитическое исследование специального кватерниона произведения, содержащего в себе полную информацию обо всех мгновенных отклонениях между текущими и эталонными значениями трехфазных напряжений нагрузки.
4. Выполнить структурно-параметрический синтез алгоритмов управления силовым полупроводниковым преобразовательным устройством генерации электрической энергии переменного тока.

Методология и методы исследования. Поставленные задачи решаются на основании четырехмерной некоммутативной ассоциативной алгебры кватернионов, теории линейных и нелинейных электрических цепей, методов анализа и синтеза систем автоматического управления (САУ), математического моделирования и экспериментальных исследований.

Научная новизна диссертационного исследования заключается в следующем:

1. Определены расчетные соотношения для практической реализации преобразований E. Clarke и R. H. Park в четырехмерном гиперкомплексном пространстве \mathbb{H} , образованном одной вещественной и тремя мнимыми единицами, позволяющие выполнять координатные переходы как в общем виде, так и при соблюдении дополнительного требования инвариантности скалярной части кватерниона.

2. Разработан новый теоретический метод выделения из мультигармонического состава трехфазных напряжений произвольной мгновенной формы симметричной гармонической составляющей прямой последовательности фаз на основной частоте, который основывается на декомпозиции специального кватерниона произведения на скалярную вещественную и трехмерную мнимую части.

3. Синтезированы алгоритмы управления силовым полупроводниковым преобразователем в составе РСГ с включением в традиционную структуру дополнительного канала, позволяющего сформировать на нагрузке произвольного вида систему трехфазных напряжений, изменяющихся во времени в соответствии с симметричным гармоническим законом.

Теоретическая и практическая значимость работы:

1. В рамках единого математического аппарата алгебры кватернионов разработана новая концепция построения и организации РСГ, в рамках которой достигается требование бесперебойного электропитания автономных объектов с нормированным качеством и высоким быстродействием.

2. Получены аналитические зависимости для определения специального кватерниона произведения в наиболее общем случае, для численного расчета гармо-

нической прямой последовательности фаз генерируемых напряжений и отклонений от нее как по амплитуде, так и по угловому сдвигу.

3. Разработана инженерная методика синтеза алгоритмов управления быстродействующей системой электропитания автономных объектов с нулевым проводом, функционирующей в условиях действия резкопеременных внешних возмущающих факторов со стороны нагрузки.

4. При создании экспериментальной установки был предложен комплекс оригинальных технических решений, в рамках которых совмещены преимущества кватернионного подхода к управлению РСГ с традиционными методами синтеза, используемыми в преобразовательных устройствах силовой электроники.

Научные положения, выносимые на защиту:

1. Алгоритмические принципы управления и структурная концепция построения высококачественных быстродействующих трехфазных систем электропитания потребителей произвольного вида в терминах некоммутативной ассоциативной алгебры кватернионов в автономной конфигурации и при подключении к централизованной распределительной сети.

2. Обобщенные координатные преобразования исходного кватерниона трехфазных переменных, в том числе при соблюдении дополнительного требования инвариантности скалярных частей гиперкомплексного числа.

3. Аналитический метод декомпозиции кватерниона трехфазных напряжений на скалярную (действительную) и векторную (мнимую) части, позволяющий выделить из его состава симметричную синусоидальную составляющую прямой последовательности фаз по основной гармонике, а также все компоненты, вызванные амплитудно-фазовой асимметрией и нелинейностью процесса энергопотребления.

4. Инженерная методика структурно-параметрического синтеза алгоритмов управления силовым преобразовательным устройством в составе РСГ, базирующаяся на предварительном расчете специального кватерниона произведения, который содержит в себе полную информацию обо всех мгновенных отклонениях между желаемыми и текущими значениями трехфазных напряжений.

Степень достоверности и апробация работы. Полученные теоретические и научно-прикладные результаты подтверждается корректной постановкой задач, адекватностью математического аппарата некоммутативной ассоциативной алгебры кватернионов, цифровым моделированием различных режимов работы РСГ и экспериментальной верификацией результатов структурно-параметрического синтеза двухконтурной системы подчиненного регулирования трёхфазных напряжений с отдельным управлением симметричной составляющей прямой последовательности фаз по основной гармонике и всеми остальными несимметричными и мультигармоническими компонентам.

Основное содержание работы и ее отдельные положения докладывались и обсуждались на Международных конференциях молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам в 2013–2014 г.г. (Алтай, Эрлагол), XIII международной (XIX Всероссийской) конференции по Автоматизированному электроприводу в 2014 г. (г. Саранск), XI международной (XXII Всероссийской) конференции по Автоматизированному электроприводу в 2020 г., (г. Санкт-Петербург), а также на научных семинарах кафедры Электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета.

Публикации. По теме диссертационного исследования опубликовано 8 печатных работ, из которых 2-е входят в перечень ведущих рецензируемых журналов и изданий, определенных Высшей аттестационной комиссией.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений, списка из 104 используемых источников и одного приложения. Работа изложена на 121 страницах машинного текста, иллюстрируется 46 рисунками и пятью таблицами.

ГЛАВА 1 ТРЁХФАЗНЫЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ АВТОНОМНЫХ ОБЪЕКТОВ С НУЛЕВЫМ ПРОВОДОМ

Как было отмечено в вводной части пояснительной записки, современные трехфазные РСГ для производства электрической энергии переменного тока, работающие в качестве источника напряжения на автономную нагрузку произвольного вида или подключаемые к распределительной сети общего назначения в качестве источника тока, в наиболее общем случае включают в себя четырехпроводный трехфазный мостовой инвертор, выполненный по одной из схемотехнических топологий с четвертой стойкой (four-leg full-bridge inverter) [61], средней точкой звена постоянного тока (split-capacitor inverter) [55, 82] или их совместной комбинации [104], выходной силовой LC/LCL-фильтр [65], буферный накопитель электрической энергии, источников электрической энергии возобновляемого (ветроэнергетические установки, солнечных батареи, приливные гидроагрегаты и т. д.) [101] или невозобновляемого (дизель-генераторы, газотурбинные установки, твердооксидный топливный элемент и т. д.) [74] типов, а также различного рода однофазные/трехфазные, линейные/нелинейные, симметричные/несимметричные, активные/реактивные нагрузки промышленного и коммунально-бытового назначения.

1.1 Трехфазные автономные инверторы напряжения

Наличие однофазных потребителей электрической энергии в РСГ требует организации в трехфазной системе электропитания четвертой линии для протекания нулевого тока, вызывающего смещение потенциала нейтральной точки, которое, в свою очередь, приводит к отклонению генерируемого напряжения от эталонного гармонического закона изменения во времени, к появлению постоянной составляющей в выходных сигналах, увеличению среднеквадратичных потерь и т. д. В этой связи для достижения нормированного качества генерируемой электрической энергии необходимо выполнять

стабилизацию потенциала нейтрали, которое может реализовываться на базе различных типов автономного инвертора, одним из которых является АИН со средней точкой звена постоянного тока, изображенный на рисунке 1.1, построенный на основании классической мостовой схемы. Максимальное мгновенное значение выходного напряжения в данном случае составляет половину входного напряжения $u_{dc} / 2$, выбираемое не менее 600 В.

Основным недостатком данного схемотехнического решения является большое значение емкости в звене постоянного тока для аппаратного снижения величины смещения потенциала нейтрали вследствие протекания большого нулевого тока в случае явно выраженной несимметрии со стороны нагрузки. Помимо этого, скачкообразное изменение токов нагрузки может привести к высокому перенапряжению на электролитических конденсаторах и вывести их из строя [69]. По этой причине в автономных РСГ более широкое распространение получила мостовая схема АИН, дополненная четвертой стойкой, что иллюстрирует рисунок 1.2.

В данной структуре нейтральный провод подключается к средней точке дополнительного четвертого плеча, в результате чего величина емкости конденсаторной батареи звена постоянного тока на снижается 15%, чем в предыдущем случае, а максимальная амплитуда фазного напряжения, наоборот, увеличивается и равна $u_{dc} / \sqrt{3}$. В качестве основного недостатка данной топологии можно отметить сложность технической реализации дискретного алгоритма коммутации полупроводниковых ключей, имеющих $2^4 = 16$ разрешенных состояний [84]. Однако при современном уровне развития микропроцессорных средств управления формирование соответствующих управляющих сигналов не требует значительных аппаратных или временных затрат.

В заключение необходимо отметить, что в практических приложениях также может применяться совместная комбинация описанных выше силовых схем, сочетающих четвертую стойку со средней точкой звена постоянного тока [104].

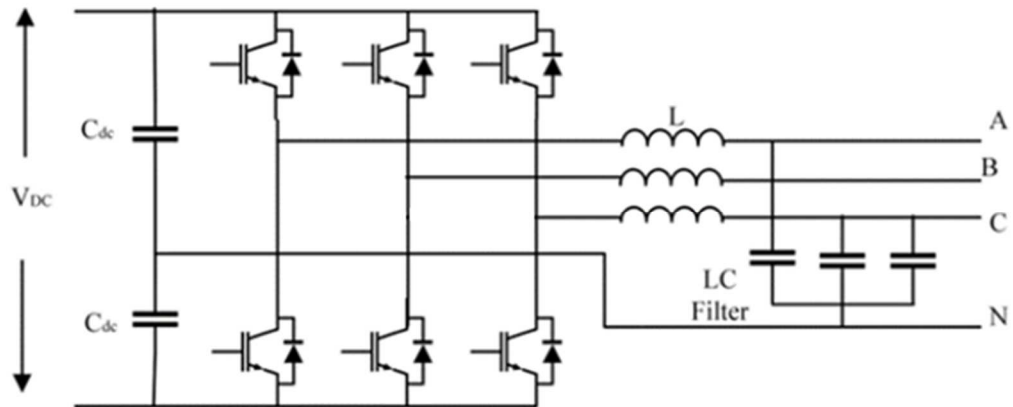


Рисунок 1.1 – Трехфазный АИН со средней точкой звена постоянного тока

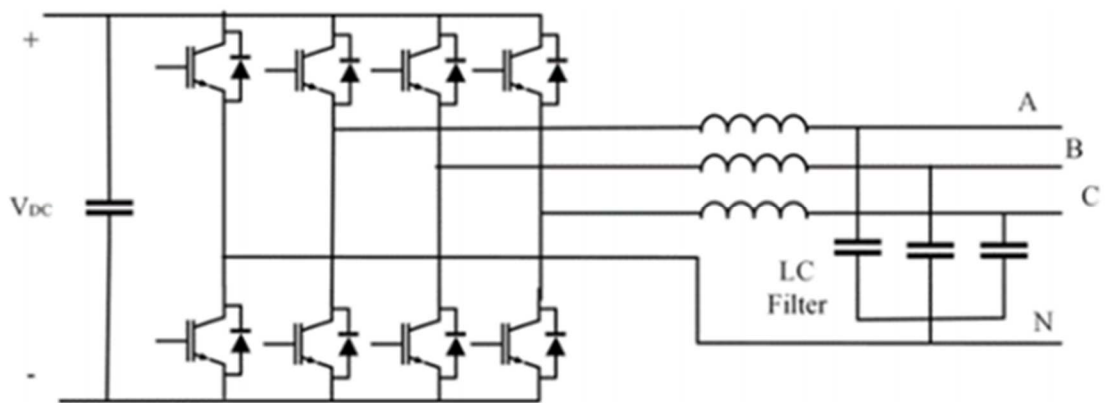


Рисунок 1.2 – Трехфазный АИН с четвертой стойкой

1.2 Алгоритмы управления полупроводниковыми ключами автономного инвертора напряжения

1.2.1 Скалярная широтно-импульсная модуляция

В настоящее время наиболее распространенным способом управления полупроводниковыми ключами силовой части АИН является скалярная широтно-импульсная модуляция (ШИМ) [34], которая отличается простотой программно-аппаратной реализации на базе современных цифровых сигнальных процессоров DSP.

В наиболее общем случае данный алгоритм ШИМ формирует рабочие интервалы инвертора с постоянной длительностью $T_s = (2f_s)^{-1}$, в течение которых каждая из стоек принимает два различных коммутационных состояния, что иллюстрирует рисунок 1.3, на котором используются следующие обозначения: u_A^*, u_B^*, u_C^* – модулирующие сигналы; u_{on} – несущий (опорный) сигнал; u'_A, u'_B, u'_C – выходные трехфазные напряжения. Управляющее воздействие на открытие/закрытие соответствующего полупроводникового ключа, функционирующего в комплементарном режиме, вырабатываются драйвером на основе сравнения мгновенных значений u_A^*, u_B^*, u_C^* и u_{on} , и однозначно определяет энергетические показатели всего силового преобразователя в целом.

Структурно каждый из трех каналов скалярного широтно-импульсного модулятора состоит из следующих базовых элементов, изображенных на рисунке 1.4:

- генератора опорного сигнала;
- преобразователя уровней;
- сравнивающих компараторов (нуль-органа).

При использовании ШИМ данного типа в инверторе появляется возможность регулировать как частоту, так и амплитуду выходного напряжения.

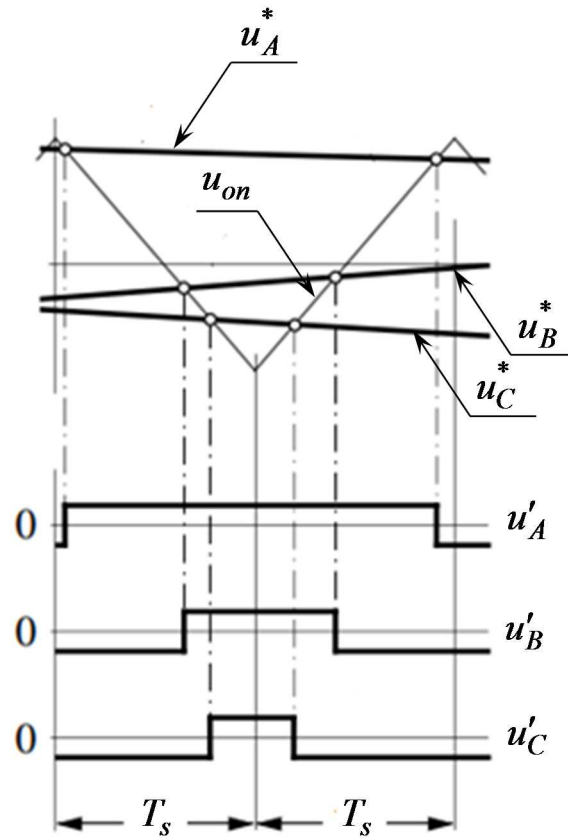


Рисунок 1.3 – Временная диаграмма скалярной ШИМ на одном периоде коммутации

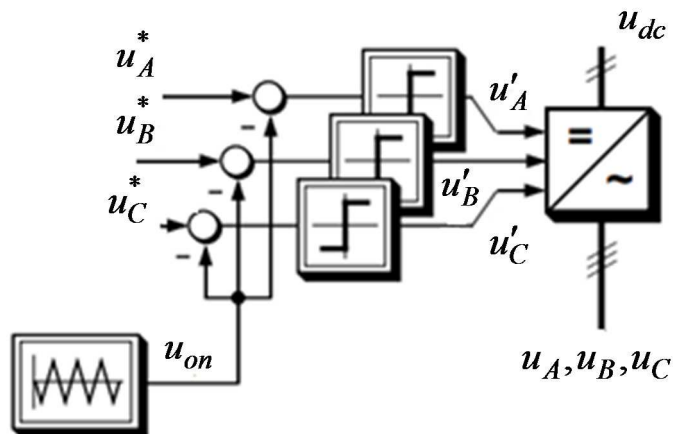





Рисунок 1.4 – Структурная схема широтно-импульсного модулятора

Однако при этом в спектральном составе выхода появляются гармоники с частотой коммутации, ухудшающие качество фазных токов нагрузки.

Опорный сигнал u_{on} , как правило, треугольной или пилообразной мгновенной формы, задает длительность и количество импульсов на выходе АИН (частоту коммутации полупроводниковых приборов), формирует число фронтов (один или два), модулируемых по положению (односторонняя или двусторонняя ШИМ), а также конкретный вид регулировочной характеристики, т. е. зависимость амплитуды первой гармоники от глубины модуляции M .

Таблица 1.1 – Мгновенные формы опорного сигнала

Форма опорного сигнала	Внешний вид опорного сигнала	Вид ШИМ	Регулировочная характеристика
Пилообразная		Односторонняя ШИМ	Линейная
Треугольная		Двусторонняя ШИМ	Линейная
Нелинейная (синусоида, экспонента)		Двусторонняя ШИМ	Нелинейная

Модулирующие сигналы u_A^*, u_B^*, u_C^* однозначно определяют закон изменения длительности импульсов управления, отвечающий за среднее значение и частоту генерируемых РСГ напряжений u_A, u_B, u_C , а также существенно влияют на энергетические характеристики инвертора.

С точки зрения качества выходного напряжения наилучшей является синусоидальная ШИМ с заданным предискажением в виде сигнала нулевой последовательности u_o , имеющего мгновенную треугольную форму с фиксированной частотой 300 Гц [39], что иллюстрирует рисунок 1.5, который позволяет обеспечить минимальное значение коэффициента гармоник тока нагрузки во всем диапазоне изменения M .

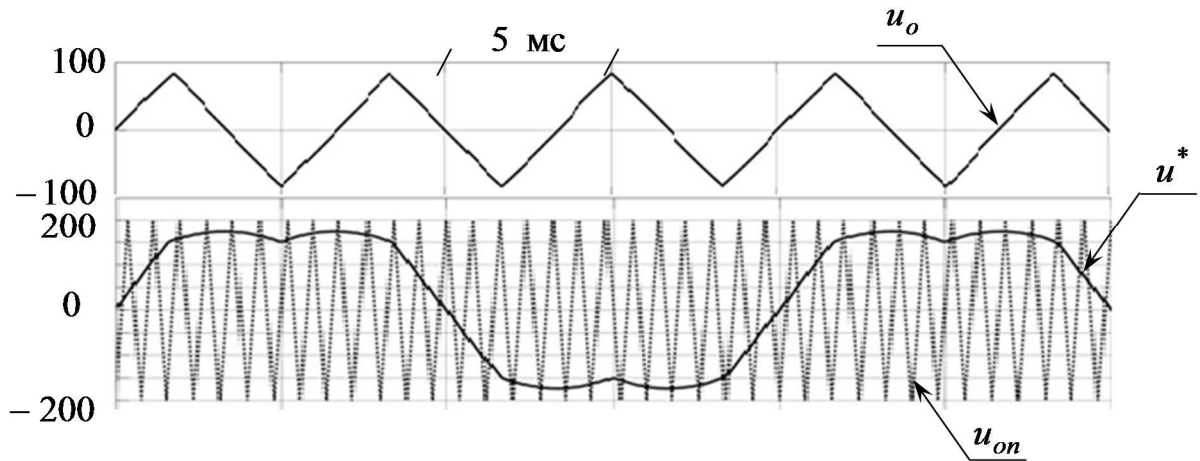


Рисунок 1.5 – Временные зависимости модулирующего сигнала u^* и сигнала нулевой последовательности u_o для скалярной ШИМ

Таблица 1.2 – Мгновенные формы модулирующего сигнала

Форма модулирующего сигнала (тип ШИМ)	Внешний вид модулирующего сигнала	Качество выходного напряжения	Линейный диапазон регулировочной характеристики
<i>Простые формы модулирующего сигнала</i>			
Прямоугольная		Неудовлетворительное	Максимальный
Треугольная		Неудовлетворительное	Традиционный
Трапецеидальная		Неудовлетворительное	Расширенный
Синусоидальная		Хорошее	Традиционный
<i>Сложные формы модулирующего сигнала</i>			
Синусоидальная с третьей гармоникой		Хорошее	Расширенный
Синусоидальная с меандром (циклическая ШИМ)		Удовлетворительное	Расширенный

В настоящее время также применяются специальные алгоритмы, получившие название управления с пассивной фазой [13], которые предназначены для снижения коммутационных потерь в АИН. В их основу положена концепция исключения коммутаций на $1/6$, $1/3$ или $2/3$ периода модулирующего сигнала, что в конечном итоге позволяет улучшить энергетические характеристики процесса преобразования электрической энергии за счет снижения среднеквадратичных потерь, однако при этом происходит ухудшение гармонического состава выходного тока.

1.2.2 Векторная широтно-импульсная модуляция

Далее рассмотрим базовые принципы построения и технической реализации векторной ШИМ, осуществляющей формирование выходного напряжения АИН с использованием пространственных векторов в двумерном пространстве. Учитывая комплементарное управление полупроводниковыми ключами инвертора, управляющие сигналы на их открытие/закрытие можно заменить соответствующими коммутационными функциями, которые принимают два разрешенных состояния, а именно 0 или 1. Общее число данного численного показателя для трехфазного мостового АИН равно $2^3 = 8$, а при дополнении четвертой стойкой $2^4 = 16$ [84], причем каждая из них образуется путем уникальной комбинации, получившей название вектора переключающих функций инвертора S .

Как видно из рисунка 1.6, при соединении трехфазной нагрузки “в звезду” без нулевого провода, напряжения можно представить в виде обобщенного вектора на плоскости α, β , который принимает шесть ненулевых $V_1 - V_6$ и два нулевых состояния ($000 - V_0$ и $111 - V_0$) и вращается против хода часовой стрелки, а его проекции на координатные оси со сдвигом $2\pi/3$ несут в себе информацию о мгновенном значении соответствующего фазного напряжения. В режиме однократного ШИМ закона или иначе шестишагового режима работы инвертора,

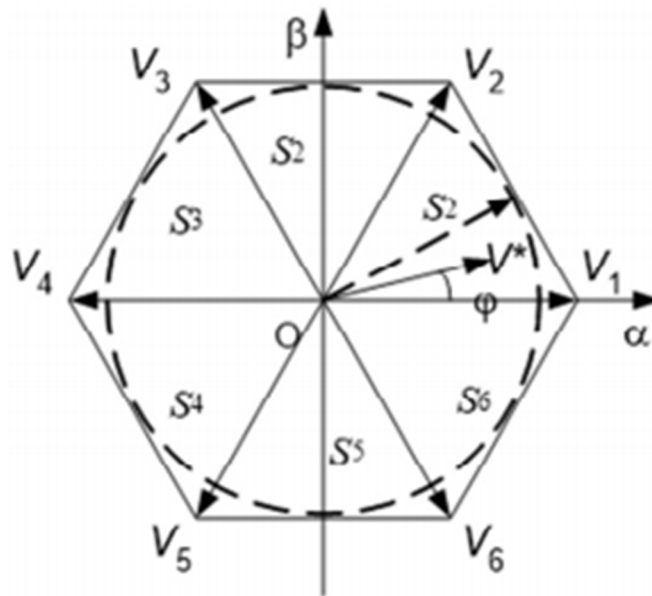


Рисунок 1.6 – Векторная плоскость трехфазного мостового инвертора
с координатными осями α, β

обобщенный вектор V^* последовательно, с периодом дискретизации $\pi/3$, принимает все ненулевые состояния $V_1 - V_6$, формируя, таким образом, шесть отдельных секторов $S_1 - S_6$, как это показано в таблице Т1.3.

Так, например, на основе данной пространственной интерпретации, обобщенный вектор в первом секторе можно описать с помощью линейной зависимости двух соседних и ненулевых векторов, а именно:

$$V^* = \frac{T_1}{T_s} V_1 + \frac{T_2}{T_s} V_2 + \frac{T_0}{T_s} V_0 + \frac{T_7}{T_s} V_7,$$

где T_1, T_2 – длительности смежных образующих векторов, T_0, T_7 – длительности нулевого вектора,

причем

$$T_1 + T_2 + T_0 + T_7 = T_s.$$

Таблица 1.3 – Вектор состояния мостового трехфазного инвертора

u_A	u_B	u_C	Вектор состояния	V_i	S_i
1	0	0	04	V_1	
1	1	0	06	V_2	
0	1	0	02	V_3	
0	1	1	03	V_4	
0	0	1	01	V_5	
1	0	1	05	V_6	
1	1	1	07	V_7	
0	0	0	00	V_0	

Для приведенной выше комбинации вычисление временных интервалов формирования на выходе АИН соответствующих обобщенных векторов основывается на следующих равенствах

$$T_1 = M \cdot T_s \cdot \sin(\pi/3 - \varphi),$$

$$T_2 = M \cdot T_s \cdot \sin \varphi,$$

$$T_0 + T_7 = T_s - T_1 - T_2.$$

При этом также стоит отметить, что тот или иной временной закон ШИМ обеспечивает практически одинаковые энергетические характеристики АИН. Так, например, скалярная ШИМ с предмодуляцией сигналом нулевой последовательности треугольной мгновенной формы эквивалентна классической векторной ШИМ с равным распределением длительностей нулевого вектора и т. д.

1.2.3 Алгоритм селективной широтно-импульсной модуляции

В наиболее общем случае полупроводниковые ключи в каждой из стоек инвертора могут переключаться в произвольный момент времени на периоде выходного напряжения с целью коррекции мгновенной формы трехфазных токов нагрузки или улучшения их спектрального состава [10].

В настоящее время высокомоощные силовые преобразовательные устройства среднего класса напряжений функционируют в режимах с частотами коммутации до 1 кГц, что вызывает появление в их частотном спектре низкочастотных составляющих с большими амплитудными значениями, для компенсации которых на практике применяется метод модуляции с селективным исключением гармоник (СИГ) [96], который базируется на решении в режиме реального времени нелинейной системы уравнений с целью определения временных интервалов коммутации полупроводниковых ключей инвертора, исключающих соответствующие пульсации.

В качестве иллюстрации данного алгоритма ШИМ рассмотрим однофазный полумостовой инвертор, изображенный на рисунке 1.7, в котором выходное напряжение имеет знакопеременную прямоугольную мгновенную форму, а его спектр включает в себя нечетные гармоники с порядковыми номерами 1,3,5,7...

Для улучшения частотного состава выхода АИН на основе СИГ вводятся дополнительные переключения силовых ключей на полупериоде первой гармоники, временные интервалы которых определяются в виде углов $\alpha_{1...n}$, что иллюстрирует рисунок 1.8.

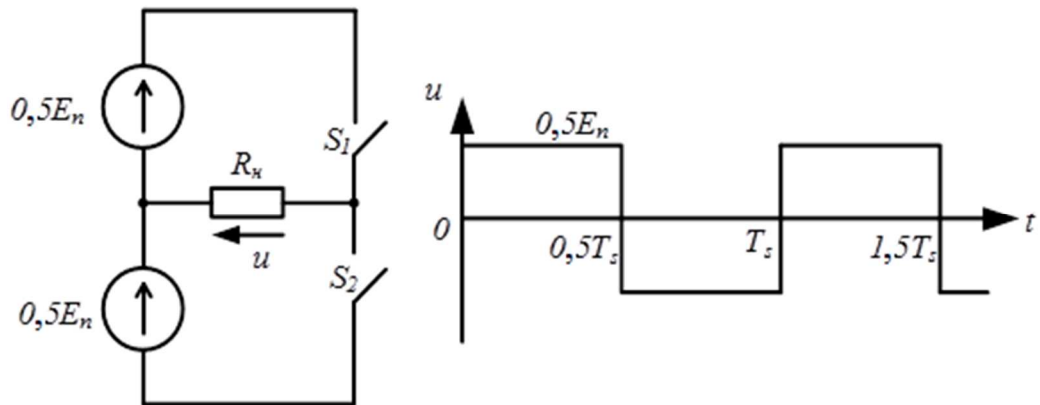


Рисунок 1.7 – Полумостовой однофазный инвертор напряжения и кривая выходного напряжения

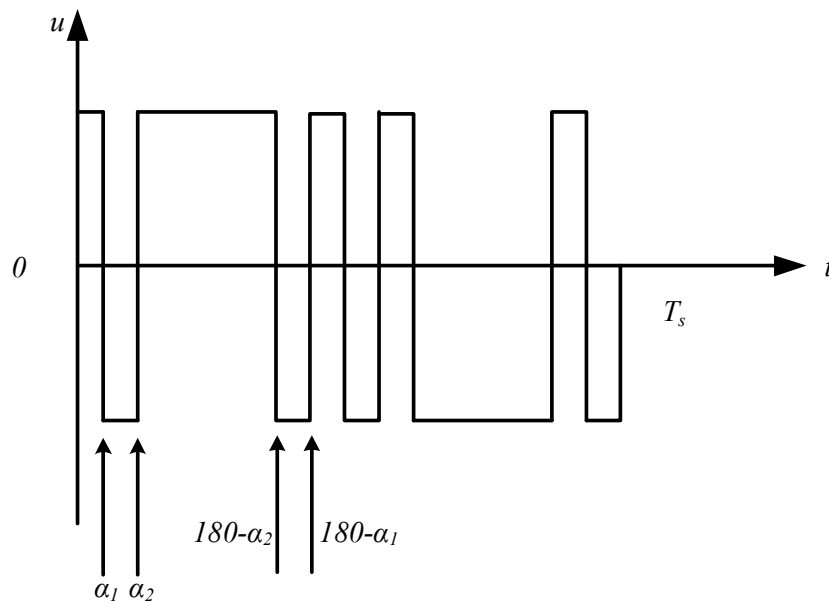


Рисунок 1.8 – Временные интервалы углов $\alpha_{1...n}$ для переключения силовых ключей на полупериоде первой гармоники выходного напряжения

Исходя из аналитических выражений, описывающих k -ую гармоническую составляющую спектра [55]

$$e(n) = \frac{2}{\pi} \int_{0^0}^{a_1} E_n \sin(n\theta) d\theta - \frac{2}{\pi} \int_{a_1}^{a_2} E_n \sin(n\theta) d\theta + \frac{2}{\pi} \int_{a_2}^{90^0} E_n \sin(n\theta) d\theta,$$

где n – номер компенсируемой пульсации,

представляется возможным получить расчетные соотношения для определения требуемых углов в функции времени.

В итоге, из формулы для амплитуды n -ой пульсационной гармоники

$$e(n) = \frac{2E_n}{\pi} \left(\frac{1 - 2 \cos(n\alpha_1) + 2 \cos(n\alpha_2)}{n} \right),$$

следует, что для нахождения требуемых углов α_1 и α_2 и исключения данной гармоники необходимо осуществить решение следующего нелинейного уравнения

$$2 \cos(n\alpha_1) + 2 \cos(n\alpha_2) = 0.$$

В заключение также необходимо отметить, что метод СИГ, применяемый для улучшения качества выходного напряжения и трехфазных токов нагрузки в случае высокоомощных приложений на базе силовых полупроводниковых преобразователей, как правило, используется в случае, когда по тем или иным причинам не удастся реализовать скалярную или векторную ШИМ.

1.3 Силовые LC/LCL-фильтры на выходе инвертора

Для генерации трехфазных напряжений заданной мгновенной формы в соответствии с симметричным гармоническим законом изменения во времени, между АИН и потребителем электрической энергии устанавливается силовой индуктивно-емкостной LC-фильтр, изображенный на рисунке 1.9, который в зависимости от функционального назначения РСГ, а именно при питании автономной нагрузки или при подключении к распределительной сети переменного тока, подразделяется на LC- и LCL-топологические схемы [65]. В наиболее общем случае пассивные корректирующие активно-реактивные цепи данной конфигурации могут осуществлять:

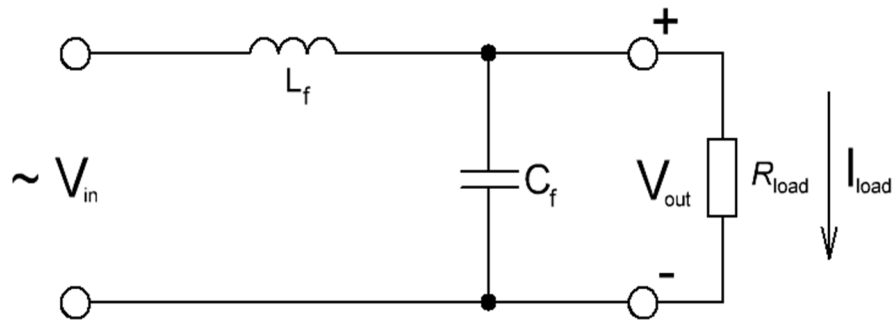


Рисунок 1.9 – Упрощенная электрическая схема одной фазы силового LC-фильтра

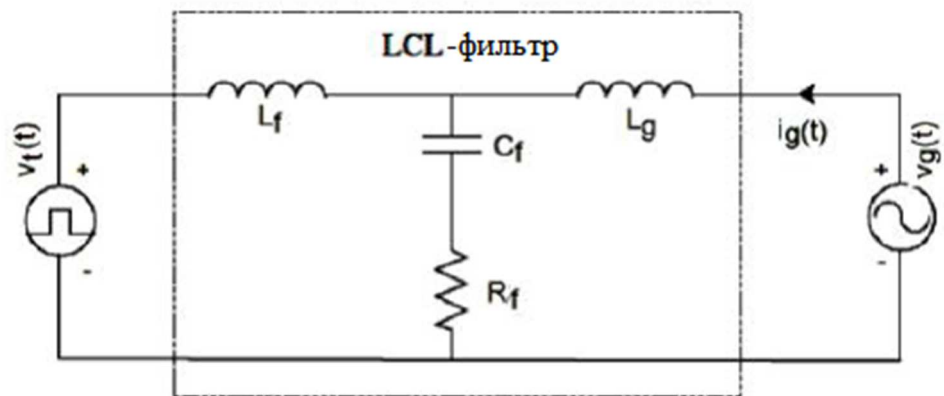


Рисунок 1.10 – Упрощенная электрическая схема одной фазы силового LCL-фильтра при подключении к распределительной сети

- подавление мультигармонических составляющих в трехфазном напряжении, вызванных дискретным характером процессов в силовой цепи;
- фильтрацию высокочастотных помех вследствие коммутационных явлений в полупроводниковых ключах.
- подавление мультигармонических составляющих в трехфазном напряжении, вызванных дискретным характером процессов в силовой цепи;
- фильтрацию высокочастотных помех вследствие коммутационных явлений в полупроводниковых ключах.

Основными технико-эксплуатационными параметрами, характеризующими эффективность функционирования силового LC-фильтра в составе РСГ являются:

- полоса пропускания, представляющая собой интервал частот от нуля до некоторой величины ω_n , при которой амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) составляет $1/\sqrt{2} \approx 0,707$ от уровня $A(0)$ при $\omega = 0$, т. е. начальную границу частотного диапазона фильтрации [34];
- частота среза ω_c , при которой величина АЧХ равна единице;
- коэффициент сглаживания, определяемый как отношение коэффициентов пульсаций на выходе и входе;
- максимальный рабочий ток, при котором отсутствует насыщение магнитопровода дросселя и таким образом сохраняются фильтрующие свойства.

Практический расчет параметров LC-фильтра, который обладает рядом достоинств по отношению к пассивной RC-цепи [64], сводится к выбору частоты среза в функции периода коммутации T_s и заданного коэффициента сглаживания. Численное значение ω_c должно быть не менее чем в 9 раз ниже частоты переключения полупроводниковых ключей АИН для достижения требуемой величины ослабления высокочастотных пульсаций на уровне -40 дБ, а соотношение индуктивности и ёмкости выбирается исходя из допустимой амплитуды ШИМ компоненты в токе дросселя.

При работе РСГ в качестве источника тока и подключении к централизованной системе электроснабжения, выбор элементов силового индуктивно-емкостного фильтра необходимо производить с учетом параметров распределительной линии, что приводит к LCL-конфигурации силовой схемы [89], изображенной на рисунке 1.10. Как показано в [14], при данной топологии имеют место резонанс тока и напряжения, которые необходимо учитывать при определении ω_c и рабочего диапазона частот. Конкретные величины параметров силового дросселя и конденсатора выбираются по такой же методике, что и в предыдущем случае, причем индуктивность является доминирующей по отношению к емкости в силу функционирования в режиме регулируемого источника тока, пульсации которого должны быть сведены к минимуму.

1.4 Возобновляемые источники электрической энергии

Одной из современных тенденций развития отечественного и мирового энергетического комплекса является увеличение доли производства электрической энергии за счет использования возобновляемых источников энергии, к числу которых относятся солнечное излучение, сила ветра, морские приливы и т. д. [6], которые характеризуются непостоянством и случайным характером периодов генерации, зависящих, например, от времени суток [87].

Так, например, наиболее распространённым типом данного рода преобразователей энергии являются солнечные фотоэлектрические панели, применяемые для электропитания жилищных строений, освещения городской инфраструктуры, в установках для заряда аккумуляторов электромобилей и т. д. [19, 72], что объясняется низкими эксплуатационными затратами, бесшумной работой по причине отсутствия в конструкции движущихся узлов, большим сроком службы и т. д. [65]. Однако, несмотря на вышеперечисленные достоинства, производительность системы солнечной генерации во многом определяется временем года и текущими атмосферными условиями, плохим гармоническим составом вырабатываемой электрической энергии, сложностью интеграции в централизованную распределительную систему электроснабжения.

тельную сеть, а также стохастическим характером процессов преобразования вследствие полного или частичного затемнения рабочей поверхности [93]. Кроме того, по сравнению с традиционными невозобновляемыми энергоресурсами требуется дорогостоящее электротехническое оборудование в совокупности со специальными алгоритмами управления, например, слежения за точкой максимальной мощности [41, 47].

Еще одной отличительной особенностью использования солнечной энергии применительно к жилищному сектору является тот факт, что в вечернее время уровень потребляемой мощности существенно возрастает по отношению к светлomu времени суток, в течение которого происходит процесс генерации, что требует обязательного подключения к централизованной системе электроснабжения или наличие специальных накопителей энергии, сравнительный анализ которых будет выполнен в следующем разделе 1.5 [15].

Далее остановимся более подробно на практическом использовании энергии ветра, которая еще много веков назад применялась в парусном флоте, при измельчении зерна, подачи воды и др. В настоящее время ветроэнергетические установки, представляющие собой турбину с синхронным генератором или асинхронной электрической машиной с контактными кольцами [32], конструктивно реализуются по кинематической схеме с горизонтальной и вертикальной осью вращения и являются одним из основных источников электроэнергии низкого класса напряжений [7].

Основное преимущество вертикального расположения турбины заключается в отсутствии необходимости принудительной подстройки и слежения за направлением ветра, а также в принципиальной возможности размещения всего комплекса электротехнического оборудования на поверхности земли, что облегчает его эксплуатацию, удешевляет ремонтно-восстановительные работы и увеличивает прочностные характеристики всей установки в целом. Однако, как показывает практический опыт эксплуатации данного типа компоновки, ее наибольшая эффективность достигается при больших высотах монтажа лопастей, причем с ростом их количества происходит уменьшение угловой скорости из-за эффекта тур-

булентности и, как следствие, увеличение габаритных размеров асинхронной или синхронной электрической машины [2]. По этой причине почти все современные ветрогенераторы используют горизонтальную ось вращения и небольшое число лопаток рабочего колеса, как правило, не превышающее значение 3-4, которые в процессе работы направлены по отношению к потоку ветра, как с фронтальной, так и с тыльной стороны.

Другим перспективным типом возобновляемых источников энергии являются приливные установки, которые во время подъема (прилив) и снижения (отлив) уровня моря [37], вызванных центробежным ускорением Земли вследствие вращения Луны и Солнца, вырабатывают электрическую энергию большой мощности. Так, например, приблизительная оценка доли океанских приливов в общем объеме суммарного количества всех мировых энергетических ресурсов составляет примерно 3,7 ТВт, однако в силу высокой плотности морской воды данный способ генерации является достаточно дорогостоящим [49].

1.5 Накопители электрической энергии

Как указывалось в предыдущей части пояснительной записки, суточный график нагрузки в РСГ описывается в классе сложных нелинейных стохастических функций, что приводит к необходимости применения специальных устройств аккумуляции электрической энергии, позволяющих согласовать значительные неравномерности ее производства и потребления в различные периоды суток и времени года [17, 38, 87]. На практике, как правило, в качестве данного типа функционального элемента системы электропитания автономных объектов используются литий-ионные аккумуляторы, в которых катод изготавливается из оксида лития, анодом служит графитовый углерод, а в качестве электролита выступает органическая жидкость на основе соли LiPF_6 . Широкое применение данного типа электрохимических накопителей объясняется их незначительной начальной стоимостью и высоким коэффициентом полезного действия при работе в режиме стандартного цикла “разряда–заряда” [92]. В свою очередь технический

ресурс литий-ионной батареи во многом определяется числом и глубиной разряда, а для ее управления необходимы специализированные микропроцессорные средства. В целях снижения стоимости, в качестве ее аналога может выступать свинцово-кислотный аккумулятор, у которого катодом и анодом служат оксид свинца PbO_2 и непосредственно свинцовый стержень соответственно, связанные между собой через электролитический раствор на основе серной кислоты.

Накопители механического принципа действия базируются на преобразовании электрической энергии в кинетическую при помощи приведения во вращательное движение больших маховых масс [17], благодаря чему достигается высокий коэффициент полезного действия в совокупности с длительным сроком эксплуатации и низкими расходами при техническом обслуживании [62].

Помимо этого, в ряде стран применяются гидроаккумулирующие станции [11], позволяющие аккумулировать большое количество энергии на длительный срок, однако при этом они занимают большую площадь, требуют значительных капитальных и временных затрат при строительстве, а также ограничены в выборе места рельефом местности и географическими условиями.

Гравитационный, или иначе твердотельный накопитель энергии представляет собой новое техническое устройство в области систем возобновляемой генерации [71], базовые принципы которой основываются на первоначальном преобразовании электрической энергии в потенциальную за счёт вертикального подъёма массивных грузов, и ее последующую отдачу при спуске в моменты пиковой нагрузки на энергосистему. Данная технология по сравнению с наиболее часто применяемыми на практике гидроаккумулирующими станциями обладает рядом конкурентоспособных преимуществ, к числу которых относятся:

- низкие первоначальные инвестиционные и дальнейшие финансовые затраты на обслуживание;
- возможность строительства на любой равнинной местности или встраивание в отработанные шахтные стволы;
- коэффициент полезного действия стандартного цикла составляет не менее 80 %;

- безопасная эксплуатация и экологическая чистота в процессе работы;
- устойчивость конструкции к сейсмическим и ветровым нагрузкам.

Более полный сравнительный анализ различных технических средств накопления и хранения электрической энергии в составе РСГ приведен в обзорной статье [101].

Вывод по главе

На основании представленных в данной главе результатов анализа принципа действия и конструктивного исполнения основных функциональных элементов РСГ можно сделать следующие выводы:

1. При существующем в настоящее время широком многообразии различного рода вариантов построения силовой схемы АИН, инвертор с четвертой стойкой в трехфазных системах электропитания с нулевым проводом обладает рядом преимуществ по отношению к топологии со средней точкой звена постоянного тока, достигаемых за счет более гибкого формирования выходного напряжения вследствие большего количества разрешенных состояний выхода.

2. В зависимости от класса решаемых задач и параметров силовых полупроводниковых модулей АИН, ШИМ законы коммутации позволяют обеспечить желаемые энергетические характеристики, включая селективное подавление выборочных пульсаций во всем диапазоне рабочих напряжений и токов.

3. Для снижения мультигармонической составляющей в напряжениях на выходе инвертора устанавливается силовой LC-фильтр, при расчете параметров которого в режиме источника тока необходимо также учитывать индуктивность распределительной сети.

4. Применение возобновляемых источников энергии, таких как, солнечные фотоэлектрические панели или ветрогенераторы, позволяет существенно снизить топливную составляющую в общей себестоимости вырабатываемой электрической энергии переменного тока, достовляемой конечному потребителю,

причем в силу существенного отличия временных интервалов процессов производства и потребления, в составе РСГ должны быть предусмотрены специализированные накопители, например, литий-ионные и свинцово-кислотные аккумуляторные батареи, при производстве которых используются токсичные материалы, либо более экологичные кинетические, гидравлические или гравитационные устройства.

ГЛАВА 2 МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТРЕХФАЗНЫХ СИСТЕМ ГЕНЕРАЦИИ С ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ

2.1 Векторно-матричная модель трехфазной автономной системы электропитания в координатах состояния d, q

Для получения векторно-матричной модели РСГ с силовым инвертором и LC-фильтром в пространстве состояний [21, 29, 39], предназначенной для генерирования электрической энергии с желаемым качеством, приняты следующие основные допущения:

- все силовые ключи изменяют свое состояние мгновенно и являются идеальными элементами с точки зрения потерь;
- параметры РСГ являются постоянными величинами и не зависят от режима работы трехфазной системы электропитания;
- частота коммутации полупроводниковых приборов АИН намного выше, чем аналогичный параметр генерируемого напряжения;
- внутреннее сопротивление силовых конденсаторов в LC-фильтре и звена постоянного тока, напряжение которого постоянно и неизменно во времени, пренебрежительно мало.

Как видно из рисунка 2.1, для уменьшения амплитудных значений пульсации тока i_N , протекающего между средней точкой четвертой стойки и трехфазной нагрузкой, в электрическую цепь включен ограничивающий дроссель с индуктивностью L_N и активным сопротивлением R_N . На основании первого и второго закона Кирхгофа математическая модель РСГ в пространстве состояний может быть представлена как [95, 98]

$$\begin{cases} L_f \frac{d\mathbf{i}_{UWV}}{dt} = u_{dc} \mathbf{S}_{UWV} - R_f \mathbf{i}_{UWV} - \mathbf{u}_{ABC} + L_N \frac{d\mathbf{i}_N}{dt} + R_N \mathbf{i}_N, \\ C_f \frac{d\mathbf{u}_{ABC}}{dt} = \mathbf{i}_{UWV} - \mathbf{i}_{ABC}, \end{cases} \quad (2.1)$$

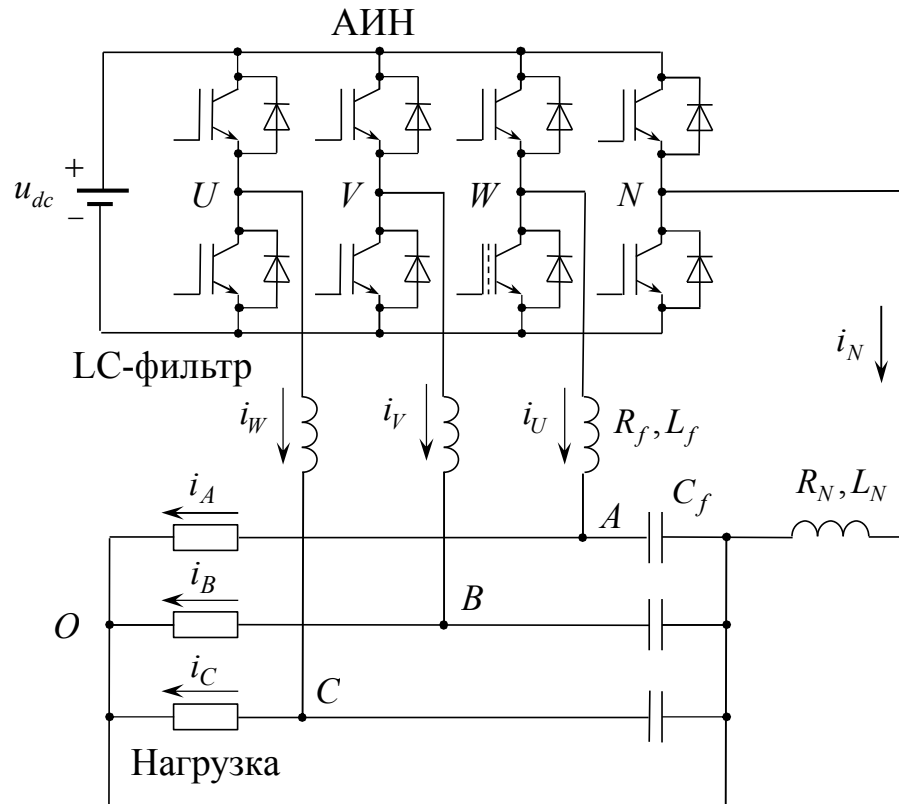


Рисунок 2.1 – Упрощенная функциональная схема автономной системы электропитания с силовым LC-фильтром и нулевым проводом

$$i_N = - \sum_{j=U,V,W} i_j, \quad (2.2)$$

где R_f, L_f, C_f – активное сопротивление, индуктивность и емкость LC-фильтра соответственно; \mathbf{u}_{ABC} – алгебраический вектор-столбец трехфазного напряжения нагрузки

$$\mathbf{u}_{ABC} = [u_A \quad u_B \quad u_C]^T,$$

$\mathbf{i}_{UVW}, \mathbf{i}_{ABC}, \mathbf{i}_N$ – алгебраические векторы-столбцы токов инвертора, нагрузки и нейтрали соответственно

$$\mathbf{i}_{UVW} = [i_U \quad i_V \quad i_W]^T, \quad \mathbf{i}_{ABC} = [i_A \quad i_B \quad i_C]^T, \quad \mathbf{i}_N = [i_N \quad i_N \quad i_N]^T;$$

здесь T – символ матричного транспонирования;

\mathbf{S}_{UVW} – алгебраический вектор-столбец переключающих функций инвертора с четвертой стойкой

$$\mathbf{S}_{UVW} = \begin{bmatrix} s_U - s_N \\ s_V - s_N \\ s_W - s_N \end{bmatrix},$$

здесь s_U, s_V, s_W, s_N – функции переключения, принимающие значение 1 при включении и 0 при закрытии силового ключа, т. е. данная топология имеет 16 разрешенных комбинаций выходного напряжения.

Подставив правую часть (2.2) в дифференциальное уравнение (2.1), получаем

$$\begin{cases} u_{dc} \mathbf{S}_{ABC} - \mathbf{u}_{ABC} = \mathbf{L}_{ABC} p \mathbf{i}_{UVW} + \mathbf{R}_{ABC} \mathbf{i}_{UVW}, \\ C_f p \mathbf{u}_{ABC} = \mathbf{i}_{UVW} - \mathbf{i}_{ABC}, \end{cases} \quad (2.3)$$

где p – оператор дифференцирования; $\mathbf{L}_{ABC}, \mathbf{R}_{ABC}$ – симметрические (симметричные) матрицы индуктивностей и активных сопротивлений трехфазной четырехпроводной РСГ

$$\mathbf{L}_{ABC} = \begin{bmatrix} L_f + L_N & L_N & L_N \\ L_N & L_f + L_N & L_N \\ L_N & L_N & L_f + L_N \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_{ABC} = \begin{bmatrix} R_f + R_N & R_N & R_N \\ R_N & R_f + R_N & R_N \\ R_N & R_N & R_f + R_N \end{bmatrix}.$$

Система векторно-матричных уравнений (2.1)–(2.3) полностью, с учетом принятых выше допущений, описывает математическую модель РСГ в трехфазной системе координат A, B, C , для упрощения которой осуществим переход в координаты состояния α, β, o используя ортогональную матрицу Е. Clarke следующего вида [24, 25, 77, 94]:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta o} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

После умножения обеих частей уравнения (2.3) слева на ортогональную матрицу $\mathbf{T}_{\alpha\beta o}$ вида (2.4) с использованием единичной матрицы \mathbf{E} размерностью $\dim 3 \times 3$, представленную в виде $\mathbf{E} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o}^{-1} \mathbf{T}_{\alpha\beta o} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o}^T \mathbf{T}_{\alpha\beta o}$, получаем:

$$\begin{cases} u_{dc} \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{S}_{UWV} - \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{u}_{ABC} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{L}_{ABC} p(\mathbf{T}_{\alpha\beta o}^{-1} \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{i}_{UWV}) + \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{R}_{ABC} (\mathbf{T}_{\alpha\beta o}^{-1} \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{i}_{UWV}), \\ C_f \mathbf{T}_{\alpha\beta o} p(\mathbf{T}_{\alpha\beta o}^{-1} \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{u}_{ABC}) = \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{i}_{UWV} - \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{i}_{ABC}, \end{cases}$$

где $\mathbf{T}_{\alpha\beta o}^{-1}$ – обратная матрица преобразования Е. Clarke в базис фазных переменных

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta o}^{-1} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}.$$

После выполнения необходимых математических операций, векторно-матричная модель РСГ в координатах состояния α, β, o принимает вид

$$\begin{cases} u_{dc} \mathbf{S}_{\alpha\beta o} - \mathbf{u}_{\alpha\beta o} = \mathbf{L}_{\alpha\beta o} p \mathbf{i}_{I\alpha\beta o} + \mathbf{R}_{\alpha\beta o} \mathbf{i}_{I\alpha\beta o}, \\ C_f p \mathbf{u}_{\alpha\beta o} = \mathbf{i}_{I\alpha\beta o} - \mathbf{i}_{\alpha\beta o}, \end{cases} \quad (2.5)$$

где $\mathbf{L}_{\alpha\beta o}$, $\mathbf{R}_{\alpha\beta o}$ – симметричные матрицы индуктивностей и активных сопротивлений, которые после ортогонального преобразования Е. Clarke становятся диагональными

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta o} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{L}_{ABC} \mathbf{T}_{\alpha\beta o}^{-1} = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_f + 3L_N \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_{\alpha\beta o} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{R}_{ABC} \mathbf{T}_{\alpha\beta o}^{-1} = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f + 3R_N \end{bmatrix};$$

$\mathbf{i}_{I\alpha\beta o}$, $\mathbf{i}_{\alpha\beta o}$ – алгебраические векторы-столбцы токов инвертора и нагрузки соответственно

$$\mathbf{i}_{I\alpha\beta o} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{i}_{UVW} = [i_{I\alpha} \quad i_{I\beta} \quad i_{Io}]^T, \quad \mathbf{i}_{\alpha\beta o} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{i}_{ABC} = [i_{\alpha} \quad i_{\beta} \quad i_o]^T;$$

$\mathbf{S}_{\alpha\beta o} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{S}_{UWV}$ – алгебраический вектор переключающих функций после преобразования Е. Clarke.

Для перехода в d, q, o координаты состояния, также как и в предыдущем случае, представим с учетом единичной матрицы

$$\mathbf{E} = \mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u) \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) = \mathbf{T}_{dqo}^T(\gamma_u) \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u),$$

векторно-матричную систему дифференциальных уравнений (2.5) как:

$$\begin{cases} u_{dc} \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \mathbf{S}_{\alpha\beta o} - \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \mathbf{u}_{\alpha\beta o} = \\ = \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \mathbf{L}_{\alpha\beta o} \mathbf{E} \frac{d}{dt} (\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u) \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \mathbf{i}_{I\alpha\beta o}) + \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \mathbf{R}_{\alpha\beta o} (\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u) \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \mathbf{i}_{I\alpha\beta o}), \\ C_f \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \frac{d}{dt} (\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u) \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \mathbf{u}_{\alpha\beta o}) = \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \mathbf{i}_{I\alpha\beta o} - \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \mathbf{i}_{\alpha\beta o}, \end{cases}$$

где $\mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u)$ – ортогональная матрица поворота плоскости α, β на угол γ_u относительно оси аппликат o трехмерного пространства

$$\mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) = \begin{bmatrix} \cos \gamma_u & \sin \gamma_u & 0 \\ -\sin \gamma_u & \cos \gamma_u & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Далее, воспользовавшись формулой [24]

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u)\mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u)\mathbf{x}_{\alpha\beta o}) = \frac{d}{dt}(\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u)\mathbf{x}_{dqo}) = \mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u)\frac{d\mathbf{x}_{dqo}}{dt} + \frac{d\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u)}{dt}\mathbf{x}_{dqo},$$

здесь \mathbf{x}_{dqo} – алгебраический вектор трехфазных переменных в синхронно-вращающейся системе координат d, q, o ,

или иначе с учетом того, что

$$\frac{d\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u)}{dt} = -\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u)\frac{d\mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u)}{dt}\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u) = -\frac{d\gamma_u}{dt} \begin{bmatrix} \sin \gamma_u & \cos \gamma_u & 0 \\ -\cos \gamma_u & \sin \gamma_u & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

становится справедливым

$$\mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u)\frac{d}{dt}(\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u)\mathbf{x}_{dqo}) = \frac{d\mathbf{x}_{dqo}}{dt} + \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u)\frac{d\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u)}{dt}\mathbf{x}_{dqo} = \frac{d\mathbf{x}_{dqo}}{dt} + \omega_u \mathbf{D}\mathbf{x}_{dqo},$$

где $\omega_u = \frac{d\gamma_u}{dt}$ – угловая скорость вращения двумерного подпространства d, q

относительно третьей оси o ; \mathbf{D} – вырожденная кососимметрическая матрица поворота вектора на плоскости α, β трехмерного линейного пространства в положительном направлении на электрический угол $\pi/2$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

В итоге, после выполнения необходимых математических операций окончательно получаем следующую математическую модель РСГ в координатах состояния d, q, o

$$\begin{cases} u_{dc}\mathbf{S}_{dqo} - \mathbf{u}_{dqo} = \mathbf{L}_{dqo}\frac{d}{dt}\mathbf{i}_{Idqo} + \omega_u\mathbf{L}_{dqo}\mathbf{D}\mathbf{i}_{Idqo} + \mathbf{R}_{dqo}\mathbf{i}_{Idqo}, \\ C_f\frac{d}{dt}\mathbf{u}_{dqo} - \omega_u C_f \mathbf{D}\mathbf{u}_{dqo} = \mathbf{i}_{Idqo} - \mathbf{i}_{dqo}, \end{cases} \quad (2.7)$$

здесь $\mathbf{R}_{dqo}, \mathbf{L}_{dqo}$ – диагональные матрицы активных сопротивлений и индуктивностей дросселей в четырехпроводной силовой цепи РСГ соответственно

$$\mathbf{R}_{dqo} = \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \mathbf{R}_{\alpha\beta o} \mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u) = \mathbf{R}_{\alpha\beta o},$$

$$\mathbf{L}_{dqo} = \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \mathbf{L}_{\alpha\beta o} \mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\gamma_u) = \mathbf{L}_{\alpha\beta o},$$

$\mathbf{u}_{dqo}, \mathbf{i}_{Idqo}, \mathbf{i}_{dqo}$ – алгебраические векторы напряжения, а также токов инвертора и трехфазной нагрузки

$$\mathbf{x}_{dqo} = \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \mathbf{x}_{\alpha\beta o}.$$

Полученная в данном разделе векторно-матричная система дифференциальных уравнений (2.7) полностью описывает динамику трехфазной системы генерации электрической энергии переменного тока и является базовой для последующего построения управляющего устройства.

2.2 Алгоритмы управления автономными трехфазными четырехпроводными системами электропитания

Традиционный подход к синтезу алгоритмов управления РСГ в режимах питания автономных четырехпроводных объектов реализуется в рамках САУ с последовательной коррекцией, которая состоит из внутреннего быстродействующего контура регулирования выходных токов инвертора с компенсацией сигнальных возмущений и перекрестных связей между каналами, а также внешнего по отношению к нему контура регулирования трехфазных напряжений на силовом конденсаторе выходного LC-фильтра, темпы движений в которых разнесены по полосе пропускания. К достоинствам данного способа структурного построения системы управления с использованием различных координат состояния α, β, o или d, q, o можно отнести достаточно простую аналитическую процедуру определения передаточной функции и расчёта параметров регуляторов, возможность ограничения максимальных значений промежуточных переменных, несложность настройки и т. д. [29]. В зависимости от конкретных требований, предъявляемых к

качеству генерируемой электрической энергии и динамическим показателям во временной и частотной областях, в настоящее время используется большое многообразие различного рода дискретных и непрерывных законов формирования управляющих воздействий [44]. Далее, остановимся более подробно на некоторых из них, а именно типовых линейных регуляторах, методе на основе прогнозирующей модели и интеллектуальном управлении.

2.2.1 Линейные законы управления распределённой системой генерирования

Для достижения астатического регулирования выхода линейного объекта одновременно по управляющему и возмущающему воздействию в технических системах различного функционального назначения применяется ПИ-структура последовательного корректирующего устройства [29, 46, 60], состоящая из параллельного соединения типовых пропорционального и интегрирующего звена

$$W_{\text{пи}}(p) = k_{\text{п}} + \frac{k_{\text{и}}}{p} = \frac{k_{\text{п}}p + k_{\text{и}}}{p}, \quad (2.8)$$

где $k_{\text{п}}, k_{\text{и}}$ – коэффициенты передачи пропорциональной и интегральной составляющей соответственно,

что иллюстрирует рисунок 2.2, на котором используются следующие обозначения: v – задающий сигнал; y – выходная переменная; u – скалярное управление.

АЧХ ПИ-регулятора в логарифмическом масштабе характеризуется ординатой $L(\omega)$ при $\omega = 1 \text{ с}^{-1}$ и частотой сопряжения $\omega_{\text{сопр}} = k_{\text{и}}k_{\text{п}}^{-1}$, на которой происходит соединение двух асимптотических прямых с наклонами -20 дБ/дек и 0 дБ/дек , причем на первом участке динамические свойства определяются вторым членом $k_{\text{и}}p^{-1}$ правой части (2.8), а после изменения наклона только пропорциональной компонентой [28]. При этом, как нетрудно заметить, при нулевой частоте имеет место $L(\omega) \rightarrow \infty$, благодаря чему достигается нулевая статическая ошибка регулирования.

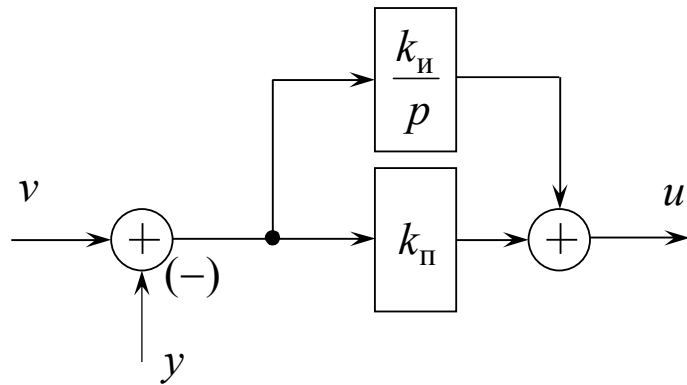


Рисунок 2.2 – Структурная схема ПИ-регулятора

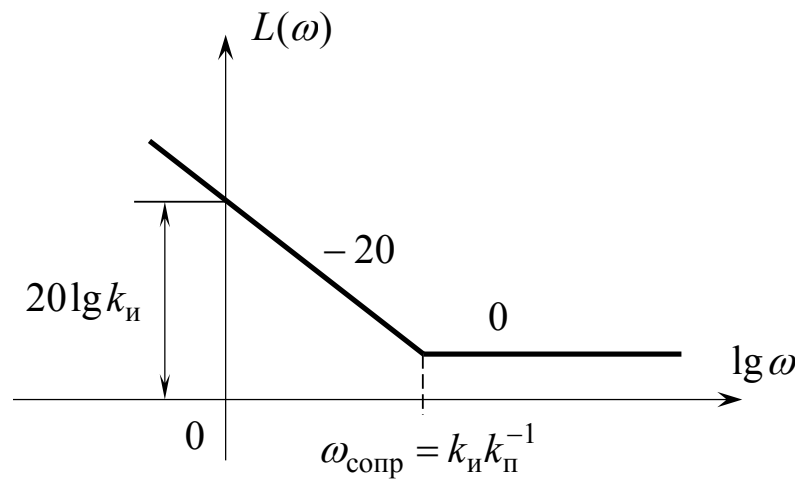


Рисунок 2.3 – АЧХ ПИ-регулятора в логарифмическом масштабе

В заключение необходимо отметить, что для увеличения запасов устойчивости РСГ традиционный ПИ-регулятор может дополняться дифференцирующей составляющей [50], которая, однако, снижает помехоустойчивость всей системы электропитания в целом.

Для уменьшения вычислительной нагрузки на микропроцессорное управляющее устройство представляется возможным отказаться от перехода во вращающуюся систему координат d, q, o и организовать систему управления в неподвижном базисе фазных переменных A, B, C или после преобразования Е. Clarke в координатах состояния α, β, o [53]. В случае наличия мультигармонической ошибки регулирования И-составляющая закона управления принципиально не обеспечивает астатическое регулирование выхода, однако при использовании ее аналога в частотной области, заданного в виде следующей передаточной функции [73]

$$W_p(p) = \frac{2k_p p}{p^2 + \omega_p^2}, \quad (2.9)$$

где k_p – коэффициент передачи, связанный с аналогичным параметром И-компоненты в (2.8) на основании равенства

$$k_p = 2k_i;$$

$\omega_p = 100\pi$ – основная гармоника генерируемого трехфазного напряжения на выходе автономного инвертора,

представляется возможным реализовать бесконечно большой коэффициент передачи заданной частоте.

Главным достоинством передаточной функции (2.9), структурная схема которой представлена на рисунке 2.4, является возможность построения системы управления РСГ без каких-либо координатных преобразований трехфазных токов или напряжений, а к основному недостатку можно отнести сложность программного кода при технической реализации на базе цифрового сигнального процессора DSP.

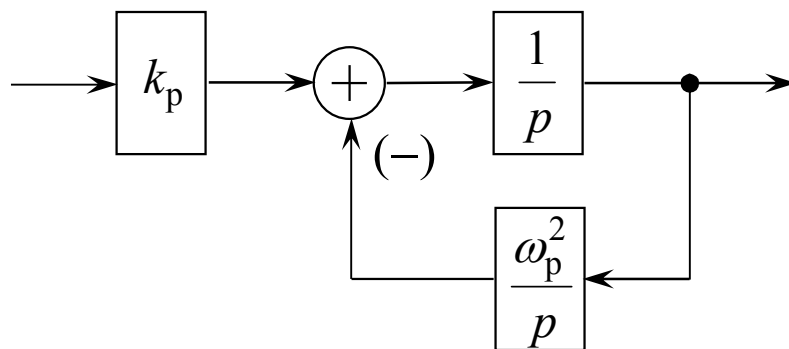


Рисунок 2.4 – Структурная схема резонансной ветви регулятора

2.2.2 Управление автономным инвертором напряжения на основе прогнозирующей модели

Алгоритмический принцип синтеза САУ на основе ПМ, разработанный в конце 70-х годов прошлого века, довольно быстро нашёл свое практическое применение в различных технических системах благодаря тому, что управляющее воздействие вычисляется в режиме реального времени на основе пошаговой оптимизации некоторой заданной целевой функции. Все алгоритмы в рамках данного подхода различаются между собой конкретным видом математического описания процессов, критерием качества, а также способами решения оптимальной задачи управления [99].

В рамках базовых принципов метода, последовательность расчета управляющих воздействий состоит из следующих основных пунктов [1]:

1. построение достоверного прогноза текущих значений выходных переменных на p шагов вперёд с помощью предполагаемого закона формирования вектора управлений на следующих m шагах и оценки текущего состояния объекта, которая определяется с помощью соответствующего наблюдателя;
2. подстановка полученной математической модели процесса в показатель качества с последующей его оптимизацией для нахождения оптимальной траектории движения вектора состояния;
3. формирование первого шага управляющего воздействия на основании полученной информации о планируемом движении изображающей точки САУ.

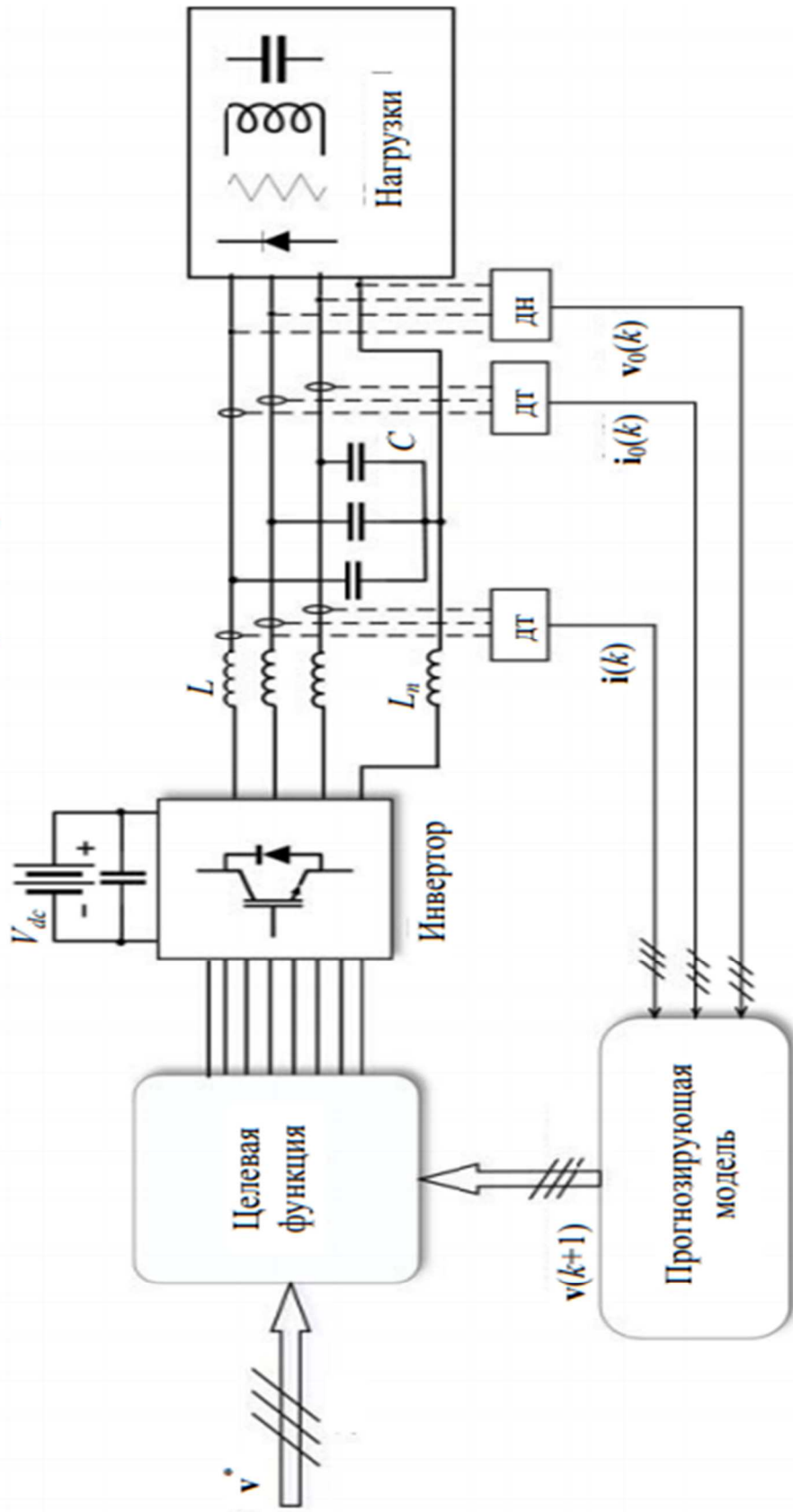


Рисунок 2.5 – Функциональная схема РСГ при управлении АИН на основе ПИМ

Как показывает опыт эксплуатации РСГ, практическое использование данного закона имеет ряд преимуществ по отношению к традиционным алгоритмам, а именно более высокое быстродействие, достаточно простое ограничение области допустимых управлений, возможность работы с нелинейными объектами и т. д. При этом отличительной особенностью технической реализации автономных систем электропитания, построенных в соответствии с ПМ и изображенной на рисунке 2.5, является изменяющаяся во времени частота коммутации АИН, величина которой ограничена временем выборки.

2.2.3 Управление на основании нейронной сети

Нейронная сеть представляет собой самообучающуюся интеллектуальную систему соединённых и взаимодействующих между собой простых процессоров или иначе искусственных нейронов, которые посылают друг другу периодические сигналы. Несмотря на относительно несложную структуру, нейронные сети способны решать довольно сложные практические задачи [3], т. к. в их основу положено нечеткое управление, заключающееся в применении в технической среде человеческих знаний [54].

Нейронные сети не имеют фиксированной конфигурации в силу возможности самостоятельного обучения, заключающегося в нахождении коэффициентов связи между нейронами, что является их главным преимуществом перед традиционными методами синтеза САУ. В процессе самонастройки система способна выявлять сложные зависимости между входом и выходом с последующим их обобщением, что в конечном итоге позволяет получить корректный результат при отсутствии полной информации о текущем состоянии объекта или наличии “зашумленных”, либо частично искаженных данных [35].

В отличие от законов нечеткой логики, в рамках которой эксперт задает последовательность действий при настройке регулятора в терминах лингвистических переменных, в нейронной сети отсутствует необходимость в данном этапе синтеза по причине самообучения [8].

К недостаткам нейронной сети в РСГ можно отнести неудовлетворительное качество генерируемых трехфазных напряжений в условиях действия параметрических возмущений (нестационарности), настройку только под конкретного потребителя электрической энергии, что делает невозможным ее применение в случае других нагрузок, а также сложность структуры алгоритма управления из-за наличия большого количества связей между процессорами. В тоже время непрерывное улучшение технических характеристик и производительности сигнальных цифровых процессоров DSP позволят в ближайшее время обеспечить более широкое практическое внедрение данного метода синтеза в РСГ.

ГЛАВА 3 СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЕМ В ГИПЕРКОМПЛЕКСНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

3.1 Основные положения алгебры кватернионов

Расширение функции комплексной переменной на четырехмерное гиперкомплексное пространство привело к появлению в 1843 г. математического аппарата алгебры кватернионов [57], представляющего собой специальное число в виде суммы скалярной (вещественной) $\text{scal}\Lambda = \lambda_0 \circ 1$ и векторной (мнимой) $\text{vect}\Lambda = \lambda_1 \circ \mathbf{q}_1 + \lambda_2 \circ \mathbf{q}_2 + \lambda_3 \circ \mathbf{q}_3$ составляющих

$$\Lambda = \lambda_0 \circ 1 + \lambda_1 \circ \mathbf{q}_1 + \lambda_2 \circ \mathbf{q}_2 + \lambda_3 \circ \mathbf{q}_3,$$

здесь $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ – действительные коэффициенты; $\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \mathbf{q}_3$ – мнимые единицы, которые совместно с вещественной выступают в качестве базисных орт четырехмерного гиперкомплексного пространства \mathbf{H} и связаны между собой на основании некоммутативных правил произведения, представленных в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Правила перемножения единиц кватерниона

\	1	\mathbf{q}_1	\mathbf{q}_2	\mathbf{q}_3
1	1	\mathbf{q}_1	\mathbf{q}_2	\mathbf{q}_3
\mathbf{q}_1	\mathbf{q}_1	-1	\mathbf{q}_3	$-\mathbf{q}_2$
\mathbf{q}_2	\mathbf{q}_2	$-\mathbf{q}_3$	-1	\mathbf{q}_1
\mathbf{q}_3	\mathbf{q}_3	\mathbf{q}_2	$-\mathbf{q}_1$	-1

В качестве графической иллюстрации табличной формы 3.1, на рисунке 3.1. изображена круговая диаграмма, в соответствии с которой положительная

третья мнимая единица получается при движении по часовой стрелке и с отрицательным знаком в случае обратного направления.

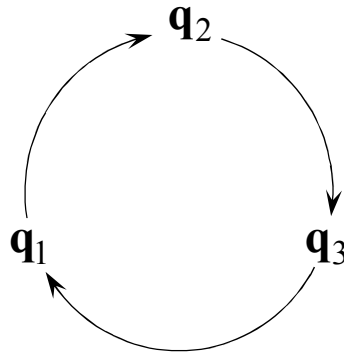


Рисунок 3.1 – Геометрическая интерпретации произведения трех мнимых единиц

Сложение и вычитание двух произвольных кватернионов [16]

$$\Lambda_1 = \lambda_{01} \circ 1 + \lambda_{11} \circ \mathbf{q}_1 + \lambda_{21} \circ \mathbf{q}_2 + \lambda_{31} \circ \mathbf{q}_3,$$

$$\Lambda_2 = \lambda_{02} \circ 1 + \lambda_{12} \circ \mathbf{q}_1 + \lambda_{22} \circ \mathbf{q}_2 + \lambda_{32} \circ \mathbf{q}_3,$$

подчиняется равенству

$$\Lambda_1 \pm \Lambda_2 = (\lambda_{01} \pm \lambda_{02}) \circ 1 + (\lambda_{11} \pm \lambda_{12}) \circ \mathbf{q}_1 + (\lambda_{21} \pm \lambda_{22}) \circ \mathbf{q}_2 + (\lambda_{31} \pm \lambda_{32}) \circ \mathbf{q}_3$$

а в соответствии с таблицей Т.3.1 результат произведения имеет вид [25]

$$\Lambda_1 \circ \Lambda_2 = -(\lambda_{11}\lambda_{12} + \lambda_{21}\lambda_{22} + \lambda_{31}\lambda_{32}) + \det \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1 & \mathbf{q}_2 & \mathbf{q}_3 \\ \lambda_{11} & \lambda_{21} & \lambda_{31} \\ \lambda_{12} & \lambda_{22} & \lambda_{32} \end{bmatrix},$$

причем перемена мест сомножителей не оказывает никакого влияния на скалярную часть и меняет знак у векторной компоненты [12]

$$\text{scal}(\Lambda_1 \circ \Lambda_2) = \text{scal}(\Lambda_2 \circ \Lambda_1), \quad \text{vect}(\Lambda_1 \circ \Lambda_2) = -\text{vect}(\Lambda_2 \circ \Lambda_1).$$

Алгебра кватернионов относится к алгебре с делением, в которой применяется обратный кватернион [4]

$$\Lambda^{-1} = \frac{\widehat{\Lambda}}{\|\Lambda\|} = \frac{\widehat{\Lambda}}{|\Lambda|^2},$$

здесь $\widehat{\Lambda}$ – сопряженный кватернион

$$\widehat{\Lambda} = \text{scal}\Lambda - \text{vect}\Lambda = \lambda_0 \circ 1 - \lambda_1 \circ \mathbf{q}_1 - \lambda_2 \circ \mathbf{q}_2 - \lambda_3 \circ \mathbf{q}_3;$$

$\|\Lambda\|$, $|\Lambda|$ – норма и модуль, связанные между собой на основании равенства

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

3.2 Координатные преобразования трехфазных переменных в четырехмерном гиперкомплексном пространстве \mathbb{H}

Одним из наиболее распространенных подходов к упрощению исходного математического описания трехфазных систем переменного тока различного функционального назначения является переход к новому ортонормированному базису, который в зависимости от класса решаемых задач позволяет осуществить диагонализацию матрицы параметров объекта и, таким образом, обеспечить автономность каналов управления за счет компенсации перекрестных связей, более просто учесть нелинейный характер электромагнитных процессов в электрической цепи, обеспечить астатическое регулирование выхода и т. д. [23, 24]. Применительно к данному диссертационному исследованию, структурная организация управляющего устройства РСГ в d, q, o координатах состояния позволяет исключить амплитудную ошибку в генерируемых трехфазных напряжениях при помощи использования интегральной составляющей в законе управления.

Как указывалось во вводной части пояснительной записки, в настоящее время большое количество современных трехфазных систем переменного тока с устройствами силовой электроники строятся в преобразованном базисе, получаемом после вращения исходной системы координат A, B, C на некоторый угол относительно неподвижной эйлеровой оси [24]. В наиболее общем случае угловое движение может быть описано с помощью соответствующей квадратной матрицы размерностью $\dim 3 \times 3$ с 9-ю направляющими косинусами $a_{11} \dots a_{33}$ [22]

$$\mathbf{x}_{123} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{123} \mathbf{x}_{ABC} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

где x_1, x_2, x_3 – элементы трехмерного алгебраического вектора-столбца \mathbf{x}_{123} после перехода в произвольную систему координат 1,2,3,

которое в силу изоморфизма данной математической операции также можно представить в четырехмерном гиперкомплексном пространстве \mathbf{H} как [18, 25]

$$\mathbf{X}_{123} = \Lambda_{123} \circ \mathbf{X}_{ABC} \circ \Lambda_{123}^{-1} = x_1 \circ \mathbf{q}_1 + x_2 \circ \mathbf{q}_2 + x_3 \circ \mathbf{q}_3, \quad (3.2)$$

где Λ_{123} – кватернион перехода с произвольной нормой $\|\Lambda_{123}\| \neq 1$,

откуда после выполнения необходимых математических операций в соответствии с постулированными правилами произведения мнимых единиц, представленными в ТЗ.1, получаем

$$\begin{aligned} x_1 &= \|\Lambda_{123}\|^{-1} \circ \left((\lambda_0^2 + \lambda_1^2 - \lambda_2^2 - \lambda_3^2)x_A + 2(\lambda_1\lambda_2 - \lambda_0\lambda_3)x_B + 2(\lambda_1\lambda_3 + \lambda_0\lambda_2)x_C \right), \\ x_2 &= \|\Lambda_{123}\|^{-1} \circ \left(2(\lambda_2\lambda_1 + \lambda_0\lambda_3)x_A + (\lambda_0^2 + \lambda_2^2 - \lambda_1^2 - \lambda_3^2)x_B + 2(\lambda_2\lambda_3 - \lambda_0\lambda_1)x_C \right), \\ x_3 &= \|\Lambda_{123}\|^{-1} \circ \left(2(\lambda_3\lambda_1 - \lambda_0\lambda_2)x_A + 2(\lambda_3\lambda_2 + \lambda_0\lambda_1)x_B + (\lambda_0^2 + \lambda_3^2 - \lambda_1^2 - \lambda_2^2)x_C \right). \end{aligned}$$

На основании последних равенств, квадратную матрицу \mathbf{T}_{123} в (3.1) можно представить в функции вещественных коэффициентов Λ_{123} в соответствии со следующей формулой [22, 26]

$$\mathbf{T}_{123} = \|\Lambda_{123}\|^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_0^2 + \lambda_1^2 - \lambda_2^2 - \lambda_3^2 & 2(\lambda_1\lambda_2 - \lambda_0\lambda_3) & 2(\lambda_1\lambda_3 + \lambda_0\lambda_2) \\ 2(\lambda_2\lambda_1 + \lambda_0\lambda_3) & \lambda_0^2 + \lambda_2^2 - \lambda_1^2 - \lambda_3^2 & 2(\lambda_2\lambda_3 - \lambda_0\lambda_1) \\ 2(\lambda_3\lambda_1 - \lambda_0\lambda_2) & 2(\lambda_3\lambda_2 + \lambda_0\lambda_1) & \lambda_0^2 + \lambda_3^2 - \lambda_1^2 - \lambda_2^2 \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

Воспользовавшись следом

$$\text{tr} \mathbf{T}_{123} = a_{11} + a_{22} + a_{33} = \|\Lambda_{123}\|^{-1} (3\lambda_0^2 - \lambda_1^2 - \lambda_2^2 - \lambda_3^2) = \|\Lambda_{123}\|^{-1} (4\lambda_0^2 - \|\Lambda_{123}\|),$$

скалярная часть Λ_{123} вычисляется следующим образом

$$\lambda_0 = \pm |\Lambda_{123}| \frac{\sqrt{\text{tr} \mathbf{T}_{123} + 1}}{2}, \quad (3.4)$$

а из промежуточных выражений

$$a_{32} - a_{23} = \frac{4\lambda_0\lambda_1}{\|\Lambda_{123}\|}, \quad a_{13} - a_{31} = \frac{4\lambda_0\lambda_2}{\|\Lambda_{123}\|}, \quad a_{21} - a_{12} = \frac{4\lambda_0\lambda_3}{\|\Lambda_{123}\|},$$

вещественные коэффициенты при мнимых единицах $\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \mathbf{q}_3$ находятся как [18, 25]

$$\lambda_1 = \pm \|\Lambda_{123}\| \frac{a_{32} - a_{23}}{4\lambda_0} = \pm \|\Lambda_{123}\| \frac{a_{32} - a_{23}}{2\sqrt{\text{tr}\mathbf{T}_{123} + 1}}, \quad (3.5)$$

$$\lambda_2 = \pm \|\Lambda_{123}\| \frac{a_{13} - a_{31}}{4\lambda_0} = \pm \|\Lambda_{123}\| \frac{a_{13} - a_{31}}{2\sqrt{\text{tr}\mathbf{T}_{123} + 1}}, \quad (3.6)$$

$$\lambda_3 = \pm \|\Lambda_{123}\| \frac{a_{21} - a_{12}}{4\lambda_0} = \pm \|\Lambda_{123}\| \frac{a_{21} - a_{12}}{2\sqrt{\text{tr}\mathbf{T}_{123} + 1}}. \quad (3.7)$$

Так, например, применительно к линейному ортогональному преобразованию E. Clarke с матрицей вида (2.4)

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta o} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{x}_{ABC} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

в случае пространственного расположения трехфазных переменных x_A, x_B, x_C в правом ортонормированном базисе гиперкомплексного пространства \mathbf{H} , образованном $\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \mathbf{q}_3$, с совмещением абсциссы с \mathbf{q}_1 , ординаты с \mathbf{q}_2 и направлении аппликаты по \mathbf{q}_3 , равенство (3.2) примет следующий вид

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta o} = \Lambda_{\alpha\beta o} \circ \mathbf{X}_{ABC} \circ \Lambda_{\alpha\beta o}^{-1} = x_\alpha \circ \mathbf{q}_1 + x_\beta \circ \mathbf{q}_2 + x_o \circ \mathbf{q}_3, \quad (3.9)$$

в котором численные значения вещественных коэффициентов $\Lambda_{\alpha\beta o}$ с учетом (3.4)–(3.7) равны [22, 26, 27, 88]

$$\lambda_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2 + \sqrt{2} + \sqrt{3} + \sqrt{6}}{\sqrt{6}}} \approx 0,8805,$$

$$\lambda_1 = \frac{\sqrt{2} + \sqrt{3}}{2\sqrt{6} \cdot \sqrt{\frac{2 + \sqrt{2} + \sqrt{3} + \sqrt{6}}{\sqrt{6}}}} \approx 0,3647,$$

$$\lambda_2 = \frac{-1 - \sqrt{2}}{2\sqrt{6} \cdot \sqrt{\frac{2 + \sqrt{2} + \sqrt{3} + \sqrt{6}}{\sqrt{6}}}} \approx -0,2798,$$

$$\lambda_3 = \frac{1}{2\sqrt{6} \cdot \sqrt{\frac{2 + \sqrt{2} + \sqrt{3} + \sqrt{6}}{\sqrt{6}}}} \approx 0,1159,$$

а преобразованные координаты состояния α, β, o подчиняются выражениям [81]

$$x_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}}(2x_A - x_B - x_C), \quad x_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(x_B - x_C), \quad x_o = \frac{1}{\sqrt{3}}(x_A + x_B + x_C).$$

По аналогии, для d, q, o ортогонального преобразования Р. Н. Park вида (2.6) [83]

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dqo}(\gamma_u) \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix},$$

которому в четырёхмерном гиперкомплексном пространстве \mathbf{H} соответствует поворот плоскости $\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2$ относительно \mathbf{q}_3 на угол γ_u , кватернион вращения с единичной нормой выбирается как [18, 25]

$$\Lambda_{dqo}(\gamma_u) = \cos \frac{\gamma_u}{2} - \sin \frac{\gamma_u}{2} \circ \mathbf{q}_3,$$

откуда

$$\mathbf{X}_{dqo} = \Lambda_{dqo}(\gamma_u) \circ \mathbf{X}_{\alpha\beta o} \circ \Lambda_{dqo}^{-1}(\gamma_u) = x_d \circ \mathbf{q}_1 + x_q \circ \mathbf{q}_2 + x_o \circ \mathbf{q}_3, \quad (3.10)$$

здесь \mathbf{X}_{dqo} – кватернион вида (3.2) с вещественными коэффициентами

$$x_d = x_\alpha \left(\cos^2 \frac{\gamma_u}{2} - \sin^2 \frac{\gamma_u}{2} \right) + 2x_\beta \cos \frac{\gamma_u}{2} \sin \frac{\gamma_u}{2},$$

$$x_q = x_\beta \left(\cos^2 \frac{\gamma_u}{2} - \sin^2 \frac{\gamma_u}{2} \right) - 2x_\alpha \cos \frac{\gamma_u}{2} \sin \frac{\gamma_u}{2},$$

$$x_o = x_o \left(\cos^2 \frac{\gamma_u}{2} + \sin^2 \frac{\gamma_u}{2} \right) = x_o,$$

или после применения тригонометрических формул косинуса и синуса двойного угла

$$\cos \alpha = \cos^2 \frac{\alpha}{2} - \sin^2 \frac{\alpha}{2} = 1 - 2 \sin^2 \frac{\alpha}{2} = 2 \cos^2 \frac{\alpha}{2} - 1, \quad (3.11)$$

$$\sin \alpha = 2 \cos \frac{\alpha}{2} \sin \frac{\alpha}{2}, \quad (3.12)$$

окончательно получаем

$$x_d = x_\alpha \cos \gamma_u + x_\beta \sin \gamma_u, \quad x_q = x_\alpha \sin \gamma_u - x_\beta \cos \gamma_u, \quad x_o = x_o.$$

Векторно-матричная форма записи ортогонального преобразования (3.8) является неединственной. В практических приложениях также используют квадратную матрицу $\mathbf{P}_{\alpha\beta o}$ размерностью $\dim 3 \times 3$, которая отличается от $\mathbf{T}_{\alpha\beta o}$ вида (2.4) наличием постоянного коэффициента k_+ [63]

$$\mathbf{P}_{\alpha\beta o} = k_+ \mathbf{T}_{\alpha\beta o},$$

причем [24]

$$\mathbf{P}_{\alpha\beta o}^{-1} = \frac{2}{3k_+} \mathbf{P}_{\alpha\beta o}^\Gamma.$$

Аналогом $\mathbf{P}_{\alpha\beta o}$ в кватернионном базисе является $\mathbf{\Lambda}_{\alpha\beta o}$ с неединичной нормой, вследствие чего не соблюдается условие инвариантности скалярных частей гиперкомплексного числа после выполненного координатного перехода. Для численного расчета по формулам (3.4)–(3.7) вещественных коэффициентов $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ необходимо знать величину модуля $|\mathbf{\Lambda}_{\alpha\beta o}|$, которую можно найти с помощью определителя $\mathbf{P}_{\alpha\beta o}$

$$\det \mathbf{P}_{\alpha\beta o} = \det(k_+ \mathbf{E} \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta o}) = \det(k_+ \mathbf{E}) \det(\mathbf{T}_{\alpha\beta o}) = \det(k_+ \mathbf{E}) = k_+^3,$$

откуда из (3.3) следует

$$|\mathbf{\Lambda}_{\alpha\beta o}| = (\det \mathbf{P}_{\alpha\beta o})^{\frac{1}{6}} = \sqrt{k_+}.$$

Обратный переход к вещественным коэффициентам исходного гиперкомплексного числа осуществляется при помощи изменения в (3.2) порядка чередования прямого и обратного кватернионов перехода и применительно к рассмотренным выше преобразованиям E. Clarke и R. H. Park принимает вид

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta o} = \mathbf{\Lambda}_{dqo}^{-1}(\gamma_u) \circ \mathbf{X}_{dqo} \circ \mathbf{\Lambda}_{dqo}(\gamma_u) = x_\alpha \circ \mathbf{q}_1 + x_\beta \circ \mathbf{q}_2 + x_o \circ \mathbf{q}_3, \quad (3.13)$$

$$\mathbf{X}_{ABC} = \Lambda_{\alpha\beta o}^{-1} \circ \mathbf{X}_{\alpha\beta o} \circ \Lambda_{\alpha\beta o} = x_A \circ \mathbf{q}_1 + x_B \circ \mathbf{q}_2 + x_C \circ \mathbf{q}_3. \quad (3.14)$$

В заключение также необходимо отметить, что в частном случае $\|\Lambda_{123}\| = 1$, по причине инвариантности скалярной части преобразованного кватерниона трехфазных переменных \mathbf{X}_{ABC} , мгновенная мощность в координатах состояния α, β, o и d, q, o будет совпадать с аналогичной энергетической характеристикой реальной системы переменного тока, включающую в себя вещественную и мнимую части [18, 76].

3.3 Декомпозиция кватерниона трехфазных напряжений

Для выделения из мультигармонического состава генерируемых РСГ трехфазных напряжений произвольной мгновенной формы всех составляющих, отличных от эталонных значений, воспользуемся теоретическим приемом [27, 88], основанном на предварительной декомпозиции специального кватерниона произведения на скалярную вещественную и трехмерную мнимую части с последующим получением конкретной информации обо всех компонентах, отвечающих, как за угловое смещение и амплитудную ошибку, так и за отклонения от прямой последовательности фаз на основной частоте. Для этой цели первоначально представим желаемые напряжения на нагрузке с помощью следующей системы уравнений

$$\begin{cases} u_A^* = u_m^* \cos \omega t, \\ u_B^* = u_m^* \cos(\omega t - 2\pi/3), \\ u_C^* = u_m^* \cos(\omega t + 2\pi/3), \end{cases} \quad (3.15)$$

где u_m^* – максимальное мгновенное значение гармонического сигнала, которой соответствует чисто векторный кватернион

$$\mathbf{U}_* = u_A^* \circ \mathbf{q}_1 + u_B^* \circ \mathbf{q}_2 + u_C^* \circ \mathbf{q}_3, \quad (3.16)$$

со скалярным модулем

$$|\mathbf{U}_*| = \sqrt{\frac{3}{2}} u_m^* \quad (3.17)$$

и нормой

$$\|\mathbf{U}_*\| = \frac{3}{2} (u_m^*)^2.$$

Если к (3.16) применить последовательно выполняемые ортогональные преобразования вида (3.9) и (3.10) в функции угла поворота плоскости γ_u , то из его правой части исключаются две последние координаты, т. е. становится справедливым [88]

$$\mathbf{U}_{dgo}^* = |\mathbf{U}_*| \circ \mathbf{q}_1 + 0 \circ \mathbf{q}_2 + 0 \circ \mathbf{q}_3.$$

Далее, по аналогии, представив генерируемые трехфазные напряжения на выходе силового LC-фильтра РСГ в форме гиперкомплексного числа

$$\mathbf{U}_{ABC} = u_A \circ \mathbf{q}_1 + u_B \circ \mathbf{q}_2 + u_C \circ \mathbf{q}_3, \quad (3.18)$$

осуществим произведение (3.16) на (3.18), в результате чего получаем специальный кватернион:

$$\Delta_{ABC} = \mathbf{U}_* \circ \mathbf{U}_{ABC} = \text{scal} \Delta_{ABC} + \text{vect} \Delta_{ABC}, \quad (3.19)$$

скалярная и мнимая часть которого находятся как

$$\text{scal} \Delta_{ABC} = \delta_{ABC} \circ 1, \quad \text{vect} \Delta_{ABC} = \delta_A \circ \mathbf{q}_1 + \delta_B \circ \mathbf{q}_2 + \delta_C \circ \mathbf{q}_3,$$

$$\delta_{ABC} = -u_A^* u_A - u_B^* u_B - u_C^* u_C, \quad (3.20)$$

$$\delta_A = u_B^* u_C - u_C^* u_B, \quad \delta_B = u_C^* u_A - u_A^* u_C, \quad \delta_C = u_A^* u_B - u_B^* u_A. \quad (3.21)$$

В формулах (3.20) и (3.21) содержится полная информация обо всех мгновенных расхождениях между желаемым u_A^*, u_B^*, u_C^* и текущими u_A, u_B, u_C значениями трехфазных напряжений [27, 88], для инверсного преобразования которого к \mathbf{U}_{ABC} воспользуемся обратным кватернионом эталонных значений

$$\mathbf{U}_{ABC} = \mathbf{U}_*^{-1} \circ (\text{scal} \bar{\Delta}_{ABC} + \text{scal} \tilde{\Delta}_{ABC} + \text{vect} \Delta_{ABC}) = \mathbf{U}_{ABC}^+ + \mathbf{U}_{ABC}^-, \quad (3.22)$$

где \mathbf{U}_{ABC}^+ и \mathbf{U}_{ABC}^- – кватернионы, отвечающие за симметричную гармоническую составляющую прямой последовательности фаз применительно к (3.15) и откло-

нения от \mathbf{U}_* вследствие амплитудно-фазовой асимметрии и наличия высокочастотных гармоник

$$\mathbf{U}_{ABC}^+ = \mathbf{U}_*^{-1} \circ \text{scal} \bar{\Delta}_{ABC} = -\frac{\text{scal} \bar{\Delta}_{ABC}}{\|\mathbf{U}_*\|} \circ (u_A^* \circ \mathbf{q}_1 + u_B^* \circ \mathbf{q}_2 + u_C^* \circ \mathbf{q}_3), \quad (3.23)$$

$$\mathbf{U}_{ABC}^- = \mathbf{U}_*^{-1} \circ (\text{scal} \tilde{\Delta}_{ABC} + \text{vect} \Delta_{ABC}) = \mathbf{U}_{ABC} - \mathbf{U}_*^{-1} \circ \text{scal} \bar{\Delta}_{ABC}, \quad (3.24)$$

здесь $\text{scal} \bar{\Delta}_{ABC}$, $\text{scal} \tilde{\Delta}_{ABC}$ – постоянная и изменяющаяся во времени составляющая скалярной части (3.19) соответственно,

причем \mathbf{U}_{ABC}^- , также как и \mathbf{U}_{ABC}^+ , представляет собой чисто мнимый кватернион, т. к. [76, 88]:

$$\text{scal} \mathbf{U}_{ABC}^- = \|\mathbf{U}_{ABC}\|^{-1} \circ (u_A^* \delta_A + u_B^* \delta_B + u_C^* \delta_C) = 0.$$

Далее выполним аналитическое исследование описанных выше гиперкомплексных чисел Δ_{ABC} , \mathbf{U}_{ABC}^+ и \mathbf{U}_{ABC}^- для различных временных законов изменения напряжений. В идеализированном случае, когда справедливо равенство $\mathbf{U}_* = \mathbf{U}_{ABC}$ по мгновенным значениям, предварительно представив u_A, u_B, u_C на основании тригонометрической формулы разложения косинуса с аргументом в виде суммы (разности) двух углов

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta, \quad (3.25)$$

в следующем виде

$$\begin{cases} u_A = u_m \cos \omega t, \\ u_B = u_m \cos(\omega t - 120^\circ) = u_m \left(-\frac{1}{2} \cos \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t \right), \\ u_C = u_m \cos(\omega t + 120^\circ) = u_m \left(-\frac{1}{2} \cos \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t \right), \end{cases}$$

становится справедливо

$$\text{scal} \Delta_{ABC} = -\frac{3}{2} u_m^* u_m = -\frac{3}{2} u_m^2 = \text{const}, \quad (3.26)$$

$$\delta_A = \delta_B = \delta_C = 0,$$

откуда

$$\mathbf{U}_{ABC}^- = \text{vect}\mathbf{\Delta}_{ABC} = 0, \quad \mathbf{U}_{ABC} = \mathbf{U}_{ABC}^+ = \mathbf{U}_*. \quad (3.27)$$

В свою очередь при наличии рассогласования между амплитудными значениями $u_m^* \neq u_m$ и симметричном гармоническом законе изменения во времени вещественных коэффициентов (3.18) без какого-либо углового смещения φ относительно (3.16), равенства (3.27) останутся без изменения, а формула (3.26) переписется к виду

$$\text{scal}\mathbf{\Delta}_{ABC} = -\frac{3}{2}u_m^*u_m = \text{const}.$$

При несимметричном режиме работы РСГ, в котором наблюдается отклонение мгновенных значений u_A, u_B, u_C от (3.15) по фазе $\varphi \neq 0$

$$\begin{cases} u_A = u_m (\cos \omega t + \varphi), \\ u_B = u_m \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi), \\ u_C = u_m \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi), \end{cases}$$

последнюю систему гармонических уравнений на основании тригонометрических формул разложения косинуса (3.25) и синуса с аргументом в виде суммы (разности) двух углов

$$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin \alpha \cos \beta \pm \cos \alpha \sin \beta,$$

можно преобразовать к следующему виду

$$\begin{cases} u_A = u_m (\cos \omega t \cos \varphi - \sin \omega t \sin \varphi), \\ u_B = u_m \cos \omega t \left(-\frac{1}{2} \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi \right) + u_m \sin \omega t \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi + \frac{1}{2} \sin \varphi \right), \\ u_C = -u_m \cos \omega t \left(\frac{1}{2} \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi \right) + u_m \sin \omega t \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi + \frac{1}{2} \sin \varphi \right). \end{cases}$$

После выполнения необходимых математических операций в соответствии с (3.20) и (3.21) получаются следующие расчетные соотношения

$$\text{scal}\mathbf{\Delta}_{ABC} = -\frac{3}{2}u_m^*u_m \cos \varphi = \text{const},$$

$$\text{vect}\Delta_{ABC} = \frac{\sqrt{3}}{2} u_m^* u_m \sin \varphi \circ (\mathbf{q}_1 + \mathbf{q}_2 + \mathbf{q}_3) = \text{const},$$

$$\mathbf{U}_{ABC}^+ = u_m \cos \varphi \circ (\cos \omega t \circ \mathbf{q}_1 + \cos(\omega t - 2\pi/3) \circ \mathbf{q}_2 + \cos(\omega t + 2\pi/3) \circ \mathbf{q}_3),$$

$$\mathbf{U}_{ABC}^- = u_m \sin \varphi \circ (-\sin \omega t \circ \mathbf{q}_1 + \sin(\omega t + \pi/3) \circ \mathbf{q}_2 + \sin(\omega t - \pi/3) \circ \mathbf{q}_3),$$

причем

$$|\Delta_{ABC}| = \sqrt{\delta_{ABC}^2 + \delta_A^2 + \delta_B^2 + \delta_C^2} = \frac{3}{2} u_m^* u_m = \text{const}.$$

Далее получим аналитические выражения для численного расчета скалярной и векторной частей специального кватерниона произведения \mathbf{U}_* на \mathbf{U}_{ABC} при различии амплитуд и угловых сдвигов всех трех генерируемых РСГ гармонических напряжений, представленных как

$$\begin{cases} u_A = u_{mA} (\cos \omega t + \varphi_A), \\ u_B = u_{mB} \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_B), \\ u_C = u_{mC} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_C), \end{cases}$$

или с учетом (3.25)

$$\begin{cases} u_A = u_{mA} \cos \omega t \cos \varphi_A - u_{mA} \sin \omega t \sin \varphi_A, \\ u_B = u_{mB} \cos \omega t \left(-\frac{1}{2} \cos \varphi_B + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi_B \right) + u_{mB} \sin \omega t \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi_B + \frac{1}{2} \sin \varphi_B \right), \\ u_C = -u_{mC} \cos \omega t \left(\frac{1}{2} \cos \varphi_C + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi_C \right) + u_{mC} \sin \omega t \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi_C + \frac{1}{2} \sin \varphi_C \right). \end{cases}$$

Выполняя промежуточные вычисления для каждого члена линейной комбинации скалярной части Δ_{ABC} получаем

$$\begin{aligned} u_A^* u_A &= u_m^* u_{mA} (\cos^2 \omega t \cos \varphi_A - \cos \omega t \sin \omega t \sin \varphi_A), \\ u_B^* u_B &= \frac{1}{4} u_m^* u_{mB} (\cos^2 \omega t (\cos \varphi_B - \sqrt{3} \sin \varphi_B) + 2 \cos \omega t \sin \omega t (-\sqrt{3} \cos \varphi_B + \sin \varphi_B)) + \\ &\quad + \frac{\sqrt{3}}{4} u_m^* u_{mB} (1 - \cos^2 \omega t) (\sqrt{3} \cos \varphi_B + \sin \varphi_B), \\ u_C^* u_C &= \frac{1}{4} u_m^* u_{mC} (\cos^2 \omega t (\cos \varphi_C + \sqrt{3} \sin \varphi_C) + 2 \cos \omega t \sin \omega t (\sqrt{3} \cos \varphi_C + \sin \varphi_C)) + \end{aligned}$$

$$+ \frac{\sqrt{3}}{4} u_m^* u_{mC} (1 - \cos^2 \omega t) (\sqrt{3} \cos \varphi_C - \sin \varphi_C),$$

откуда постоянная и переменная составляющая $\text{scal} \bar{\Delta}_{ABC}$ с учетом тригонометрических функций (3.11) и (3.12) находятся как

$$\text{scal} \bar{\Delta}_{ABC} = \bar{\delta}_{ABC} = -\frac{1}{2} u_m^* (u_{mA} \cos \varphi_A + u_{mB} \cos \varphi_B + u_{mC} \cos \varphi_C),$$

$$\text{scal} \tilde{\Delta}_{ABC} = \tilde{\delta}_{ABC1} \cos 2\omega t + \tilde{\delta}_{ABC2} \sin 2\omega t,$$

где $\tilde{\delta}_{ABC1}, \tilde{\delta}_{ABC2}$ – амплитуды удвоенных гармоник, сдвинутых относительно друг друга на электрический угол -90°

$$\tilde{\delta}_{ABC1} = \frac{1}{4} u_m^* (u_{mC} (\cos \varphi_C - \sqrt{3} \sin \varphi_C) - 2u_{mA} \cos \varphi_A + u_{mB} (\cos \varphi_B + \sqrt{3} \sin \varphi_B)),$$

$$\tilde{\delta}_{ABC2} = \frac{1}{4} u_m^* (2u_{mA} \sin \varphi_A + u_{mB} (\sqrt{3} \cos \varphi_B - \sin \varphi_B) - u_{mC} (\sqrt{3} \cos \varphi_C + \sin \varphi_C)).$$

В свою очередь вещественный коэффициент δ_A при первой мнимой единице \mathbf{q}_1 векторной части $\text{vect} \Delta_{ABC}$ находится как

$$\begin{aligned} \delta_A &= \frac{1}{4} u_m^* (u_{mB} (-\cos \varphi_B + \sqrt{3} \sin \varphi_B) + u_{mC} (\cos \varphi_C + \sqrt{3} \sin \varphi_C)) \cos^2 \omega t + \\ &+ \frac{\sqrt{3}}{4} u_m^* (u_{mB} (\sqrt{3} \cos \varphi_B + \sin \varphi_B) - u_{mC} (\sqrt{3} \cos \varphi_C - \sin \varphi_C)) (1 - \cos^2 \omega t) + \\ &+ u_m^* (u_{mB} \sin \varphi_B - u_{mC} \sin \varphi_C) \cos \omega t \cdot \sin \omega t, \end{aligned}$$

или иначе

$$\delta_A = \bar{\delta}_A + \tilde{\delta}_{A1} \cos 2\omega t + \tilde{\delta}_{A2} \sin 2\omega t,$$

где $\bar{\delta}_A, \tilde{\delta}_{A1}, \tilde{\delta}_{A2}$ – среднее смещение и максимальные мгновенные значения гармоник, изменяющихся с удвоенной частотой

$$\bar{\delta}_A = \frac{1}{4} u_m^* (u_{mB} (\cos \varphi_B + \sqrt{3} \sin \varphi_B) + u_{mC} (-\cos \varphi_C + \sqrt{3} \sin \varphi_C)),$$

$$\tilde{\delta}_{A1} = \frac{1}{2} u_m^* (u_{mC} \cos \varphi_C - u_{mB} \cos \varphi_B),$$

$$\tilde{\delta}_{A2} = \frac{1}{2} u_m^* (u_{mB} \sin \varphi_B - u_{mC} \sin \varphi_C).$$

Выполняя аналогичные математические операции для фазы B в соответствии с (3.21), получаем

$$\begin{aligned}\delta_B = & \frac{1}{2}u_m^*(u_{mC}(\cos\varphi_C + \sqrt{3}\sin\varphi_C) - u_{mA}\cos\varphi_A)\cos^2\omega t + \\ & + \frac{1}{2}u_m^*(u_{mA}(\sin\varphi_A - \sqrt{3}\cos\varphi_A) + u_{mC}(\sqrt{3}\cos\varphi_C - \sin\varphi_C))\cos\omega t \cdot \sin\omega t + \\ & + \frac{\sqrt{3}}{2}u_m^*u_{mA}\sin\varphi_A(1 - \cos^2\omega t).\end{aligned}$$

По аналогии с вышеизложенным, скалярный параметр δ_B можно записать в виде следующей линейной комбинации

$$\delta_B = \bar{\delta}_B + \tilde{\delta}_{B1}\cos 2\omega t + \tilde{\delta}_{B2}\sin 2\omega t,$$

где аналогичные $\bar{\delta}_A, \tilde{\delta}_{A1}, \tilde{\delta}_{A2}$ величины вычисляются по следующим формулам

$$\begin{aligned}\bar{\delta}_B = & \frac{1}{4}u_m^*(u_{mA}(\sqrt{3}\sin\varphi_A - \cos\varphi_A) + u_{mC}(\cos\varphi_C + \sqrt{3}\sin\varphi_C)), \\ \tilde{\delta}_{B1} = & \frac{1}{4}u_m^*(u_{mC}(\cos\varphi_C + \sqrt{3}\sin\varphi_C) - u_{mA}(\cos\varphi_A + \sqrt{3}\sin\varphi_A)), \\ \tilde{\delta}_{B2} = & \frac{1}{4}u_m^*(u_{mA}(\sin\varphi_A - \sqrt{3}\cos\varphi_A) + u_{mC}(\sqrt{3}\cos\varphi_C - \sin\varphi_C)).\end{aligned}$$

Окончательно, третий вещественный коэффициент $\text{vect}\Delta_{ABC}$ подчиняется равенству

$$\begin{aligned}\delta_C = & \frac{1}{2}u_m^*(u_{mA}\cos\varphi_A + u_{mB}(\sqrt{3}\sin\varphi_B - \cos\varphi_B))\cos^2\omega t + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{mA}\sin\varphi_A(1 - \cos^2\omega t) + \\ & + \frac{1}{2}u_m^*(u_{mB}(\sqrt{3}\cos\varphi_B + \sin\varphi_B) - u_{mA}(\sqrt{3}\cos\varphi_A + \sin\varphi_A))\cos\omega t \cdot \sin\omega t,\end{aligned}$$

или иначе

$$\delta_C = \bar{\delta}_C + \tilde{\delta}_{C1}\cos 2\omega t + \tilde{\delta}_{C2}\sin 2\omega t,$$

в которой соответствующие постоянная составляющая и амплитуды удвоенных гармоник находятся как

$$\bar{\delta}_C = \frac{1}{4}u_m^*(u_{mA}(\cos\varphi_A + \sqrt{3}\sin\varphi_A) + u_{mB}(\sqrt{3}\sin\varphi_B - \cos\varphi_B)),$$

$$\tilde{\delta}_{C1} = \frac{1}{4} u_m^* \left(u_{mA} (\cos \varphi_A - \sqrt{3} \sin \varphi_A) + u_{mB} (\sqrt{3} \sin \varphi_B - \cos \varphi_B) \right),$$

$$\tilde{\delta}_{C2} = \frac{1}{4} u_m^* \left(u_{mB} (\sqrt{3} \cos \varphi_B + \sin \varphi_B) - u_{mA} (\sqrt{3} \cos \varphi_A + \sin \varphi_A) \right).$$

Таким образом, в данном разделе выполнено аналитическое исследование специального кватерниона произведения при различии текущих значений генерируемых трехфазных напряжений от эталонной системы (3.15) как по амплитуде, так и по фазовому сдвигу. При этом в случае искажений в мгновенной форме u_A, u_B, u_C , полученные результаты можно обобщить на каждую гармонику в отдельности при помощи разложения нелинейных функций в ряд Ж. Фурье [80].

3.4 Синтез алгоритмов управления распределенной системой генерирования с использованием гиперкомплексных чисел

В последующем материале будут изложены алгоритмические принципы организации и структурная концепция построения системы управления силовым преобразовательным устройством в составе РСГ с использованием четырехмерного гиперкомплексного пространства \mathbb{H} , основанные на предварительном расчете специального кватерниона произведения Δ_{ABC} .

3.4.1 Обобщенная структурная схема распределенной системы генерирования управлением кватернионом напряжения в координатах состояния d, q, o

Как было указано в разделе 2.2, традиционный подход к синтезу алгоритмов управления трехфазной системой электропитания автономных объектов базируется на каскадном включении многоканальных регуляторов напряжения и тока, в рамках которого в диссертационной работе предложена новая структурная концепция построения высококачественных быстродействующих трехфазных РСГ в терминах четырехмерной некоммутативной ассоциативной алгебры ква-

тернионов, что иллюстрирует рисунок 3.2, на котором используются следующие обозначения: ПК1, ПК2 – преобразователи вещественных коэффициентов кватерниона трехфазных токов инвертора из A, B, C в d, q, o и обратно, построенные на основании формул (3.9), (3.10) и (3.13), (3.14) соответственно; РН, РН_{dqo} – ПИ-регуляторы модуля $|\mathbf{U}_{dqo}|$ и отклонений u_A, u_B, u_C от эталонных величин (3.15); ТА – тригонометрический анализатор, осуществляющий вычисление заданного модуля $|\mathbf{U}_*|$ вида (3.17) и оценку углового положения $\hat{\gamma}_u^*$ кватерниона трехфазных эталонных напряжений \mathbf{U}_* ; РТ_d, РТ_q, РТ_o – ПИ-регуляторы выходного тока АИН в осях d, q, o ; ДПР – динамическая подсистема разделения кватерниона генерируемых РСГ трехфазных напряжений вида (3.18) на две составляющие \mathbf{U}_{dqo}^+ и \mathbf{U}_{dqo}^- в соответствии с формулой (3.22), в которой для получения информации о постоянной составляющей $\text{scal}\bar{\Delta}_{dqo}$ используется фильтр низких частот (ФНЧ) второго порядка с передаточной функцией [34]

$$W_{\text{фнч}}(p) = \frac{1}{\Omega_{\text{фнч}}^{-2} p^2 + A_{\text{фнч}} \Omega_{\text{фнч}}^{-1} p + 1},$$

здесь $A_{\text{фнч}}, \Omega_{\text{фнч}}$ – коэффициент формы и собственная частота соответственно, настроенный на одну из стандартных линейных формы, таких как, например, фильтр Баттерворта (S. Butterworth), П. Л. Чебышева или Бесселя (F. W. Bessel) [31]. Как видно из второго дифференциального уравнения системы (2.7), алгебраический вектор \mathbf{i}_{dqo} выступает в качестве сигнального возмущения относительно \mathbf{u}_{dqo} , по причине чего для обеспечения желаемого качества переходных процессов и требуемой статической точности регулирования по управляемым координатам к выходам ПИ-регуляторов напряжения по каждому из каналов d, q, o добавляются измеренные при помощи датчиков токи нагрузки i_{ld}, i_{lq}, i_{lo} .

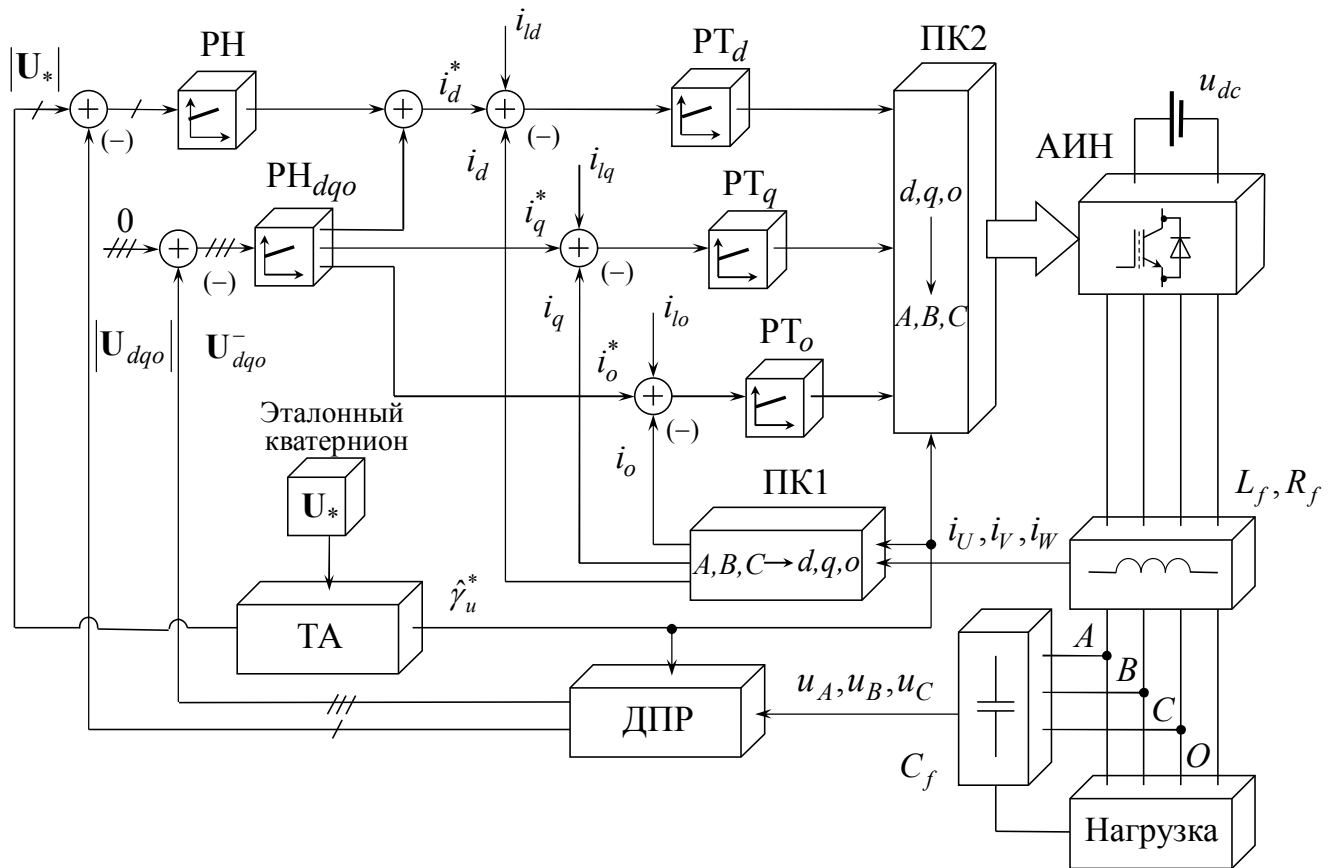


Рисунок 3.2 – Функциональная схема автономной РСГ с управлением кватернионом напряжения

На рисунке 3.3 изображена функциональная схема ТА в составе предложенной структуры РСГ, предназначенного для вычисления текущих значений направляющих косинусов $\cos \hat{\gamma}_u^*$ и $\sin \hat{\gamma}_u^*$ для практической реализации прямого и обратного преобразований R. Н. Park в блоках ПК1 и ПК2. В качестве корректора фазы РФ выбирается ПИ-регулятор с передаточной функцией вида (2.8) [75, 79]

$$W_{\text{рф}}(p) = k_{\text{пг}} + \frac{k_{\text{иг}}}{p} = \frac{k_{\text{пг}}p + k_{\text{иг}}}{p},$$

где $k_{\text{пг}}, k_{\text{иг}}$ – коэффициенты передачи пропорциональной и интегральной составляющей РФ соответственно,

в результате чего качество процессов по выходу $\hat{\gamma}_u^*$ будет описываться следующей передаточной функцией в замкнутом состоянии

$$W_{\text{крф}}(p) = \frac{k_{\text{пг}}k_{\text{иг}}^{-1}p + 1}{k_{\text{иг}}^{-1}p^2 + k_{\text{пг}}k_{\text{иг}}^{-1}p + 1} = \frac{A_\gamma\Omega_\gamma^{-1}p + 1}{\Omega_\gamma^{-2}p^2 + A_\gamma\Omega_\gamma^{-1}p + 1},$$

где $A_\gamma = \sqrt{2} \dots 2$ – коэффициент формы; $\Omega_\gamma = 2\pi \cdot 50 \text{ с}^{-1}$ – собственная частота откуда параметры РФ находятся как

$$k_{\text{иг}} = \Omega_\gamma^2 = 10^4 \pi^2, \quad k_{\text{пг}} = A_\gamma\Omega_\gamma = 2\pi \cdot 50 \cdot A_\gamma.$$

В свою очередь аналитическая процедура структурно-параметрического синтеза внутреннего и внешнего контура регулирования токов и напряжений изложена в последующих подразделах 3.4.2 и 3.4.3.

3.4.2 Синтез внутреннего трехканального контура регулирования выходного тока инвертора в координатных осях d, q, o

При пренебрежении активным сопротивлением дросселя силового LC-фильтра Φ с индуктивностью L_f и в соответствии с фундаментальным принципом каскадного включения регуляторов, синтез последовательных корректирующих устройств начинается с внутреннего трехканального контура регулирования токов инвертора, изображенного на рисунке 3.4, с дальнейшим определением

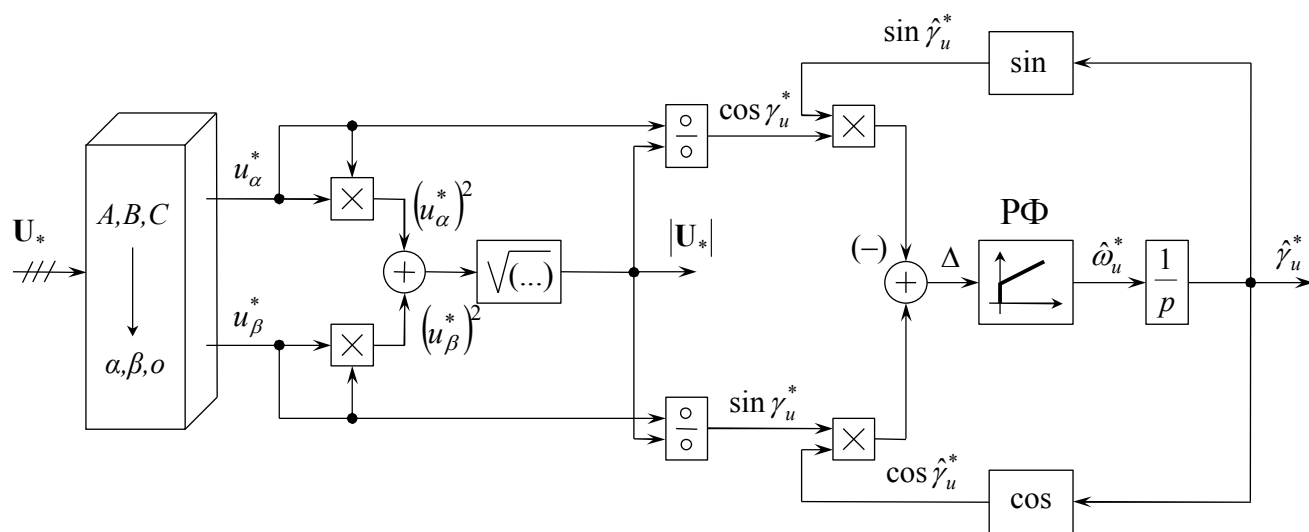


Рисунок 3.3 – Функциональная схема тригонометрического анализатора

численных значений коэффициентов передачи пропорциональной и интегральной составляющей закона управления кватернионом напряжений. При этом выбор координат состояния d, q, o обусловлен принципиальной возможностью построения астатического закона управления в функции интеграла ошибки. Для обеспечения желаемого качества переходных процессов по алгебраическому вектору \mathbf{i}_{Idqo} примем в качестве базовой структуры ПИ-регулятор тока вида (2.8)

$$W_{\text{PT}}(p) = k_{\text{PTП}} + \frac{k_{\text{PTИ}}}{p} = \frac{k_{\text{PTП}}p + k_{\text{PTИ}}}{p},$$

где $k_{\text{PTП}}, k_{\text{PTИ}}$ – коэффициенты передачи пропорциональной и интегральной составляющей,

откуда передаточная функция контура в замкнутом состоянии

$$W_{\text{крт}}(p) = \frac{k_{\text{PTП}} k_{\text{PTИ}}^{-1} p + 1}{\frac{L_f}{k_{\text{ИНВ}} k_{\text{PTИ}}} p^2 + \frac{k_{\text{PTП}}}{k_{\text{PTИ}}} p + 1} = \frac{A_{\text{крт}} \Omega_{\text{крт}}^{-1} p + 1}{\Omega_{\text{крт}}^{-2} p^2 + A_{\text{крт}} \Omega_{\text{крт}}^{-1} p + 1},$$

где $k_{\text{ИНВ}}$ – коэффициент передачи силовой части АИН, представляющий собой отношение напряжения звена постоянного тока u_{dc} к удвоенной амплитуде опорного сигнала ШИМ

$$k_{\text{ИНВ}} = \frac{u_{dc}}{2u_{on}};$$

$A_{\text{крт}} = \sqrt{2} \dots 2$ – коэффициент формы; $\Omega_{\text{крт}}$ – собственная частота, отвечающая за время регулирования переходного процесса по трехфазным токам на выходе АИН в замкнутом состоянии, удовлетворяющая неравенству

$$\Omega_{\text{крт}} \leq \frac{f_s}{3,5 \dots 5},$$

здесь f_s – частота коммутации полупроводниковых ключей.

В итоге, задаваясь желаемым величинами $\Omega_{\text{крт}}$ и $A_{\text{крт}}$, численные значения параметров РТ вычисляются по формулам

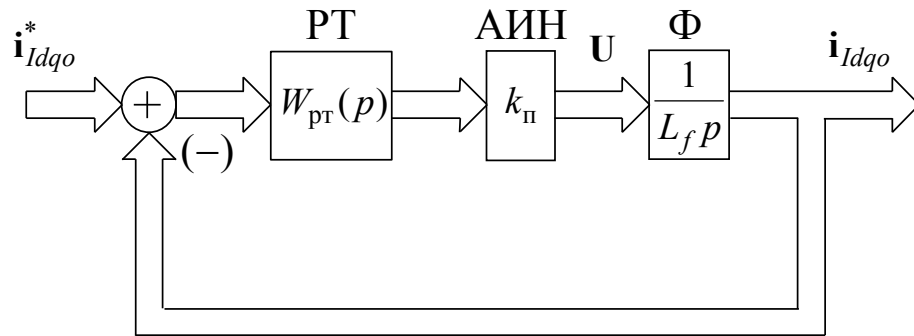


Рисунок 3.4 – Структурная схема внутреннего трехканального контура регулирования выходных токов инвертора в замкнутом состоянии

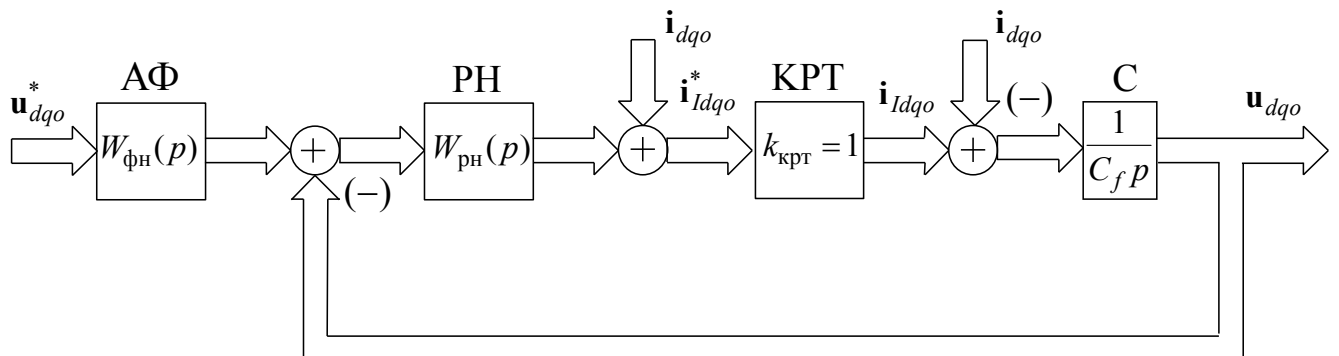


Рисунок 3.5 – Структурная схема контура регулирования напряжения в замкнутом состоянии

$$k_{\text{рти}} = \frac{\Omega_{\text{крт}}^2 L_f}{k_{\text{инв}}}, \quad k_{\text{рпн}} = \frac{A_{\text{крт}} \Omega_{\text{крт}} L_f}{k_{\text{инв}}}.$$

В соответствии с математической моделью объекта вида (2.7), контур регулирования тока по третьей координате состояния i_o настраивался на сумму L_f и утроенной индуктивности дросселя L_N , расположенного между четвертой стойкой АИН и средней точкой нагрузки O .

3.4.3 Синтез внешнего контура регулирования выходного напряжения в координатных осях d, q, o

Структурная схема внешнего контура регулирования трехфазных напряжений РСГ при допущении о безынерционном характере процессов во внутреннем контуре регулирования токов инвертора КРТ, динамика которого описывается единичным коэффициентом передачи $k_{\text{крт}} = 1$, изображена на рисунке 3.5, на котором используются следующие обозначения: C – силовая емкость LC-фильтра величиной C_f ; РН – ПИ-регулятор напряжения с передаточной функцией вида

$$W_{\text{РН}}(p) = k_{\text{рпн}} + \frac{k_{\text{рни}}}{p} = \frac{k_{\text{рпн}} p + k_{\text{рни}}}{p},$$

где $k_{\text{рпн}}, k_{\text{рни}}$ – коэффициенты передачи пропорциональной и интегральной составляющей РН.

На основании правил структурного преобразования линейных непрерывных систем [28] передаточная функция контура в замкнутом состоянии принимает следующий вид

$$W_{\text{крн}}(p) = \frac{k_{\text{рпн}} k_{\text{рни}}^{-1} p + 1}{\frac{C_f}{k_{\text{рни}}} p^2 + \frac{k_{\text{рпн}}}{k_{\text{рни}}} p + 1} = \frac{A_{\text{крн}} \Omega_{\text{крн}}^{-1} p + 1}{\Omega_{\text{крн}}^{-2} p^2 + A_{\text{крн}} \Omega_{\text{крн}}^{-1} p + 1}. \quad (3.28)$$

Далее, задаваясь численными значениями коэффициента формы из интервального равенства $A_{\text{крн}} = \sqrt{2} \dots 15$ и собственной частотой из условия

$$\Omega_{\text{крн}} \leq \frac{\Omega_{\text{крт}}}{5 \dots 10},$$

параметры РН находятся как

$$k_{\text{рни}} = C_f \Omega_{\text{крн}}^2, \quad k_{\text{рнп}} = A_{\text{крн}} \Omega_{\text{крн}} C_f.$$

Для снижения перерегулирования задающее воздействие первоначально поступает на входной апериодический фильтр АФ со следующей передаточной функцией [60]

$$W_{\text{фн}}(p) = \frac{1}{k_{\text{рнп}} k_{\text{рни}}^{-1} p + 1} = \frac{1}{A_{\text{крн}} \Omega_{\text{крн}}^{-1} p + 1}, \quad (3.29)$$

который, как это видно из (3.28), осуществляет компенсацию форсирующего звена первого порядка.

3.4.4 Методика структурно-параметрического синтеза алгоритмов управления кватернионом напряжения

На основании изложенного в данном разделе материала можно сформулировать следующую методику структурно-параметрического синтеза алгоритмов управления автономной системой электропитания в терминах гиперкомплексных чисел, которая обеспечивает нормированное качество генерируемой электрической энергии переменного тока в совокупности с высоким быстродействием в режимах отработки скачкообразных внешних возмущающих воздействий.

1. Первоначально выполняется предварительный анализ конкретного вида нагрузки РСГ с целью предварительной оценки составляющих специального кватерниона произведения Λ_{ABC} вида (3.19), содержащего в себе полную информацию о симметричной составляющей прямой последовательности фаз и всех отклонениях от гармонического закона (3.15) вследствие амплитудно-фазовой асимметрии и наличия искажений в мгновенной форме сигналов.

2. На основании п. 1 выполняется расчет собственной частоты $\Omega_{\text{фнч}}$ и коэффициента формы $A_{\text{фнч}}$ фильтра низких частот в составе динамической подсистемы

разделения кватерниона U_{ABC} для выделения постоянной составляющей из скалярной части гиперкомплексного числа вида (3.23).

3. В соответствии с аналитическими выражениями (3.23) и (3.24) производится декомпозиция кватерниона текущих значений генерируемых автономной РСГ трехфазных напряжений для формирования канала отрицательных обратных связей.

4. В рамках одного из стандартных методов синтеза линейных непрерывных систем, основанном, например, на приведении передаточной функции контура в замкнутом состоянии к желаемому виду или обеспечения заданной формы асимптотической АЧХ в разомкнутом состоянии с использованием логарифмического масштаба, определяются коэффициенты передачи пропорциональной и интегральной составляющей многоканальных ПИ-регуляторов тока и напряжения с учетом разделения темпов движений, в рамках которых достигается нулевая статическая ошибка и требуемые динамические характеристики по выходным управляемым координатам в состоянии d, q, o .

5. Методом цифрового моделирования определяются динамическая ошибка и прямые показатели качества переходных процессов трехфазной автономной системы электропитания при отработке скачкообразных возмущений со стороны нагрузки, а также гармонический состав напряжений на выходе силового LC-фильтра. При необходимости осуществляется коррекция синтезированного алгоритма управления.

3.5 Исследование трехфазной системы электропитания с управлением кватернионом напряжения

В целях практической верификации описанной выше методики структурно-параметрического синтеза, в программном приложении “MATLAB/Simulink” компании “MathWorks” было выполнено цифровое моделирование статических и динамических режимов работы автономной РСГ с разработанным законом регулирования при скачкообразном изменении конфигурации электрических цепей

типовой линейной активно-реактивной и нелинейной нагрузки, включая однофазный случай. В соответствии с рисунком 3.2, укрупненная схема набора модели при принятых ранее в разделе 2.1 допущениях изображена на рисунке 3.6, а ее основные параметры приведены в таблице Т3.2.

Таблица 3.2. – Основные параметры автономной РСГ

Параметр	Наименование	Значение
P	Мощность нагрузки	6 кВт
u_m	Амплитудное значение выходного фазного напряжения	250 В
ω	Угловая частота выходного напряжения	$2\pi \cdot 50 \text{ с}^{-1}$
u_{dc}	Напряжение звена постоянного тока	539 В
L_f, L_N	Индуктивность силового LC-фильтра и дросселя в нейтральной линии	0,58 мГн
C_f	Емкость силового выходного LC-фильтра	6,8 мкФ
f_0	Частота коммутации силовых полупроводниковых ключей АИН	15 кГц
$\Omega_{крн}$	Собственная частота контура регулирования напряжения	$2\pi \cdot 250 \text{ с}^{-1}$
$A_{крн}$	Коэффициент формы контура регулирования напряжения	3,5 о. е.
$\Omega_{крт}$	Собственная частота контура регулирования токов инвертора	$2\pi \cdot 750 \text{ с}^{-1}$
$A_{крт}$	Коэффициент формы контура регулирования токов инвертора	$\sqrt{2}$ о. е.
$\Omega_{фнч}$	Собственная частота ФНЧ	$2\pi \cdot 20 \text{ с}^{-1}$
$A_{фнч}$	Коэффициент формы ФНЧ	2 о. е.

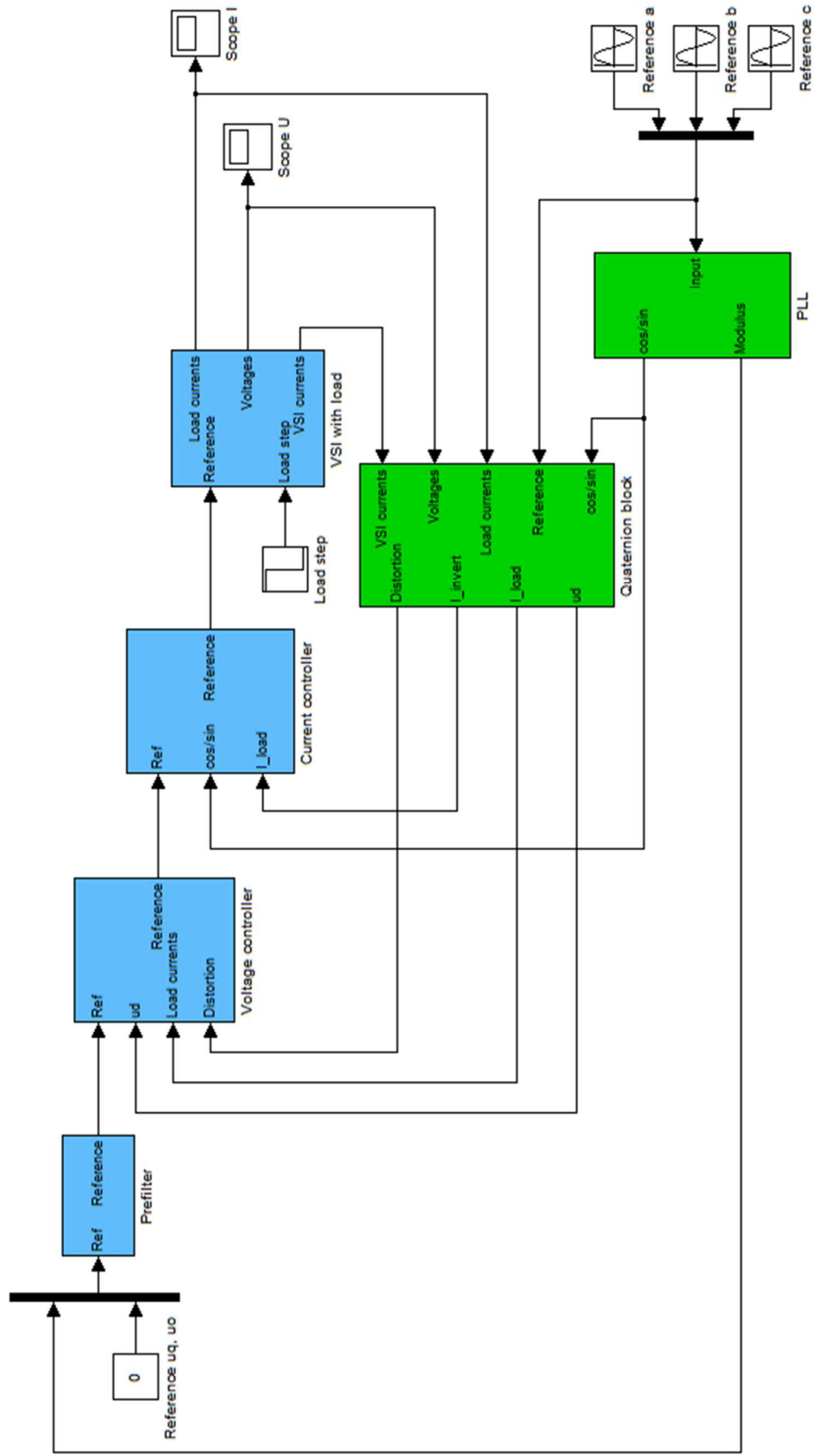


Рисунок 3.6 – Схема набора в “MATLAB/Simulation” трехфазной системы электропитания автономных объектов в квадрантном базисе

В качестве элемента “Prefilter” на рисунке 3.6 выступает входной апериодический фильтр АФ с передаточной функцией (3.29), предназначенный для компенсации “левого” нуля в полиноме числителя (3.28); блоки “Voltage controller” и “Current controller” содержат набор многоканальных ПИ-регуляторов напряжения токов соответственно, методика синтеза которых описана в подразделах 3.4.2 и 3.4.3; “VSI with load” включает в себя модель силовой части РСГ, а именно инвертора с ШИМ законом коммутации полупроводниковых ключей, соответствующие датчики и автономную нагрузку. Звенья “PLL” и “Quaternion block” описывают тригонометрический анализатор ТА и динамическую подсистему ДПР, выходы которых используются для прямого и обратного преобразований R. Н. Park, а также формирования сигналов в канале отрицательных обратных связей.

Первоначально исследовался режим работы автономной РСГ, сопровождаемый ступенчатым изменением чисто резистивной трехфазной симметричной нагрузки на 30% от номинального значения в меньшую и большую стороны. На рисунках 3.8 и 3.9 изображены мгновенные формы гармонических напряжений и токов соответственно, из которых видно, что динамические искажения в u_A, u_B, u_C практически отсутствуют. В свою очередь временные зависимости на рисунках 3.10–3.13 иллюстрируют переходные процессы в автономной системе электропитания при подключении/отключении, а также 30-процентном ступенчатом изменении активной однофазной нагрузки мощностью 2 кВт.

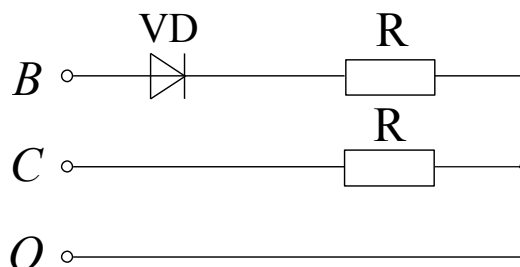


Рисунок 3.7 – Принципиальная схема двухфазной нелинейной резистивной нагрузки с полупроводниковым вентилем

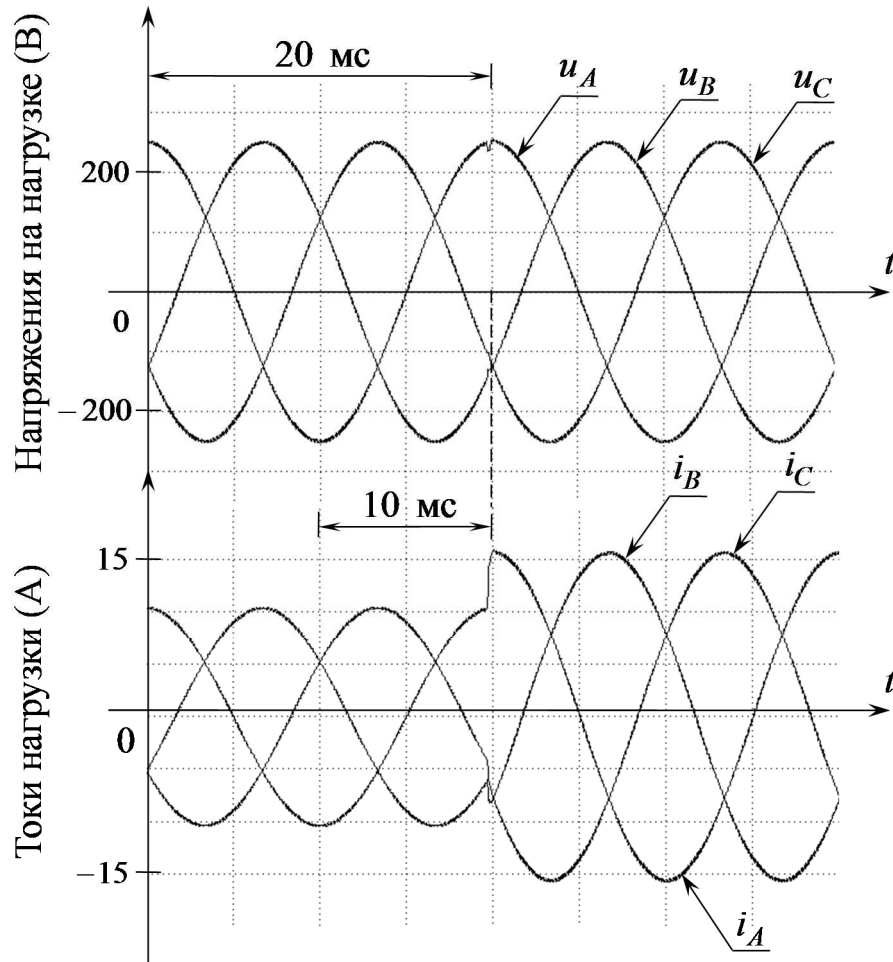


Рисунок 3.8 – Трёхфазные напряжения и токи на стороне потребителя при скачкообразном изменении чисто активной симметричной нагрузки

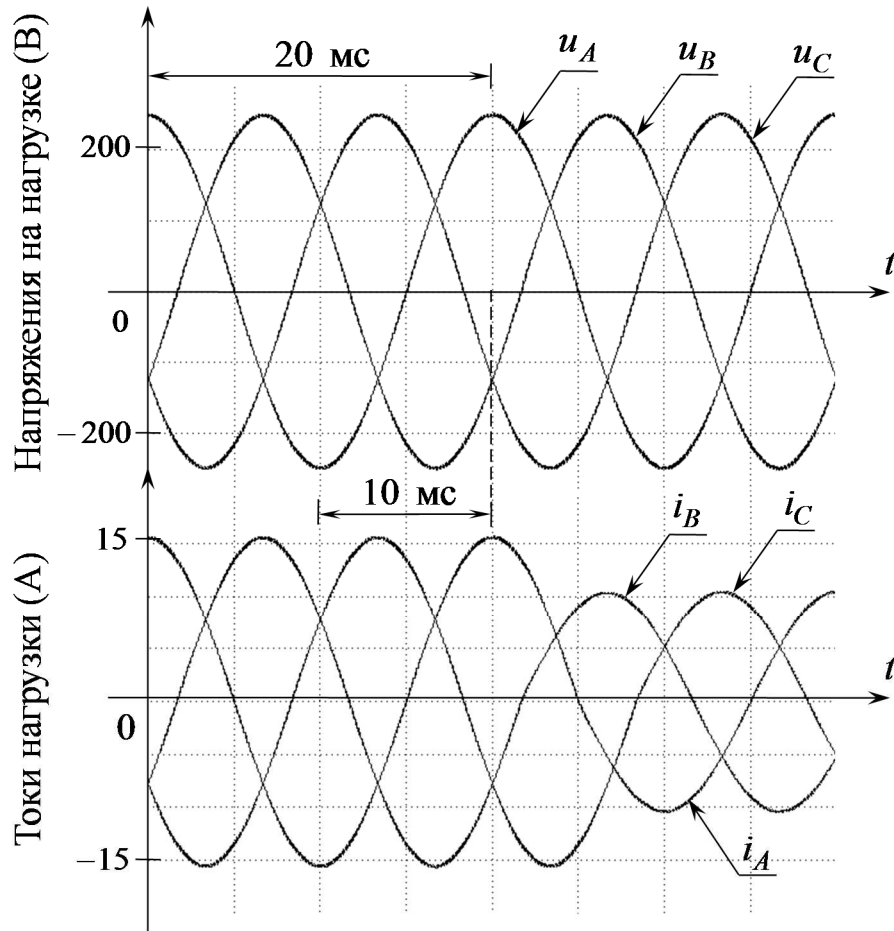


Рисунок 3.9 – Трёхфазные напряжения и токи на стороне потребителя при скачкообразном изменении чисто активной симметричной нагрузки

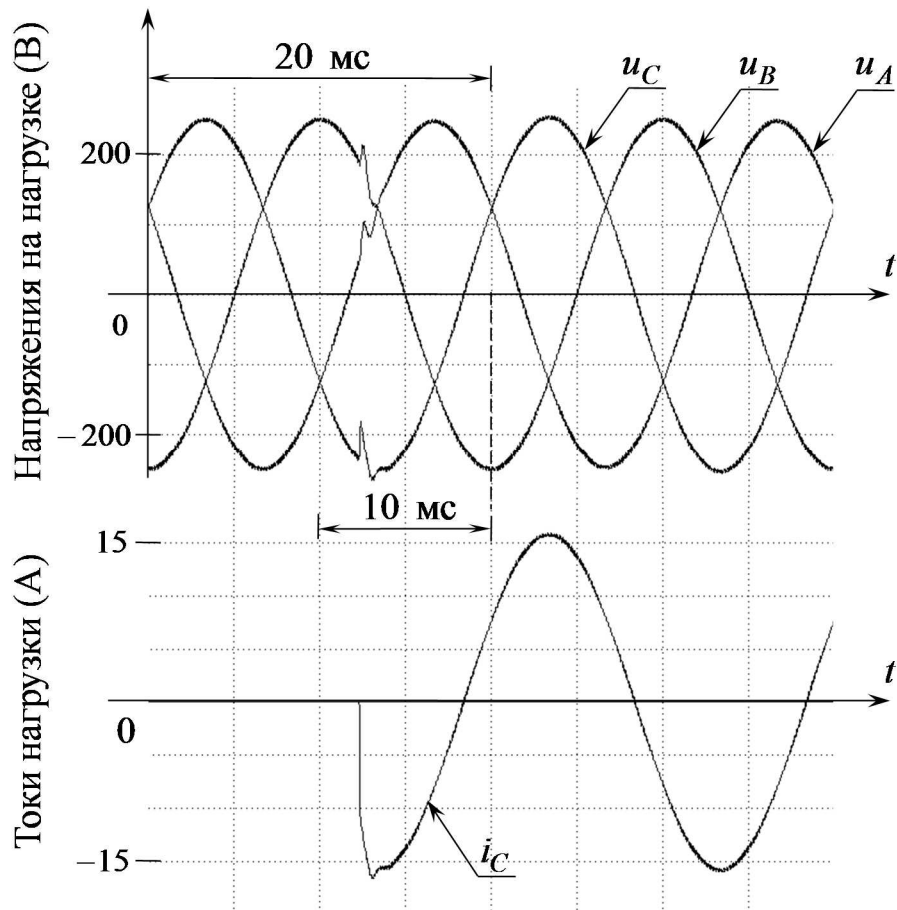


Рисунок 3.10 – Генерируемые напряжения и ток при подключении чисто активной однофазной нагрузки

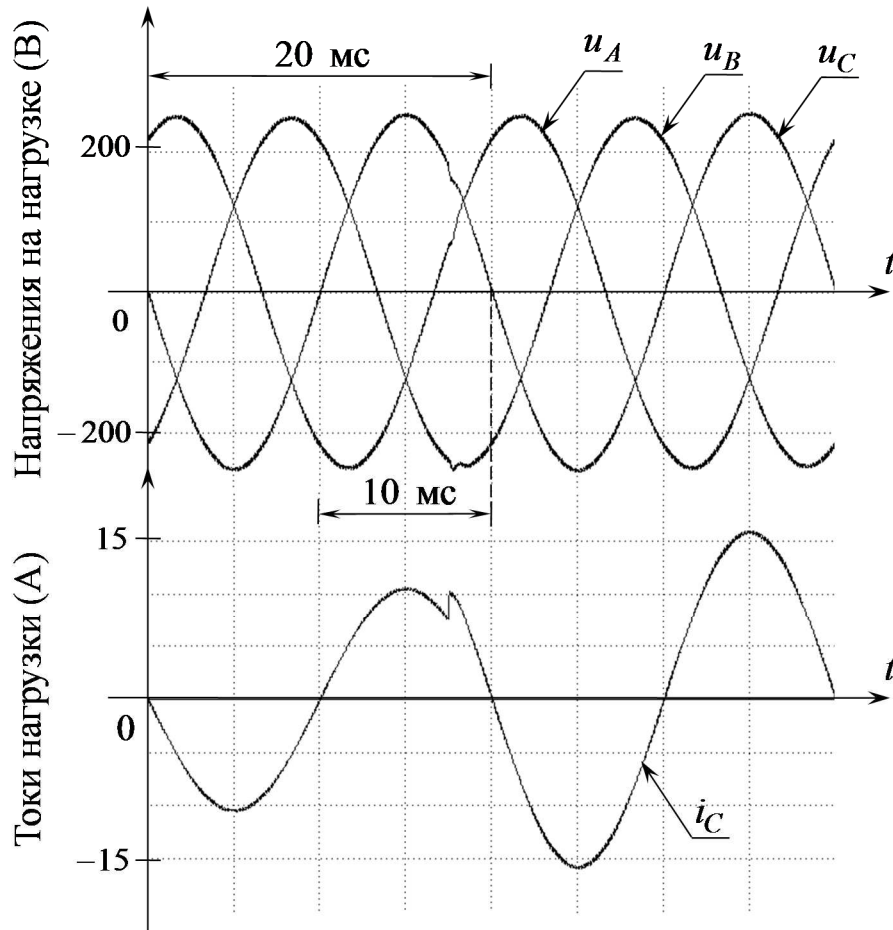


Рисунок 3.11 – Генерируемые напряжения и ток чисто активной однофазной нагрузки при ее скачкообразном увеличении

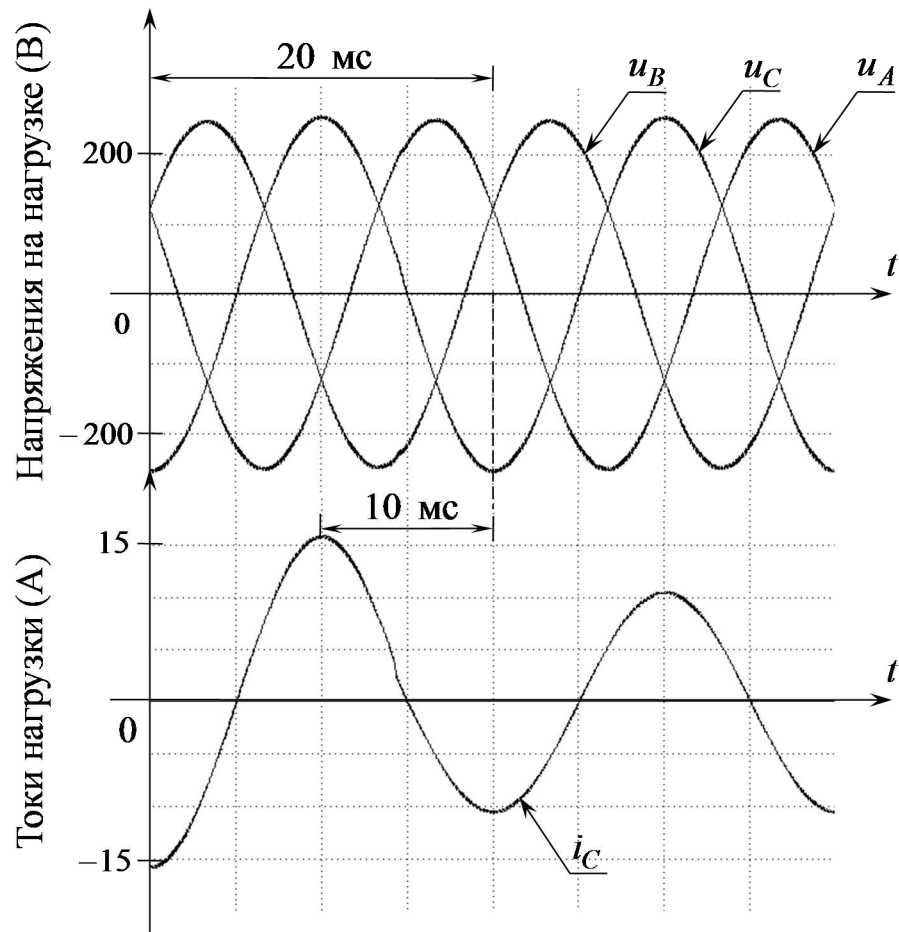


Рисунок 3.12 – Генерируемые напряжения и ток чисто активной однофазной нагрузки при ее скачкообразном уменьшении

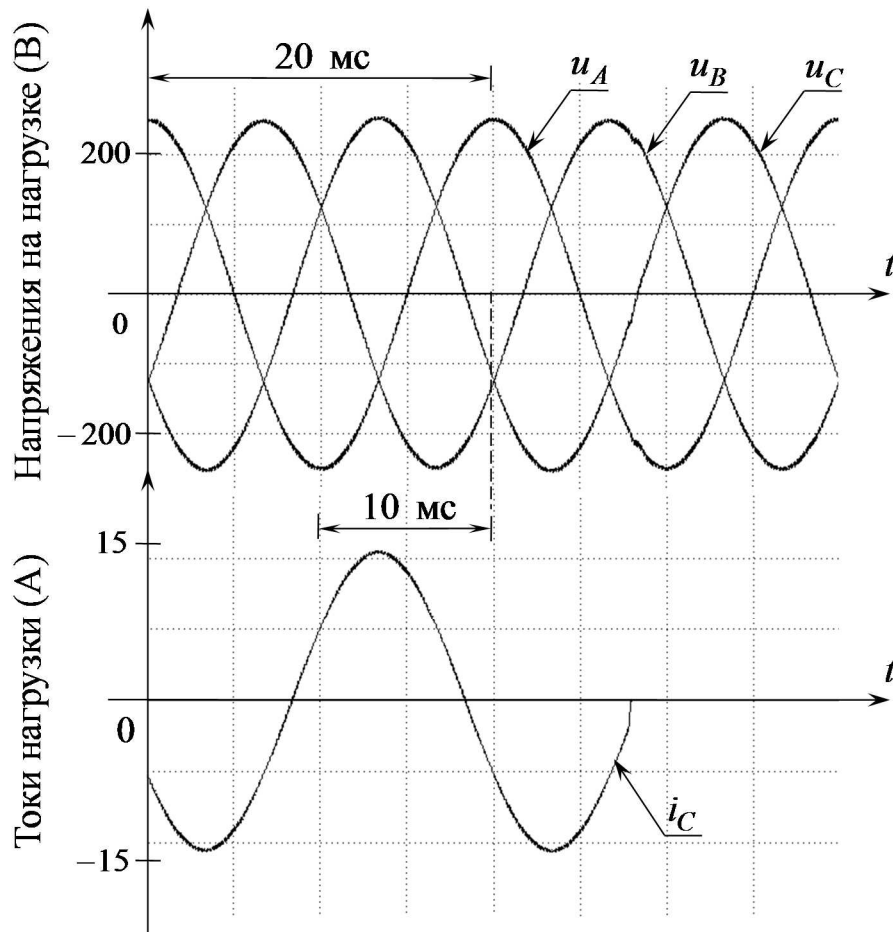


Рисунок 3.13 – Генерируемые напряжения и ток при отключении чисто активной однофазной нагрузки

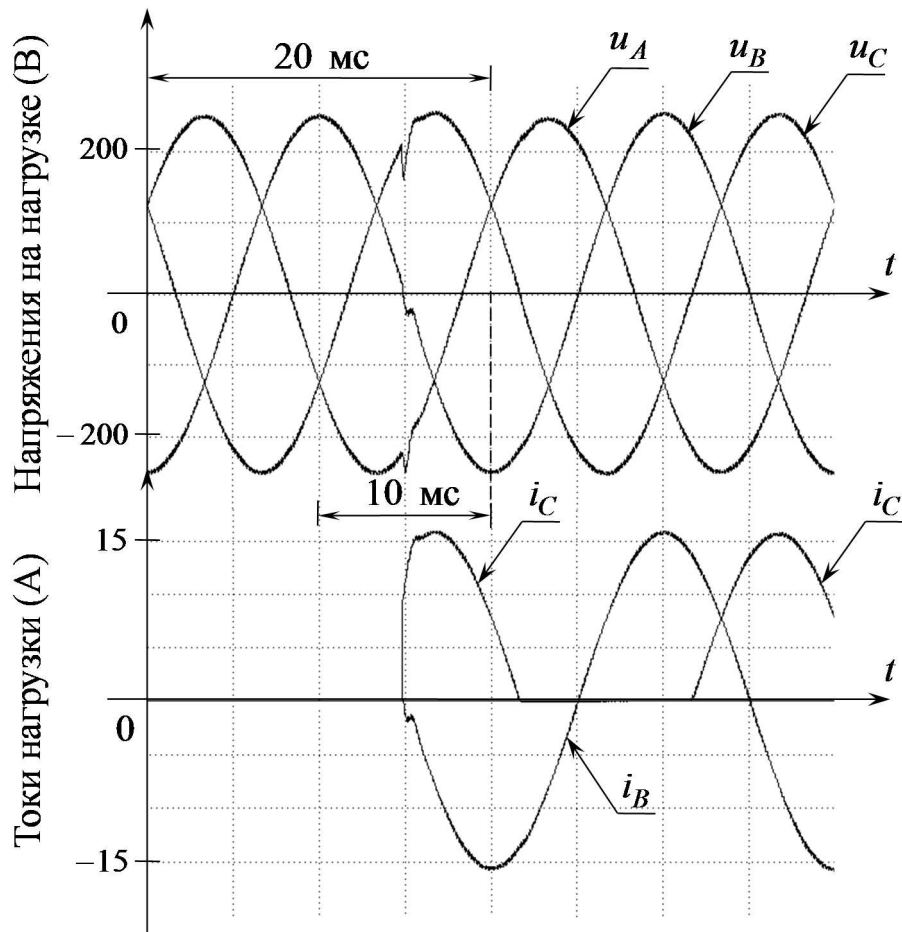


Рисунок 3.14 – Генерируемые напряжения и токи при включении нелинейной двухфазной нагрузки

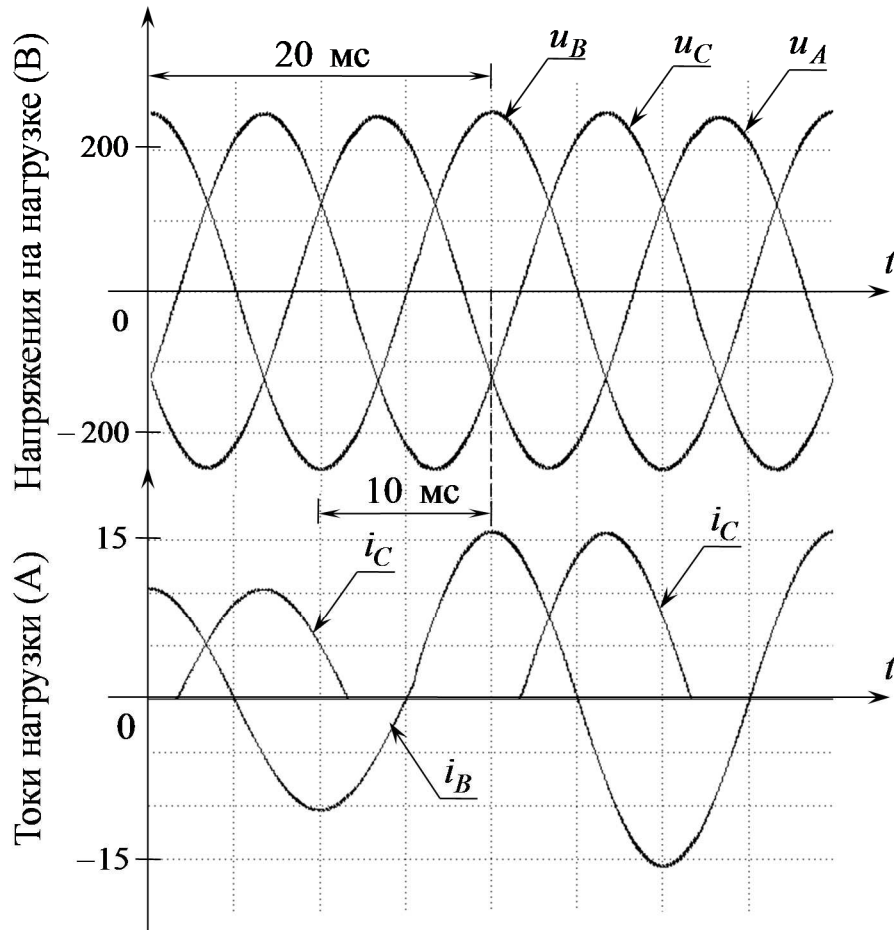


Рисунок 3.15 – Генерируемые напряжения и токи при скачкообразном увеличении нелинейной двухфазной нагрузки

На заключительном этапе моделирования рассматривалось поведение автономной РСГ во времени при подключении к выходу инвертора с четвертой стойкой двухфазного чисто резистивного потребителя с вентилем, принципиальная электрическая схема которого приведена на рисунке 3.7, представляющего собой наиболее сложный режим функционирования, связанный с обработкой скачкообразных внешних возмущающих воздействий в нелинейной области с произвольных ненулевых начальных условий.

Как видно из представленных выше результатов цифрового моделирования в программной среде “MATLAB/Simulink”, практическое применение некоммутативной ассоциативной алгебры кватернионов обеспечивает нормированное качество генерируемой электрической энергии с временем восстановления менее 1 мс при переключениях в силовых цепях нагрузки, а также астатическое регулирование амплитудного значения.

Вывод по главе

На основании изложенного в главе 3 теоретического материала, связанного с анализом и синтезом трехфазной РСГ в четырехмерном гиперкомплексном пространстве \mathbb{H} , предназначенной для электропитания автономных нагрузок произвольного вида, в том числе однофазных, несимметричных, нелинейных и т. д., можно сделать следующие выводы:

1. На основании временных зависимостей, изображенных на рисунках 3.8–3.15, видно, что разработанная структурная концепция построения РСГ с управлением кватернионом напряжений обладает высоким быстродействием, достигаемым за счет отдельного воздействия на симметричную составляющую прямой последовательности фаз напряжений на конденсаторной батарее силового LC-фильтра и всех отклонений от эталонных значений (3.15) вследствие влияния несимметричной и нелинейной нагрузки.

2. Полученные в разделе 3.2 аналитические выражения для прямого и обратного преобразования трехфазных переменных в координаты состояния α, β, o и

d, q, o в кватернионном представлении имеют более простую форму записи по отношению к традиционному векторно-матричному способу математического описания, т. к. реализуются в функции только 4-х вещественных коэффициентов вместо девяти направляющих косинусов $a_{11} \dots a_{33}$.

3. Рассогласование генерируемых РСГ трехфазных напряжений от желаемого закона вида (3.15) как по амплитуде, так и угловому сдвигу φ , вызывают появление векторной (мнимой) части специального кватерниона произведения $\text{vect} \Delta_{ABC}$, а также изменяющейся относительно среднего значения с удвоенной частотой колебательной составляющей в скалярной (вещественной) части.

4. Вещественные коэффициенты $\delta_A, \delta_B, \delta_C$ при мнимых единицах гиперкомплексного числа вида (3.19) в исходном трехфазном базисе A, B, C являются функциями амплитудных значений и угловых сдвигов выходных напряжений АИН, формируемых на средних точках двух других стоек.

5. Составная часть кватерниона Δ_{ABC} , отвечающая за симметричную гармоническую составляющую прямой последовательности фаз в координатах состояния d, q, o , располагается вдоль первой мнимой единицы \mathbf{q}_1 и подчиняется равенству

$$\mathbf{U}_{dqo}^+ = |\mathbf{U}_{dqo}| \circ \mathbf{q}_1 + 0 \circ \mathbf{q}_2 + 0 \circ \mathbf{q}_3.$$

6. Определение структуры и параметров регуляторов в двухконтурной системе управления автономной РСГ производится в рамках традиционных подходов и не требует привлечения каких-либо специальных методов современной теории автоматического управления, например, на основе ПМ, требующей при микропроцессорной реализации высокопроизводительных программно-аппаратных средств.

ГЛАВА 4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ КВАТЕРНИОНОМ НАПРЯЖЕНИЯ

4.1 Описание экспериментальной установки

В данной главе представлены результаты экспериментальной апробации синтезированного алгоритма управления кватернионом генерируемых трехфазных напряжений с теми же параметрами РСГ, что и при цифровом моделировании. Экспериментальная установка, внешний вид которой показан на рисунке 4.1, включала в себя автономный инвертор с четвертой стойкой, силовой LC-фильтр для исключения пульсационной составляющей вследствие ШИМ, а также комплект различного рода одно-/ двух-/ трехфазных симметричных, несимметричных и нелинейных нагрузок с контактными коммутационными аппаратами суммарной мощностью 6 кВт.

Управляющая часть синтезированной системы электропитания, которая приведена на рисунке 3.2, реализовывалась в виде программного кода с частотой дискретизации 15 кГц на базе цифрового микроконтроллера типа ST32F746BGA производства компании “STMicroelectronics”, имеющего встроенные 14-тиразрядные каналы аналогово-цифрового и цифро-аналогового преобразования сигналов с отдельным стабилизируемым источником. Звено постоянного тока формировалось с помощью неуправляемого мостового диодного выпрямителя, подключенного непосредственно к трехфазной распределительной сети, на выходе которого устанавливалась конденсаторная батарея большой емкости для исключения шестипульсной составляющей из гармонического состава средневыпрямленного напряжения величиной 540 В. В качестве полностью управляемых силовых полупроводниковых ключей АИН использовались IGBT-модули типа “Mitsubishi Intelligent Power Module PM150CVA120” с обратным напряжением 1,2 кВ и номинальным током 150 А.

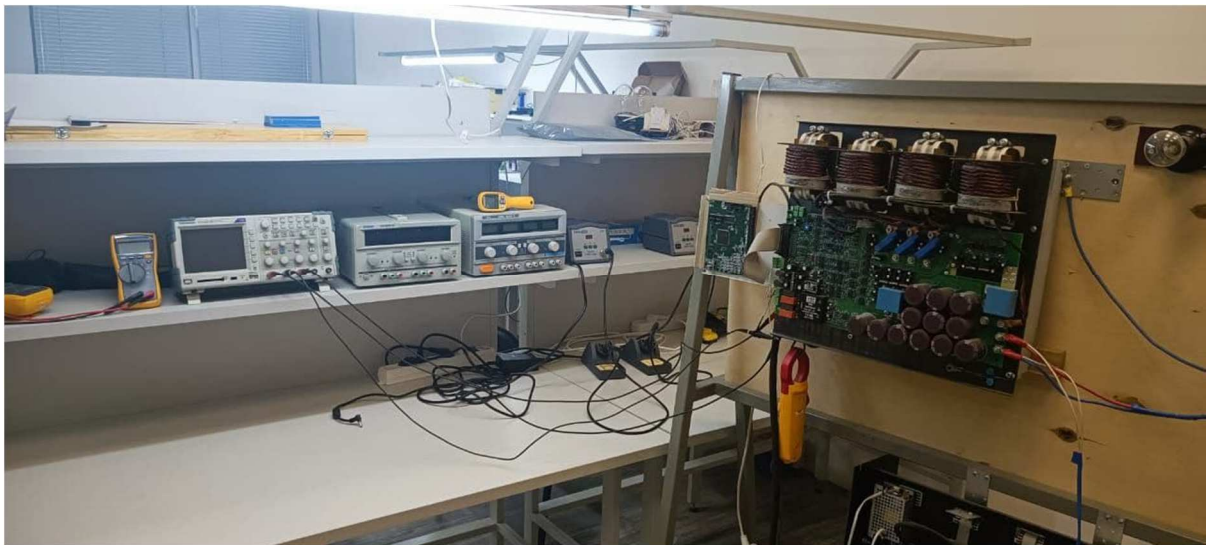


Рисунок 4.1 – Внешний вид экспериментальной установки

Для получения текущей информации о мгновенных значениях трехфазных переменных, используемых для организации алгоритма управления в четырехмерном гиперкомплексном пространстве \mathbb{H} , применялись датчики тока LEM LAN120P, установленные в электрической цепи дросселя силового LC-фильтра и нагрузки с аппаратной фильтрацией высокочастотных помех, а также делители напряжения на операционных усилителях.

Графическая визуализация, фиксация и обработка массива данных осуществлялась с помощью многоканального измерительного комплекса “Genesis Gen7T”, а также цифрового осциллографа “Tektronix TBS1154”.

4.2 Исследование разработанной трехфазной системы электропитания в кватернионе базисе

Экспериментальное исследование разработанной структуры построения и организации системы управления процессом генерации электрической энергии переменного тока с использованием гиперкомплексного пространства \mathbb{H} выполнялось для режимов работы РСГ, описанных ранее в разделе 3.5, включающих в себя включение/выключение, а также ступенчатое изменение на уровне 30% от номинальной величины трехфазной симметричной, однофазной несимметричной и двухфазной нелинейной нагрузки.

На рисунке 4.2 и рисунке 4.3 изображены экспериментальные зависимости генерируемых напряжений и токов чисто резистивной электрической цепи при скачкообразном уменьшении и последующем увеличении активного сопротивления, а на рисунках 4.4–4.7 показана временная реакция выхода РСГ в случае изменения конфигурации однофазной и двухфазной нагрузки соответственно. На основании рисунков 3.8–3.15 и рисунков 4.2–4.9, иллюстрирующих результаты выполненного цифрового моделирования и эксперимента, можно заключить, что графики соответствующих трехфазных переменных имеют близкий друг к другу вид, что позволяет сделать вывод о правильности используемой при синтезе математической модели РСГ, описанной в разделе 2.1.

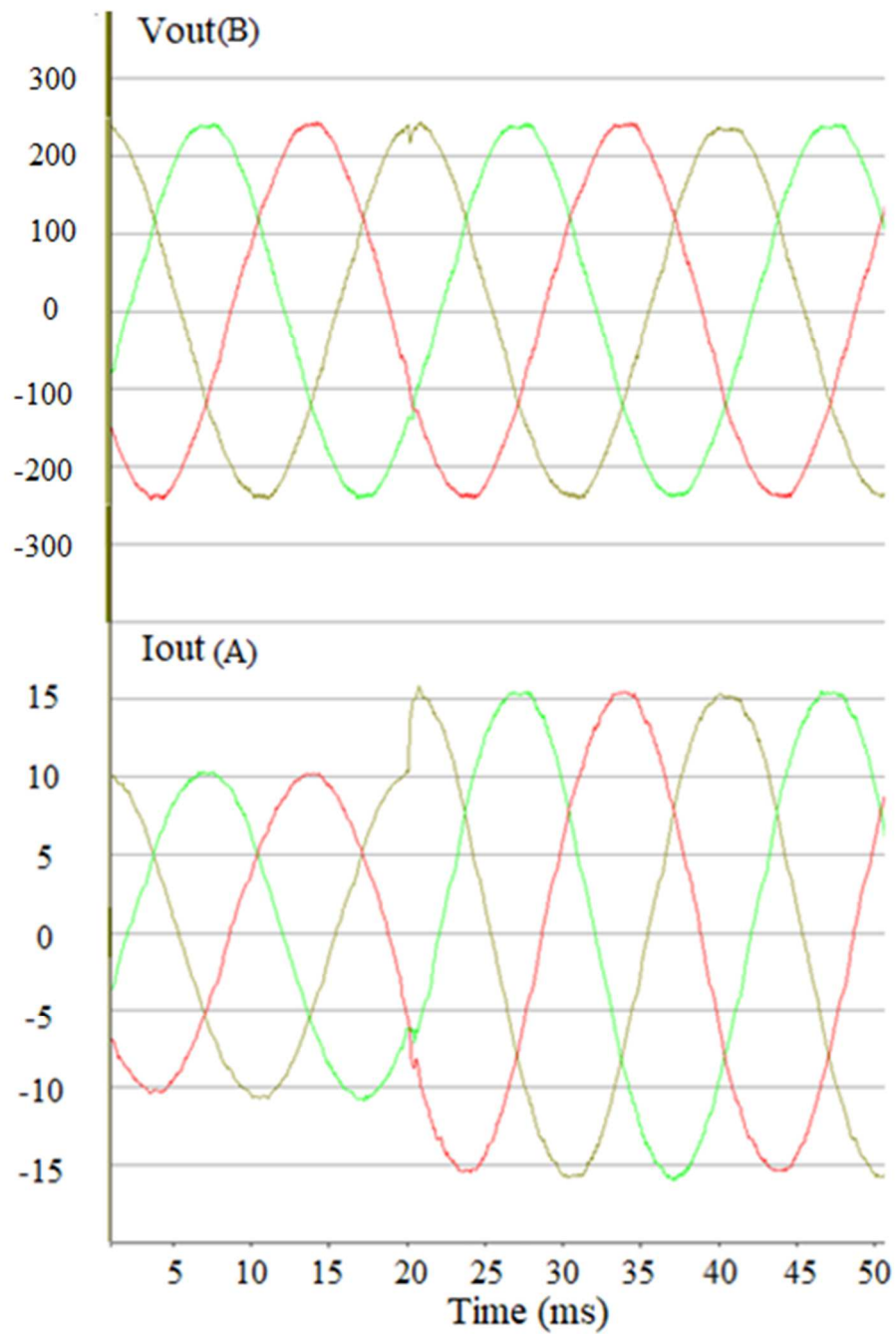


Рисунок 4.2 – Экспериментальные зависимости трёхфазных напряжений и токов чисто активной симметричной нагрузки при ее скачкообразном увеличении

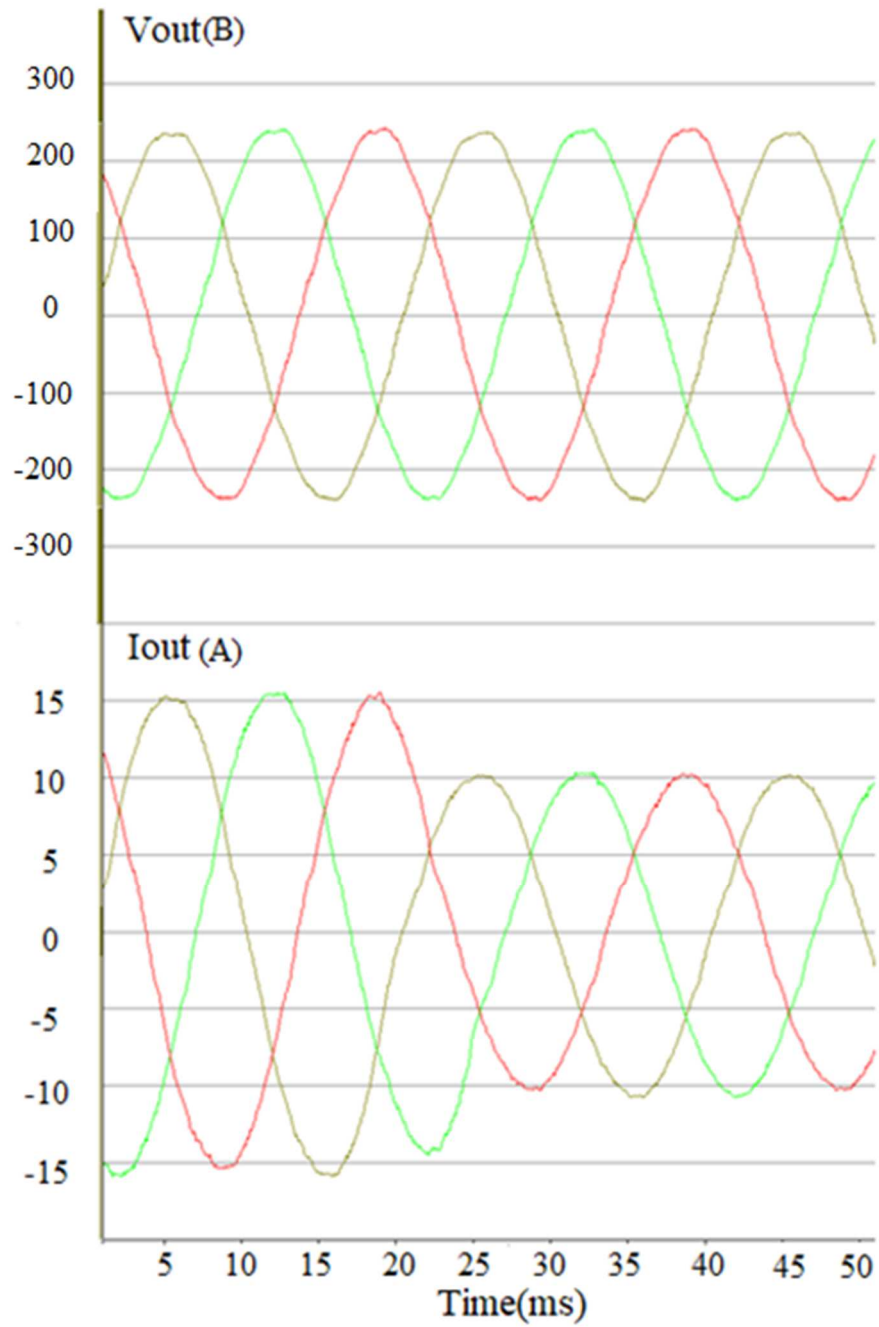


Рисунок 4.3 – Экспериментальные зависимости трёхфазных напряжений и токов чисто активной симметричной нагрузки при ее скачкообразном уменьшении

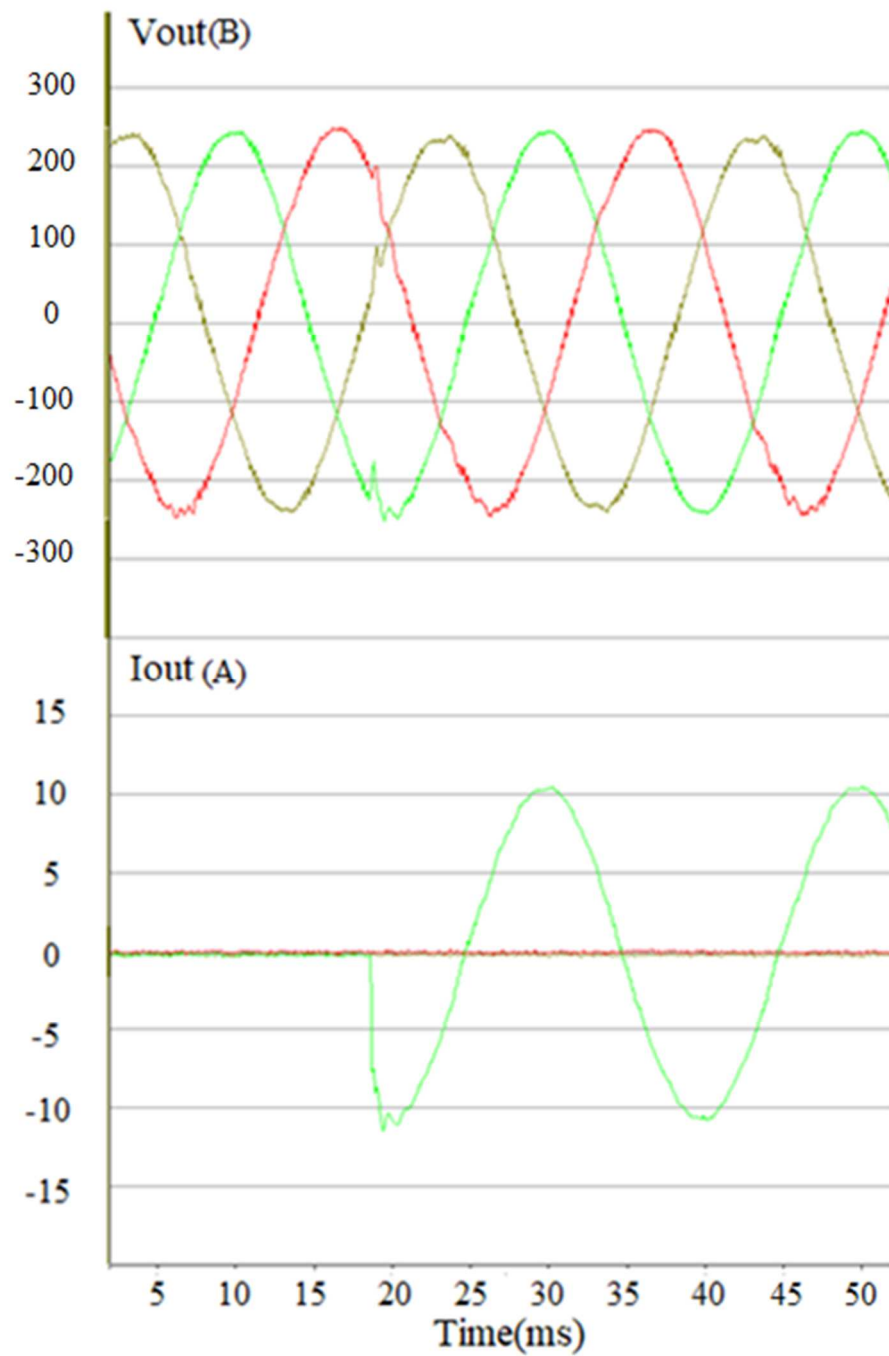


Рисунок 4.4 – Экспериментальные зависимости генерируемых напряжений и тока при включении чисто активной однофазной нагрузки

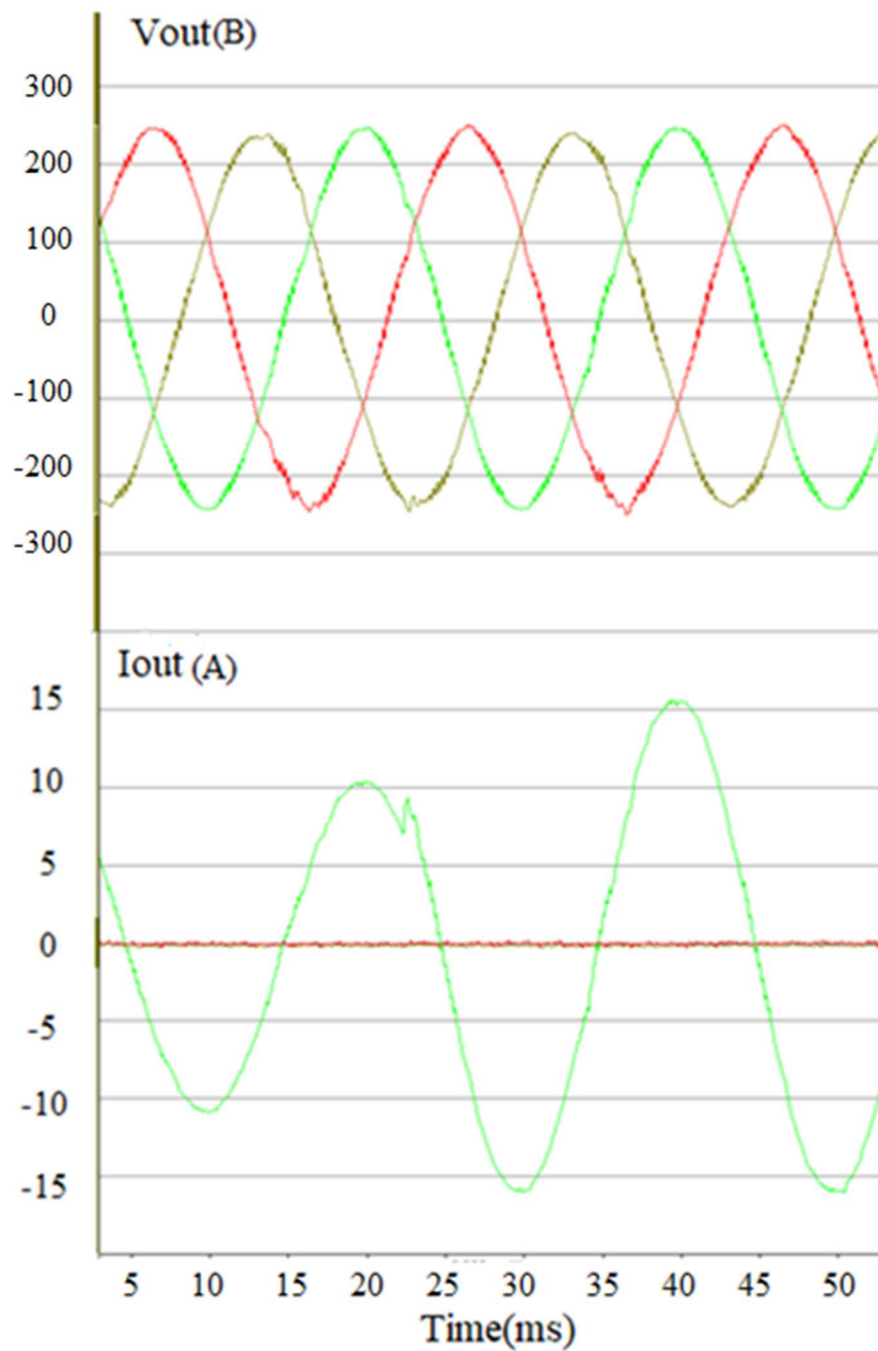


Рисунок 4.5 – Экспериментальные зависимости генерируемых напряжений и тока чисто активной однофазной нагрузки при ее скачкообразном увеличении

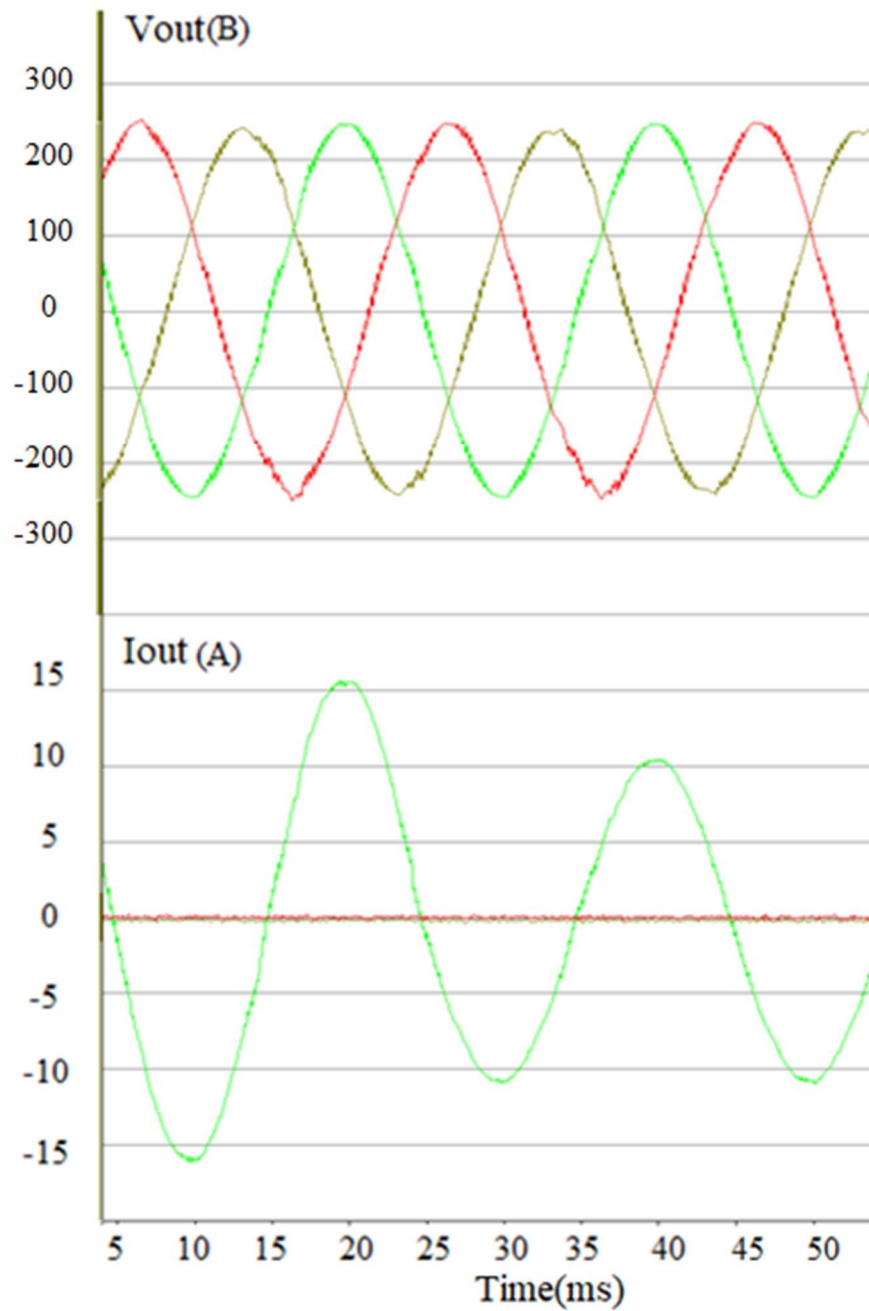


Рисунок 4.6 – Экспериментальные зависимости генерируемых напряжений и тока чисто активной однофазной нагрузки при ее скачкообразном уменьшении

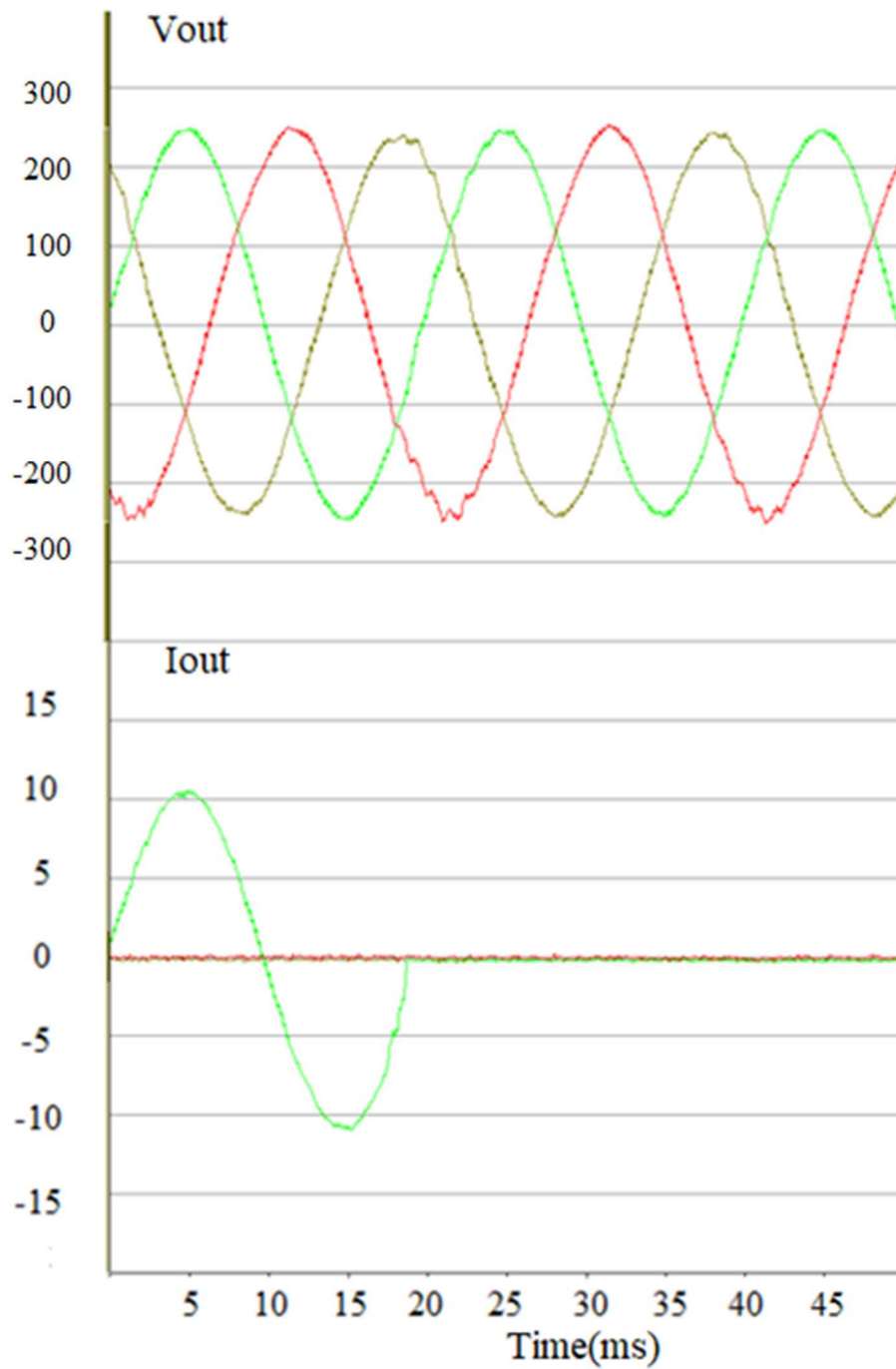


Рисунок 4.7 – Экспериментальные зависимости генерируемых напряжений и тока чисто активной однофазной нагрузки при ее отключении

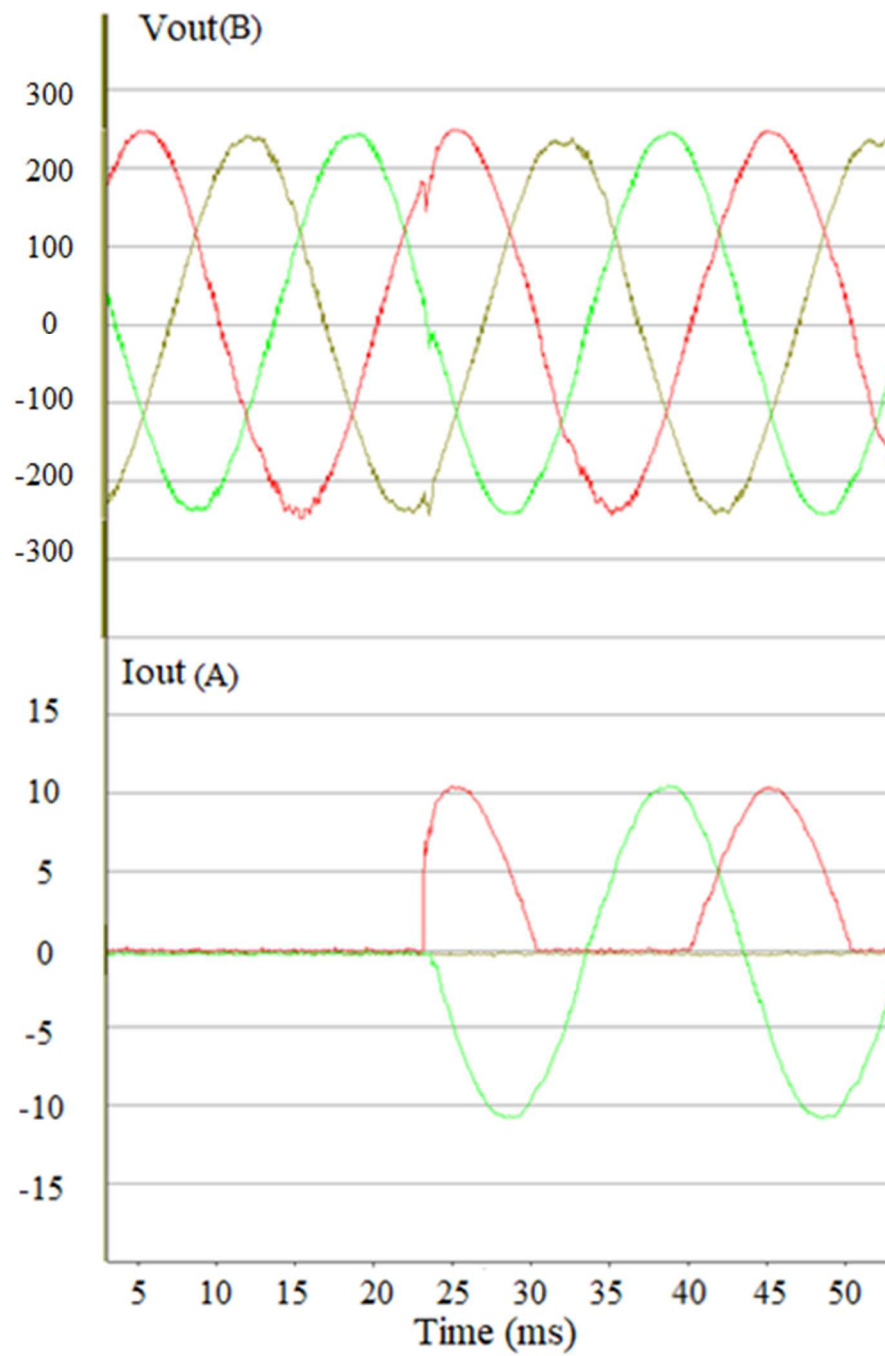


Рисунок 4.8 – Экспериментальные зависимости генерируемых напряжений и токов нелинейной двухфазной нагрузки при включении

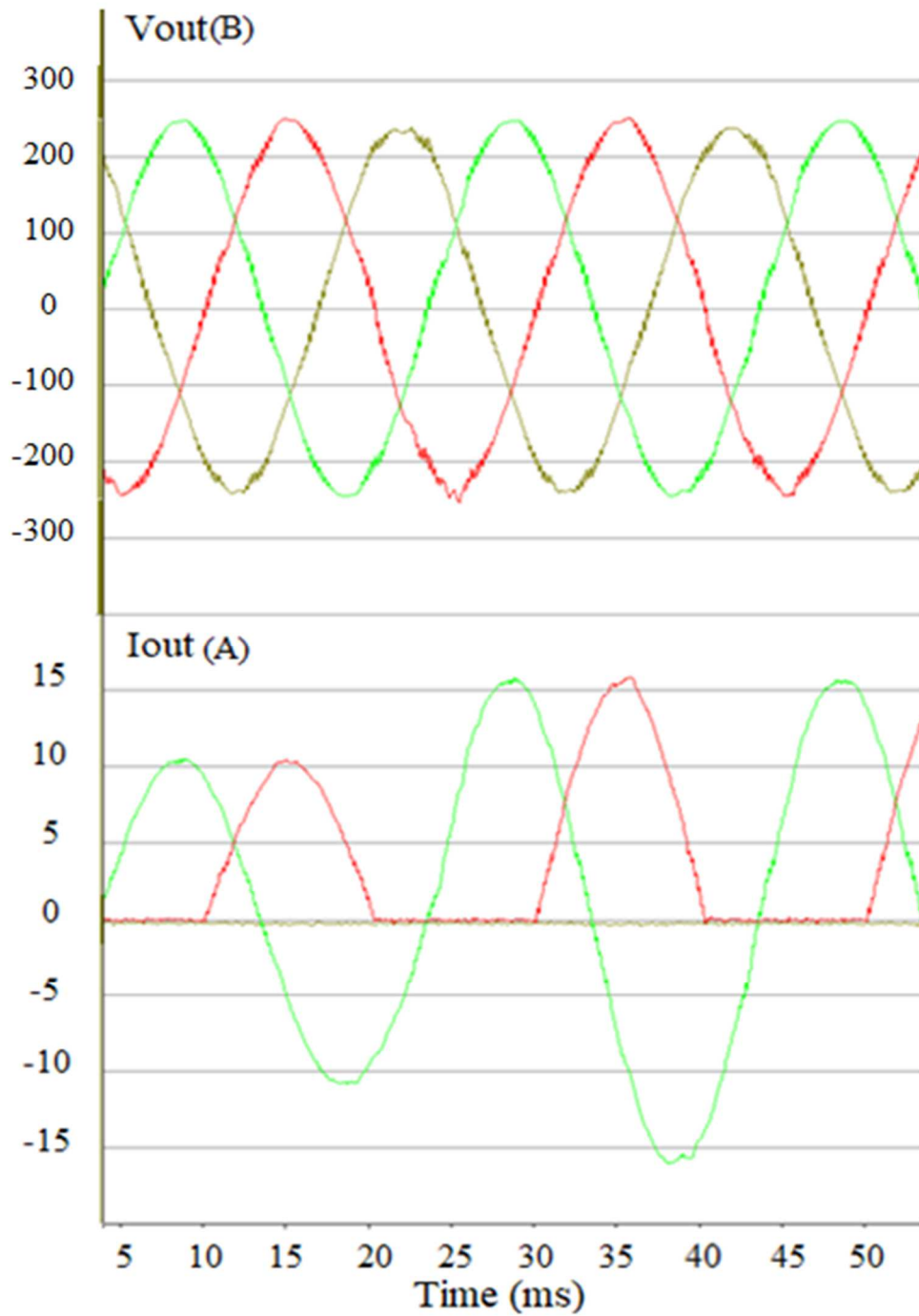


Рисунок 4.9 – Экспериментальные зависимости генерируемых напряжений и токов при скачкообразном увеличении на 30% от номинального значения нелинейной двухфазной нагрузки

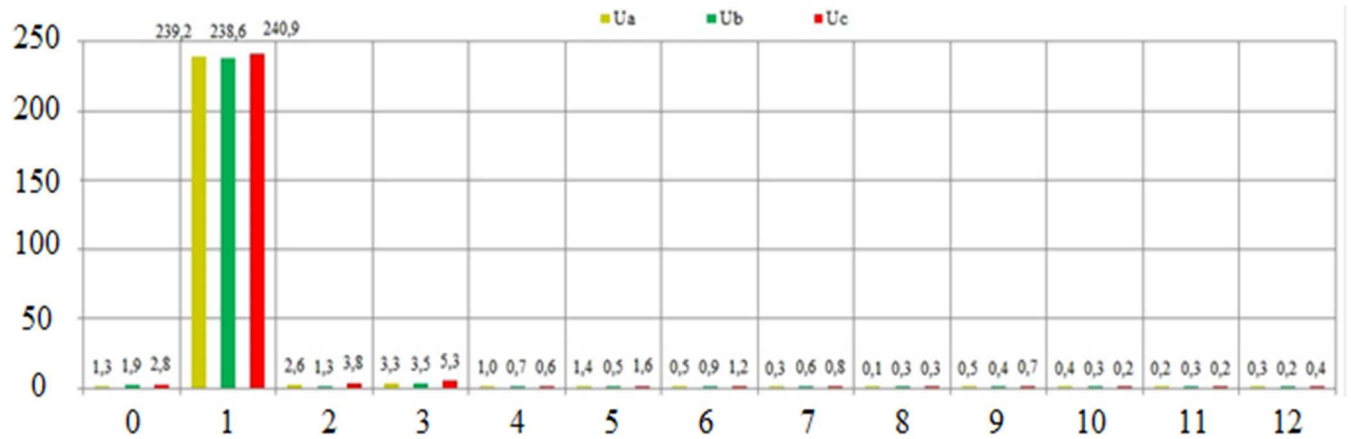
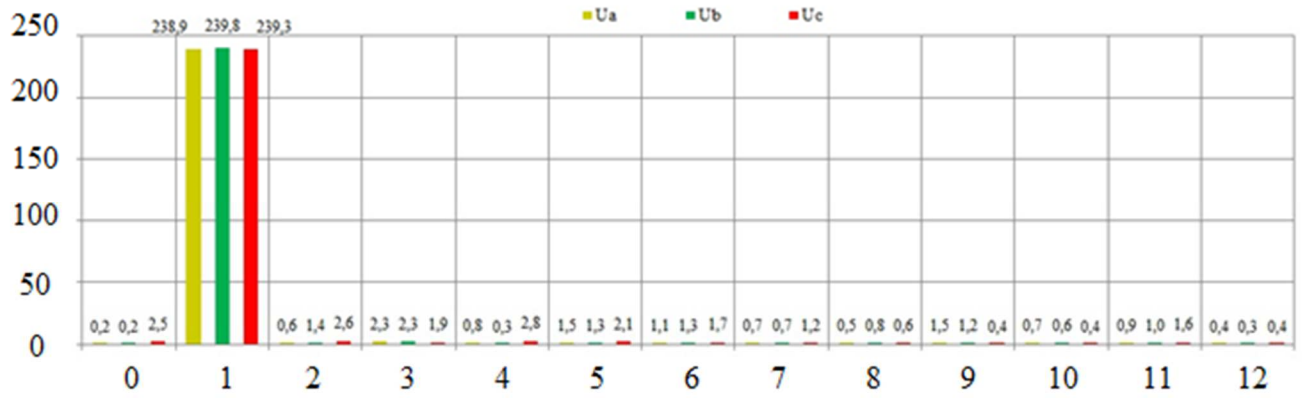
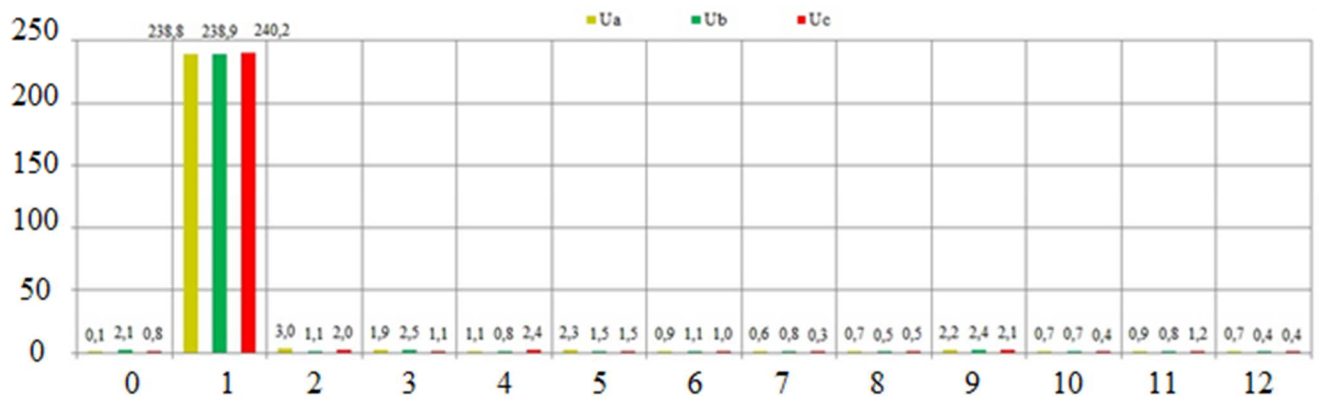


Рисунок 4.10 – Гармонический состав генерируемого РСГ трехфазного напряжения в режиме холостого хода

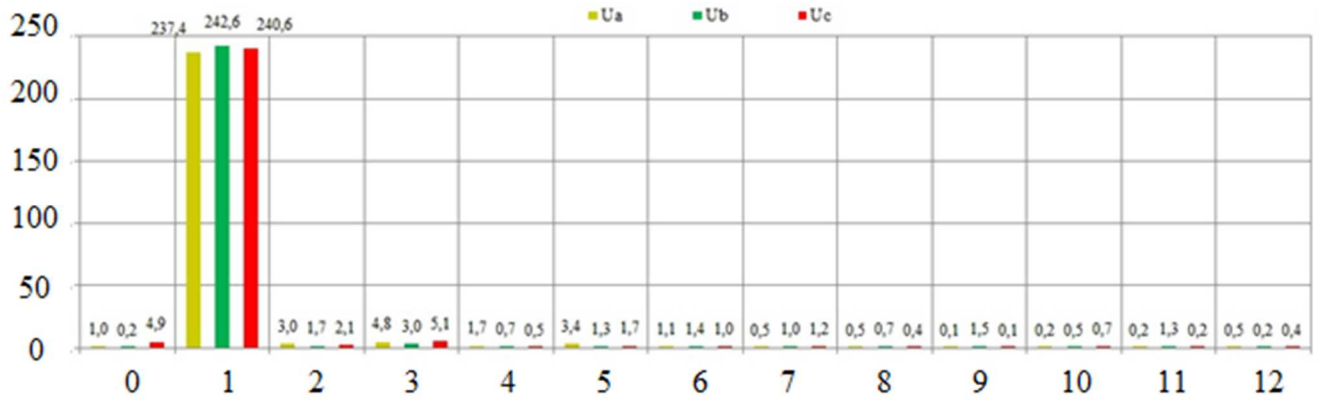


(a)

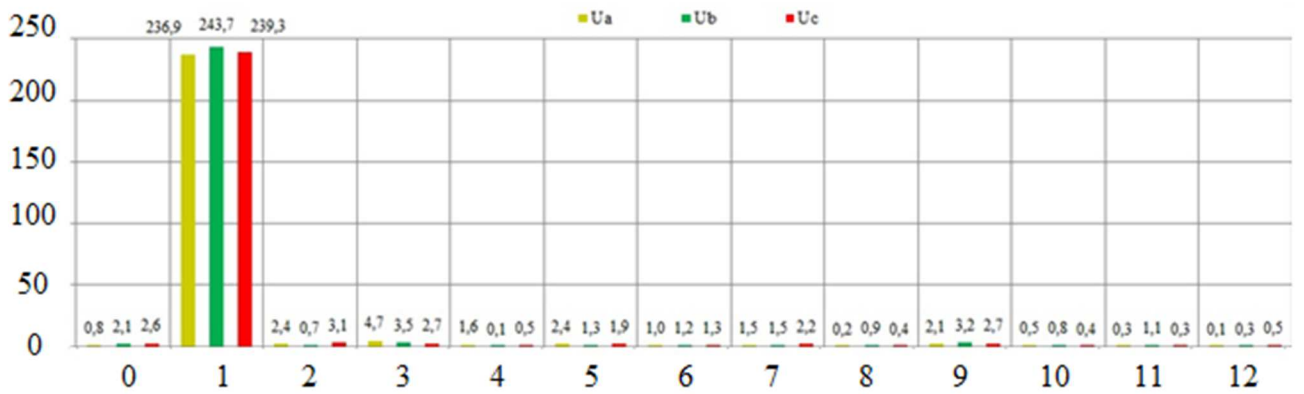


(б)

Рисунок 4.11 – Гармонический состав генерируемого РСГ трехфазного напряжения при питании симметричной чисто резистивной нагрузки, составляющей 66% и 100% от номинального значения

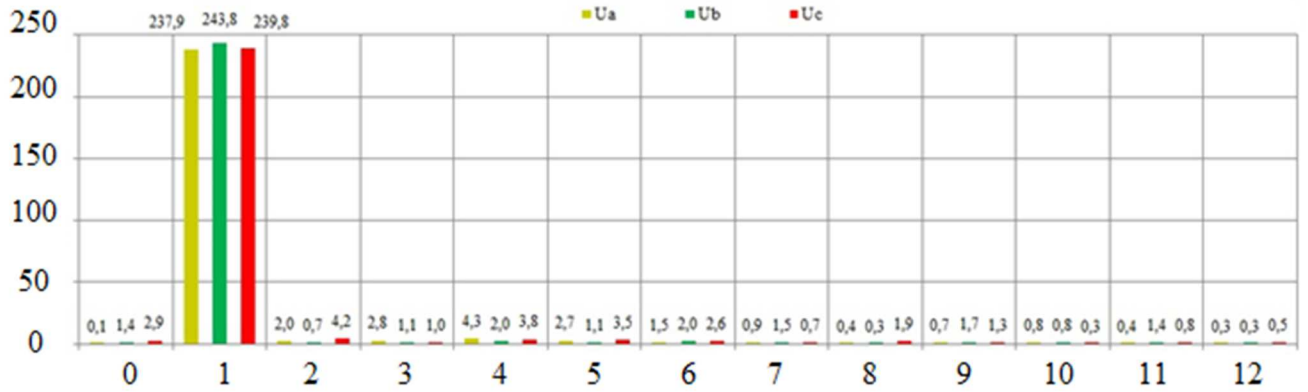


(a)

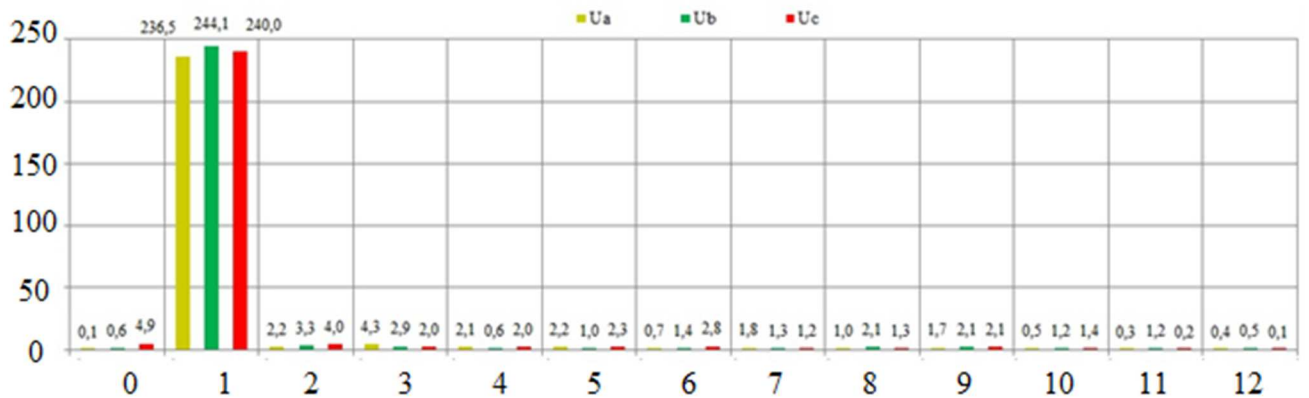


(б)

Рисунок 4.12 – Гармонический состав генерируемого РСГ трехфазного напряжения при питании однофазной чисто резистивной нагрузки, составляющей 66% и 100% от номинального значения



(a)



(б)

Рисунок 4.13 – Гармонический состав генерируемого РСГ трехфазного напряжения при питании двухфазной резистивной нагрузки с вентелем, составляющей 66% и 100% от номинального значения

На заключительном этапе экспериментальных работ производилась оценка качества формируемой на выходе РСГ электрической энергии с помощью специально созданного программного приложения для анализа гармонических сигналов в частотной области, что иллюстрирует рисунки 4.10–4.13, из которых следует, что пиковые значения высокочастотных составляющих имеют незначительную амплитуду и удовлетворяют предельным показателям, приведенным в ГОСТ Р 32144-2013 [9].

Таким образом, как можно увидеть из представленных выше результатов экспериментального исследования, техническая реализация алгоритма управления РСГ с использованием четырехмерного гиперкомплексного пространства \mathbf{H} , построенного на основе декомпозиции кватерниона напряжений, обеспечивает качественную работу трехфазной системы переменного тока при питании различного рода потребителей электрической энергии. В установившемся процессе трехфазные напряжения на силовых конденсаторах LC-фильтра имеют близкую к гармоническому закону временную зависимость с незначительной амплитудной ошибкой и только в режимах скачкообразного изменения резкопеременной нагрузки наблюдается кратковременное искажение. При этом малое время восстановления желаемой мгновенной формы при наличии внешних возмущений достигается без применения каких-либо дополнительных компенсационных связей, предназначенных для автономизации каналов управления объекта в координатах состояния d, q, o , что объясняется отдельным регулированием прямой последовательности фаз по основной гармонике и всех имеющих место отклонений от нее.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе диссертационного исследования на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы, посвященного анализу и синтезу трехфазной системы электропитания автономных объектов произвольного вида с высокими динамическими показателями по управляющему и возмущающему воздействию, были решены следующие научно-прикладные задачи:

1. Выполнен подробный анализ функционального назначения, принципа действия и базовых способов управления составных частей РСГ, основными из которых являются полупроводниковый мостовой инвертор, реализованный по топологии с четвертой стойкой, и силовой LC/LCL-фильтр, предназначенный для исключения пульсаций в токах нагрузки вследствие ШИМ.

2. На основании векторно-матричной математической модели РСГ в пространстве состояний после последовательно выполняемых преобразований E. Clarke и R. H. Park, были сформированы базовые алгоритмические принципы построения данного рода трехфазных систем генерации электрической энергии переменного тока с нормированным качеством в терминах некоммутативной ассоциативной алгебры кватернионов.

3. В работе получены расчетные соотношения для практической реализации преобразования исходного трехмерного базиса фазных переменных, направленного вдоль пространственного расположения трех мнимых единиц $\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \mathbf{q}_3$, в координаты состояния α, β, o или d, q, o как в общем виде, а так и в частном случае при соблюдении требования инвариантности скалярных частей гиперкомплексного числа.

4. Проанализированы скалярная (действительная) и векторная (мнимая) части специального кватерниона произведения, содержащего в себе полную информацию о положительной, отрицательной и нулевой последовательности фаз генерируемых напряжений на основной частоте, а также о наличии в их составе амплитудно-фазовых отклонений от эталонных значений.

5. Разработана инженерная методика структурно-параметрического синтеза алгоритмов управления кватернионом напряжения, в рамках которой достигается малое время восстановления заданной мгновенной формы в режимах отработки скачкообразного сброса/наброса или включения/отключения нагрузки произвольного вида, в том числе с нелинейными характеристиками, а также желаемый частотный спектр генерируемой электрической энергии.

Обобщая вышеизложенное можно заключить, что сформулированная во введении цель диссертационной работы, связанная с разработкой на основе гиперкомплексного представления трехфазных переменных алгоритмических принципов построения, организации и технической реализации структуры управляющего устройства трехфазной автономной системы электропитания с высокими динамическими показателями, достигнута. Представленные в главе 3 и главе 4 результаты моделирования и эксперимента подтвердили высокую эффективность синтезированных законов управления РСГ, в рамках которых обеспечивается нормированное качество генерируемой электрической энергии переменного тока и желаемое быстродействие.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абуэлсауд, Раиф Сиам Сайед Ахмед. Исследование режимов автономной системы электроснабжения с прогнозирующим управлением : дис. ... канд. техн. наук : 05.09.03 / Абуэлсауд Раиф Сиам Сайед Ахмед ; Национальный исследовательский Томский политехнический университет. – Томск, 2020. –130 с.
2. Антипов, В. Н. Электрические генераторы мегаваттной мощности для ветроэнергетики: состояние и тенденции развития / В. Н. Антипов, А. Д. Грозов, А. В. Иванова. – Текст : непосредственный // Электричество. – 2019. – № 8 – С. 34–41.
3. Беркинблит, М. Б. Нейронные сети : учеб. пособие / М. Б. Беркинблит. – Москва : Моск. ин-т развития образоват. систем, 1993. – 95 с. – Текст : непосредственный.
4. Бранец, В. Н. Применение кватернионов в задачах ориентации твердого тела / В. Н. Бранец, И. П. Шмыглевский. – Москва : Наука, 1973. – 320 с. – Текст : непосредственный.
5. Выравнивание графика нагрузки предприятий за счет применения гибридных накопителей электроэнергии / О. С. Васильков, Д. Е. Батуева, К. А. Хомяков, П. С. Паляницин. – DOI 10.31992/2074-0530-2020-43-1-27-34. – Текст : непосредственный // Известия МГТУ МАМИ. – 2020. – № 1. – С. 27–34.
6. Гайнанов, Д. А. Об эффективном соотношении традиционных и возобновляемых источников энергии в электроэнергетике России. – Текст непосредственный / Д. А. Гайнанов, Е. С. Каширина, Я. Ф. Хабирова // Электротехника. – 2018. – № 1. – С. 12–16.
7. Гибридная система децентрализованного электроснабжения, реализуемая на основе возобновляемых источников энергии разных видов / Б. М. Антонов, Н. Н. Баранов, К. В. Крюков, Ю. К. Розанов. – Текст : непосредственный // Электричество. – 2018. – № 1. – С. 8–13.
8. Горбань, А. Н. Обучение нейронных сетей. – Москва : Параграф, 1990. – 160 с. – Текст : непосредственный.

9. ГОСТ Р 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения : национальный стандарт : издание официальное : дата введения 2014–07–01. – Москва : Стандартиформ, 2014. – 16 с. – Текст непосредственный.

10. Доброскок, Н. А. О возможности улучшения гармонического состава напряжения на выходе автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией / Б. В. Бруслиновский, Н. А. Доброскок – Текст : непосредственный // Морской вестник. Специальный выпуск № 2(11). – СПб: Изд-во Мор. Вест., 2013 – С. 72–77.

11. Елистратов, В. В. Работа ветроэлектростанций в энергосистеме и “мифы” об их негативном влиянии / В. В. Елистратов. – Текст : непосредственный // Электричество. – 2014. – № 7. – С. 41–48.

12. Ефремов, А. П. Кватернионные пространства, системы отсчета и поля / А. П. Ефремов. – Москва : Изд-во РУДН, 2005. – 373 с. – Текст непосредственный.

13. Зиновьев, Г. С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентиляционных преобразователей / Г. С. Зиновьев. – Новосибирск : Изд-во НГУ, 1990. – 220 с. – Текст непосредственный.

14. Инженерная методика расчетов синусных фильтров для активных выпрямителей и инверторов напряжения с ШИМ / В. М. Берестов, В. В. Вдовин, С. С. Доманов, В. В. Панкратов, Г. Г. Ситников. – Текст : непосредственный // Электроприводы переменного тока (ЭППТ 2012) : сб. тр. 15 междунар. науч.-техн. конф., Екатеринбург, 12–16 марта 2012 г. – Екатеринбург : Изд-во УрФУ, 2012. – С. 167–170.

15. Исследование влияния характеристик и конструкции накопителей электрической энергии на работу систем бесперебойного питания / Д. В. Белов, А. Н. Воропай, И. Н. Кузьмин, А. Б. Лоскутов. – Текст : непосредственный // Электричество. – 2020. – № 10. – С. 4–11.

16. Кантор, И. Л. Гиперкомплексные числа / И. Л. Кантор, А. С. Солодовников. – Москва : Наука, 1973. – 144 с. – Текст : непосредственный.
17. Ковалев, К. Л. Автономные энергетические системы с кинетическим накопителем энергии / К. Л. Ковалев, В. Н. Полтавец, И. П. Колчанова. – DOI 10.24160/0013-5380-2019-9-30-40. – Текст : непосредственный // Электричество. – 2019. – № 9. – С. 30–40.
18. Коровин, А. В. Координатные преобразования трехфазных переменных с использованием кватернионов = Coordinate transformations of three-phase variables using quaternions / А. В. Коровин, И. В. Александров. – DOI 10.47026/1810-1909-2022-1-65-72. – Текст : непосредственный // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 1 – С. 65–72.
19. Крюков, К. В. Повышение эффективности совместной работы солнечной электростанции с промышленной сетью переменного тока / К. В. Крюков, Н. Н. Баранов, Б. М. Антонов. – Текст непосредственный // Электротехника. – 2017. – № 7. – С. 67–72.
20. Марончук, И. И. Солнечные элементы: современное состояние и перспективы развития / И. И. Марончук, Д. Д. Саникович, В. И. Мирончук. – Текст непосредственный // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. – 2019. – Т. 62, № 2. – С. 105–123.
21. Математическое описание динамики систем автономного электроснабжения с использованием метода переменных состояния / М. А. Мастепаненко, Ш. Ж. Габриелян, И. К. Шарипов, С. В. Аникуев. – Текст непосредственный // Электротехника. – 2019. – № 3. – С. 19–24.
22. Нос, О. В. Анализ различных форм представления кинематических параметров в задачах линейного преобразования трехфазных переменных / О. В. Нос. – Текст : непосредственный // Известия вузов. Электромеханика. – 2012. – № 5. – С. 22–28.
23. Нос, О. В. Математическая модель асинхронного двигателя в линейных пространствах, связанных со статором и ротором / О. В. Нос. – Текст : непосредственный // Известия вузов. Электромеханика. – 2008. – № 2. – С. 14–20.

24. Нос, О. В. Математические модели преобразования энергии в асинхронном двигателе : учеб. пособие / О. В. Нос. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2008. – 168 с. – Текст : непосредственный.

25. Нос, О. В. Методы анализа и синтеза трехфазных систем с активными силовыми фильтрами в гиперкомплексном пространстве : дис. ... д-ра техн. наук : 05.09.03 / О. В. Нос ; Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск, 2015. – 385 л. – Текст : непосредственный.

26. Нос, О. В. Применение алгебры кватернионов в математических моделях электрических машин переменного тока / О. В. Нос – Текст : непосредственный // Автоматизированные электромеханические системы : сб. науч. тр. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2011. – С. 16–32.

27. Нос, О. В. Синтез алгоритма управления автономной системой энерго-снабжения с использованием кватернионов = Control design of standalone distribution generation system in quaternion domain / О. В. Нос, А. В. Коровин, С. В. Кучак. – DOI 10.18799/24131830/2022/1/3511. – Текст : непосредственный // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2022. – Т. 333, № 1. – С. 7–14.

28. Нос, О. В. Теория автоматического управления. Теория управления линейными одноканальными непрерывными системами : учеб. пособие / О. В. Нос, Л. В. Старостина. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2018. – 202 с. – Текст : непосредственный.

29. Нос, О. В. Теория автоматического управления. Теория управления особыми линейными и нелинейными непрерывными системами : учеб. пособие / О. В. Нос ; Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2019. – 166 с. – 50 экз. – Текст : непосредственный.

30. Олешкевич, М. М. Возобновляемые источники энергии в электроэнергетике Беларуси / М. М. Олешкевич, А. С. Руденя. – Текст непосредственный // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. – 2014. – № 3. – С. 49–61.

31. Панкратов В. В. Избранные разделы теории автоматического управления : [учеб. пособие для вузов по направлениям подготовки: “Конструкторско-технологическое обеспечение машиностроительных производств”, “Автоматизированные технологии и производства”] : учеб. пособие / В. В. Панкратов, О. В. Нос, Е. А. Зима. – : Изд-во НГТУ, 2011. – 223 с.

32. Петренко, Ю. Н. Анализ функциональных схем электрической части ветроэлектрических установок / Ю. Н. Петренко, С. А. Санкевич. – Текст непосредственный // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. – 2014. – № 2. – С. 10–20.

33. Прецизионный электропривод угла места антенны радиолокационной станции / А. Д. Иохимович, А. В. Коровин, В. В. Машинский, В. В. Панкратов, А. В. Таран. – Текст : непосредственный // 8 международная (19 Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу. АЭП–2014 = Proceedings of the 8 International (19 All-Russian) conference on the automatic electric drive, Саранск, 7–9 окт. 2014 г. В 2 т. – Саранск : Изд-во Мордов. ун-та, 2014. – Т. 2. – С. 382–385.

34. Следящая система рулевого электропривода на базе СДПМ / А. Д. Иохимович, А. В. Коровин, В. В. Машинский, В. В. Панкратов. – Текст : непосредственный // 8 международная (19 Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу. АЭП–2014 = Proceedings of the 8 International (19 All-Russian) conference on the automatic electric drive, Саранск, 7–9 окт. 2014 г. В 2 т. – Саранск : Изд-во Мордов. ун-та, 2014. – Т. 2. – С. 377–381.

35. Терехов, В. А. Нейросетевые системы управления / В. А. Терехов, Д. В. Ефимов, И. Ю. Тюкин. – Москва : Высшая школа, 2002. – 184 с. – Текст : непосредственный.

36. Хватов, О. С. Повышение эффективности дизель-генераторной электростанции / О. С. Хватов, Д. С. Кобяков. – Текст непосредственный // Электротехника. – 2020. – № 12. – С. 25–31.

37. Хрисанов, В. И. Морская электроэнергетика с возобновляемыми энергоносителями. Ч. 1. Ветро-волноустановки офшорных электростанций / В. И. Хрисанов.

нов, Б. Ф. Дмитриев. – Текст : непосредственный // Электротехника. – 2016. – № 7. – С. 49–57.

38. Чернецкий, А. М. Оценка экономической эффективности использования накопителей электроэнергии в энергосистеме / А. М. Чернецкий. – Текст непосредственный // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. – 2013. – № 4. – С. 21–28.

39. Шрейнер, Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р. Т. Шрейнер – Екатеринбург : Урал. отд-ние РАН, 2000. – 654 с. – Текст : непосредственный.

40. Электромагнитные процессы в комбинированной системе электроснабжения / С. А. Харитонов, А. С. Харитонов, В. С. Мешалкин, Д. Л. Калужский, А. В. Коровин // Электропитание. – 2022. – № 1. – С. 4–18.

41. Элзейн, И. Адаптивная система обеспечения максимальной выходной мощности фотоэлектрической станции на основе робастного прогнозного управления / И. Элзейн, Ю. Н. Петренко. – Текст непосредственный // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. – 2020. – Т. 63, № 5. – С. 441–449.

42. A hierarchical control for flexible single-phase microgrid based on parallel VSIs / D. Ziouani, A. Boukhetala, B. Darcherif, B. Amghar, I. E. Abbassi. – DOI 10.1109/ICoSC.2017.7958698. – Text : direct // 6 international conference on systems and control (ICSC), Batna, Algeria, 7–9 May, 2017. – IEEE, 2017. – P. 178–182.

43. A model predictive control for a four-Leg inverter in a stand-alone microgrid under unbalanced condition / M. M. Koushki, E. Ayoubi, M. R. Miveh, A. A. Ghadimi. – DOI 10.1109/PEDSTC52094.2021.9405873. – Text : direct // 12 Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), Iran, Tabriz, 2–4 Feb. 2021. – [S. l.] : IEEE Publ., 2021. – Art. 20632594 (5 p.)

44. A novel three-phase four-leg inverter based load unbalance compensator for stand-alone microgrid / G.-H. Kim, C. Hwang, J.-H. Jeon, J.-B. Ahn, E.-S. Kim. – DOI 10.1016/j.ijepes.2014.09.035. – Text : direct // International Journal of Electrical Power and Energy Systems. – 2015. – Vol. 65. – P. 70–75.

45. Adaptive reference trajectory for power quality enhancement in three-phase four-wire standalone power supply systems with nonlinear and unbalanced loads / A. Saim, A. Houari, M. A. Ahmed [et al.]. – DOI 10.1109/JESTPE.2020.2966923. – Text : direct // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2020. – Vol. 8, iss. 2. – P. 1593–1603.
46. An improved control strategy for a four-leg grid-forming power converter under unbalanced load conditions / M. Miveh, M. Rahmat, M. Mustafa, A. Ghadimi, A. Rezvani. – DOI 10.1155/2016/9123747. – Text : direct // Advances in Power Electronics. – 2016. – Vol. 2016. – Art. 9123747.
47. An improved MPPT controller for photovoltaic system under partial shading condition / K. Chen, S. Tian, Y. Cheng, L. Bai. – DOI 10.1109/TSTE.2014.2315653. – Text : direct // IEEE Transactions on Sustainable Energy. – 2014. – Vol. 5, iss. 3. – P. 978–985.
48. An overview of DC component generation, detection and suppression for grid-connected converter systems / B. Long, M. Zhang, Y. Liao, L. Huang, K. T. Chong. – DOI 10.1109/ACCESS.2019.2934175. – Text : electronic // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 110426–110438. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=8793079> (access date: 07.04.2022).
49. Arbic, B. K. A coupled oscillator model of shelf and ocean tides / B. K. Arbic, C. Garrett. – DOI 10.1016/j.csr.2009.07.008. – Text : direct // Continental Shelf Research. – 2010. – Vol. 30, iss. 6. – P. 564–574.
50. Assessment of model predictive voltage control for autonomous four-leg inverter / R. Aboelsaud, A. S. Al-Sumaiti, A. Ibrahim, I. V. Alexandrov, A. G. Garganeev, A. A. Z. Diab. – DOI 10.1109/ACCESS.2020.2996753. – Text : direct // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 101163–101180.
51. Chen, D. Research on fast transient and $6n\pm 1$ harmonics compensating repetitive control scheme for three-phase systems / D. Chen, J. Zhang, Z. Qian. – DOI 10.1109/ECCE.2012.6342174. – Text : direct // Energy Conversion Congress and Ex-

position (ECCE) : 5 ann. cong. and exp., USA, Raleigh, 15–20 Sept. 2012. – [S. 1.] : IEEE Publ., 2012. – P. 4746–4753.

52. Design of a hybrid controller for the three-phase four-leg voltage-source inverter with unbalance load / V. T. Doan, K. Y. Kim, W. Choi, D. W. Kim. – DOI 10.6113/JPE.2017.17.1.181. – Text : direct // Journal of Power Electronics. – 2017. – Vol. 17, iss. 1. – P. 181–189.

53. Duesterhoeft, W. C. Determination of Instantaneous Currents and Voltages by means of Alpha, Beta, and Zero Components / W. C. Duesterhoeft, M. W. Schulz, E. Clarke. – Text : direct // Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. – 1951. – Vol. 70, iss. 2. – P. 1248–1255.

54. Fahmy, A. M. A four leg shunt active power filter predictive fuzzy logic controller for low-voltage unbalanced-load distribution networks / A. M. Fahmy, A. K. Abdelslam, A. A. Lotfy, M. Hamad, A. Kotb – DOI: 10.6113/JPE.2018.18.2.573. – Text : direct // Journal of Power Electronics. – 2018. – Vol. 18, iss. 2. – P. 573–587.

55. Fraser, M. E. Transformerless four-wire PWM rectifier and its application in AC-DC-AC converters / M. E. Fraser, C. D. Manning, B. M. Wells. – DOI 10.1049/ip-epa:19952278. – Text : direct // IEE Proceedings – Electric Power Applications. – 1995. – Vol. 142, iss. 6. – P. 410–416.

56. Ghosh, G. Selective harmonic elimination in a conventional single phase full-bridge inverter with adjustable output / G. Ghosh, P. K. Sinha Roy, R. Ganguly. – DOI: 10.9790/1676-1304025157. – Text : direct // IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering. – 2018. – Vol. 13, iss. 4. – P. 51–57.

57. Hamilton, W. R. Elements of quaternions / W. R. Hamilton. – London : Longmans, Green and Co, 1866. – 762 p. – Text : direct.

58. Improved voltage unbalance and harmonics compensation control strategy for an isolated microgrid // M. Hadidian, A. Kalam, M. Miveh, [et al.]. – DOI 10.3390/en11102688. – Text : direct // Energies. – 2018. – Vol. 11. – P. 1–26.

59. Iohimovich, A. D. Precision radar-station antenna elevation angle electric drive / A. D. Iohimovich, A. V. Korovin, V. V. Mashinskyi, V. V. Pankratov, A. V. Taran – DOI: 10.1109/EDM.2014.6882556. – Text : direct // 15 International Conference on

Young Specialist on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, Altai, 30 June 2014 – 04 July 2014. – Novosibirsk : NSTU, 2014. – P. 395 – 398.

60. Iohimovich, A. D. The development of the direct electric drive system of a radar station antenna / A. D. Iohimovich, A. V. Korovin, V. V. Pankratov – DOI: 10.1109/EDM.2013.6642000. – Text : direct // 14 International Conference on Young Specialist on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, Altai, July 1 – 5, 2013. – Novosibirsk : NSTU, 2013. – P. 300 – 304.

61. Jahns, M. A new resonant link aircraft power generating system / M. Jahns, M. A. Maldonado. – DOI: 10.1109/7.249126. – Text : direct // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. – 1993. – Vol. 29, iss. 1. – P. 206–214.

62. Key technologies of flywheel energy storage systems and current development status / X. B. Zhang, J. W. Chu, H. L. Li [et al.]. – Text : direct // Energy Storage Science Technology. – 2015. – Vol. 4, iss. 1. – P. 55–60.

63. Kim, S. Y. Minimum loss discontinuous pulse-width modulation per phase method for three-phase four-leg inverter / S. Y. Kim, S. G. Song, S. J. Park. – DOI 10.1109/ACCESS.2020.3006245. – Text : direct // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 122923–122936.

64. Li, Y. W. Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with LC filters / Y. W. Li. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2009. – Vol. 56, iss. 5. – P. 1511–1521.

65. LLCL-Filtered Grid Converter with Improved Stability and Robustness / M. Huang, X. Wang, P. C. Loh, F. Blaabjerg. – DOI 10.1109/TPEL.2015.2467185. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 31, iss. 5. – P. 3958–3967.

66. Local control of reactive power by distributed photovoltaic generators / K. Turitsyn, P. Sulc, S. Backhaus, M. Chertkov. – DOI 10.1109/SMARTGRID.2010.5622021. – Text : direct // 1 International Conference on Smart Grid Communications, USA, Gaithersburg, 4–6 Oct. 2010. – USA : IEEE Publ., 2010. – Art. 11630352.

67. Marine Renewable Energy. Resource Characterization and Physical Effects / eds.: Z. Yang, A. Copping. – Switzerland : Springer, 2017. – 387 p. – DOI 10.1007/978-3-319-53536-4. – Text : direct.

68. Masters, G. M. Renewable and Efficient Electric Power Systems / G. M. Masters. – New Jersey : John Wiley & Sons, Inc, 2004. – 680 p. – Text : direct.

69. Model predictive approach for a simple and effective load voltage control of four-leg inverter with an output LC filter / V. Yaramasu, M. Rivera, M. Narimani, B. Wu, J. Rodriguez. – Text : direct // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2014. – Vol. 61, iss. 10. – P. 5259–5269.

70. Mokhtar, A. A new single phase five-level inverter topology for single and multiple switches fault tolerance / A. Mokhtar, M. A. Emad, S. Masahito. – DOI 10.1109/TPEL.2018.2792146. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2018. – Vol. 33, iss. 11. – P. 9198–9208.

71. Morstyn, T. Gravity energy storage with suspended weights for abandoned mine shafts / T. Morstyn, M. Chilcott, M. D. McCulloch. – DOI 10.1016/j.apenergy.2019.01.226. – Text : direct // Applied Energy. – 2019. – Vol. 239. – P. 201–206.

72. Multifunctional distributed MPPT controller for 3P4W grid-connected PV systems in distribution network with unbalanced loads / E. M. Ahmed, M. Aly, A. Elmelegi, A. G. Alharbi, Z. M. Ali. – DOI 10.3390/en12244799. – Text : direct // Energies. – 2019. – Vol. 12, iss. 24. – Art. 4799.

73. Nasiri, R. Adaptive pole-placement control of 4-leg voltage-source inverters for standalone photovoltaic systems / R. Nasiri, A. Radan. – 10.1016/j.renene.2010.12.024. – Text : direct // Renewable Energy. – 2011. – Vol. 36, iss. 7. – P. 2032–2042.

74. Non-renewable Distributed Generation Technologies: A Review / T. Adefarati, N. B. Papy, M. Thopil, H. Tazvinga. – Text : electronic // Handbook of Distributed Generation. – Switzerland : Springer, 2017. – P. 69–105. – URL: https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-319-51343-0_2 (access date: 07.04.2022).

75. Nos, O. V. Control design of fast response PLL for FACTS applications / O. V. Nos, E. E. Abramushkina, S. A. Kharitonov. – DOI: 10.1109/URALCON.2019.8877643. – Text : electronic // International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon) : proc., Chelyabinsk, 1–3 Oct. 2019. – IEEE, 2019. – P. 301–305.

76. Nos, O. V. Control strategy of shunt active power filter based on an algebraic approach / O. V. Nos. – DOI 10.1109/EDM.2015.7184584. – Text : direct // 16 International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM) : proc., Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2015. – Novosibirsk : NSTU, 2015. – P. 459–463.

77. Nos, O. V. Linear transformations in mathematical models of an induction motor by quaternions / O. V. Nos. – Text : direct // 13 International Conference and Seminar of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2012), Altai, Erlagol, 2–6 July 2012. – Novosibirsk : NSTU, 2012. – P. 295–298.

78. Nos O. V. Modified resonant controllers with time delay compensation / O. V. Nos, P. Makys, S. A. Kharitonov. – DOI 10.1109/ACED50605.2021.9462290. – Text : electronic // 18 International Scientific Technical Conference Alternating Current Electric Drives (ACED–2021) : proc., Ekaterinburg, 24–27 May 2021. – 5 p.

79. Nos, O. V. Synchronization algorithm for three-phase voltages of an inverter and a grid / O. V. Nos. – DOI 10.3103/S8756699017040082. – Text : direct // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. – 2017. – Vol. 53, iss. 4. – P. 364–370.

80. Nos, O. V. The instantaneous power quaternion of the three-phase electric circuit with linear load / O. V. Nos, A. Dudin, J. Petzoldt. – Text : direct // 17 International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM) : proc., Altai, Erlagol, 30 June – 4 July 2016. – Novosibirsk : NSTU, 2016. – P. 526–531.

81. Nos, O. V. The quaternion model of doubly-fed induction motor / O. V. Nos. – DOI 10.1109/IFOST.2016.7884258. – Text : direct // 11 International Forum on Strategic Technology (IFOST 2016) : proc., Novosibirsk, 1–3 June 2016. – Novosibirsk : NSTU, 2016. – Pt. 2. – P. 32–36.

82. Optimized design of the neutral inductor and filter inductors in three-phase four-wire inverter with split DC-link capacitors / Z. Lin, X. R. Gao, L. Jia, W. Zhao, H. Liu, P. Rao. – DOI 10.1109/TPEL.2018.2812278. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2019. – Vol. 34, iss. 1. – P. 247–262.

83. Park, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines / R. H. Park. – Text : direct // Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. – 1929. – Vol. 48, iss. 3. – P. 716–727.

84. Pichan, M. A new digital control of four-leg inverters in the natural reference frame for renewable energy-based distributed generation / M. Pichan, H. Rastegar, M. Monfared. – DOI 10.1002/2050-7038.2836. – Text : electronic // International Transactions on Electrical Energy Systems. – 2019. – Vol. 29, iss. 6. – Art. e2836. – URL:

https://www.researchgate.net/publication/331122135_A_new_digital_control_of_four-leg_inverters_in_the_natural_reference_frame_for_renewable_energy-based_distributed_generation (access date: 07.04.2022).

85. Pichan, M. Deadbeat control of the stand-alone four-leg inverter considering the effect of the neutral line inductor / M. Pichan, H. Rastegar, M. Monfared. – DOI 10.1109/TIE.2016.2631459. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2017. – Vol. 64, iss. 4. – P. 2592–2601.

86. Pichan, M. Sliding-mode control of four-leg inverter with fixed switching frequency for uninterruptible power supply applications / M. Pichan, H. Rastegar. – DOI 10.1109/TIE.2017.2686346. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2017– Vol. 64, iss. 8 – P. 6805–6814.

87. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A Survey / J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz [et al.]. – DOI 10.1109/TIE.2006.878356. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2006. – Vol. 53, iss. 4. – P. 1002–1016.

88. Quaternion control of four-leg inverter for distribution system with harmonic-producing load / O. V. Nos, A. V. Korovin, N. I. Nos, E. S. Kucher. – DOI 10.1109/ICEPDS47235.2020.9249331. – Text : electronic // 11 International conference

on electrical power drive systems (ICEPDS) : proc., Saint Petersburg, 4–7 Oct 2020. – [S. 1.] : IEEE Publ., 2020. – 6 p. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9249331> (access date: 07.04.2022).

89. Resonance damping techniques for grid-connected voltage source converters with LCL filters – A review / C. Zhang, T. Dragicevic, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero. – DOI 10.1109/ENERGYCON.2014.6850424. – Text : direct // International Energy Conference and Exhibition (EnergyCon), Croatia, Dubrovnik, 13–16 May 2014. – [S. 1.] : IEEE Publ., 2014. – P. 169–176.

90. Robust optimization based harmonic mitigation method in islanded microgrids / B. Adineh, R. Keypour, S. Sahoo [et al.]. – DOI 10.1016/j.ijepes.2021.107631. – Text : direct // International Journal of Electrical Power and Energy Systems. – 2022. – Vol. 137. – Art. 107631.

91. Salles, D. Integrated volt/VAR control in modern distribution power systems based on support vector machines / D. Salles, A. C. Pinto, W. Freitas. – DOI 10.1002/etep.2200. – Text : electronic // International Transactions on Electrical Energy Systems. – 2016. – Vol. 26, iss. 10. – P. 2216–2229.

92. Shamim, N. Renewable energy based grid connected battery projects around the world – an overview / N. Shamim, A. S. Subburaj, S. B. Bayne. – DOI 10.17265/1934-8975/2019.01.001. – Text : direct // Journal of Energy and Power Engineering. – 2019. – Vol. 13. – P. 1–23.

93. Stochastic network-constrained co-optimization of energy and reserve products in renewable energy integrated power and gas networks with energy storage system / M. A. Mirzaei, A. S. Yazdankhah, B. Mohammadi-Ivatloo [et al.]. – DOI 10.1016/j.jclepro.2019.03.021. – Text : direct // Journal of Cleaner Production. – 2019. – Vol. 223. – P. 747–758.

94. Talebi, S. P. A distributed quaternion Kalman filter with applications to smart grid and target tracking / S. P. Talebi, S. Kanna, D. P. Mandic. – DOI 10.1109/TSIPN.2016.2618321. – Text : direct // IEEE Transactions on Signal and Information Processing over Networks. – 2016. – Vol. 2, iss. 4. – P. 477–488.

95. Tran, T. Harmonic and unbalanced voltage compensation with VOC-based three-phase four-leg inverters in islanded microgrids / T. Tran, D. Raisz, A. Monti. – DOI 10.1049/iet-pel.2020.0174. – Text : direct // IET Power Electronics. – 2020. – Vol. 13, iss. 11. – P. 2281–2292.
96. Turnbull, F. G. Selected harmonic reduction in static dc-ac inverters. / F. G. Turnbull – Text : direct // IEEE Transaction Communication Electronics. – 1964. – Vol. 83, iss. 73. – P. 374–378.
97. Vechiu, I. Transient operation of a four-leg inverter for autonomous applications with unbalanced load. – DOI 10.1109/TPEL.2009.2025275. – Text : direct / I. Vechiu, O. Curea, H. Camblong // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 25, iss. 2. – P. 399–407.
98. Voltage control of four-leg VSC for power system applications with nonlinear and unbalanced loads / J. C. Olives-Camps, J. M. Mauricio, M. Barragán-Villarejo, F. J. Matas-Díaz. – DOI 10.1109/TEC.2019.2957185. – Text : direct // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2020. – Vol. 35, iss. 2. – P. 640–650.
99. Yang, S. A robust control scheme for grid-connected voltage-source inverters. – DOI 10.1109/TIE.2010.2045998. – Text : direct / S. Yang, Q. Lei, F. Z. Peng, Z. Qian // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – Vol. 58, iss. 1. – P. 202–212.
100. Yang, Y. Optimal control methods for photovoltaic enabled grid with abnormal power loads / Y. Yang, H.-G. Yeh, S. Doan. – DOI 10.1109/JSYST.2019.2900336. – Text : direct // IEEE Systems Journal. – 2019. – Vol. 14, iss. 1. – P. 852–861.
101. Yao, L. Challenges and progresses of energy storage technology and its application in power systems / L. Yao, B. Yang, H. Cui, J. Zhuang, J. Ye, J. Xue. – DOI 10.1007/s40565-016-0248-x. – Text : direct // Journal of Modern Power Systems and Clean Energy. – 2016. – Vol. 4, iss. 4. – P. 519–528.
102. Yeh, H.-G. Adaptive VAR control for distribution circuits with photovoltaic generators / H.-G. Yeh, D. F. Gayme, S. H. Low. – DOI 10.1109/TPWRS.2012.2183151. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Systems. – 2012. – Vol. 27, iss. 3. – P. 1656–1663.

103. Zhang, X. Three-phase four-leg inverter based on voltage hysteresis control / X. Zhang, C. Wang, J. Li. – DOI 10.1109/iCECE.2010.1091. – Text : direct // International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE), China, Wuhan, 25–27 June 2010. – China : IEEE Publ., 2010. – P. 4482–4485.

104. Zhong, Q.-C. Classical control of the neutral point in 4-wire 3-phase DC-AC converters / Q.-C. Zhong, L. Hobson, M. G. Jayne. – Text : direct // Electrical Power Quality and Utilisation Journal. – 2005. – Vol. 11, iss. 2. – P. 73–81.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Акты о внедрении результатов диссертационной работы

УТВЕРЖДАЮ

Проректор
по научной работе НГТУ
С. В. Брованов
“ 03 ” 2022 г.



АКТ

об использовании в учебном процессе результатов
диссертационного исследования А. В. Коровина

Настоящий акт подтверждает, что научно-методические результаты диссертации А. В. Коровина “Анализ и синтез автономной трехфазной системы электропитания с управлением кватернионом напряжений”, представленные на соискание ученой степени кандидата технических наук, используются в учебном процессе на факультете радиотехники и электроники при реализации основной образовательной программы по направлению подготовки 11.04.04 – Электроника и нанoeлектроника, магистерская программа Промышленная электроника и микропроцессорная техника:

1. при проведении лекционных занятий по дисциплинам “Силовая электроника для возобновляемой энергетики” и “Специальные главы силовой электроники”;
3. в научно-технической работе студентов факультета радиотехники и электроники;
3. при подготовке кадров высшей квалификации по научной специальности 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы.

Декан факультета радиотехники
и электроники НГТУ,
канд. техн. наук, доцент

С. А. Стрельцов

Заведующий кафедрой электроники
и электротехники НГТУ,
д-р техн. наук, проф.

С. А. Харитонов



АКТ

об использовании результатов диссертационного исследования А. В. Коровина
“Анализ и синтез автономной трехфазной системы электропитания с управле-
нием кватернионом напряжений”

Настоящий акт подтверждает, что следующие результаты диссертационного исследования А. В. Коровина “Анализ и синтез автономной трехфазной системы электропитания с управлением кватернионом напряжений”, приняты в ООО «Энергозапас» (г. Новосибирск) для использования в разработке твердотельных аккумулирующих электростанций (ТАЭС) для промышленного накопления энергии:

1. Разработан и синтезирован алгоритм для управления инвертором с 4-ой стойкой на основании кватернионов.
2. Оптимизированы вычислительные ресурсы микропроцессорной системы управления инвертора с 4-ой стойкой.


Прогнозируемый технических эффект применения переданных в ООО «Энергозапас» результатов диссертации А.В.Коровина заключается в более полном использовании ресурсов автономного инвертора как по току и напряжению, так и по быстрдействию, что в конечном итоге должно снизить капитальные и эксплуатационные затраты при создании твердотельных аккумулирующих электростанций.

Главный конструктор
ООО «ЭНЕРГОЗАПАС»

разработанная инженерная методика структурно-параметрического синтеза алгоритмов управления силовыми преобразовательными устройствами позволила сократить временные интервалы проектных работ, а также получила достоверное экспериментальное подтверждение при испытаниях опытного образца ГТЭГМ-30;

научно-методические материалы, оформленные в виде инженерной методики (пояснительная записка Инв. № 995) позволили снизить требования по производительности на 10% и объему памяти на 10% программно-аппаратных средств цифровой системы управления.

Члены комиссии:


_____ Д.А. Рыжов


_____ С. В. Монин